

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

Modelado y control basado en energía de un sistema fotovoltaico

TESIS

Que para obtener el título de

Ingeniero Eléctrico Electrónico

P R E S E N T A

Juan Guerra Sánchez

DIRECTORA DE TESIS

Dra. Sofía Magdalena Ávila Becerril



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2026

PROTESTA UNIVERSITARIA DE INTEGRIDAD Y HONESTIDAD ACADÉMICA Y PROFESIONAL
(Titulación con trabajo escrito)

De conformidad con lo dispuesto en los artículos 87, fracción V, del Estatuto General, 68, primer párrafo, del Reglamento General de Estudios Universitarios y 26, fracción I, y 35 del Reglamento General de Exámenes, me comprometo en todo tiempo a honrar a la institución y a cumplir con los principios establecidos en el Código de Ética de la Universidad Nacional Autónoma de México, especialmente con los de integridad y honestidad académica.

De acuerdo con lo anterior, manifiesto que el trabajo escrito titulado MODELADO Y CONTROL BASADO EN ENERGIA DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO que presenté para obtener el titulo de INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO es original, de mi autoría y lo realicé con el rigor metodológico exigido por mi Entidad Académica, citando las fuentes de ideas, textos, imágenes, gráficos u otro tipo de obras empleadas para su desarrollo.

En consecuencia, acepto que la falta de cumplimiento de las disposiciones reglamentarias y normativas de la Universidad, en particular las ya referidas en el Código de Ética, llevará a la nulidad de los actos de carácter académico administrativo del proceso de titulación.

JUAN GUERRA SANCHEZ
Número de cuenta: 319235496

Agradecimientos

A dios que me ha permitido vivir tan bellos momentos en este trayecto.

A la Dr. Sofía Magdalena Ávila Becerril quien me ha guiado con paciencia y asesorado en este proceso para poder hacer entrega de este trabajo, quien se ha convertido para mi en una figura a seguir y una inspiración como persona y profesionista.

A mis padres los cuales con mucho esfuerzo y amor me han brindado las oportunidades para llegar hasta aquí, quienes me han acompañado y guiado como persona además de estar presentes en todo momento para mí. A mi hermano por siempre estar conmigo y regalarme momentos divertidos aun en los más estresantes.

Quiero mencionar a toda mi familia incluyendo principalmente a mi abuelo y mi tío los cuales han representado un pilar en mi formación junto con mis padres.

A mi mejor amiga Karla quien se ha convertido en familia para mí, con quien guardo muchos bellos momentos y anécdotas, gracias por siempre estar presente y apoyarme cuando más te necesitaba.

A mi gran amigo Luis quien me acompañado en estos 5 años de aprendizaje y con quien he reído incontables veces, más de las que pueda recordar.

A Ingrid a quien aprecio profundamente y he tenido el gusto de conocerla desde muy temprano en mi formación y quien sin duda me ha marcado y ayudado ser una mejor versión de mí.

A los amigos que hice durante la carrera y mi vida escolar Victor, Andres, Eder, Jhon, Leon, Raul, Shanell, Rogelio y muchos más, que no me caben en una sola hoja, les agradezco su apoyo y amistad, además aquellas personas con quien he coincidido en esta ultima etapa de mi vida académica y me han motivado a ser mejor persona gracias, Pau, Felix, Carlos.

También quisiera agradecer a la LIESE y el apoyo de doctores y maestros quienes me han terminado de desarrollar y quienes me han bridado oportunidades para salir adelante.

Este trabajo va dedicado a todos ustedes y espero que les guste.

Reconocimientos

Tesis realizada gracias al Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT) de la UNAM, proyectos: IN117123 y IN110326. Agradezco a la DGAPA-UNAM la beca recibida.

Declaración de autenticidad

Por la presente declaro que, salvo cuando se haga referencia específica al trabajo de otras personas, el contenido de esta tesis es original y no se ha presentado total o parcialmente para su consideración para cualquier otro título o grado en esta o cualquier otra Universidad. Esta tesis es resultado de mi propio trabajo y no incluye nada que sea el resultado de algún trabajo realizado en colaboración, salvo que se indique específicamente en el texto.

Juan Guerra Sánchez. Ciudad Universitaria, CD. MX., 2026

Índice general

Índice de figuras IX

1. Introducción 1
- 1.1. Motivación . . . 1
- 1.2. Estado del Arte . . . 2
- 1.3. Planteamiento del problema y objetivos de la tesis . . . 4
- 1.4. Organización de la tesis . . . 5

2. Antecedentes 7
- 2.1. Convertidores de potencia . . . 7
  - 2.1.1. Modulación por ancho de pulso . . . 7
- 2.2. Operación del convertidor Boost . . . 9
  - 2.2.1. Análisis de operación de convertidor Boost . . . 11
  - 2.2.2. Relaciones constitutivas del inductor y del capacitor . . . 13
  - 2.2.3. Análisis en estado estacionario . . . 16
- 2.3. Sistemas fotovoltaicos . . . 20

3. Análisis del convertidor Boost y algoritmos MPPT 25
- 3.1. Análisis del modelo matemático del convertidor Boost . . . 25
  - 3.1.1. Análisis Energético . . . 26
- 3.2. Algoritmos para el seguimiento del punto de máxima potencia . . . 28
  - 3.2.1. Métodos . . . 29
  - 3.2.2. Implementación del algoritmo perturba y observa (P&O) . . . 31
- 3.3. Validación numérica . . . 33

4. Diseño de controladores 37
- 4.1. Metodología de control basado en modelo . . . 37
  - 4.1.1. Sistema con fuente ideal . . . 38
  - 4.1.2. Generador de referencias . . . 41
  - 4.1.3. Sistema integrando el panel fotovoltaico . . . 42
  - 4.1.4. Generador de referencias . . . 48
- 4.2. Discusión del capítulo . . . 49

5. Evaluación numérica **51**
5.1. Sistema con fuente ideal 51
5.1.1. Evaluación del controlador PI clásico 52
5.1.2. Evaluación del controlador basado en energía 53
5.1.3. Sistema integrando el panel fotovoltaico 54
5.1.4. Discusión 57
5.2. Verificación de robustez 58
5.2.1. Sistema con fuente ideal 58
5.2.2. Sistema integrando el panel fotovoltaico 60
5.2.3. Discusión de resultados 62

6. Conclusiones **65**

Referencias **67**

Índice de figuras

2.1. Señal PWM con t_{on} y t_{off} . . . 8
2.2. Convertidor Boost . . . 11
2.3. Diagrama de $u = 1$ . . . 12
2.4. Diagrama de $u = 0$ . . . 12
2.5. Corriente del inductor y señal de conmutación durante un ciclo de conmutación . . . 19
2.6. Curva I-V . . . 23
2.7. Curva P-V . . . 24

3.1. Gráficas del MPPT de corriente vs voltaje . . . 28
3.2. Gráficas del MPPT de potencia vs voltaje . . . 29
3.3. Bloque PV Array de la librería Simscape de Simulink . . . 33
3.4. Gráfica dada por el bloque *PV Array* donde se muestra el punto de máxima potencia . . . 34
3.5. Gráfica dada por el *PV Array* correspondiente al punto de máxima potencia 34
3.6. Secuencia de Irradiancia [1000; 950; 1050; 1000] $[W/m^2]$ . . . 35
3.7. Secuencia de Temperatura [25; 23.75; 26.25; 25] [°C] . . . 35
3.8. Tensión a la salida de la función MPPT . . . 35

4.1. Convertidor Boost . . . 38
4.2. Convertidor Boost tercer orden . . . 42

5.1. Voltaje de salida - Controlador PI clásico . . . 52
5.2. Corriente de salida - Controlador PI clásico . . . 53
5.3. Voltaje de salida - Sistema de segundo orden . . . 53
5.4. Corriente de salida - Sistema de segundo orden . . . 54
5.5. Zoom de corriente de salida - Sistema de segundo orden . . . 54
5.6. Diagrama de la implementación de la ley de control con el algoritmo de MPPT . . . 55
5.7. Tensión medida vs tensión deseada a la salida del panel . . . 56
5.8. Tensión medida vs tensión deseada en la carga . . . 56
5.9. Corriente deseada vs corriente medida en el inductor . . . 57
5.10. Tensión medida con el doble de carga . . . 59

5.11. Corriente medida con el doble de carga 59
5.12. Zoom de la corriente medida con el doble de carga 60
5.13. Tensión a la salida cuando se tiene el doble de carga 61
5.14. Corriente medida con el doble de carga 61
5.15. Tensión medida con el aumento de la mitad de la carga original 62
5.16. Corriente medida con el aumento de la mitad de la carga original 62

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

A lo largo de los años, los combustibles fósiles han representado para el ser humano la mayor fuente de generación eléctrica alrededor del mundo, pero existen complicaciones respecto a su sostenibilidad a largo plazo debido a que son recursos finitos cuya regeneración requiere tiempos muy superiores a las necesidades energéticas actuales de la sociedad. En este contexto conviene explorar y desarrollar nuevas fuentes de generación eléctrica que permitan reducir la dependencia de los combustibles fósiles y minimizar el impacto ambiental asociado. Entre estas alternativas destacan las llamadas energías limpias tales como lo son la energía fotovoltaica, la energía eólica, la energía nuclear y la energía mareomotriz, entre otras.

Así, en los últimos años, diversos países como Estados Unidos y China (Chai et al. 2023) han implementado medidas para aumentar su capacidad de generación mediante una mayor integración de fuentes de energía renovable. Este impulso está dado en gran medida por el aumento de la demanda energética derivado del uso de nuevas tecnologías como lo son la minería de criptomonedas o la expansión de los centros de datos usados en el desarrollo de la inteligencia artificial. Ante este nuevo escenario surge la necesidad de contar con la infraestructura y el suministro energético adecuados que permitan el crecimiento de este tipo de proyectos.

Con el desarrollo de nuevas fuentes de generación de energía y la reducción de los costos de fabricación, su uso ha aumentado tanto en el sector privado como entre personas físicas. Entre estas fuentes, la energía fotovoltaica ha experimentado el mayor crecimiento y la mayor popularidad (International Energy Agency 2023). No obstante, una característica relevante de esta tecnología es que las eficiencias alcanzadas se limitan a valores de hasta aproximadamente el 27 % (Afonso et al. 2025) los cuales dependen del método de fabricación y de los materiales empleados. Este uso masivo ha generado la necesidad de desarrollar tecnologías capaces de aprovechar de manera más

eficiente la energía captada por los paneles fotovoltaicos.

Durante los últimos años se han aplicado conocimientos de convertidores de potencia para poder gestionar la energía proveniente de los paneles fotovoltaicos, lo cual ha permitido integrar este tipo de fuentes a la red de distribución. Si bien esto ha representado un avance en la incorporación de energías renovables, los cambios repentinos en la generación pueden afectar la conexión a la red si no se hace una corrección rápida y adecuada (Saleem et al. 2024). Esta respuesta depende significativamente del tipo de controlador que usemos; es por lo que resulta necesario comparar y analizar qué tipo de controlador conviene.

Así, este trabajo se centra en el estudio de un sistema fotovoltaico basado en un panel solar y un convertidor CD-CD elevador o tipo Boost. En el trabajo, se presenta un algoritmo para el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT por sus siglas en inglés), que busca maximizar la potencia que se le puede extraer al panel, ya que la potencia generada por los paneles fotovoltaicos tiende a ser muy variable por distintas condiciones externas. Asimismo, se presentan e implementan controladores para regular el sistema ante variaciones en las condiciones de operación. El objetivo es mejorar el aprovechamiento de la energía fotovoltaica mediante herramientas de control y electrónica de potencia. Finalmente se integran las soluciones para el problema de regulación de variables y para el problema del seguimiento del punto de máxima potencia mediante un controlador para un convertidor CD-CD elevador que cumpla tanto el objetivo de maximizar la energía extraída del panel fotovoltaico como la regulación de voltaje y corriente.

1.2. Estado del Arte

En los últimos años, el estudio de convertidores de potencia tipo Boost ha tomado gran relevancia gracias a sus diversas aplicaciones, entre las que destacan las celdas fotovoltaicas, redes y electrónica de potencia según (Ebrahimi et al. 2022) y (Sudarsan Reddy y Thangavel 2021). En particular, las investigaciones se han centrado en desarrollar estrategias de control donde se busca maximizar el rendimiento en la obtención de potencia generada por los paneles solares. El objetivo se logra haciendo uso de distintas estrategias de control, además de la integración de algoritmos para extraer el máximo punto de potencia. Se busca que estos sistemas sean capaces de lograr un control de voltajes y corrientes rápido y eficiente, pero también que puedan seguir operando aun cuando se presenten distintas perturbaciones en la entrada del sistema. Así, varios autores han propuesto diferentes formas de resolver el problema de control, usando desde técnicas clásicas hasta enfoques más avanzados.

En un estudio comparativo publicado en 2006, se evaluaron tres estrategias de control aplicadas a un convertidor elevador de voltaje, esto es, un dispositivo que aumenta

el voltaje de entrada para entregar un valor más alto en la salida (De Keyser et al. 2006). La primera estrategia evaluada fue el controlador PID, que es el más sencillo y común en la industria. Este controlador funciona ajustando la señal de control con base en el error, es decir, la diferencia entre el voltaje que se desea obtener y el que se mide. La señal de control tiene una parte proporcional al error, otra que es proporcional a la integral del error y otra proporcional a la derivada del error. Su principal ventaja es que es fácil de implementar; sin embargo, si las ganancias no se ajustan bien, puede generar oscilaciones en la salida o incluso llevar a la inestabilidad.

La segunda estrategia mencionada en (De Keyser et al. 2006) es el controlador 2dof-IMC. Este es un controlador basado en un modelo matemático del sistema. El enfoque usa dos filtros internos: uno está encargado de seguir los cambios en el voltaje deseado (por ejemplo, cuando se pide aumentar la salida de 460V a 480V), y el otro se enfoca en rechazar perturbaciones externas, como una caída repentina en el voltaje de entrada. La tercera estrategia es el controlador MAC, que adopta un enfoque más heurístico, es decir, no necesita un modelo matemático exacto del sistema para funcionar. En lugar de eso, actúa directamente sobre el interruptor del convertidor mediante tres reglas. Primero, controla la corriente del inductor encendiendo o apagando el interruptor según si la corriente es demasiado baja o demasiado alta. Segundo, ajusta el tiempo de encendido y apagado para que se mantenga constante. Tercero, calcula la corriente que se necesita en cada momento a partir de la potencia que entra y sale del sistema.

Las investigaciones más recientes abordan la solución mediante la aplicación de sistemas de control no lineales. En este sentido se han propuesto modelos basados en control "deadbeat" que integran mecanismos para la reducción de perturbaciones y suelen lograr mejorar el seguimiento de la referencia. Dentro de los controladores no lineales, se han introducido enfoques basados en pasividad (Ortega-Velazquez et al. 2024), Ghosh et al. 2023) y controladores por modos deslizantes (Huynh et al. 2023). En particular, el control basado en pasividad garantiza propiedades de estabilidad, respuestas rápidas y robustez frente a perturbaciones como desbalances en la red AC, cambios de carga y como se muestra en (Avila-Becerril et al. 2025) necesidades de cómputo bajas respecto a un PI convencional. En todas las aplicaciones la estabilidad toma un papel importante, algunos resultados están respaldados por pruebas matemáticas y otros por simulaciones y pruebas extensivas. Sin embargo, en cualquier caso, se debe mostrar que el sistema es capaz de seguir funcionando aun ante distintas condiciones y perturbaciones.

Algunos autores han abordado, problemas relacionados con las restricciones físicas del sistema, como la saturación del ciclo de trabajo, por lo que proponen controladores que incorporen mecanismos antiwindup (Moreno-Valenzuela y Garcia-Alarcon 2017) que además garantizan la estabilidad del sistema mediante funciones de Lyapunov. Lo anterior permite obtener un enfoque que evita condiciones de operación que no favorecen al sistema, además de mejorar la robustez ante distintas perturbaciones. Complementariamente a este último enfoque, se desarrollaron estrategias basadas en

el control integral por pasividad, las cuales garantizan la estabilidad en el régimen de gran señal (Leyva et al. 2006). Estas técnicas no solo aseguran la estabilidad, sino que también eliminan el error en estado estacionario, lo que brinda un comportamiento mucho más robusto ante perturbaciones en los parámetros de entrada del sistema.

Por otro lado, en aplicaciones con sistemas fotovoltaicos, el convertidor boost se utiliza ampliamente junto con un conjunto de algoritmos de seguimiento del punto de potencia. Entre estos métodos, uno ampliamente usado es el algoritmo de Perturbación y Observación (P & O), el cual es elegido por su facilidad de implementación y su bajo costo computacional. Sin embargo, su desventaja es que presenta varias oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia y bajo desempeño ante cambios rápidos de irradiación, en los que el algoritmo no es capaz de llegar antes al MPPT.

Debido a estas limitaciones, se han propuesto diversas investigaciones y se han comparado técnicas más avanzadas, como los controladores basados en la lógica difusa y las redes neuronales artificiales. Estos métodos ofrecen una mayor capacidad de adaptación, además de un mejor desempeño dinámico, aunque a costa de una mayor complejidad y costo computacional y necesidad de entrenamiento en el caso de las redes neuronales; Pero es importante mencionarlos porque permiten estimar directamente las condiciones de operación del sistema fotovoltaico, además de que este tipo de modelos destaca por su gran precisión y rápida respuesta dinámica, ya que permiten estimar variables como la irradiación sin necesidad de sensores adicionales. (Cristaldi et al. 2014).

A pesar de los avances mencionados, aún se pueden identificar áreas de oportunidad relacionadas con el control no lineal del convertidor Boost funcionando en conjunto con esquemas MPPT que consideren las restricciones físicas tanto del convertidor como del panel fotovoltaico, tales como los cambios rápidos de irradiancia y variaciones en la carga. En particular, la línea de investigación de control basado en pasividad para la incorporación de energía renovable busca proponer nuevos controladores a nivel del convertidor de potencia que, además de tener una prueba matemática formal de su funcionamiento, se tengan evidencias numéricas sobre la facilidad de la implementación, el correcto funcionamiento y la robustez del sistema en lazo cerrado. Para tratar de contribuir con esta línea, este trabajo de tesis se centra en el diseño y la validación numérica de un controlador basado en energía aplicado a un convertidor elevador (Boost) en un sistema fotovoltaico.

1.3. Planteamiento del problema y objetivos de la tesis

La operación correcta de los sistemas fotovoltaicos depende tanto del seguimiento del punto de máxima potencia como del desempeño del convertidor de potencia CD-CD, encargado de regular las corrientes y voltajes. Controladores clásicos como los PI no suelen acompañarse de un análisis matemático formal o presentan algunas limita-

ciones frente a variaciones rápidas de irradiancia y la carga. En este contexto, surge la necesidad de contribuir con una línea de investigación sobre controladores basados en modelo que, al explotar las propiedades energéticas del sistema, permitan garantizar la estabilidad y mejorar el desempeño del Boost en conjunto con algoritmos MPPT.

Así, el objetivo general de esta tesis puede plantearse como sigue: Proponer y analizar un controlador basado en modelo para un sistema fotovoltaico con convertidor CD-CD Boost, utilizando un modelo matemático en el espacio de estados, incorporando un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia y comparar numéricamente el desempeño del controlador propuesto con el de un PI clásico.

A continuación, los objetivos particulares:

- Describir las características generales de las celdas fotovoltaicas; en particular, es de interés interpretar las curvas características de corriente/voltaje o de potencia/voltaje, con la intención de identificar el punto de máxima potencia.
- Describir y analizar el convertidor propuesto para el sistema
- Realizar un modelo matemático que describa la dinámica del sistema y analizarlo en términos energéticos.
- Usar un algoritmo MPPT que sea capaz de encontrar el punto de máxima potencia cuando se usan fuentes variables o ideales.
- Implementar un controlador para ajustar el ciclo de trabajo y comparar sus desempeño respecto a un PI clásico.
- Incorporar el algoritmo MPPT al diseño del controlador.
- Evaluar numéricamente los controladores con la finalidad de comparar sus propiedades y determinar su robustez.

1.4. Organización de la tesis

En este trabajo se desarrollan controladores para convertidores de potencia. Su desarrollo resulta en 6 capítulos, los cuales se describen a continuación:

- En el Capítulo 1 se realiza una investigación sobre la importancia que tienen los convertidores de potencia para la obtención de la energía en los paneles fotovoltaicos y cómo la implementación de este tipo de tecnologías será de gran importancia en un futuro por los requerimientos de las nuevas tecnologías como lo son la inteligencia artificial y los centros de datos.

- En el Capítulo 2 se describe la teoría necesaria para poder hacer un análisis sobre los convertidores y su funcionamiento, abordando conceptos como lo es la modulación por ancho de pulso en donde se diferencian las distintas tecnologías de conmutación, tal como lo son IGBT y MOSFET para así realizar una selección adecuada. Después se hace un análisis del convertidor Boost donde se observa su funcionamiento desde el punto de vista matemático, incluyendo el análisis en estado estacionario y las respectivas componentes que son necesarias para su construcción, además de la obtención de un modelo dinámico que sirve como base para el diseño del controlador.

- Por otro lado, en el Capítulo 3 se estudia el modelo matemático del convertidor Boost desde el punto de vista de la descripción de la dinámica del sistema, mediante sus variables de estado y su respectivo análisis energético con el fin de determinar sus propiedades energéticas. Además, se describen los diferentes algoritmos para el seguimiento del punto de máxima potencia para posteriormente realizar la implementación del algoritmo del método de Perturba y Observa para así integrarlo dentro del diseño del convertidor Boost

- En el Capítulo 4 se describen los distintos controladores que se usan para modular la potencia de salida del convertidor Boost; esto se aborda desde el más sencillo para implementar, como lo es el PI, hasta el diseño de una ley de control basada en energía. En particular, se presentan dos casos: primero se asume una entrada ideal, es decir, una fuente de corriente, lo que permite evaluar solamente el funcionamiento del controlador. En una segunda etapa, se integra el panel fotovoltaico y el algoritmo MPPT para evaluar el funcionamiento del controlador.

- Mientras que en el Capítulo 5 se evalúa el comportamiento de cada controlador ante las distintas variaciones de la fuente, simulando los cambios de la irradiación y temperatura provenientes del panel fotovoltaico, en la entrada del convertidor Boost. Asimismo, se realizan perturbaciones en la carga que está conectada al sistema con el objetivo de observar cómo es que se comportan los respectivos controladores ante cambios en la demanda.

- Finalmente, en el Capítulo 6 se hace un análisis de los resultados obtenidos y se identifican las oportunidades y usos que se les pueden dar a los resultados obtenidos.

Capítulo 2

Antecedentes

Este capítulo está dedicado a presentar los antecedentes y algunos conceptos preliminares necesarios para el desarrollo del trabajo de esta tesis. Para el presente capítulo se inicia dando un panorama general de los convertidores de potencia, sus principios de operación y la manera en que se distribuye la energía; simultáneamente, se aborda la modulación por ancho de pulso como técnica de control. Posteriormente se describe el funcionamiento del convertidor Boost además de sus principales características en estado estacionario. Finalmente se presentan los fundamentos de los sistemas fotovoltaicos.

2.1. Convertidores de potencia

Los convertidores de potencia son dispositivos electrónicos que son capaces de cambiar la energía eléctrica de un tipo de energía a otro ya sea de corriente directa a corriente alterna (CD-CA), corriente directa a corriente directa (CD-CD), corriente alterna a corriente directa (CA-CD), o corriente alterna a corriente alterna (CA-CA).Esta conversión se logra ajustando parámetros como los son corriente, tensión o frecuencia de operación. Para esta tesis, es de especial interés el convertidor CD-CD Elevador o convertidor Boost.

2.1.1. Modulación por ancho de pulso

La modulación por ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés) es una técnica que permite controlar el valor medio de la señal aplicada a una carga por medio de la variación del ancho de una señal periódica. Mediante el efecto de encendido y apagado permite emular un comportamiento continuo para el control de diferentes sistemas. El parámetro fundamental de esta técnica es el ciclo de trabajo. El ciclo de trabajo es la proporción del tiempo que la señal permanece encendida (t_{on}) en comparación con el tiempo total ($T = t_{on} + t_{\text{off}}$), se define como:

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{\text{off}}} \tag{2.1}$$

y determina el valor medio de la señal aplicada.

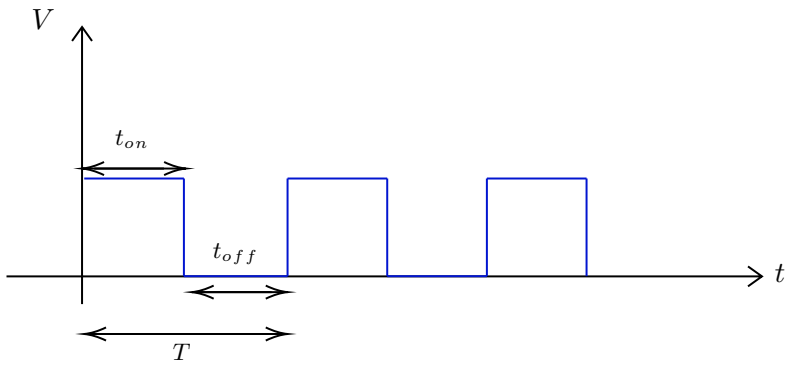


Figura 2.1: Señal PWM con t_{on} y t_{off}

Para que la técnica de modulación PWM pueda ser aplicada a los convertidores de potencia, es necesario contar con dispositivos físicos capaces de cumplir con las exigencias del sistema, ya que esta técnica requiere la generación de procesos de encendido y apagado a grandes velocidades. Así, el encontrar dispositivos capaces de soportar las diferentes frecuencias de conmutación a las que serán sometidos es una tarea imprescindible para la implementación. Las limitaciones de estos dispositivos influirán directamente en el desempeño y en la eficiencia del convertidor.

Como se especifica en (Sarmiento et al. 2004), actualmente existen diversas tecnologías para implementar la conmutación en un convertidor, entre las que destacan los IGBT y los MOSFET. Una de sus principales diferencias radica en el voltaje de conducción: en el caso del IGBT, al tratarse de un dispositivo bipolar, se presenta una caída de voltaje aproximada de entre 1.7 y 2.7 V. Por su parte, el MOSFET se caracteriza por presentar una resistencia de conducción baja, lo que reduce las pérdidas en determinadas condiciones de operación.

Existen varios puntos a evaluar para hacer una buena elección del conmutador a usar tal como destaca (Mohan et al. 2009):

- Se tiene que tener una pequeña corriente de fuga en el estado inactivo, para que no se tenga una pérdida de energía excesiva.
- El interruptor debe poseer un pequeño voltaje de estado activo, ya que de lo contrario, se tendrá una mayor pérdida en la potencia.
- El conmutador elegido tiene que ser capaz de establecer tiempos cortos de conexión y desconexión con el fin de que el trabajo sea aprovechado en la etapa activa y solo una pequeña parte en el encendido.
- El interruptor se debe elegir pensando en que se tenga una gran capacidad del

bloqueo de la tensión con el fin de que no se produzcan problemas en el control y protección del propio conmutador

En esta línea los IGBT resultan más eficientes en aplicaciones de altas corrientes, ya que su voltaje de conducción aumenta muy poco con la corriente en comparación con el MOSFET; sin embargo, presentan pérdidas adicionales asociadas a la conmutación. En contraste, el MOSFET es superior en aplicaciones de alta frecuencia debido a su mayor velocidad de conmutación y a la ausencia de la corriente de cola, un fenómeno propio del IGBT que genera pérdidas adicionales durante el apagado, en la Tabla 2.1 podemos observar mas de estas diferencia entre estos dos dispositivos que son descritos mas a profundidad por (Hart 2001).

Características	MOSFET	IGBT
Voltaje de conducción	Mayor	Menor
Pérdidas por conmutación	Muy bajas	Mayores (debido a la corriente de cola)
Frecuencia de operación	Alta (MHz)	Media (decenas de kHz)
Corriente de cola	No existe	Sí, debido a la recombinación de portadores
Tensión nominal	Hasta 1000V (corrientes pequeñas)	Hasta 1700V, 1200A

Tabla 2.1: Comparación de tecnologías de conmutación

2.2. Operación del convertidor Boost

El convertidor Boost es un tipo de convertidor CD-CD que es capaz de elevar la tensión de salida mediante la variación de la conmutación de un dispositivo electrónico. Este convertidor surge de la necesidad de elevar el nivel del voltaje aplicado a una carga a partir de una fuente de menor tensión. Para comprender mejor la idea detrás de su funcionamiento se analizará cómo se podría resolver este problema y cómo es que se llegó al diseño que se usa actualmente.

Una primera aproximación para resolver este problema podría ser el uso de un divisor de voltaje. Considere el divisor de voltaje cuya relación entrada–salida está dada por:

$$V_2 = \frac{R_{load}}{R_1 + R_{load}} V_1. \tag{2.2}$$

Para regular el voltaje de salida V_2, puede sustituirse una de las resistencias por una resistencia variable R_c de tal forma que:

$$V_2 = \frac{R_{load}}{R_c + R_{load}} V_1, \tag{2.3}$$

donde R_{load} representa la resistencia de la carga. Sin embargo esta solución presenta una gran limitación en la eficiencia obtenida η dada por

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}, \tag{2.4}$$

donde $\eta < 1$ debido a las pérdidas generadas en las resistencias. Así, con esta propuesta una fracción muy importante de la potencia se disipa en forma de calor en los elementos resistivos haciéndola poco viable. Por esta razón, es necesario buscar un método alternativo para controlar la potencia de salida minimizando las pérdidas, lo que se puede lograr introduciendo el concepto de conmutación. En lugar de resistencias se opta por disponer de un interruptor que por el momento se considerará ideal y operará a una frecuencia de conmutación f_S. Este interruptor genera un tren de pulsos compuesto por dos intervalos:

- t_{on}: El interruptor se encuentra cerrado y la carga recibe energía
- t_{off}: El interruptor se encuentra abierto y la carga no recibe energía directamente de la fuente.

El periodo total de conmutación está dado por:

$$t_{sw} = t_{on} + t_{\text{off}}, \tag{2.5}$$

donde la frecuencia de conmutación se define como $f_S = 1/t_{sw}$. A partir de esto, se define el ciclo de trabajo D como la razón entre el tiempo en el que el dispositivo se encuentra encendido t_{on} y el periodo total de conmutación T_{sw}:

$$D = \frac{t_{on}}{t_{sw}}, \qquad 0 < D \leq 1 \ . \tag{2.6}$$

De manera que el voltaje promedio de salida puede obtenerse como el valor medio del voltaje sobre un periodo de conmutación, es decir:

$$V_{out} = \frac{1}{t_{sw}} \int_0^{t_{sw}} v_{out}(t) dt \, . \tag{2.7}$$

Durante el intervalo de encendido del interruptor t_{on}, el voltaje aplicado a la carga es V_{BAT}, mientras que durante t_{off} es cero. Por lo tanto podemos reescribir el voltaje promedio de salida como el voltaje V_{BAT} multiplicado por el ciclo de trabajo.

$$V_{out} = \frac{1}{t_{sw}} \int_0^{Dt_{sw}} V_{BAT} dt = D V_{BAT} \, . \tag{2.8}$$

De esta expresión se observa que:

$$0 \leq V_{out} \leq V_{BAT}\,.$$

Este principio corresponde al funcionamiento de un convertidor reductor, también llamado *Buck* ya que el voltaje de salida nunca excede al de entrada.

Si bien el uso de PWM reduce significativamente las pérdidas, aún no permite elevar el voltaje. Para lograr el incremento del voltaje, es necesario incorporar un elemento que sea capaz de almacenar energía cuando el interruptor está cerrado y liberarla cuando se abre. Además, dicho elemento debe operar eficientemente a altas frecuencias. El componente que cumple con estas características es el inductor. En la siguiente subsección se detalla su funcionamiento.

Por otro lado, la conmutación genera un rizado en el voltaje de salida y variaciones en la ganancia debido a la alta frecuencia que maneja el sistema, por lo que se emplea un filtro paso bajas formado por un inductor y un capacitor. La función de transferencia del filtro LC es:

$$H(s) = \frac{1}{LCs^2 + 1}\,, \tag{2.9}$$

cuya frecuencia de corte es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\,. \tag{2.10}$$

El capacitor atenúa las componentes de alta frecuencia, mientras que el inductor cumple una doble función: almacenamiento de energía y definición de la dinámica del filtro. Para evitar la descarga del capacitor hacia la fuente durante ciertos intervalos de conmutación, se incorporan un diodo, y una resistencia en paralelo que representa la carga.

2.2.1. Análisis de operación de convertidor Boost

Asumiendo una operación en conducción continua (CCM, por sus siglas en inglés) y componentes ideales, el funcionamiento del convertidor Boost cuyo circuito se muestra en la Figura (2.2)

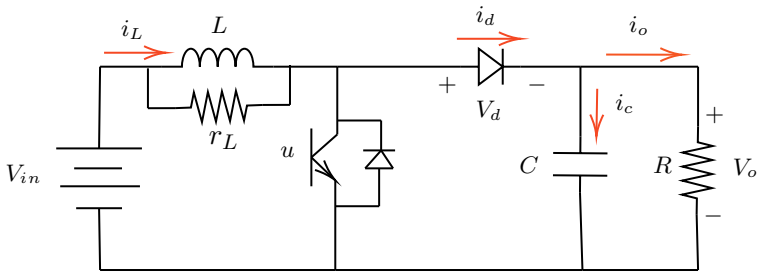


Figura 2.2: Convertidor Boost

puede analizarse considerando dos estados asociados a la posición del interruptor:

a) Interruptor cerrado ($u = 1$). En este caso, el inductor se conecta directamente a la fuente y almacena energía en su campo magnético. El diodo se encuentra en corte, aislando la carga de la fuente de alimentación. Bajo estas condiciones, el comportamiento del circuito obedece a las siguientes ecuaciones:

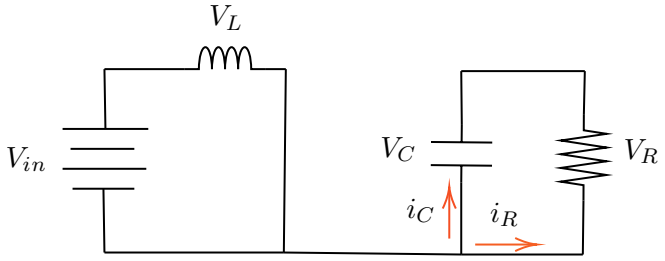


Figura 2.3: Diagrama de $u = 1$

$$V_{in} = V_L, \tag{2.11a}$$
$$V_C = V_R, \tag{2.11b}$$
$$ic + i_R = 0. \tag{2.11c}$$

b) Interruptor abierto ($u = 0$). Cuando el interruptor se abre, la energía almacenada en el inductor se libera hacia el capacitor y la carga. La polaridad del inductor se invierte, por lo que su voltaje se suma al voltaje de entrada. En este caso, las ecuaciones que describen su funcionamiento son:

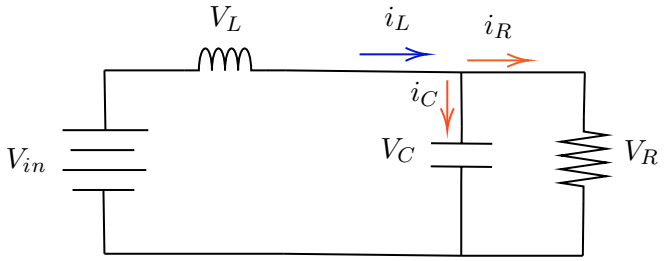


Figura 2.4: Diagrama de $u = 0$

$$V_{in} = V_L + V_C, \tag{2.12a}$$
$$V_C = V_R, \tag{2.12b}$$
$$i_L = i_C + i_R. \tag{2.12c}$$

Podemos relacionar estos dos estados de una manera unificada por medio de una variable de control u de la siguiente forma:

$$V_{in} = V_L + (1 - u)V_C, \tag{2.13a}$$
$$V_C = V_R, \tag{2.13b}$$
$$(1 - u)i_L = i_c + i_R. \tag{2.13c}$$

Se puede observar que cuando el interruptor está abierto, el voltaje del inductor se suma al de la entrada, lo que permite que el capacitor se cargue a un voltaje mayor que el de la fuente, por lo que se tiene un incremento de voltaje aplicado a la carga. Al mismo tiempo, existirá corriente en el inductor lo que demuestra que tanto la tensión como la corriente del convertidor pueden controlarse por medio del ciclo de trabajo del interruptor.

2.2.2. Relaciones constitutivas del inductor y del capacitor

El diseño de un controlador requiere describir el comportamiento dinámico del convertidor, lo que permite analizar la respuesta transitoria y diseñar controladores para la regulación del voltaje. El análisis de la respuesta transitoria depende del modelo matemático y por lo tanto, de las relaciones constitutivas de los elementos. En este caso, se presentan en términos de variables de flujo y esfuerzo, que corresponden a corriente y voltaje. En particular, para los elementos almacenadores se tiene lo siguiente.

1. Inductor: Este elemento es un almacenador de esfuerzo cuya relación constitutiva relaciona el flujo magnético λ con la corriente a través del elemento i_L por medio de la función φ_L como:
$$\lambda = \varphi_L(i_L).$$
Si derivamos respecto al tiempo el flujo magnético podremos obtener su voltaje, es decir:
$$V_L = \dot{\lambda} = \frac{\partial \varphi_L}{\partial i_L}\frac{di_L}{dt}.$$

2. Capacitor. Podemos describir al capacitor como:
$$q_c = \varphi_c(V_C).$$
En este caso φ_c es la relación que existe entre la carga q_c y el voltaje V_c que existe en sus terminales. Si obtenemos la derivada de la variable almacenada, en este caso la carga, podremos deducir la corriente como:
$$\dot{q_c} = i_c = \frac{\partial \varphi_c(V_C)}{\partial V_c}\frac{dV_C}{dt}.$$

Por último tenemos como elemento disipador, la resistencia con relación constitutiva que relaciona la corriente con el voltaje mediante la función φ_R como:

$$i_R = \varphi_R(V_R).$$

Ahora bien, las restricciones de interconexión, representadas por las Leyes de Corrientes y Voltajes de Kirchhoff, dependerán de si el interruptor u está abierto o cerrado

tal y como se analizó en la Subsección 2.2.1. En particular, podemos reemplazar las relaciones constitutivas en (2.13), para tener el modelo dinámico dado por:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varphi_L(i_L)}{\partial i_L}\frac{di_L}{dt} + (1-u)V_C = V_{in}; \quad u \in (0,1), \\ \frac{\partial \varphi_c(V_C)}{\partial V_C}\frac{dV_C}{dt} + \varphi_R(V_R) - (1-u)i_L = 0. \end{aligned} \tag{2.14}$$

El problema que surge es que el modelo (2.14) es muy general; necesitamos uno que podamos manejar, por lo que linealizaremos las relaciones constitutivas alrededor de un punto de operación como se muestra a continuación.

- Linealización de la relación constitutiva del Inductor. Partimos de la siguiente relación:

$$V_L = \frac{\partial \lambda(i_L)}{\partial i_L}\frac{di_L}{dt},$$

y considerando el uso de funciones hiperbólicas para representar características magnéticas no lineales propuesto por [Chapetti dos Santos et al. 2017], se maneja una función tangente hiperbólica como aproximación de la relación flujo-corriente del inductor. Para simplificar el análisis y obtener posteriormente el modelo linealizado, se considera la relación:

$$\lambda = L\tanh(i_L),$$

con L como la inductancia. Ahora, si i_* es el punto de operación de la corriente i_L, entonces mediante la serie de Taylor (solo la primera derivada) tenemos que:

$$\lambda(i_L) \approx \lambda(i_*) + \frac{\partial \lambda(i_L)}{\partial i_L}\Big|_{i_L=i_*}(i_L - i_*),$$

donde:

$$\frac{\partial \lambda(i_L)}{\partial (i_L)} = L\ \mathrm{sech}^2(i_L), \text{ por lo que } \frac{\partial \lambda(i_L)}{\partial (i_L)}\Big|_{i_L=i_*} = L\ \mathrm{sech}^2(i_{L*}),$$

por lo tanto $\lambda(i_L) - \lambda(i_*) \approx L\ \mathrm{sech}^2(i_*) * (i_L - i_{L*})$.

Podemos linealizar alrededor de cualquier punto de operación, pero para tener un buen margen, hay que elegir un punto intermedio. En este caso, como es un modelo muy general, elegiremos el punto de operación de 0 y, con esto, el modelo solo funcionará para corrientes pequeñas. Entonces, $i_{L*} = 0$; bajo esta selección, se tiene que $\tanh(0) = 0$ y $\mathrm{sech}^2(0) = 1$. Entonces $\lambda(i_L) \approx Li_L$ y en consecuencia:

$$V_L \approx L\frac{di_L}{dt}. \tag{2.15}$$

La Ec. (2.15) representa la relación constitutiva linealizada del inductor que usaremos para el modelo del convertidor Boost.

- Linealización de la relación constitutiva del capacitor. Partimos de la siguiente relación:

$$\dot{q_c} = i_c = \frac{\partial \varphi_c(V_c)}{\partial V_c}\frac{dV_c}{dt}.$$

En este caso, consideremos que una función que se asemeja al comportamiento real de la carga del capacitor es el siguiente polinomio:

$$q_c = CV_C + aV_C^2 + bV_C^3.$$

Para la función anterior se tiene que:

$$\frac{\partial q_C(V_c)}{\partial V_c} = C + 2aV_c + 3bV_c^2.$$

Si V_{c*} es el punto de operación, entonces

$$\frac{\partial q_C(V_C)}{\partial V_C}\Big|_{V_C=V_{C*}} = C + 2aV_{C*} + 3bV_{C*}^2\,.$$

El punto de operación es igual que el caso anterior por lo que se elige 0 entonces si $Vc = 0$ entonces

$$\frac{\partial q_C(V_C)}{\partial Vc}\Big|_{V_{C*}} = 0\,,$$

entonces:

$$q_C(V_C) - q_C(V_{C*}) = \frac{\partial q_C(V_C)}{\partial V_C}\Big|_{V_C=V_{C*}}(V_C - V_{C*})\,,$$

por lo tanto $q_c(V_c) = CV_c$ esto implica que

$$i_C(V_C) = C\frac{dVC}{dt}\,. \tag{2.16}$$

Así, haciendo uso de las ecuaciones (2.15) y (2.16), el modelo (2.14) linealizado alrededor del punto de operación $i_{L*} = V_{C*} = 0$ está dado por:

$$\begin{aligned} L\frac{di_L}{dt} + (1-u)V_c &= V_f\,, \\ C\frac{dV_c}{dt} + \frac{1}{R}V_C - (1-u)i_L &= 0\,. \end{aligned} \tag{2.17}$$

Estas ecuaciones corresponden al modelo matemático del convertidor Boost que se usará a lo largo de este documento.

2.2.3. Análisis en estado estacionario

El objetivo del uso del convertidor Boost en el panel fotovoltaico es poder regular el voltaje de salida. Para ello, el convertidor tiene que operar en torno de un punto de operación determinado, lo que hace necesario analizar y comprender su funcionamiento en estado estacionario. Guiándonos de la figura (2.1), podemos observar que en estado estacionario se requiere que la suma de áreas (que representa las tensiones) sea cero.

A continuación se muestran las relaciones de los voltajes del convertidor a lo largo del ciclo de trabajo donde V_L es el voltaje en el inductor y se analiza tanto en el periodo en el que el interruptor está encendido

$$\int_0^{T_{sw}} V_L \, dt = 0 \,. \tag{2.18}$$

que corresponde al voltaje de la fuente (2.19a) y la otra parte analizada es cuando el interruptor esta apagado para términos didácticos se pone a continuación V_R como V_o el cual es voltaje de salida del convertidor boost entonces el sistema esta dado por (2.19b):

$$Q_{ON}: \quad V_{L(on)} = V_{in} \,, \tag{2.19a}$$

$$Q_{OFF}: \quad V_{L(off)} = V_{in} - V_o \,. \tag{2.19b}$$

Podemos observar que dependiendo del ciclo de trabajo tenemos un periodo en el que el voltaje se encuentra en encendido o apagado respectivamente. Posteriormente, aplicando el balance dado por (2.18), podemos hacer una sustitución de acuerdo a las ecuaciones (2.19a) y (2.19b):

$$\int_0^{t_{on}} V_{L(on)} dt + \int_{t_{on}}^{t_{off}} V_{L(off)} \, dt = \int_0^{t_{on}} V_{in} \, dt + \int_{t_{on}}^{t_{off}} V_{in} - V_o \, dt = 0 \,. \tag{2.20}$$

Se procede a resolver las integrales respectivamente

$$\begin{aligned} &\int_0^{t_{on}} V_{L(on)} dt + \int_{t_{on}}^{t_{off}} V_{L(off)} \, dt = V_{in} \, T_{on} + (V_{in} \; - \; V_o) \, t \, |_{t_{on}}^{T} \\ &= V_{in} \, t_{on} + (V_{in} - \; V_o) \, t_{off} = V_{in} \, t_{on} + (V_{in} - \; V_o)(t_{sw} - t_{on}) \,. \end{aligned} \tag{2.21}$$

donde se ha usado (2.5). Se escribirá la última expresión usando la variable ciclo de trabajo D definido en (2.6) como

$$V_{in} \, D \, t_{sw} \; + \; (V_{in} - V_o) \, (1 - D) t_{sw} = 0 \,. \tag{2.22}$$

Ahora se distribuyen los términos para posteriormente reducir la ecuación:

$$\cancel{V_{in} \, D \, t_{sw}} \; + V_{in} \, t_{sw} \; - \cancel{V_{in} \, D \, t_{sw}} \; - \; V_o t_{sw} \; + V_o \, D \, t_{sw} = 0 \,. \tag{2.23}$$

Como todos los términos restantes dependen del periodo podemos resolver la ecuación de la forma

$$t_{sw}(V_{in} - V_o + V_o D) = 0\,, \tag{2.24a}$$
$$V_{in} - V_o + V_o\, D = 0\,, \tag{2.24b}$$
$$V_{in} = V_o\,(1 - D)\,. \tag{2.24c}$$

El resultado de la ecuación (2.24c) nos brinda información inicial de que la tensión tanto de entrada como salida depende del ciclo de trabajo que maneja el interruptor, esta expresión puede ser reescrita como:

$$V_o = \frac{V_{in}}{1 - D} \qquad ;\ 0 \leq D \leq 1\,. \tag{2.25}$$

En la ecuación (2.25) podemos observar que el voltaje de salida es proporcional al voltaje de entrada e inversamente proporcional a $(1 - D)$ y como D es el ciclo de trabajo del interruptor, esto nos quiere decir que podemos manipular el voltaje de salida mediante el ciclo de trabajo.

Ya se analizó a detalle cómo es que se comporta la tensión en estado estacionario ahora se hará el análisis de la corriente.

Para obtener las ecuaciones en estado estacionario en función de la corriente, es necesario establecer primero las expresiones correspondientes para los casos $u = 1$ y $u = 0$

- **Interruptor cerrado u=1** Recordando que en la ecuación (2.11a) se establece que el voltaje de entrada es igual al voltaje del inductor, se tiene que

$$L\frac{di_L}{dt} = V_L = V_{in}\,. \tag{2.26}$$

  De esta manera podemos escribir la relación constitutiva del inductor en función de la corriente y relacionarlo con el voltaje de entrada, haciendo un despeje de

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L}\,, \tag{2.27}$$

  se puede observar que la derivada de la corriente del inductor es proporcional a la tensión de entrada (V_{in}) e inversamente proporcional al valor de la inductancia (L).

- **Interruptor abierto u=0** Con base a la ecuación (2.12a) que relaciona la tensión del inductor y del capacitor con la tensión de entrada podemos reescribirla de forma que

$$V_L = V_{in} - V_o\,, \tag{2.28}$$

podamos obtener la tensión del inductor y posteriormente dejemos la ecuación (2.18) en función de la corriente

$$L\frac{di_L}{dt} = \underbrace{V_{in} - V_o}_{\text{negativo}}, \tag{2.29a}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L}\,. \tag{2.29b}$$

De esta forma se puede observar que a diferencia de la ecuación (2.27) donde u=1 en la ecuación (2.28) la corriente va empezar a disminuir debido a que el voltaje de salida es mayor que el voltaje de entrada.

- **Combinando ambos casos**

  Podemos establecer una relación entre la corriente promedio del inductor y la corriente entregada a la carga. En estado estacionario, la corriente promedio que entrega el convertidor hacia la carga está relacionada con la corriente promedio del inductor por medio de

  $$i_0 = (1 - D)i_L\,.$$

  Mientras que, la corriente en la carga $V_o = V_C$ es

  $$i_0 = \frac{V_o}{R_o}\,,$$

  obteniendo entonces que

  $$(1 - D)i_L - \frac{V_o}{R_o} = 0\,. \tag{2.30}$$

  Finalmente,

  $$i_L = \frac{V_o}{R_o(1 - D)}\,. \tag{2.31}$$

  En esta expresión se puede observar que la corriente promedio del inductor depende directamente del voltaje de salida e inversamente de la resistencia de salida y del ciclo de trabajo por medio del término $(1 - D)$.

Además de la corriente promedio, es importante observar la variación de la corriente del inductor durante el ciclo de conmutación. La Figura 2.5 muestra la forma de onda de la corriente y de la señal de conmutación.

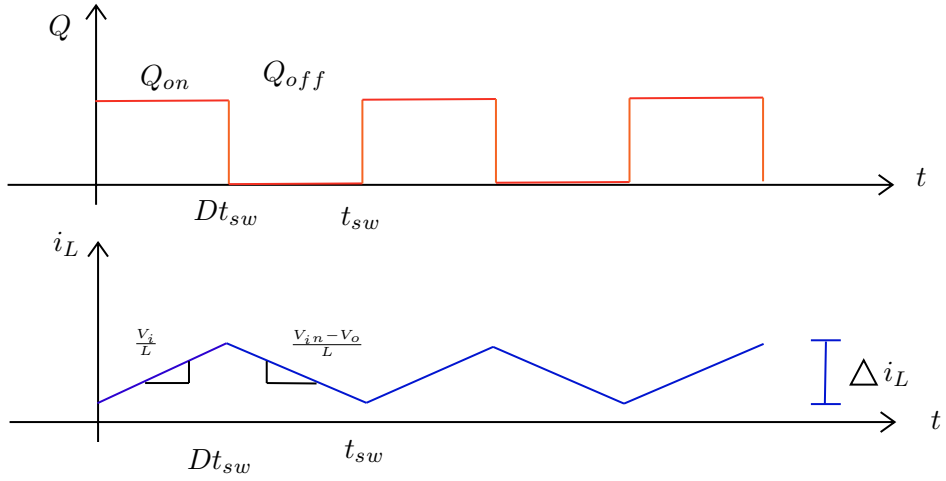


Figura 2.5: Corriente del inductor y señal de conmutación durante un ciclo de conmutación

El rizado de corriente del inductor puede obtenerse a partir de la ecuación dinámica del inductor

$$L\frac{di_L}{dt} = V_L\,.$$

Durante el intervalo t_{on} se tiene

$$\Delta i_L = \int_0^{t_{on}} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}\int_0^{t_{on}} V_{L(on)}dt = \frac{1}{L}\,V_{L(on)}\,t_{on}\,. \tag{2.32}$$

Como $V_{L(on)} = V_{in}$, entonces

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L}T_{on}\,, \tag{2.33}$$

y utilizando $t_{on} = Dt_{sw}$,

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L}Dt_{sw}\,. \tag{2.34}$$

Esta ecuación corresponde al incremento de corriente durante el intervalo t_{on}; durante t_{off} la corriente decrece con una pendiente $(V_{in} - V_o)/L$.

Las relaciones anteriores permiten hacer una elección de los valores para la inductancia y la capacitancia de forma que el rizado de corriente y de voltaje se mantenga en límites deseados. Un ejemplo sencillo de la aplicación de estos resultados podría verse como se usa a continuación donde se tiene un $V_{in} = 5V$, $I_o = 1A$, $\Delta i_L = .72A$, $f_s = 1 \times 10^5 Hz$, $D = 0.5833$.

Inductor: Considerando que $T_{sw} = 1/f_s$, se tiene

$$L \geq \frac{V_{in}D}{\Delta i_L f_s} \approx \frac{5 \times 0.5833}{0.72 \times 10^5} \approx 40.5\,\mu H\,,$$

por lo que se selecciona un inductor comercial de $L \approx 47\,\mu H$.

Capacitor: Se selecciona a partir del rizado permitido en el voltaje de salida que puede aproximarse por

$$\Delta V_o \approx \frac{I_o D}{C f_s},$$

de donde

$$C \geq \frac{I_o D}{f_s \Delta V_o} \approx \frac{1 \times 0.5833}{10^5 \times 0.12} \approx 48.6\,\mu F\,.$$

Finalmente, se selecciona $C \approx 220\,\mu F$ para dar un margen de diseño.

Además de los valores de los parámetros, el análisis del estado estacionario permite relacionar el voltaje de salida con el ciclo de trabajo, y, a su vez, proponer valores de ciclo de trabajo para su funcionamiento en lazo abierto.

2.3. Sistemas fotovoltaicos

En esta sección se describe el funcionamiento de la celda fotovoltaica; para ello, en esta sección se inicia con la explicación de la estructura y los principios de operación de los paneles solares.

Los paneles solares están compuestos principalmente por seis capas. La primera es el marco de aluminio, cuya función es envolver la estructura del panel y proporcionar estabilidad mecánica. A continuación, se encuentra una capa de vidrio templado, que está diseñada para resistir condiciones ambientales como lluvias, viento y radiación solar. Después se dispone de una capa denominada encapsulante, la cual actúa como un adhesivo que une el vidrio templado con las celdas solares (Berg 2025). Estas celdas constituyen el elemento activo del sistema, ya que son las responsables de la generación eléctrica. Un panel fotovoltaico está formado por múltiples celdas conectadas principalmente en serie, lo que permite obtener valores específicos de voltaje y corriente.

La radiación solar que llega a los paneles solares corresponde al espectro electromagnético, el cual puede dividirse en radiación ultravioleta, visible e infrarroja. En el estudio de cuerpos negros se observa que hay un mayor pico de absorción en el espectro visible. Para comprender cómo un panel solar puede absorber esta energía es necesario introducir el concepto de irradiancia. La irradiancia está definida como la potencia radiante incidente por unidad de área. En términos generales se dice que es la cantidad de potencia solar que llega a un metro cuadrado de superficie. El panel solar está constituido por una unión tipo p-n la cual genera un campo eléctrico interno que al interactuar con la radiación incidente permite la separación de cargas y el flujo de electrones lo que causa la generación de energía eléctrica.

Los paneles solares presentan distintas eficiencias según los materiales empleados y su proceso de fabricación. Además, la potencia generada depende directamente de la irradiancia solar incidente, la cual varía a lo largo del día debido a la posición del sol y

a condiciones atmosféricas como las descritas anteriormente, lo que reduce la cantidad de irradiancia que alcanza la superficie del panel fotovoltaico.

Así, para caracterizar el comportamiento de un panel fotovoltaico se realizan distintas pruebas eléctricas. En la condición de circuito abierto, el panel fotovoltaico alcanza su voltaje máximo, mientras que la corriente es nula. Por el contrario, en la condición de cortocircuito, la corriente alcanza su valor máximo y el voltaje es igual a cero. Otro parámetro relevante en el análisis de los paneles fotovoltaicos es la potencia por unidad de área. Aunque esta densidad de potencia se relaciona con el concepto de irradiancia, esta última describe la potencia de la radiación solar incidente por metro cuadrado, mientras que la densidad de potencia hace referencia a la potencia eléctrica que es posible generar por metro cuadrado de un panel fotovoltaico.

Modelo de la Celda Solar (Modelo de Diodo Simple)

Una vez descritos los conceptos de irradiancia y densidad de potencia, es necesario analizar cómo es que esta energía solar se transforma eléctricamente dentro del panel fotovoltaico. Para esto se emplean modelos eléctricos que permiten representar el funcionamiento ideal y real de una celda fotovoltaica así como estudiar las pérdidas que afectan su rendimiento.

Desde la perspectiva eléctrica, una celda fotovoltaica puede representarse por medio de un circuito equivalente representado por:

* Una fuente de corriente dependiente de la luz I_{ph},
* Un diodo en paralelo,
* Una resistencia en derivación R_{sh},
* Una resistencia en serie R_s.

De acuerdo con el modelo de un diodo presentado en (Abreu 2017), la ecuación corriente-tensión es:

$$I = I_{ph} - I_0 \left[\exp\left(\frac{V + IR_s}{nV_T} \right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_{sh}}, \tag{2.35}$$

donde:

* I = corriente entregada por la celda
* V = voltaje en bornes de la celda
* I_{ph} = corriente generada por la luz (proporcional a irradiancia)
* I_0 = corriente de saturación inversa del diodo

* R_s = resistencia serie
* R_{sh} = resistencia de derivación (shunt)
* n = factor de idealidad del diodo (1 – 2 típicamente)
* $V_T = \frac{kT}{q}$ = voltaje térmico, con k constante de Boltzmann, T temperatura absoluta y q carga del electrón.

Ahora bien, si se considera $R_s = 0$ (contactos y conductores ideales) y $R_{sh} \to \infty$ (sin fugas en el semiconductor), se obtiene un modelo simplificado dado por:

$$I = I_{ph} - I_0 \left[\exp\left(\frac{V}{nV_T} \right) - 1 \right] . \tag{2.36}$$

Este modelo es útil para análisis teóricos o simulaciones rápidas.

En un panel fotovoltaico real, además de la juntura tipo p-n, existen pérdidas asociadas a las conexiones eléctricas y a los materiales que componen la celda. Estas pérdidas pueden representarse en el modelo eléctrico mediante una resistencia en serie R_s, la cual representa la oposición al flujo de corriente en los contactos y conductores que conectan el panel con la carga.

Asimismo, debido a que las junturas p-n no son ideales, pueden producirse flujos de corriente no deseados a través del material semiconductor. Este fenómeno se modela mediante una resistencia en derivación o shunt R_{sh}, conectada en paralelo con el diodo. La inclusión de estas resistencias permite pasar del modelo ideal a un modelo realista del panel fotovoltaico, capaz de representar de manera más precisa su comportamiento eléctrico.

La corriente total generada por la celda puede interpretarse como la diferencia entre la corriente fotogenerada y las corrientes asociadas al diodo y a la resistencia de derivación como:

$$I = I_{ph} - I_{\text{dark}} - I_{sh} , \tag{2.37}$$

donde I_{ph} representa la corriente fotogenerada por la radiación solar, I_{dark} corresponde a la corriente del diodo asociada a la juntura p-n, e I_{sh} es la corriente que circula a través de la resistencia shunt. Se busca que la resistencia shunt sea lo suficientemente grande para minimizar la corriente parásita. Mientras que una resistencia en serie grande provoca una caída de voltaje significativa y una reducción de la potencia de salida. Así, se busca que R_s sea baja y R_{sh} sea alta, para que el panel pueda operar cerca de su punto de máxima potencia.

Un módulo fotovoltaico es un conjunto de celdas fotovoltaicas conectadas entre sí; esta interconexión entre cada componente de los módulos se puede dar al conectarse en serie o en paralelo, dependiendo de las necesidades del sistema. La conexión en serie

permite incrementar el voltaje en circuito abierto, lo que mantiene constante la corriente, mientras que la conexión en paralelo incrementa la corriente sin modificar el voltaje. Estas configuraciones, además de las condiciones de operación del panel, determinan su comportamiento eléctrico, el cual puede analizarse mediante las curvas características de corriente-voltaje (I-V) y potencia (P-V).

Para analizar el comportamiento del panel fotovoltaico, se requiere observar cómo se comportan las curvas características al aumentar o disminuir la irradiancia. Como se puede observar en la gráfica 2.6 existe una relación no lineal entre la tensión y la corriente. Cuando se tiene una corriente máxima el voltaje es cero y viceversa, cuando el voltaje es máximo, la corriente se vuelve cero, por lo que se busca en la curva el punto en el que la corriente y la tensión estén equilibradas para conseguir así la máxima potencia (Singh et al. 2014), que es el producto de estas dos variables. Si se traza el punto de intersección de corriente contra tensión se obtiene el llamado punto de máxima potencia (MPPT)

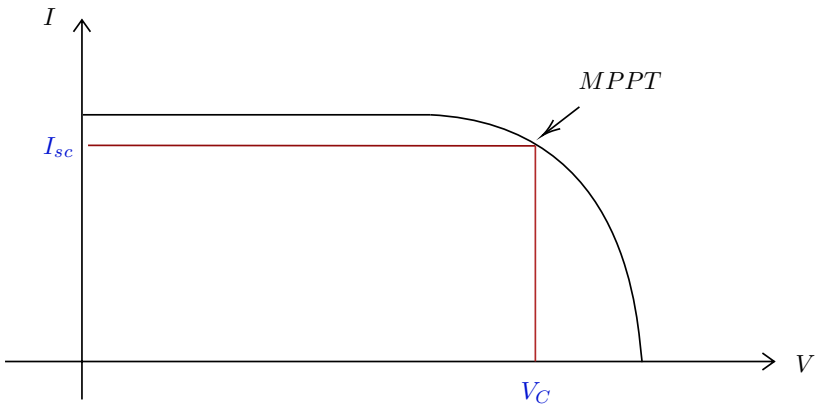


Figura 2.6: Curva I-V

Asimismo, se tiene la curva característica de potencia contra voltaje representada en la figura 2.7 donde en vez de manejar la variable de corriente se maneja directamente la variable de potencia, lo que provoca que el punto de MPPT sea más claro de ver. Este punto representa directamente el punto con la potencia máxima; así se puede obtener claramente la tensión y al compararlo con la gráfica de 2.6 de corriente contra voltaje, se obtiene de igual forma la corriente.

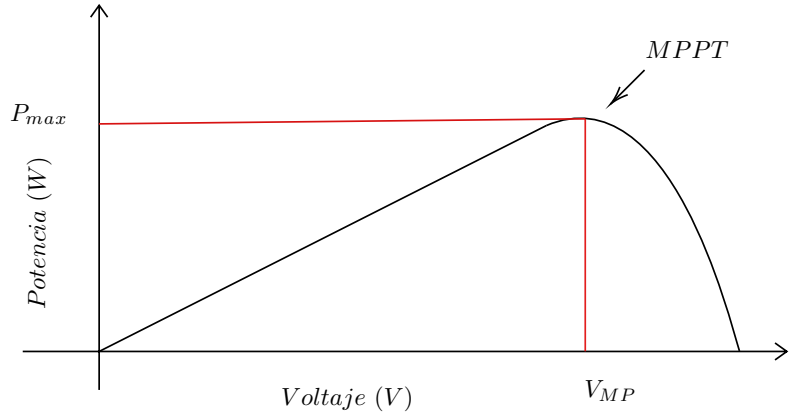


Figura 2.7: Curva P-V

Capítulo 3

Análisis del convertidor Boost y algoritmos MPPT

El sistema fotovoltaico en estudio está compuesto por un panel fotovoltaico y un convertidor de potencia CD-CD tipo elevador (Boost). En este capítulo se presenta el modelo matemático y su validación numérica. Asimismo, se describen un par de algoritmos para el seguimiento del punto de máxima potencia del panel fotovoltaico los cuales permitirán generar la referencia de corriente o voltaje que será usada posteriormente en el diseño del controlador.

3.1. Análisis del modelo matemático del convertidor Boost

Para iniciar con el análisis, se retoman las ecuaciones que representan al modelo matemático del convertidor Boost (2.17) reescritas aquí como

$$L\frac{di_L}{dt} = V_f \; - r_L i_L \; - (1-u)\, V_C, \tag{3.1a}$$

$$C\frac{dV}{dt} = \; (1-u)\, i_L \; - r_c^{-1} V_C \; - i_o\,. \tag{3.1b}$$

Como se mencionó en el capítulo anterior, las variables de estado representan los elementos almacenadores de flujo y esfuerzo, el inductor y el capacitor, respectivamente. Más aún, la entrada u que representa el ciclo de trabajo asociado al interruptor determinará la elevación del voltaje de salida en el convertidor Boost.

Con el objetivo de analizar el modelo, en este capítulo se presenta el modelo en forma matricial. Para esto, definimos el vector de estados como

$$x = \begin{bmatrix} V_C \\ i_L \end{bmatrix}. \tag{3.2}$$

De modo que el modelo dado por las ecuaciones (3.1) pueden ser reescritas como

$$\begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_C \\ i_L \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -r_C^{-1} & (1-u) \\ -(1-u) & -r_L \end{bmatrix}}_{\text{Pérdidas + Interconexión}} \begin{bmatrix} V_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -i_o \\ V_f \end{bmatrix}. \tag{3.3}$$

Como se puede observar, tenemos variables de esfuerzo (V) y de flujo (i) que interactúan entre sí, pero, más importante, es que en esta representación se puede observar cómo estos elementos se interconectan entre sí por medio de la conmutación, mientras que el propio sistema tendrá pérdidas asociadas a las resistencias inherentes de los elementos. La interconexión con sistemas externos se dará por medio del último vector a la derecha.

La matriz de *pérdidas + interconexión interna* se puede ver más claramente de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} -r_C^{-1} & (1-u) \\ -(1-u) & r_L \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -r_C^{-1} & 0 \\ 0 & -r_L \end{bmatrix}}_{\text{Pérdidas}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & (1-u) \\ -(1-u) & 0 \end{bmatrix}}_{\text{Interconexión interna}}. \tag{3.4}$$

En esta última representación, se observa que la matriz de interconexión es anti-simétrica y que la matriz de pérdidas es negativa. Esta representación será útil para analizar el comportamiento del sistema en términos de energía.

3.1.1. Análisis Energético

A continuación se hará un análisis energético, el cual nos ayudará a observar cómo es que se distribuye y comporta la energía dentro del convertidor. Se define la función de energía que corresponde a la suma de la energía almacenada en los elementos capacitivos $E_{capacitivo}$ y en los inductivos $E_{inductivo}$ dada por

$$E_{boost} = E_{capacitivo} + E_{inductivo}.$$

Matemáticamente, esta energía puede expresarse como

$$E(V_C, i_L) = \frac{1}{2} C V_c^2 + \frac{1}{2} L\, i_L^2. \tag{3.5}$$

A continuación, se encuentra la tasa de variación de la función de energía (3.5), es decir, la potencia:

$$\frac{dE}{dt} = C V_C \dot{V}_C + L\, i_L \dot{i}_L. \tag{3.6}$$

Sustituyendo (3.1a) y (3.1b) en la ecuación de potencia (3.6) anterior, se tiene que

$$\frac{dE}{dt} = V_c\left((1-u)\,i_L \;-\; r_C^{-1} \;-\; i_o\right) + i_L(\,V_f \;- r_L\,i_L - (1-u)\,V_C)\,,$$
$$\frac{dE}{dt} = \cancel{V_C\,(1-u)\,i_L} \;-\; r_C^{-1}V_c^2 \;- V_C\,i_o \;+\; i_L V_f \;-\; r_L\,i_L^2 \cancel{-V_C\,i_L\,(1-u)}\,.$$

Por lo que

$$\underbrace{\dot{E}}_{\text{Almacenada}} = \underbrace{-\,r_C^{-1}\,V_C^2 \;-\; r_L\,i_L^2}_{\text{Pérdidas}} - \underbrace{V_C\,i_L}_{\text{Potencia de salida}} + \underbrace{i_L\,V_f}_{\text{Potencia de entrada}}\,. \tag{3.7}$$

Podemos observar que la potencia suministrada, proveniente de la fuente, se distribuye entre las pérdidas ocasionadas por los elementos del sistema y la potencia de salida, es decir, la consumida por la carga resistiva.

El análisis anterior también puede realizarse de forma matricial. Para esto, se retoma al vector de estados $x = [V_c\,, i_L]^\top$, de manera que la función $E(\,V_c\,, i_L) = E(x)$ puede escribirse como

$$E\,(x) \;= \frac{1}{2}\,x^\top P\,x\,, \tag{3.8}$$

con $P = \text{diag}\{C, L\}$ una matriz diagonal con la capacitancia y la inductancia. De manera que la derivada de $E(x)$ respecto al tiempo es

$$\dot{E}(x) = \left(\frac{\partial E}{\partial x}\right)^\top \dot{x} = (Px)^\top \dot{x} = x^\top P\dot{x}\,,$$
$$\dot{E} = \begin{bmatrix} V_C & i_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -r_C^{-1} & (1-u) \\ -(1-u) & -r_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_C & i_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_o \\ V_f \end{bmatrix},$$
$$= \begin{bmatrix} V_C & i_L \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} -r_C^{-1} & 0 \\ 0 & -r_L \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 1-u \\ -(1-u) & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} V_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_C & i_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_o \\ V_f \end{bmatrix},$$

y dado que la forma cuadrática $x^\top Jx$, con J antisimétrica, es decir, $J = -J^\top$ es cero, entonces

$$\dot{E} = \begin{bmatrix} V_C & i_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -r_C^{-1} & 0 \\ 0 & -r_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_C & i_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_o \\ V_f \end{bmatrix},$$

que también es

$$\dot{E} = -x^\top Rx + x^\top u\,, \tag{3.9}$$

con la matriz de disipación $R = \text{diag}\{r_C^{-1}, r_L\}$ y el vector de entradas $u = \begin{bmatrix} -i_o & V_f \end{bmatrix}^\top$.

Tanto la Ecuación (3.7) como (3.9) muestran que si la entrada es cero, entonces los estados del sistema se irán al punto de mínima energía, es decir, el mínimo de la función (3.5) que es $x = [V_c\,, i_L]^\top = [0\,, 0]^\top$. Lo anterior sirve como motivación para el diseño de controladores basados en energía donde se busca que el error de voltaje y corriente converja a cero.

3.2. Algoritmos para el seguimiento del punto de máxima potencia

A partir de lo descrito en la Sección 2.3, en esta sección se presenta un panorama general sobre los algoritmos más comunes para el seguimiento del punto de máxima potencia. En particular, se presentan la metodología y la implementación del algoritmo utilizado en este trabajo de tesis: el método de perturba y observa.

Para comprender el significado y la utilidad de las curvas características de un panel fotovoltaico, es necesario analizarlas desde la perspectiva de su punto de operación real. En aplicaciones prácticas, este punto no es fijo, sino que varía continuamente en función de las condiciones ambientales y de la carga conectada al sistema. En este contexto, el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT por sus siglas en inglés) es fundamental para poder realizar el análisis.

El MPPT es un algoritmo de control diseñado para extraer en todo momento la máxima potencia disponible de un panel fotovoltaico, ya que los paneles son fuentes de generación variables que se ven afectadas por la irradiancia solar (nubes, hora del día), la temperatura y las características de la carga eléctrica. El algoritmo MPPT ajusta de manera continua el voltaje y la corriente de operación del panel, forzando su funcionamiento cercano al punto de máxima potencia. Esta potencia eléctrica entregada por el panel se define como:

$$P = VI\,.$$

Entonces, con el MPPT es posible modificar el punto de operación del panel de manera que, cuando se adoptan diferentes cargas, se pueden alcanzar distintos niveles de potencia entregada. Esto se puede ver en la siguiente gráfica de corriente contra voltaje en un panel fotovoltaico que funciona a una temperatura ambiente de 25 grados:

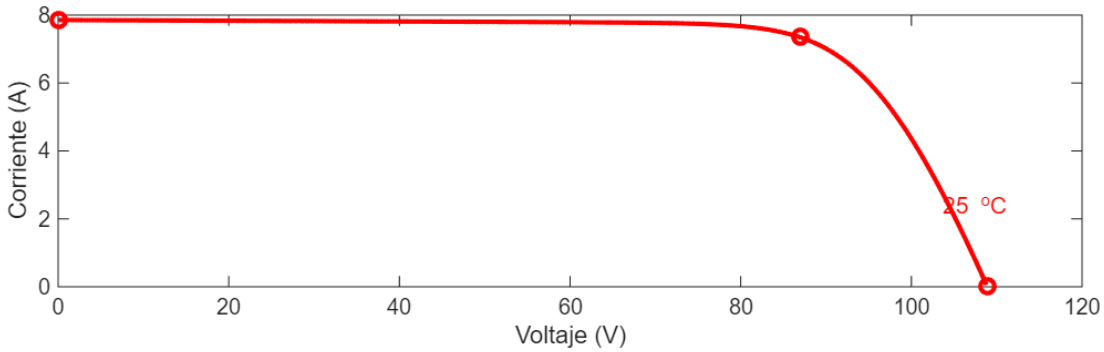


Figura 3.1: Gráficas del MPPT de corriente vs voltaje

Como podemos observar en la gráfica, la corriente se mantiene constante para vol-

tajes pequeños, como una fuente de corriente. Pero conforme aumenta el voltaje en los terminales del panel, la corriente comienza a disminuir hasta llegar al punto de circuito abierto. En esta curva existe un punto en el cual el producto entre corriente y voltaje alcanza su valor máximo y corresponde al punto de máxima potencia (MPP por sus siglas en inglés). Lo anterior, se puede observar a continuación:

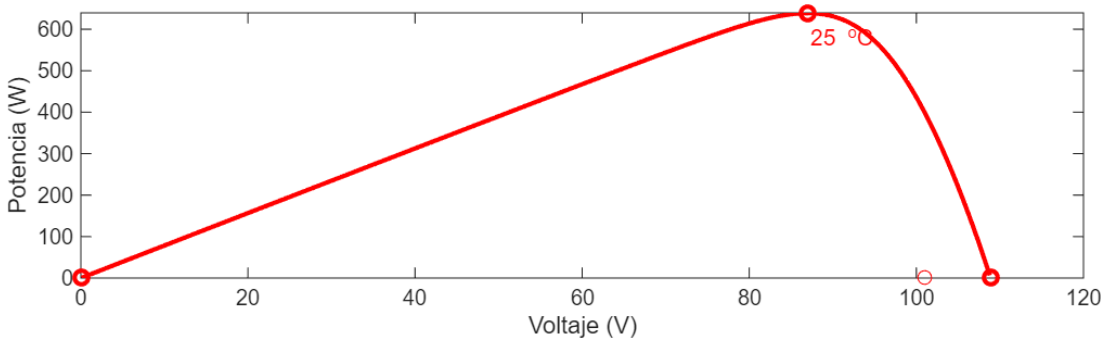


Figura 3.2: Gráficas del MPPT de potencia vs voltaje

3.2.1. Métodos

Existen dos tipos de métodos para buscar el punto de máxima potencia, los métodos directos y los indirectos. Los primeros buscan aproximarse al punto exacto de máxima potencia por medio de la medición de cambios en potencia, voltaje o corriente del panel. Ejemplos de métodos directos son el perturba y observa y el de Conductancia Incremental, entre otros. Los métodos indirectos, buscan valores aproximados o relaciones empíricas para estimar el punto de máxima potencia sin realizar mediciones continuas. Ejemplos de estos métodos son el Método de voltaje fijo y el Método de voltaje de circuito abierto. A continuación, se presenta de forma resumida algunos de estos métodos.

- **Método de voltaje fijo**
  Se conoce que el punto de máxima potencia de un panel fotovoltaico opera alrededor de un rango de entre el 70 % y el 80 % del voltaje en circuito abierto V_{oc}:
  $$V_{MPP} \approx (0.7 - 0.8)V_{oc}\,.$$
  Este método se caracteriza por que se fija un valor de referencia cercano al V_{MPP} y regula el convertidor para mantener el voltaje del panel alrededor de ese valor. Por su simpleza, suele emplearse en sistemas de bajo costo, aunque su precisión es limitada cuando cambian las condiciones de irradiancia o temperatura.

- **Método de voltaje de circuito abierto**
  A diferencia del método de punto fijo, este método mide periódicamente el voltaje

de circuito abierto V_{oc} desconectando brevemente el panel o usando una celda piloto lo que permite estimar este voltaje con el fin de estar el máximo tiempo posible cerca del MPP. El valor de referencia se calcula como

$$V_{ref} = kV_{oc}\,,$$

donde $k \in [0.7, 0.8]$

- **Método Perturba y Observa(P&O)**
  El algoritmo de Perturba y Observa es quizás el más usado por facilidad de implementación. Su operación se basa en lo siguiente: el controlador aplica pequeñas perturbaciones al voltaje de operación del panel y observa cómo responde la potencia de salida. Si al incrementar un poco el voltaje se detecta un aumento en la potencia generada, el algoritmo deduce que debe continuar moviéndose en esa dirección. En cambio, si la potencia disminuye, cambia el sentido de la perturbación. Este proceso de "prueba y error" permite al sistema mantenerse cerca del MPP. Sin embargo, presenta una limitación: en condiciones de irradiancia estable, tiende a oscilar alrededor del punto máximo, generando pequeñas pérdidas de energía que pueden acumularse con el tiempo.

- **Método de Conductancia Incremental**
  El método de Conductancia Incremental es una mejora del P&O, y se basa en una propiedad de la curva de potencia. En el punto de máxima potencia, la derivada de la potencia respecto al voltaje es cero:

$$\frac{dP}{dV} = 0\,. \tag{3.10}$$

  Desarrollando esta expresión, considerando que $P = V \cdot I$, obtenemos:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V \cdot I)}{dV} = I + V \cdot \frac{dI}{dV} = 0\,. \tag{3.11}$$

  Reorganizando los términos, en el MPP se cumple:

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}\,. \tag{3.12}$$

  donde $\frac{I}{V}$ es la conductancia instantánea y $\frac{dI}{dV}$ la conductancia incremental. El controlador compara continuamente la conductancia incremental con la instantánea y las condiciones de operación se determinan mediante:

  - Si $\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V}$: el punto de operación está a la izquierda del MPP
  - Si $\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V}$: el punto de operación está a la derecha del MPP
  - Si $\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}$: se ha alcanzado el MPP

Esta aproximación logra una mayor precisión y una respuesta rápida ante cambios bruscos en la irradiancia solar, ya que puede medir si un cambio en la potencia se debe a una perturbación del controlador o a una variación ambiental, eliminando así el comportamiento errático que afecta al algoritmo P&O en estas situaciones.

3.2.2. Implementación del algoritmo perturba y observa (P&O)

Para localizar el punto de máxima potencia (MPP) del panel fotovoltaico a lo largo del tiempo, se requiere un método que permita un seguimiento continuo en conjunto con el ajuste del ciclo de trabajo. Dicho método tiene que ser exacto y fácil de implementar. Por esta razón se selecciona el método de Perturba y Observa ya que cumple con estas características además de que las variables que usa para determinar este punto son las mismas que posteriormente se usarán para construir la ley de control del convertidor Boost. La implementación del algoritmo se realizó mediante un bloque `MATLAB Function` en Simulink, empleando el lenguaje de programación de MATLAB.

```
function [Vref_nuevo, paso] = fcn_corregida(u,i,uo,io,Vref_actual
    )
%% --- 0. Inicialización automática  ---
if Vref_actual == 0
    Vref_actual = u;
end
```

En esta primera parte del código tiene como fin que el voltaje de referencia no sea menor a 0 [V] ya que el ajuste del voltaje puede causar un error debido a las variaciones que se manejan, por lo que todo voltaje menor a 0 [V] se inicializa en u.

```
%% --- 1. Cálculo de variaciones ---
du = u - uo;
p  = u * i;
po = uo * io;
dp = p - po;
```

Para determinar si el incremento que se implementa es pequeño o grande, primero calculamos las variables de potencia y voltaje.

```
%% --- 2. Paso adaptativo ---
Pmax = 640;
```

```
d = 0.5 * (1 - min(p/Pmax, 1));
d = max(0.005, d);
```

Tenemos que establecer un incremento para encontrar el punto de máxima potencia para ello establecemos primeramente que la potencia máxima base es de 640 V y el paso dependerá de si la potencia medida entre la potencia máxima base es mayor a 1 entonces el paso va diminuir mientras la potencia aumenta.

```
%% --- 3. Filtro de ruido ---
if abs(du) < 1e-4
    Vref_nuevo = Vref_actual;

else
```

Si el cambio es muy pequeño alrededor 0.0001 entonces se conserva la posición.

```
    %% --- 4. Logica P&O ---
    if dp > 0
        Vref_nuevo = Vref_actual + sign(du)*d;
    else
        Vref_nuevo = Vref_actual - sign(du)*d;
    end
end
```

Si la potencia sigue aumentando la dirección de la perturbación se mantiene por el contrario si comienza a disminuir la potencia entonces la dirección se invierte.

```
%% --- 5. Limites ---
Vmin = 10;
Vmax = 90;
Vref_nuevo = max(Vmin, min(Vmax, Vref_nuevo));
```

En esta parte de limita el voltaje para no saturarse el sistema el voltaje mínimo es 10 V y el máximo es de 90 V.

```
%% --- 6. Salida ---
paso = d;
```

```
3
4 end
```

Por último obtenemos el paso que requerimos para que el sistema llega al punto máxima potencia.

3.3. Validación numérica

Con el objetivo de comprobar que el algoritmo de búsqueda del punto de máxima potencia funciona correctamente, se validará mediante una simulación hecha en Simulink de MATLAB versión R2025b. Para la prueba, se conecta un panel fotovoltaico: *PV Array* de la librería Simscape/Electrical/Specialized Power Systems/Sources mostrado en la Figura 3.3. De acuerdo con la documentación de MATLAB (The MathWorks Inc. 2026), este bloque PV-Array es un modelo de cinco parámetros, como el presentado en la Subsección 2.3, que utiliza una fuente de corriente generada por luz, un diodo, una resistencia en serie y una resistencia en paralelo para representar las características I-V de los módulos, que dependen de la irradiancia y la temperatura. Este bloque tiene como entradas la irradiancia I_r aplicada a los paneles solares, especificada como un escalar en el rango $[0, 1000]$ W/m^2 y la temperatura T.

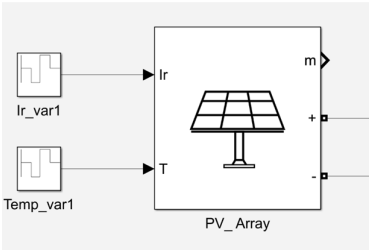


Figura 3.3: Bloque PV Array de la librería Simscape de Simulink

Simulink permite visualizar la estimación del MPPT mediante una gráfica proporcionada por el propio panel. De manera que considerando una temperatura base de 25 °C y 3 módulos conectados en serie, el voltaje y la corriente de máxima potencia son de 87 V de 7.35 A, respectivamente. Las gráficas que proporciona el bloque se pueden observar en las Figuras 3.4 y 3.5.

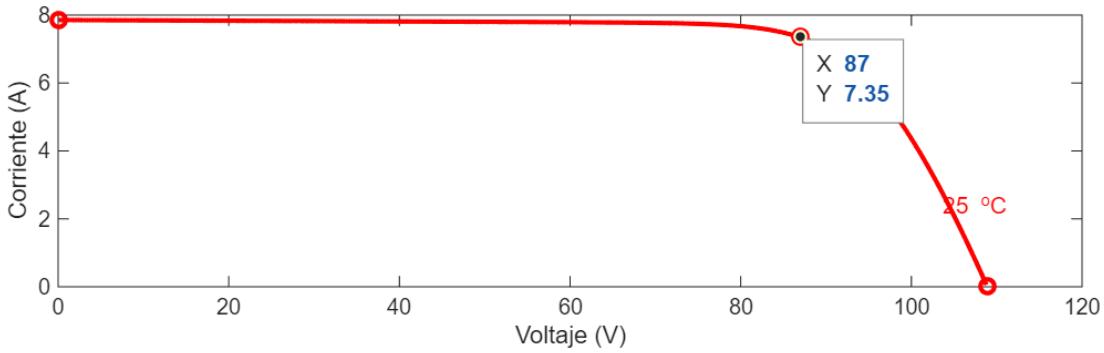


Figura 3.4: Gráfica dada por el bloque *PV Array* donde se muestra el punto de máxima potencia

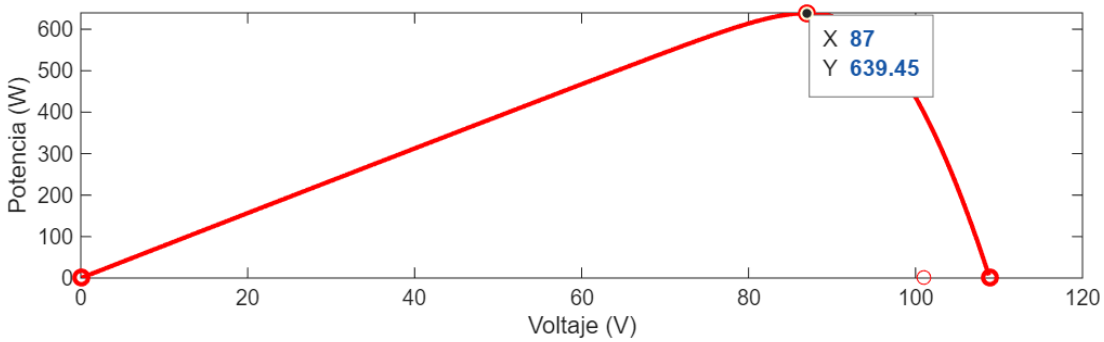


Figura 3.5: Gráfica dada por el *PV Array* correspondiente al punto de máxima potencia

En la Figura 3.5, se observa que la potencia máxima se alcanza con un voltaje de 87 V, una temperatura de 25 °C y una irradiancia de 1000 W/m^2.

Ahora bien, el algoritmo MPPT descrito en la Subsección 3.2.2 se implementa en una función dentro de Simulink. Esta función tiene como entrada el voltaje medido y la corriente medida a la salida del panel y tiene como salida el voltaje que corresponde al punto de máxima potencia y que, posteriormente, servirá de referencia para el controlador del convertidor Boost. Para evaluar dicho algoritmo, la irradiancia y la temperatura del panel se consideran variables. Con fines de simulación, se considera que la irradiancia cambia cada 0.15 segundos generando una secuencia dada por: [1000; 950; 1050; 1000]; mientras que temperatura sigue la secuencia [25; 23.75; 26.25; 25] en grados Celsius como se muestra en la Figura 3.6 y 3.7

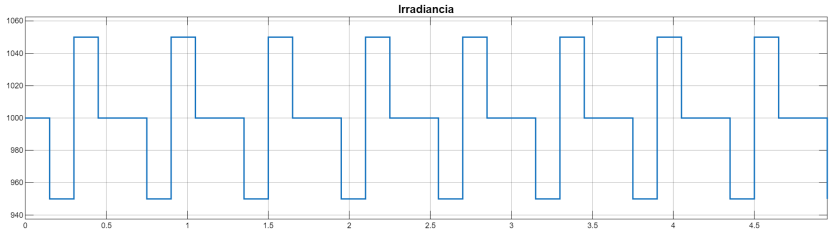


Figura 3.6: Secuencia de Irradiancia [1000; 950; 1050; 1000] $[W/m^2]$

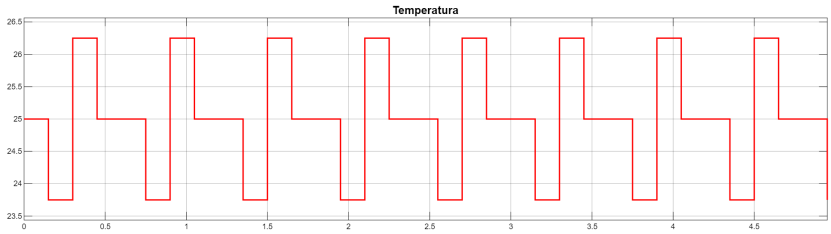


Figura 3.7: Secuencia de Temperatura [25; 23.75; 26.25; 25] [°C]

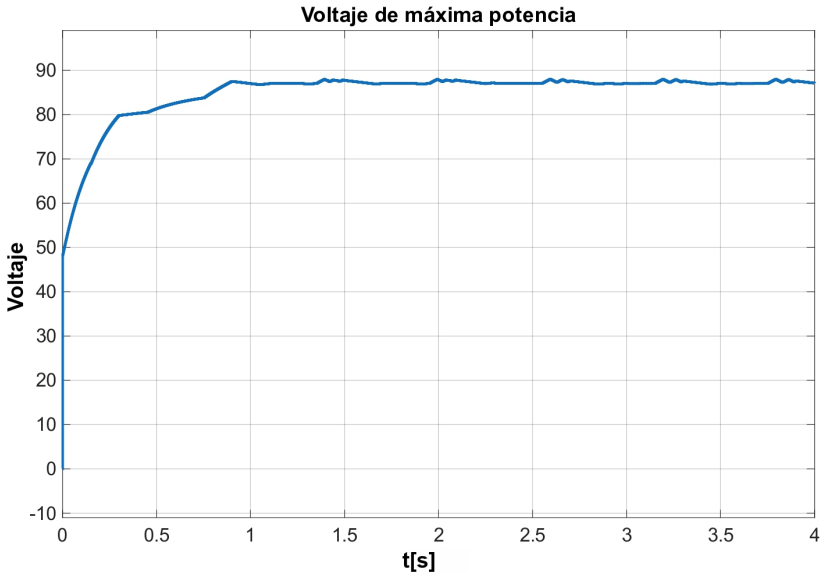


Figura 3.8: Tensión a la salida de la función MPPT

En la Figura 3.8 se muestra el voltaje de salida del algoritmo MPPT donde se observa que los valores oscilan alrededor de los 87 V, que corresponden al valor dado por el panel en condiciones nominales. Debe notarse que las variaciones corresponden a las perturbaciones de temperatura e irradiancia consideradas. Con lo obtenido, puede concluirse que los resultados dados por el algoritmo MPPT son coherentes con la

información dada por la celda fotovoltaica.

Capítulo 4

Diseño de controladores

Diseñar controladores implica el diseño de algoritmos que modifiquen la salida del sistema para tener la respuesta que se requiera. En el caso del sistema fotovoltaico en estudio, se requiere que la corriente o el voltaje del convertidor Boost se regule al valor de corriente o voltaje que corresponda al punto de máxima potencia. Este control tiene como objetivo priorizar la estabilidad y regulación en el menor tiempo posible, así como la robustez cuando ocurran variaciones en las condiciones del panel fotovoltaico.

El controlador más usado en la literatura debido a su simplicidad y su facilidad de implementación es de tipo Proporcional–Integral (PI). La parte proporcional da como resultado una respuesta de corrección que es directamente proporcional al error, mientras que la acción integral acumula los errores pasados y da como resultado una señal de control que permite eliminar el error en estado estacionario. En este trabajo se retoma el uso de un PI clásico; sin embargo, se elige la salida a retroalimentar de distinta manera a la convencional. Así, en este capítulo, se presenta la selección de la salida y cómo es que depende de las propiedades del modelo matemático.

4.1. Metodología de control basado en modelo

La metodología seguida es la siguiente:

1. Se determina el modelo matemático y se le asigna una representación matricial conveniente.
2. Se establecen propiedades del modelo en términos de la energía del sistema.
3. Se asume que se tienen los valores deseados y se determina la dinámica del error del sistema.
4. Inspirándose en la función de energía, se propone una función de Lyapunov W con mínimo en el error cero. Se calcula la derivada de W y se obtiene la señal de control que fuerza a que esta derivada sea negativa.

5. Finalmente, se calculan los valores deseados que admite el sistema cuando se fijan algunas variables.

Para simplificar la presentación, este capítulo se divide en dos subsecciones. La primera muestra el diseño del controlador cuando se asume una fuente de voltaje ideal y en la segunda se presenta el diseño cuando en lugar de una fuente ideal se tiene el panel fotovoltaico. Se recalca que mientras en el primer caso el modelo corresponde a un sistema de segundo orden, al incluir el panel, el sistema se vuelve de tercer orden.

4.1.1. Sistema con fuente ideal

En el Capítulo 3, se estableció el modelo del convertidor Boost, mostrado en la Figura 2.2 que por comodidad puede verse también en la Figura 4.1

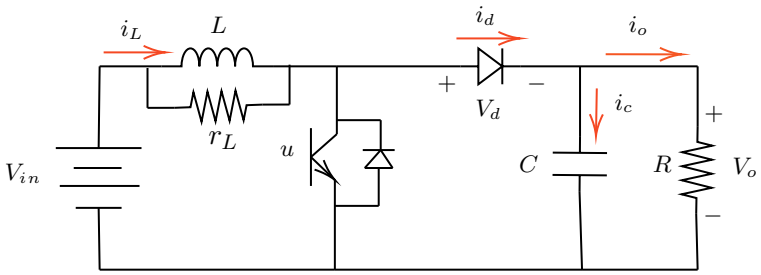


Figura 4.1: Convertidor Boost

Al hacer un análisis de la malla 1 de la figura (4.1) podemos establecer el balance de tensiones con la fuente ideal, el cual se representa como:

$$L\frac{di}{dt} = V_f \; - \; r_L i \; - \; (1-u)V_c \, . \tag{4.1}$$

Aquí se establece una resistencia intrínseca propia del inductor (r_L), la cual se maneja como una pérdida, ya que libera un poco energía en forma de calor de acuerdo con el tiempo de uso y la corriente que pasa sobre ella. De igual forma se establece un análisis de un nodo para construir una segunda ecuación por medio de las corrientes

$$C\frac{dV}{dt} = (1-u)i_L \; - \; r_c^{-1}V_c \; - i_o \, . \tag{4.2}$$

De acuerdo con el modelo dado por las ecuaciones (3.1), el modelo es un sistema de segundo orden. La forma matricial del modelo está dado por (3.2) reescrito aquí como

$$\begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_C \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_C^{-1} & (1-u) \\ -(1-u) & -r_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -i_o \\ V_f \end{bmatrix} . \tag{4.3}$$

En esta sección, para poder analizar la representación matricial del sistema se desarrolla una notación más compacta donde el vector de estados es

$$x = \begin{bmatrix} V_c & i_L \end{bmatrix}^\top , \tag{4.4}$$

y se define una matriz diagonal de parámetros $P = \text{diag}\{C, L\}$. Además, se tiene una matriz que representa la interconexión del sistema junto con las pérdidas. Esto se puede escribir de la siguiente forma

$$(J(u) - R) = \begin{bmatrix} -r_C^{-1} & (1-u) \\ -(1-u) & -r_L \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & (1-u) \\ -(1-u) & 0 \end{bmatrix}}_{\text{Interconexión}} - \underbrace{\begin{bmatrix} r_C^{-1} & 0 \\ 0 & r_L \end{bmatrix}}_{\text{Pérdidas}} . \tag{4.5}$$

La matiz de interconexión se puede descomponer como una parte constante más otra que depende de la señal de modulación u:

$$J(u) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} + u \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = J_o + J_1 u \,,$$

con $J_o = -J_o^\top$ y $J_1 = -J_1^\top$ matrices antisimétricas. De manera que (4.3) se puede reescribir como

$$P\dot{x} = [J_o - R]\, x + J_1 x\, u + \begin{bmatrix} -i_o \\ V_f \end{bmatrix} .$$

El modelo anterior, también puede reescribirse de manera compacta cambiando la notación, en donde el control dado por el ciclo de trabajo puede estar definido por

$$G(x)u = J_1 x u \,, \tag{4.6}$$

por lo tanto

$$P\dot{x} = (J_o - R)x + G(x)u + \begin{bmatrix} -i_o \\ V_f \end{bmatrix} . \tag{4.7}$$

Siguiendo la metodología, una vez determinado el modelo, se establece la dinámica del error del sistema. Para esto, se asume que se conocen los valores deseados denotados por $(\cdot)^*$ y que estos valores deseados satisfacen el modelo matemático, es decir, que

$$\begin{aligned} L\frac{di^*}{dt} &= V_f \; - \; r_L\, i^* \; - (1-u^*)V_c^* \,, \\ C\frac{dV^*}{dt} &= (1-u^*)i^* \; - \; r_c^{-1} V_c^* \; - i_o \,, \end{aligned} \tag{4.8}$$

o bien en su forma compacta

$$P\dot{x^*} = (J_o - R)x^* + G(x^*)u^* + \begin{bmatrix} -i_o \\ V_f \end{bmatrix} . \tag{4.9}$$

donde se asume que existe un ciclo de trabajo ideal u^* que lleva a las corrientes y voltajes del sistema a su valor deseado $x^* = [i_L^* \;\; V_c^*]^T$.

En un segundo paso, ahora se puede describir la dinámica del error mediante la diferencia entre los estados reales del sistema y los estados deseados. A esta diferencia

se le llama $\tilde{x}$, es decir, $\tilde{x} = x - x^*$ y su variación en el tiempo queda dada por la resta de (4.7) y (4.9):

$$P\,\dot{\tilde{x}} = (J_o - R)\,\tilde{x} \underbrace{+G(x)\,u\; - \;G(x^*)\,u^*}_{1} + \begin{bmatrix} -i_o \\ V_f \end{bmatrix}. \tag{4.10}$$

Se observa que la diferencia de $G(x)\,u\; -\; G(x^*)\,u^*$ en (4.10) podemos reescribirla según (4.6), de esta forma

$$G(x)\,u\; -\; G(x^*)\,u^* = J_1\,x\,u\; - J_1\,x^*\,u^*\,. \tag{4.11}$$

Ahora bien, desarrollamos (4.11) para que podamos expresarlo en función del error ($x = \tilde{x} + x^*$) y del error de control ($\tilde{u} = u - u^*$). Es decir, el lado derecho de (4.11) se reescribe como

$$J_1\,x\,u\; - J_1\,x^*\,u^* = J_1(\tilde{x} + x^*)\,u\; - J_1\,x^*\,u^*\,. \tag{4.12}$$

Para facilidad de análisis, se aplicará la propiedad distributiva al primer término, mientras que el resto se mantiene igual, por lo que ahora tenemos tres términos y observamos que el segundo y el tercer término ($J_1x^*u\; - J_1x^*u^*$) comparten el factor J_1x^*. Esto permite simplificar

$$J_1\,\tilde{x}\,u\; + J_1\,x^*u\; - J_1\,x^*u^* = \underbrace{J_1\,\tilde{x}\,u}_{2}\; + \underbrace{J_1\,x^*\,\tilde{u}}_{3}\,. \tag{4.13}$$

El término ($J_1\tilde{x}$) se refiere al acoplamiento del error y depende del valor actual de $\tilde{x}$ y de la entrada actual (u), mientras que el término 3 se refiere al efecto del error de control y depende del punto de operación deseado (x^*) y de cuánto se desvía la señal de control ($\tilde{u}$) de la ideal. Este término puede reescribirse como

$$J_1\,\tilde{x}\,u = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} u = \begin{bmatrix} \tilde{x}_2\,u \\ -\tilde{x}_1\,u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & u \\ -u & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} = \tilde{J}(u)\,\tilde{x}\,. \tag{4.14}$$

La expresión anterior nos ayudará más adelante para facilitar algunos cálculos.

Ahora bien, para entender cómo varía el error, se usará una función de Lyapunov inspirada en la función de energía del Boost (3.8) pero ahora en términos de $\tilde{x}$

$$W(\tilde{x}) = \frac{1}{2}\,\tilde{x}^T P\,\tilde{x}\,. \tag{4.15}$$

En (4.15), la matriz P es diagonal y tiene como entradas la inductancia y capacitancia del sistema, por lo que es una matriz simétrica y positiva. Además, la función $W(\tilde{x})$, al ser cuadrática, es cero sólo si el error $\tilde{x} = 0$. Si obtenemos la derivada de $W(\tilde{x})$ respecto al tiempo, es posible analizar cómo cambia la energía asociada al error. En particular, si $\dot{W}(\tilde{x}) \leq 0$, la energía disminuye con el tiempo. Desde la perspectiva de la teoría de control, si $\dot{W}(\tilde{x}) \leq 0$, entonces el punto de equilibrio $\tilde{x} = 0$ es estable. Se tiene entonces que

$$\dot{W}(\tilde{x}) = -\tilde{x}\,R\,\tilde{x}\; +\; \tilde{x}^T\,G(x)\,u\; - \tilde{x}^T\,G(x^*)\,u^*\,. \tag{4.16}$$

En (4.16) se tienen tres términos: el primero de ellos es una pérdida de energía debido a las resistencias, mientras que $\tilde{x}^T\, G(x)\, u\, -\, \tilde{x}^T\, G(x^*)\, u^*$ representa la potencia neta que el control le está proporcionando al error.

Para simplificar, hacemos uso de la ecuación (4.14)

$$\dot{W}(\tilde{x}) = -\tilde{x}^T\, R\, \tilde{x}\; +\; \tilde{x}^T\, \bar{J}(u)\, \tilde{x}\; +\; \tilde{x}^T\, J_1\, x^*\, \tilde{u}\,, \tag{4.17}$$

donde se puede apreciar que el término $-\tilde{x}^T\, R\, \tilde{x}$ siempre es negativo, y que $\tilde{x}^T \bar{J}(u)\tilde{x} = 0$, puesto que $\bar{J}(u)$ es antisimétrica. Mientras que el término $\tilde{x}^T\, J_1\, x^*\, \tilde{u}$ representa la interacción entre el error y la acción de control. Bajo lo anterior, se tiene que

$$\dot{W}(\tilde{x}) = -\tilde{x}^T\, R\, \tilde{x}\; +\; \underbrace{\tilde{x}^T\, G(x^*)}_{y^T}\, \tilde{u}\,. \tag{4.18}$$

En esta ecuación, se tiene la entrada de control para modificar la negatividad de $\dot{W}$. Se propone entonces que

$$y = \tilde{x}\; G^T\,(x^*)\,, \tag{4.19}$$

y representa la variable que necesitamos retroalimentar. Así, para garantizar la negatividad de $\dot{W}$ se propone que $\tilde{u} = -K_p y$ de manera que

$$u = \; -K_p\, y + u^*\,, \tag{4.20}$$

con K_p una ganancia positiva. Debe notarse que, con esta definición, $\dot{W}(\tilde{x})$ es la suma de elementos negativos: $\dot{W}(\tilde{x}) = -\tilde{x}^T\, R\, \tilde{x}\; - y^T K_p y$, por lo que $\dot{W}(\tilde{x}) \leq 0$.

4.1.2. Generador de referencias

Para implementar la ley de control propuesta

$$u = -K_p y + u^*, \qquad y = \tilde{x}^T G^T(x^*) = \tilde{i}_L V_C^* - \tilde{V}_C i_L^*\,,$$

es necesario generar las referencias i_L^*, V_C^* y u^* que satisfagan el modelo deseado, así como tener las mediciones de los estados para construir $\tilde{x}$. Estas referencias deben satisfacer la dinámica del sistema. Es decir, las corrientes y los voltajes deseados deben satisfacer (4.8). Más aún, al ser corriente directa, en estado estacionario las derivadas son cero, es decir, i_L^*, V_C^* y u^* deben cumplir:

$$V_f - r_L i_L^* - (1-u^*)V_C^* = 0\,, \tag{4.21a}$$

$$(1-u^*)i_L^* - r_C^{-1} V_C^* - i_o = 0\,. \tag{4.21b}$$

Se trata de un sistema de dos ecuaciones algebraicas con tres incógnitas: i_L^*, V_C^* y u^*. Por lo tanto, es un sistema compatible indeterminado y se requiere fijar una variable para obtener una solución única. Dado que el objetivo de este caso es evaluar el controlador, se decidió fijar el valor del voltaje de salida V_C en V_C^* y resolver (4.21) para $i_L^*(t)$ y $u^*(t)$. En la siguiente subsección, el valor que se fija ya no será arbitrario, sino que dependerá del algoritmo MPPT.

4.1.3. Sistema integrando el panel fotovoltaico

Una vez estudiado el sistema con una fuente ideal, ahora agregamos el panel fotovoltaico tal y como se muestra en la Figura 4.2.

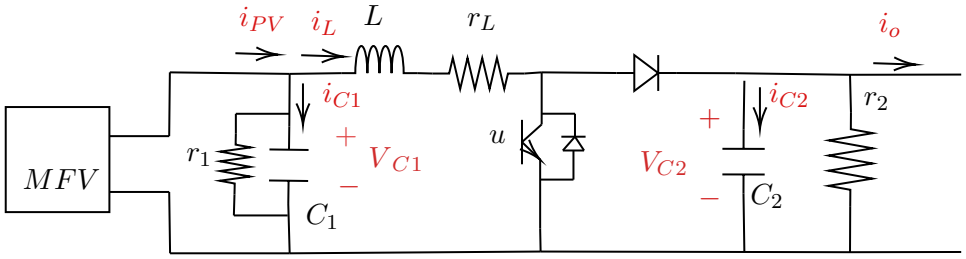


Figura 4.2: Convertidor Boost tercer orden

En este caso, para representar el comportamiento dinámico, el módulo fotovoltaico (MFV) se modela por medio de un capacitor en paralelo (C_1) con una resistencia intrínseca (R_1) muy pequeña. El incluir estos elementos implica replantear las ecuaciones que describen el sistema. De la Ley de Corrientes de Kirchhoff (LCK) se tiene:

$$i_{pv} = i_{C1} + i_{L1} + i_{r1}\,. \tag{4.22}$$

Y de la Ley de Voltajes aplicado a la primera malla:

$$V_{C1} = V_L + V_{R_L} + (1-u)\,V_{C2}\,. \tag{4.23}$$

En este caso, el voltaje V_{C1} corresponde al voltaje de la fuente ideal V_f de la subsección anterior. Finalmente, al aplicar la LCK en el nodo después del diodo se tiene

$$(1-u)\,i_L = i_{C2} + i_{r_L} + i_o\,. \tag{4.24}$$

Puede verse que en este caso, el modelo es un sistema de tercer orden donde los estados son el voltaje del primer capacitor V_{C1}, la corriente del inductor i_L y el voltaje del segundo capacitor V_{C2}. De manera que la dinámica completa del convertidor es

$$\begin{aligned} C_1\frac{dV_{C1}}{dt} &= -i_L + i_{pv} - r_1^{-1}V_{C1}\,,\\ L\,\frac{di_L}{dt} &= -r_L\,i_L - (1-u)\,V_{C2} + V_{C1}\,,\\ C_2\,\frac{dV_{C2}}{dt} &= -r_L^{-1}\,V_{C2} + (1-u)\,i_L - i_o\,. \end{aligned} \tag{4.25}$$

Ahora bien, para describir la dinámica del sistema, igual que en el caso anterior, conviene usar una notación matricial. Así, se define al vector de estados como

$$x = \begin{bmatrix} V_{C1} \\ i_L \\ V_{C2} \end{bmatrix}\,. \tag{4.26}$$

Así como una matriz diagonal $P = \text{diag}\{C_1, C_2, L\}$ que contiene los parámetros físicos asociados al almacenamiento energético, es decir, las capacitancias C_1, C_2 y la inductancia L. De manera que el modelo puede escribirse como

$$\begin{bmatrix} C_1 & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{C1} \\ i_L \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_1^{-1} & -1 & 0 \\ 1 & -r_L & -(1-u) \\ 0 & (1-u) & -r_L^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C1} \\ i_L \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{pv} \\ 0 \\ -i_o \end{bmatrix} . \quad (4.27)$$

Del lado derecho del modelo, podemos observar que la matriz que premultiplica al vector de estados se compone de dos características: las resistencias que representan la parte disipativa de la energía y el ciclo de trabajo que describe la parte de interconexión o el acoplamiento entre las variables. Finalmente, el vector de interconexión externa agrupa los términos de entrada externos del sistema (I_{pv}) y la corriente de salida (i_o).

Este modelo puede escribirse en su forma compacta como:

$$P\,\dot{x} = \big[J(u) \; - \; R\big] \; x \; + \begin{bmatrix} i_{pv} \\ 0 \\ -i_o \end{bmatrix} . \quad (4.28)$$

Similar al caso de la subsección anterior, la matriz de acoplamiento puede reescribirse separando la parte constante de aquella que es dependiente al ciclo de trabajo u

$$J(u) = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}}_{J_o} + \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}}_{J_1} + \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix}}_{J_2} u\,. \quad (4.29)$$

Donde cada una de estas matrices es antisimétrica, es decir, $J^T = -J$. En otras palabras, la interconexión entre las variables de estado no genera ni disipa energía, sino que se distribuye entre los elementos del sistema. Ahora bien, haciendo uso de esta descomposición, el producto $J(u)\,x =$ puede escribirse como

$$\begin{aligned} J(u)x &= \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} x \; + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} x \; + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} xu\,, \\ &= (\,J_o \; + J_1)\,x \; + J_2\,x\,u \;, \end{aligned} \quad (4.30)$$

lo que indica que el sistema depende tanto de la dinámica natural del sistema dado por $J_0 + J_1$ como del efecto de control dado por el ciclo de trabajo.

Se define entonces al vector

$$G(x)u = J_2\,x\,u \;\; , \quad (4.31)$$

para poder escribir el modelo completo como

$$\boxed{P\,\dot{x} = \left[J_o + J_1 - R\right] x \; + \; G(x)u \; + \begin{bmatrix} i_{pv} \\ 0 \\ -i_o \end{bmatrix}}\,, \tag{4.32}$$

con $G(x) = J_2\, x$. Con el modelo matemático y siguiendo la metodología, el siguiente paso será que determinemos la dinámica admisible para nuestro sistema. Para ello, simplemente tenemos que observar qué variables son las que van a estar modificándose durante la conversión de energía: estas serán las variables V_{C1}, V_{C2}, i_L y también nuestro ciclo de trabajo u. Por lo que la dinámica que deben cumplir los estados deseados es

$$\begin{aligned} C_1\,\frac{dV_{C1}^*}{dt} &= -i_L^* \; + i_{pv} \; - r_1^{-1}\, V_{C1}^*\,, \\ L\,\frac{di_L^*}{dt} &= -r_L\, i_L^* \; - (1-u^*)\, V_{C2}^* \; + V_{C1}^*\,, \\ C_2\,\frac{dV_{C2}^*}{dt} &= -r_L^{-1}\; V_{C2}^* \; + (1-u^*)\, i_L^* \; - \; i_o\,. \end{aligned} \tag{4.33}$$

que de forma vectorial se expresa como

$$P\,\dot{x}^* = \left[J_o + J_1 - R\right] \; x^* \; + \; G(x^*)u^* \; + \begin{bmatrix} i_{pv} \\ 0 \\ -i_o \end{bmatrix}\,. \tag{4.34}$$

Se retoma el modelo completo del convertidor boost de tercer orden, dado en (4.32), para describir la dinámica del error. Se hace la diferencia entre las dinámicas dadas por (4.32) y (4.34), con $\tilde{x} = x - x^*$ y $\tilde{u} = u - u^*$:

$$P\,\dot{\tilde{x}} = \; [J_o \; + J_1 \; - R]\,\tilde{x} \; + G(x)\,u \; - \; G(x^*)\,u^*\,. \tag{4.35}$$

Se puede reescribir la ecuación en términos de $G(x)$ como en (4.31)

$$G(x)\,u \; - \; G(x^*)\,u^* = J_2\,x\,u \; - \; J_2\,x^* u^*. \tag{4.36}$$

Ahora dado que $x = \tilde{x} \; + \; x^*$, entonces

$$\begin{aligned} G(x)\,u \; - \; G(x^*)\,u = J_2\,(\tilde{x} + x^*)u \; - J_2\,x^*\,u^*\,, \\ = J_2\,\tilde{x}\,u \; + J_2\,x^*\,u \; - J_2\,x^*\,u^*\,. \end{aligned} \tag{4.37}$$

Factorizando $J_2 x^*$ y con la definición de $(\tilde{u})$:

$$G(x)\,u \; - \; G(x^*)\,u = J_2\tilde{x}u + J_2x^*(u-u^*) = J_2\,\tilde{x}\,u \; + \; J_2\,x^*\,\tilde{u}\,. \tag{4.38}$$

Si bien el término $J_2\tilde{x}u$ surge del producto entre el error de estado y la entrada de control, es posible reescribirlo como una matriz $\bar{J}_2(u)$ que multiplica linealmente al

error $\tilde{x}$. Esta matriz $\bar{J}_2(u)$ es antisimétrica. La reescritura es importante porque facilita el análisis de estabilidad:

$$J_2\,\tilde{x}\,u = \begin{bmatrix} 0 \\ u\,\tilde{x}_3 \\ -u\,\tilde{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & u \\ 0 & -u & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} = \bar{J}_2(u)\,\tilde{x}\,, \tag{4.39}$$

$$\boxed{P\dot{\tilde{x}} = [\,J_o\,+\,J_1\,+\,\bar{J}_2(u)\,-R]\,\tilde{x}\,+\,G(x^*)\,\tilde{u}\,.} \tag{4.40}$$

La ecuación anterior es la dinámica del error. Esta dinámica también puede ser obtenida de forma escalar, como se muestra a continuación.

La primera ecuación del modelo original es

$$L\frac{di}{dt} = V_f - r_L i -\ (1-u)\,V_C\,, \tag{4.41}$$

mientras que los valores deseados son soluciones de

$$L\frac{di^*}{dt} = V_f\ - r_L\,i^*\ -\ (1-u^*)\,V_C^*\,, \tag{4.42}$$

La diferencia entre (4.41) y (4.42):

$$L\,\frac{di}{dt} - L\,\frac{di^*}{dt} = [V_f - r_L\,i -\ (1-u)\,V_C]\ - [V_f\ - r_L\,i^*\ -\ (1-u^*)\,V_C^*]\,, \tag{4.43}$$

cancelamos el término de voltaje de la fuente para ir reduciendo la ecuación:

$$\begin{aligned} L\,\frac{di}{dt} - L\,\frac{di^*}{dt} &= [\cancel{V_f}\ - r_L\,i\ - (1-u)\,V_C - \cancel{V_f}\ +\ r_L\,i^*\ + (1-u^*)\,V_C^*]\,, \\ &= -r_L\,i\ + r_L i^*\ - (1-u)\,V_C\ +\ (1-u^*)\,V_C^*\,, \\ &= -r_L(i\ - i_L^*)\ - (1-u)\,V_C\ + (1-u^*)\,V_C^*\,. \end{aligned} \tag{4.44}$$

mediante la expansión de los términos de voltaje (medido y deseado) y ciclo de trabajo se tiene:

$$\begin{aligned} L\,\frac{di}{dt} - L\,\frac{di^*}{dt} &= -r_L\,(\tilde{i}) - V_C\ + V_C\,u\ + V_C^* -\ V_C^*\,u^*\ , \\ &= -r_L\,\tilde{i}\ - \underbrace{(V_C - V_C^*)}_{\tilde{V_C}} + V_C\,(\tilde{u}+u^*)\ - V_C^*\,u^*\,, \\ &= -r_L\,\tilde{i}\ - \tilde{V}_C\ + V_C\,\tilde{u}\ +\ V_C\,u^*\ - V_C^* u^*\,. \end{aligned} \tag{4.45}$$

factorizamos u^* en los dos últimos términos, dando como resultado el error del voltaje

$$\begin{aligned} L\,\dot{\tilde{i}} &= -r_L\,\tilde{i}_L\ - \tilde{V}_C\ +\ V_C\,\tilde{u}\ + u^*(V_C\ +\ V_C^*)\ , \\ &= -r_L\tilde{i}_L\ - \tilde{V}_C\ + V_C\,\tilde{u} +\ u^*(\tilde{V}_C)\,. \end{aligned} \tag{4.46}$$

Expresamos todos los términos en función de las variables de error y simplificamos términos semejantes. Con esto, la ecuación de error de corrientes puede escribirse como:

$$L\,\dot{\tilde{i}} =\ -r_L\,\tilde{i}\ - \tilde{V}_C\ + V_C^*\,\tilde{u}\ + u\,\tilde{V}_C\ \ . \tag{4.47}$$

Reorganizamos para obtener la forma final

$$\boxed{L\dot{\tilde{i}} = -r_L\,\tilde{i}\; - (1-u)\tilde{V}_C + V_C^*\tilde{u}\,.} \tag{4.48}$$

La ecuación (4.48) representa la dinámica del error de corriente en función del error de voltaje, el siguiente paso es obtener la dinámica para el error de voltaje.

Se parte de la ecuación que describe la dinámica del voltaje de salida

$$C\frac{dV}{dt} = (1-u)\,i\; - r_C^{-1}V_C\; - i_o\,, \tag{4.49}$$

y su modelo de referencia

$$C\frac{dV^*}{dt} = (1-u^*)\,i^*\; - r_C^{-1}\,V_C\; - i_o\,. \tag{4.50}$$

Se resta (4.49) de (4.50) para obtener la dinámica del error de voltaje.

$$C\frac{dV}{dt} - C\frac{dV^*}{dt} = [(1-u)\,i\; - r_C^{-1}V_C\; - i_o]\; - [(1-u^*)\,i^*\; - r_C^{-1}V_C^* - i_o]\,, \tag{4.51}$$

cancelamos términos de corriente de carga i_o para tener:

$$C\frac{dV}{dt} - C\frac{dV^*}{dt} = (1-u)\,i\; - (1-u^*)i^*\; + r_C^{-1}(V_C^* - V_C)\,. \tag{4.52}$$

Reduciendo y agrupando los términos que contienen u^*

$$\begin{aligned} C\frac{dV}{dt} - C\frac{dV^*}{dt} &= (i-i^*)\; - ui + u^*i^* + r_C^{-1}\tilde{V}_C \\ &= \tilde{i} - r_C^{-1}\tilde{V}_C\; - (\tilde{u}+u^*)i\; + u^*i^*\,. \end{aligned} \tag{4.53}$$

Distribuyendo y sustituyendo $i = \tilde{i} + i^*$ en el término $-\tilde{u}i$

$$\begin{aligned} C\frac{dV}{dt} - C\frac{dV^*}{dt} &= \tilde{i}\; - r_C^{-1}\tilde{V}_C\; - u^*(i-i^*)\; - \tilde{u}i\,, \\ C\tilde{V} &= \tilde{i}\; - r_C^{-1}\tilde{V}_C - u^*\tilde{i}\; - \tilde{u}i\,. \end{aligned} \tag{4.54}$$

Expandemos y agrupamos

$$\begin{aligned} C\tilde{V} &= \tilde{i}\; - r_C^{-1}\tilde{V}_C\; - (u-\tilde{u})\tilde{i}\; - \tilde{u}(\,\tilde{i} + i^*)\,, \\ &= \tilde{i} - r_C^{-1}\tilde{V}_C\; - u\tilde{i} + \tilde{u}\tilde{i} - \tilde{u}\tilde{i} - \tilde{u}i^*\,. \end{aligned} \tag{4.55}$$

Reconocemos $i - i^* = \tilde{i}$

$$C\tilde{V} = \tilde{i}\; - r_C^{-1}\tilde{V}_C - u\tilde{i} - \tilde{u}i^*\,. \tag{4.56}$$

Expandimos $u^* = u - \tilde{u}$ y $\tilde{i} + i^*$ y obtenemos la ecuación para la dinámica del error de voltaje:

$$\boxed{C\tilde{V} = r_C^{-1}\tilde{V}_C\; +\; (1-u)\tilde{i}\; - \tilde{u}i^*\,.} \tag{4.57}$$

Una vez obtenida la dinámica del error dada por (4.40) o bien (4.48)-(4.57) se puede hacer un análisis de energía para determinar la ley de control.

Se propone la función tipo energía:

$$E = \frac{1}{2}C\tilde{V}^2 \; + \frac{1}{2}L\,\tilde{i}^2\,, \tag{4.58}$$

cuya derivada es

$$\dot{E} = \tilde{V} \underbrace{C\dot{\tilde{V}}}_{\text{Ecuación (4.48)}} + \tilde{i} \underbrace{L\dot{\tilde{i}}}_{\text{Ecuación (4.57)}} \tag{4.59}$$

Sustituyendo las ecuaciones (4.48) y (4.57) en la derivada de la energía, se tiene:

$$\begin{aligned}\dot{E} &= \tilde{i}[-r_L\,\tilde{i} \; - (1-u)\tilde{V} \; + V^*\tilde{u}] \; + \; \tilde{V}\,[-r_C^{-1}\,\tilde{V}_C \; + \; (1-u)\,\tilde{i} \; - \; \tilde{u}i^*]\,,\\ &= -r_L\,\tilde{i}^2 - (1-u)\tilde{V}_C\,\tilde{i} \; + V^*\tilde{u}\,\tilde{i} \; - r_C^{-1}\,\tilde{V}_C^2 \; + \; (1-u)\,\tilde{V}_C\,\tilde{i} \; - \tilde{u}\,\tilde{V}_C\,i^*\,,\\ &= -r_C^{-1}\,\tilde{V}^2 \; - r_L\,\tilde{i}^2 \; + \; \tilde{u}[\,\tilde{i}\,V^* \; - \tilde{V}_C\,i^*]\,.\end{aligned} \tag{4.60}$$

El objetivo es encontrar la ley de control u que hace que las trayectorias del sistema se vayan al mínimo de (4.58), esto se logra si $\dot{E} \leq 0$. Para garantizar lo anterior:

1. El primer término $-r_C\,\tilde{V}_C^2$ siempre será negativo, ya que $\tilde{V}^2$ está elevado al cuadrado y r_C siempre es positivo.

2. El segundo término $-r_L^{-1}\,\tilde{i}^2$ siempre será negativo ya que $\tilde{i}^2$ está elevado al cuadrado y r_L siempre es positivo

3. Tenemos $\tilde{u}(\,\tilde{i}\,V^* \; - \tilde{V}_C\,i^*)$ para asegurar que nuestro término siempre sea negativo tenemos que relacionar $y = \tilde{i}\,V^* - \tilde{V}_C\,i^*$ con $\tilde{u}$. Para lograr esto definimos a:

$$\tilde{u} = -K_p y\,, \tag{4.61}$$

donde K_p es una constante positiva. De esta forma:

$$\tilde{u}y = \; -K_p(y)(y) = -Kp\,(y^2) \qquad \forall\, K_p > 0\,. \tag{4.62}$$

El término cuadrático siempre será positivo, mientras que $-K_p$ nos asegura que $-K_p(y^2)$ siempre será negativo.

Finalmente dado que $\tilde{u} = u - \; u^*$ entonces, la ley de control es

$$u = \tilde{u} \; + u^*\,. \tag{4.63}$$

Por lo tanto, haciendo uso de (4.61):

$$\boxed{u = -K_p(y) \; + \; u^*\,.} \tag{4.64}$$

4.1.4. Generador de referencias

Para generar los valores de corrientes y voltajes deseados, y así poder implementar la ley de control, se parte de la ecuación (4.33); donde para compactar la notación se define $\mu = 1 - u$, de manera que

$$C_1 \frac{dV_{C1}^*}{dt} + i_L^* + r_1^{-1} V_{C1}^* = i_{pv}\,, \tag{4.65a}$$

$$L \frac{di_L^*}{dt} + \mu^* V_{C2}^* - V_{C1}^* = 0\,, \tag{4.65b}$$

$$C_2 \frac{dV_{C2}^*}{dt} + r_l^{-1} V_{C2}^* - \mu^* i_L^* + i_o = 0\,. \tag{4.65c}$$

El sistema anterior es un conjunto de 3 ecuaciones y 4 incógnitas: $V_{C1}^*, V_{C2}^*, i_L^*$ y μ^*, por lo que es un sistema compatible indeterminado. Para darle solución, es necesario considerar conocida alguna de estas variables. Sin embargo, podemos considerar que V_{C1}^* (y por lo tanto $\dot{V}_{C1}^*$) es una variable proporcionada por el algoritmo MPPT.

Así pues, el objetivo es que el voltaje de entrada V_{C1} converja al voltaje proveniente del algoritmo MPPT, es decir, $V_{C1} \to V_{C1}^*$, este voltaje, a su vez, corresponde al punto de máxima potencia. El resto de las variables deben converger a la solución de (4.65).

Para resolver el sistema de ecuaciones, de la ecuación (4.65a) se tiene que la corriente deseada

$$i_L^* = -C_1 \dot{V}_{C1}^* - r_1^{-1} V_{C1}^* + i_{pv}\,, \tag{4.66}$$

está completamente definida para un voltaje V_{C1}^* dado y una corriente i_{pv} medida. Así, nuestro sistema se reduce a un sistema de dos ecuaciones con dos incógnitas que se resuelve para μ^* y V_{C2}^* simultáneamente:

$$L \frac{di_L^*}{dt} + \mu^* V_{C2}^* - V_{C1}^* + r_L i_L^* = 0\,, \tag{4.67}$$

$$C_2 \frac{dV_{C2}^*}{dt} + r_L^{-1} V_{C2}^* - \mu^* i_L^* + i_o = 0\,. \tag{4.68}$$

Este sistema de ecuaciones es equivalente al dado por (4.8) y para darle solución, se escribirá en términos de potencia multiplicando la primera ecuación por i_L^* y la segunda por V_{C2}^* como:

$$L\, \dot{i}_L^*\, i_L^* + \mu^* V_{C2}^*\, i_L^* - V_{C1}^*\, i_L^* + r_L\, i_{L*}^2 = 0\,, \tag{4.69}$$

$$C\, \dot{V}_{C2}^*\, V_{C2}^* + r_L^{-1}\, V_{C2*}^2 - \mu^*\, i_L^*\, V_{C2}^* + V_{C2}^*\, i_o = 0\,. \tag{4.70}$$

De esta forma, por el método de suma y resta, sumando ambas ecuaciones, se cancela el término $\mu^* i_L^* V_{C2}^*$:

$$C\, \dot{V}_{C2}^*\, V_{C2}^* + r_L^{-1}\, V_{C2*}^2 + L\, \dot{i}_L^*\, i_L^* - V_{C1}^*\, i_L^* + V_{C2}^*\, i_o + r_L\, i_{L*}^2 = 0\,. \tag{4.71}$$

Ahora bien, para la ecuación anterior, i_L se obtiene de (4.66). Asumiendo i_L constante, su derivada es cero. Por su parte, V_{C1}^* se obtiene del algoritmo MPPT y también se asume constante ($\dot{V}_{C2}^* = 0$), de manera que (4.71) puede resolverse para V_{C2}^* por medio de la siguiente ecuación cuadrática:

$$0 = -r_L^{-1} V_{C2*}^2 - V_{C2*} i_o - \underbrace{(L \dot{i}_L * i_{L*} - V_{C1}^* i_L + r_L i_{L*}^2)}_{k^*} . \tag{4.72}$$

O equivalente

$$r_L^{-1} V_{C2*}^2 + i_o V_{C2*} + k^* = 0 . \tag{4.73}$$

Una vez encontrado el valor de V_{C2*} por medio de las raíces de (4.73), se usa ese valor para encontrar la solución para la variable μ^*. Lo anterior se logra despejando μ de (4.67) como:

$$\frac{1}{i_L^*}[C \dot{V}_{C2*} + r_L^{-1} V_{C2}^* + i_o] = \mu^* . \tag{4.74}$$

O bien despejando u^* de (4.68)

$$[V_{C1}^* - r_L i_{L*} - L\frac{di_L^*}{dt}] \frac{1}{V_{C2}} = \mu^* . \tag{4.75}$$

Tomando en cuenta que $\mu^* = 1 - u^*$, por lo que $u^* = 1 - \mu^*$.

4.2. Discusión del capítulo

En este capítulo se ha presentado el diseño de dos controladores para el convertidor Boost: un controlador PI convencional y un controlador basado en energía siguiendo la metodología de control basado en modelo.

Para el sistema con fuente ideal (segundo orden), la ley de control basada en energía depende de la retroalimentación de la variable $y = \tilde{i}_L V_C^* - \tilde{V}_C i_L^*$, la cual surge del análisis de la función tipo energía del error. Esta variable combina los errores de corriente y voltaje dados por los valores medidos y por los valores deseados, lo que permite un acoplamiento adecuado entre ambas dinámicas. La ganancia K_p actúa como un parámetro de diseño que permite ajustar la velocidad de convergencia del error.

Una vez que se integra el panel fotovoltaico, se obtiene un sistema de tercer orden al cual se le aplicó la misma metodología, obteniendo una ley de control basada en energía análoga a la de segundo orden con una variable de salida $y = \tilde{i}_L V_{C2}^* - \tilde{V}_{C2} i_L^*$. La inclusión del panel fotovoltaico introduce una dinámica adicional que debe considerarse, pero las propiedades del control basado en energía logran resolver el problema.

Un aspecto importante del diseño de ambos controladores, tanto con fuente ideal como con la integración del panel fotovoltaico, es la necesidad de generar las referencias i_L^*, V_{C2}^* y u^* que satisfacen el modelo. En ambos casos, el sistema de ecuaciones resultante es compatible indeterminado, lo que requiere fijar una variable para obtener una solución única. En el caso del sistema con fuente ideal, se fijó el voltaje de salida V_C^*, mientras que para el sistema con panel fotovoltaico, el voltaje V_{C1}^* es proporcionado por el algoritmo MPPT, lo que hace que el controlador se adapte continuamente a las condiciones cambiantes del panel.

El controlador basado en energía ofrece ventajas importantes frente al PI convencional. El PI se ajusta por prueba y error o a partir de un modelo linealizado, lo que limita su desempeño cuando el sistema opera lejos del punto de operación. En contraste, el controlador basado en energía está diseñado con la teoría de Lyapunov, lo que asegura que el sistema se mantenga estable incluso cuando las condiciones varían considerablemente. Además, la ganancia K_p tiene un significado físico: actúa como un amortiguamiento que reduce la energía del error, lo que simplifica su ajuste.

En resumen, el diseño presentado en este capítulo proporciona una base teórica sólida para la implementación de los controladores que serán evaluados numéricamente en el capítulo siguiente.

Capítulo 5

Evaluación numérica

En este capítulo se presenta la comparación numérica en simulación del controlador PI convencional con el control basado en energía diseñado en Simulink de MATLAB versión R2025 ; para esto, se usó el sistema con fuente ideal para tener sólo el desempeño del controlador para el Boost sin tener la perturbación de sistemas como el panel o el algoritmo MPPT. Posteriormente, se retomó el sistema integrando el panel fotovoltaico y el algoritmo MPPT para verificar que el controlador basado en energía siguiera funcionando adecuadamente.

5.1. Sistema con fuente ideal

Para esta sección se toma el sistema mostrado en la Figura 4.1 en donde se muestra un convertidor Boost con una fuente ideal. Para todas las simulaciones se utiliza el convertidor Boost de la librería Simscape de Simulink de MATLAB R2024b, un método numérico ODE45 y paso de integración variable. A lo largo de este capítulo, se emplearon los valores de los parámetros mostrados en la Tabla 5.1

Parámetro	**Valor**
Inductancia (L)	2.03×10^{-3} H
Capacitancia (C)	1.64×10^{-4} F
Resistencia de carga (R)	$81.63\,\Omega$
Frecuencia de conmutación (f_s)	50 kHz

Tabla 5.1: Valores de los parámetros del convertidor Boost

En esta sección, se presenta la evaluación de dos controladores: el PI convencional y el control basado en energía, ambos considerando una fuente ideal.

5.1.1. Evaluación del controlador PI clásico

Se implementó el convertidor Boost en lazo cerrado con un PI clásico con el fin de regular el voltaje y la corriente. La tensión de referencia V_C^* usada como ejemplo fue de 200 V. Para la evaluación se utilizó la librería Simscape con un método numérico de paso variable (solver ode45) y un tamaño máximo de paso configurado en automático, para el cual Simulink determinó 2×10^{-5} s. La condición inicial del voltaje del capacitor se fijó en 48 V. Mientras que los valores de las ganancias del controlador son de $K_P = 0.01$ y $K_I = 30$.

Con el fin de mostrar que el objetivo de control se alcanza, la Figura 5.1 muestra que en 0.095 s el voltaje $V_C \to V_C^*$ con un porcentaje de error de estado estacionario de 2 %. Durante los primeros instantes, en el estado transitorio, se presenta una oscilación que es producida por el ajuste que tienen que hacer los elementos capacitivos e inductivos al comenzar el proceso de carga.

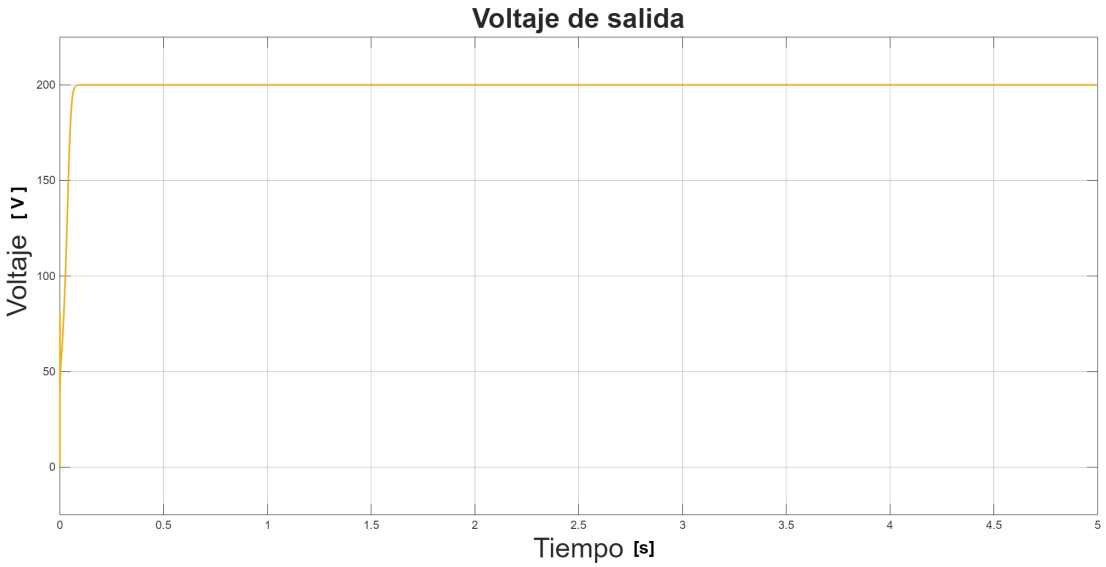


Figura 5.1: Voltaje de salida - Controlador PI clásico

Como puede observarse en la Figura 5.2, para evaluar el funcionamiento del controlador, el sistema se sometió a una perturbación en $t = 0.5$ s. Esta perturbación consistió en un cambio en el valor de la resistencia de carga de 50 % el valor original. En esta gráfica, se puede observar que la corriente también presenta un transitorio debido a las condiciones iniciales con un tiempo de asentamiento igual al del voltaje. El valor de la corriente en estado estacionario es de 10.23 A y se modifica cuando la carga cambia, con un transitorio mucho menor dado que parte de un valor cercano al deseado.

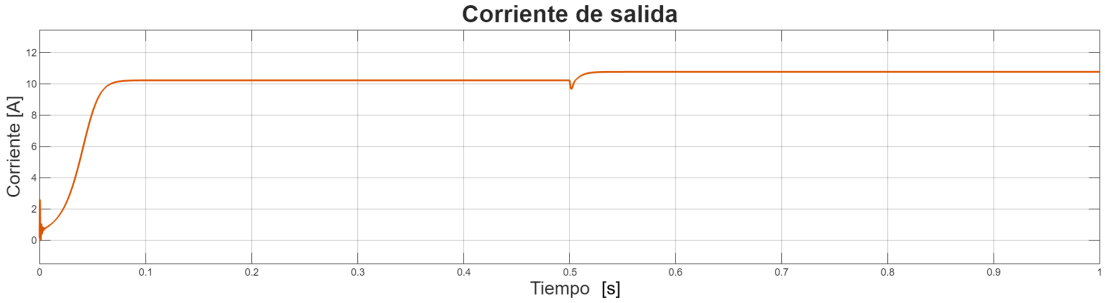


Figura 5.2: Corriente de salida - Controlador PI clásico

5.1.2. Evaluación del controlador basado en energía

En este caso, el lazo de control se cerró con el controlador descrito en la Ecuación (4.20). El voltaje deseado V_C^* se fijó en 200 V y el valor de la corriente deseada i_L^* y de la señal de modulación deseada u^* se obtuvieron de resolver la ecuación algebraica (4.21). En este caso, el valor de la ganancia para el controlador fue de $K_p = 0.001$. La ley de control ajusta continuamente el ciclo de trabajo para reducir el error entre el voltaje deseado y el generado.

Con el objetivo de mostrar el buen funcionamiento del controlador, se sometió al sistema a cambios en la entrada variando el voltaje en una secuencia cada 0.5 s con valores de $[48; 45.6; 50.4; 48]$ V. La Figura (5.3) muestra que el objetivo de control se cumple porque el voltaje de salida converge a su voltaje deseado con un tiempo de asentamiento de 8 ms, comparado con el PI que alcanzó su valor de estado estacionario en 95 ms, es decir, el control basado en energía mejoró el tiempo de asentamiento un 91.6 %. Además, aun cuando las condiciones iniciales están alejadas de la referencia, este controlador presenta un transitorio mucho más suave, ya que la respuesta se asemeja a una criticamente amortiguada teniendo un menor tiempo de asentamiento, comparado con el PI convencional.

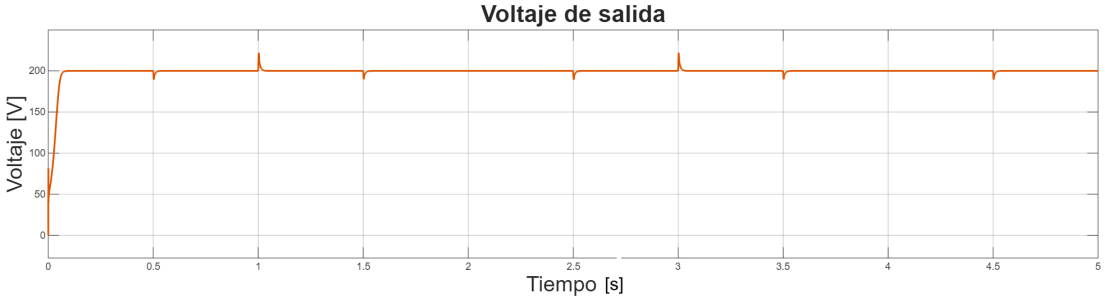


Figura 5.3: Voltaje de salida - Sistema de segundo orden

La corriente, mostrada en la Figura 5.5, alcanza un valor constante de 10.22 A en un tiempo de 95 ms el cual corresponde a la corriente i^* solución de (4.21) y que

se calcula de manera continua. Es decir, cada que cambia el voltaje V_C^* o la carga (equivalentemente la corriente i_o) se modifica esta corriente para seguir satisfaciendo la ecuación de valores deseados tal como se muestra en la Figura (5.4) .

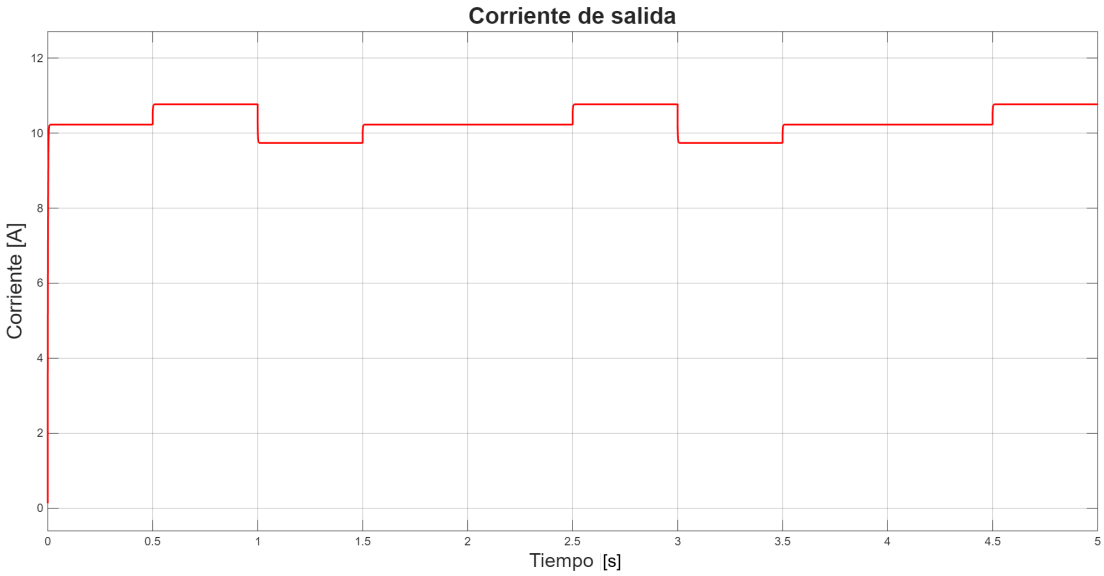


Figura 5.4: Corriente de salida - Sistema de segundo orden

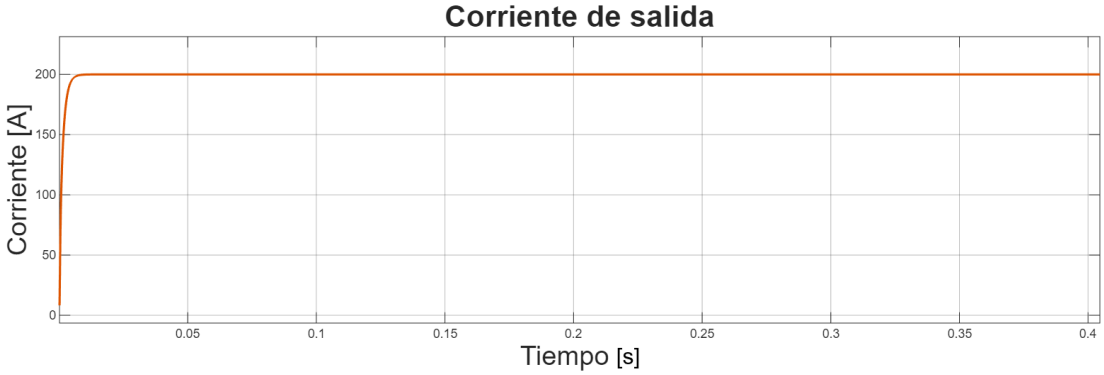


Figura 5.5: Zoom de corriente de salida - Sistema de segundo orden

5.1.3. Sistema integrando el panel fotovoltaico

En esta sección se presenta la validación de la ley de control implementada anteriormente para el sistema con fuente ideal, pero integrando el panel fotovoltaico y el algoritmo MPPT, tal y como se muestra en la Figura 4.2. Debe notarse que ahora ya no se tiene como entrada una fuente constante, sino que la integración del panel provoca

que el voltaje deseado de entrada al Boost varíe dependiendo de las condiciones de irradiancia y temperatura. Lo anterior somete al controlador a condiciones mucho más exigentes. En este caso, mientras el voltaje deseado a la salida del panel fotovoltaico está dado por el algoritmo MPPT, la corriente deseada es solución de (4.66) y el voltaje deseado a la salida del boost es solución de (4.72). Es decir, en este caso, el voltaje deseado a la salida del Boost cambia cuando varía el voltaje del panel. Así, del MPPT se obtiene el voltaje correspondiente a la potencia máxima que el panel fotovoltaico es capaz de entregar y éste se utiliza para calcular los otros dos valores deseados.

El algoritmo MPPT y el módulo fotovoltaico corresponden a lo descrito en las Subsecciones 3.2.2 y 3.3. Asimismo, la variación de irradiancia y temperatura está dada por la secuencia descrita en la Subsección 3.3: una secuencia que cambia cada 0.15 s dada por: [1000; 950; 1050; 1000] W/m^2; mientras que la temperatura sigue la secuencia [25; 23.75; 26.25; 25] en grados Celsius.

El controlador implementado corresponde a las ecuaciones (4.64) y (4.75) con valores de ganancias del controlador de $K_p = 0.001$ y los mismos valores de parámetros mostrados en la Tabla 5.1. Un esquema que muestra cómo se implementa el controlador es el de la Figura 5.6. Aquí, se observa que después de calcular la ley de control, se obtiene el ciclo de trabajo que se conecta al convertidor Boost.

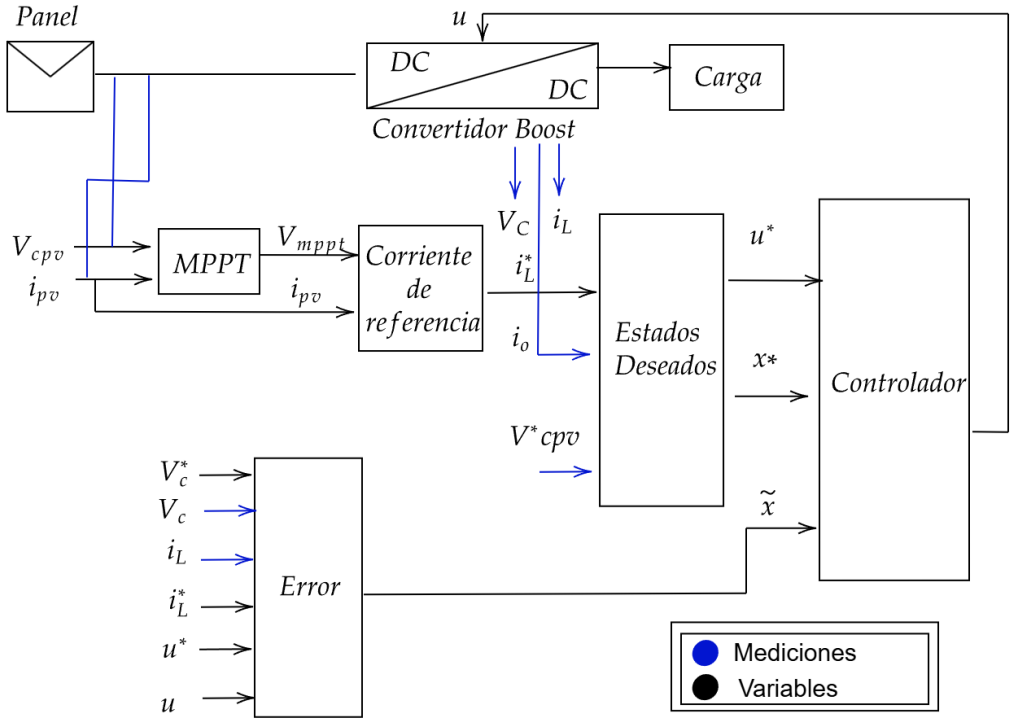


Figura 5.6: Diagrama de la implementación de la ley de control con el algoritmo de MPPT

En las Figuras 5.7–5.9 se muestran las gráficas de tensión y de corriente que buscan demostrar que con el controlador propuesto se cumplen los objetivos de control, en el sentido de que todo el estado alcanza sus valores deseados.

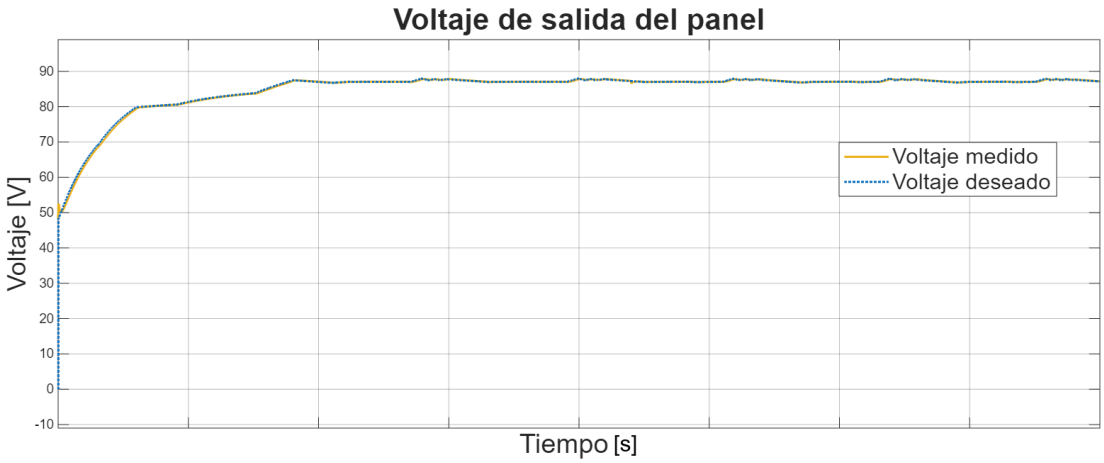


Figura 5.7: Tensión medida vs tensión deseada a la salida del panel

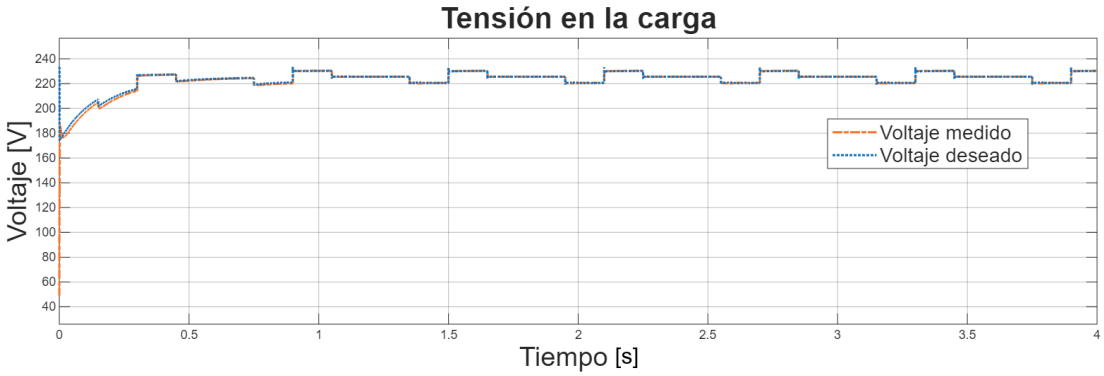


Figura 5.8: Tensión medida vs tensión deseada en la carga

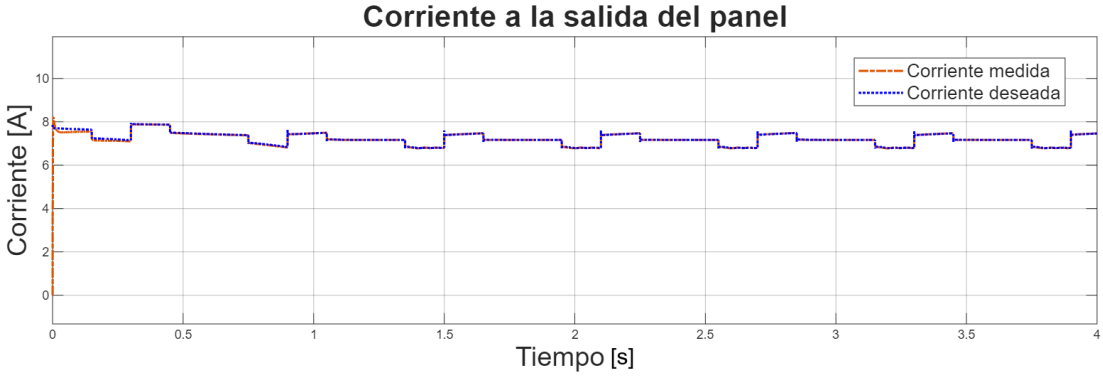


Figura 5.9: Corriente deseada vs corriente medida en el inductor

Como puede verse en las gráficas, el panel fotovoltaico presenta cambios en su potencia otorgada al sistema debido a cambios de temperatura e irradiancia. Consecuentemente, en la simulación se presentan diferentes perturbaciones en voltaje y corriente en distintos tiempos. Sin embargo, la ley de control es capaz de ajustarse sin importar las variaciones en la potencia de entrada al sistema.

Al inicio de la simulación, tanto la gráfica de la corriente como la de voltaje presentan un sobreimpulso grande ocasionado por las condiciones iniciales, esto provoca que la ley de control tenga que ajustarse muy rápido y la señal de control sea muy grande, pudiendo dañar a los dispositivos y al propio sistema. Sin embargo, en un ambiente real se espera que las condiciones iniciales estén cerca de los valores deseados y de este modo no se tengan los sobreimpulsos en la ley de control y no comprometa la integridad de las partes del sistema.

5.1.4. Discusión

El objetivo de esta sección fue evaluar el comportamiento del controlador basado en energía y compararlo con un PI convencional. La comparación se hizo en un sistema con fuente ideal para evidenciar mejor el efecto del controlador (sin las perturbaciones debidas a la fuente). En este sistema de segundo orden la tensión de entrada se fija y aunque el control PI es el más sencillo de implementar no resulta igual de eficiente para alcanzar la referencia: mientras que el PI la alcanza en 0.095 s, el control basado en energía lo hace en 0.008 s. Esta diferencia en la capacidad de los sistemas para alcanzar la referencia dada es importante, ya que siempre existirán variaciones en la operación por lo que el sistema necesita estar constantemente actualizándose.

Además, no basta con que la señal alcance a la referencia; también es necesario que lo haga con el menor número de oscilaciones y sin generar picos de tensión o corriente que dañen los componentes. En este sentido, cuando se sustituye la fuente ideal por un panel fotovoltaico con su propio algoritmo MPPT, el objetivo de control se logra. El control PI basado en energía logra controlar la corriente y la tensión en un tiempo de aproximadamente 15 ms. La evaluación permite concluir que el sistema en lazo cerrado

es capaz de adaptarse a las perturbaciones que pudiesen ocurrir.

La implementación del controlador requiere dos pasos: 1) que, dependiendo de las condiciones meteorológicas, el algoritmo MPPT determine de manera continua el voltaje correspondiente a la máxima potencia que puede dar el panel fotovoltaico y 2) que el controlador se adapte a una entrada variante con el tiempo y garantice el seguimiento de voltaje y de corriente a la entrada y salida del Boost.

5.2. Verificación de robustez

En esta sección se presentan algunas pruebas adicionales que buscan demostrar que el controlador es capaz de seguir cumpliendo sus objetivos aún bajo condiciones más demandantes.

5.2.1. Sistema con fuente ideal

Para observar si la ley de control es capaz de resistir cambios en el sistema, se opta por someter al sistema a dos perturbaciones: un cambio del 50 % en la carga y variaciones de [48;45.6;50.4;48] V en la entrada del convertidor. Para este caso, se agrega un interruptor que se activa cada 2.2 s y se conecta directamente a una resistencia del mismo valor que la resistencia R_c. En este caso, aún cuando la carga disminuye a la mitad, al encontrarse en paralelo que la original, se puede ver que se logra el ajuste de la tensión en un lapso de 40 ms. Por su parte, las variaciones que se pueden observar cada 0.5 s se deben a cambios del voltaje de la fuente que se conecta en la entrada del convertidor Boost. Como se puede observar en la Figura (5.10), aún con las variaciones el voltaje es regulado por el controlador a 200 V. En conjunto, podemos observar que la ley de control tiene la capacidad de modificar los valores de voltaje y corriente con el fin de alcanzar la potencia deseada.

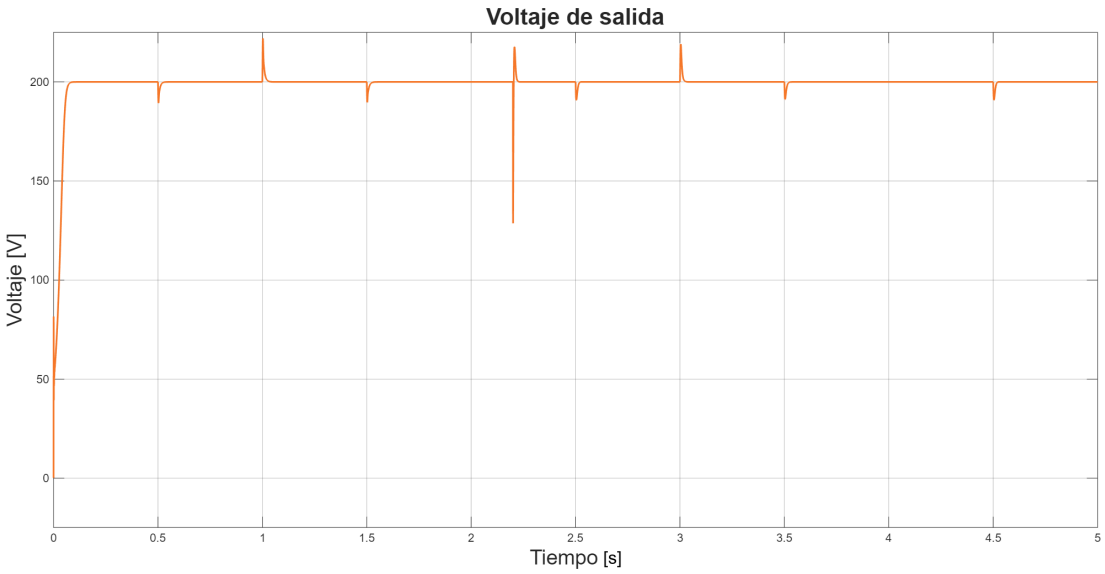


Figura 5.10: Tensión medida con el doble de carga

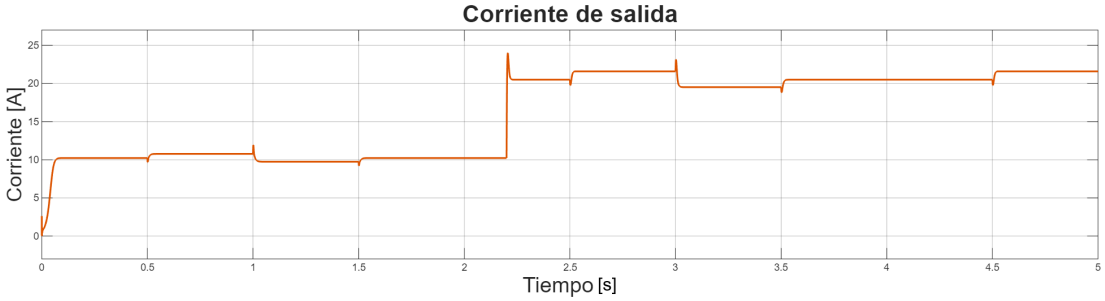


Figura 5.11: Corriente medida con el doble de carga

De igual forma en la Figura 5.11, que muestra la corriente de salida del sistema, se pueden observar las variaciones debidas a la fuente conectada al convertidor boost y el cambio en la carga. Como el voltaje se mantiene fijo, entonces la corriente sí varía entre 11 A y 9 A según varía la fuente de entrada. Al pasar los 2.2 s y agregarle la resistencia en paralelo con la carga original, la carga equivalente vista al final del sistema es la mitad de la original. Luego, como el voltaje de salida se mantiene constante en 200 V, la corriente aumenta de acuerdo con la relación de Ohm

$$i = \frac{V}{R}\,. \tag{5.1}$$

Así, al disminuir la resistencia equivalente a la mitad, la corriente aumenta al doble, de 10 A a 20 A, como se muestra en la Figura 5.12.

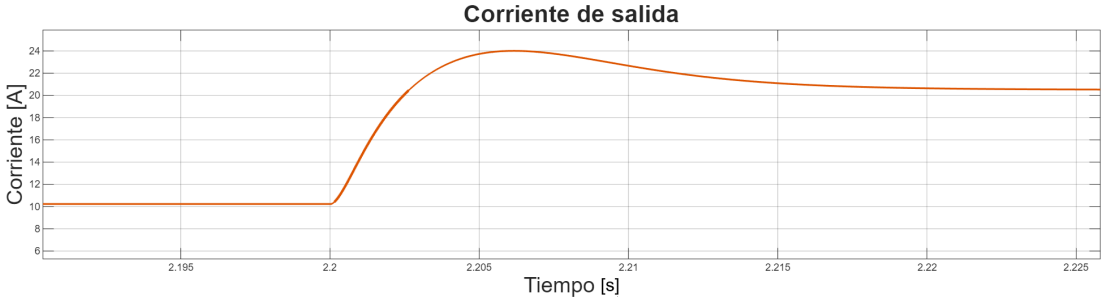


Figura 5.12: Zoom de la corriente medida con el doble de carga

En este caso, la potencia entregada también aumenta al doble ya que

$$P = Vi\,. \tag{5.2}$$

Así, si aumentamos el valor de la resistencia, entonces la corriente disminuye, pero si disminuimos su valor la corriente aumenta.

5.2.2. Sistema integrando el panel fotovoltaico

En la subsección anterior, se integró el panel fotovoltaico y se presentaron los resultados variando la irradiancia y la temperatura del panel. En esta subsección, además de la variación de las condiciones meteorológicas, se varía la carga. En una primera prueba, se conecta en paralelo otra carga del doble del valor original cuando $t = 2.2$ s. En las Figuras 5.13 y 5.14 se presentan la tensión y la corriente de salida. En la Figura 5.13, se observa que la tensión deseada sufre una variación grande y súbita pero, aún con esto, el sistema ajusta el valor de la tensión mediante la ley de control para alcanzar la referencia en 1 ms. Se puede observar en la Figura 5.14 que se tiene un sobreimpulso llegando a los 10.6 A lo que genera un error respecto a la corriente deseada pero éste desaparece en 1 ms.

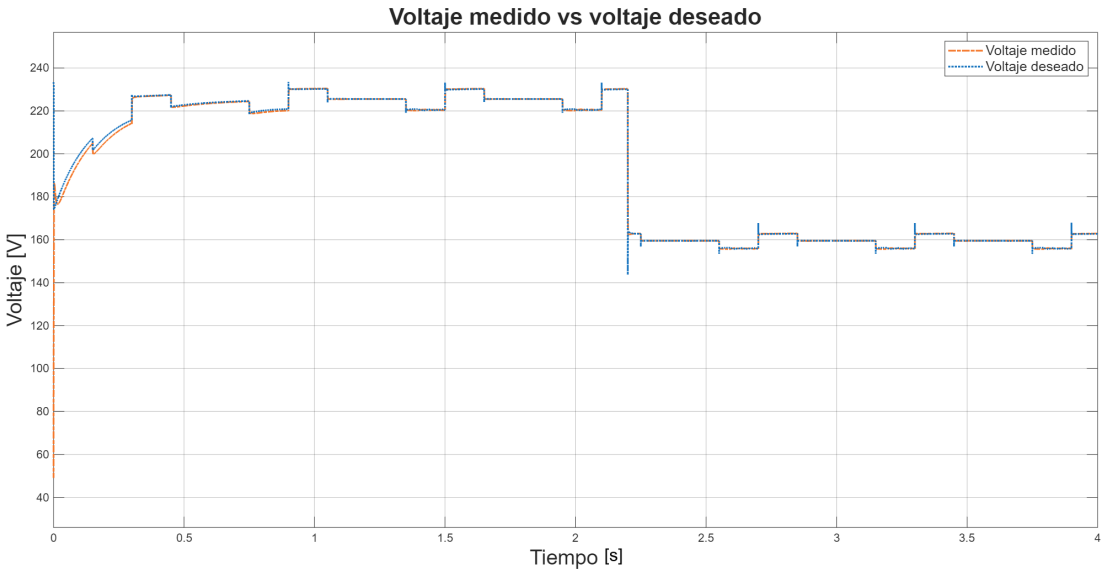


Figura 5.13: Tensión a la salida cuando se tiene el doble de carga

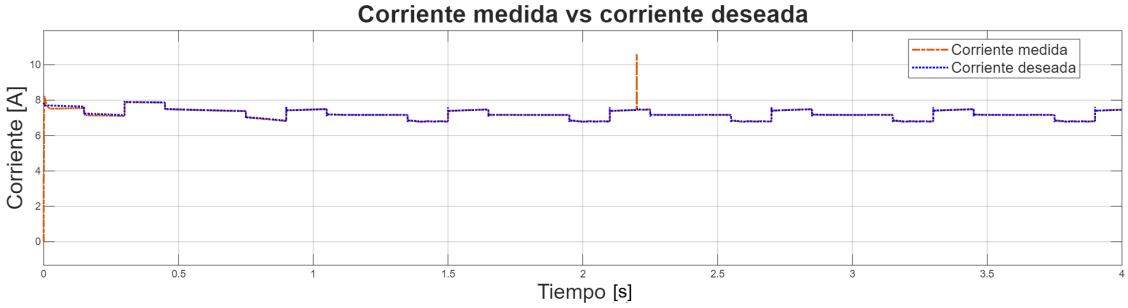


Figura 5.14: Corriente medida con el doble de carga

En una segunda prueba, se vuelve a cambiar la carga pero ahora se conecta en paralelo otra carga de la mitad del valor original. En la Figura 5.15 se puede observar el cambio en la referencia de tensión y cómo la tensión medida se ajusta a este nuevo valor.

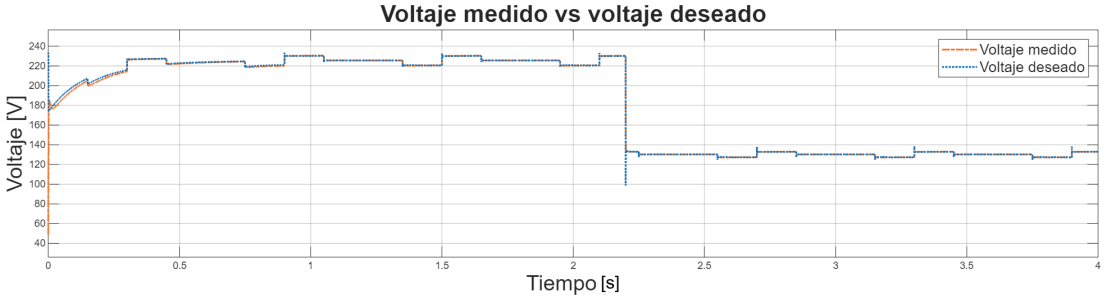


Figura 5.15: Tensión medida con el aumento de la mitad de la carga original

En el caso de la corriente, la variación es pequeña debido a que el voltaje es el encargado de ajustar la potencia cuando la carga cambia.

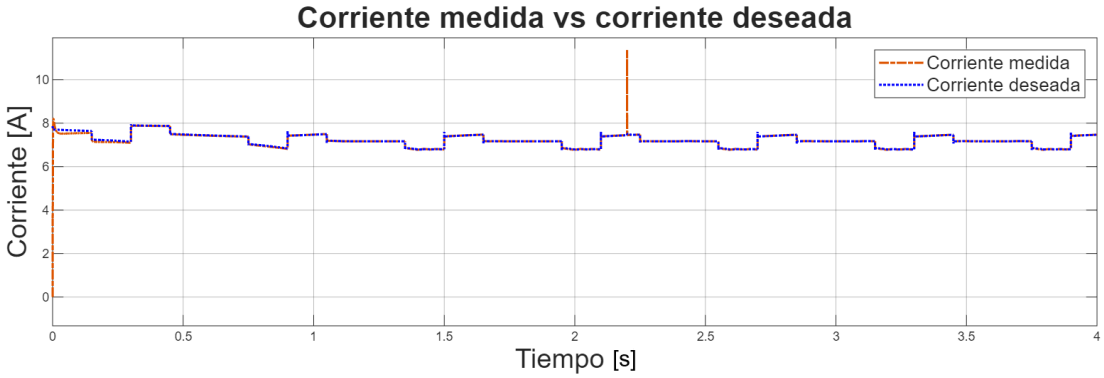


Figura 5.16: Corriente medida con el aumento de la mitad de la carga original

5.2.3. Discusión de resultados

En este capítulo se evaluó numéricamente el desempeño del controlador basado en energía propuesto, comparándolo con un controlador PI convencional en un convertidor Boost. Con los resultados obtenidos se pueden establecer las siguientes conclusiones.

En primer lugar, para el sistema con fuente ideal, el controlador basado en energía demostró un desempeño superior al PI clásico. Mientras que el PI alcanzó el voltaje deseado en 95 ms, el controlador propuesto lo logró en tan solo 8 ms, lo que representa una mejora del 91.6.

En segundo lugar, al integrar el panel fotovoltaico y el algoritmo MPPT, el controlador demostró ser capaz de adaptarse a las variaciones en las condiciones de operación, tanto en irradiancia como en temperatura. A pesar de que la referencia de voltaje cambia continuamente como resultado del MPPT, la ley de control logra que tanto la corriente del inductor como el voltaje de salida converjan a sus valores deseados en

un tiempo aproximado de 15 ms, cumpliendo así con los objetivos de control planteados.

En cuanto a la robustez, las pruebas con cambios en la carga (aumento del 50 % y reducción a la mitad) mostraron que el controlador es capaz de ajustar la tensión en aproximadamente 40 ms para el sistema con fuente ideal, y en tan solo 1 ms cuando se integra el panel fotovoltaico. Estos resultados evidencian que el controlador basado en energía no solo es eficiente en condiciones nominales, sino que también mantiene su desempeño ante perturbaciones severas en la carga y en la fuente de alimentación.

Finalmente, la estrategia de control propuesta presenta ventajas frente al PI convencional, en especial en aplicaciones donde las condiciones de operación son variables, como es el caso de los sistemas fotovoltaicos. Por lo tanto, se puede concluir que el controlador basado en energía es una alternativa eficiente para regular convertidores Boost alimentados por paneles fotovoltaicos con seguimiento del punto de máxima potencia.

Capítulo 6

Conclusiones

En este trabajo, se estudió el sistema de panel fotovoltaico en conjunto con convertidor Boost conectado a una carga lineal. Por un lado, se implementó un controlador basado en modelo para el convertidor Boost y por otro lado, se implementó un algoritmo para el seguimiento del punto de máxima potencia en el panel fotovoltaico. De esta forma, el controlador para el convertidor Boost se presentó en dos versiones, la primera asumiendo una fuente ideal y dando como referencia la tensión a la salida; y la segunda, incorporando a la entrada un panel fotovoltaico.

Así, al implementar el controlador basado en modelo y comparar su desempeño con un PI convencional, los resultados muestran que, si bien es un poco más complicado de implementar porque involucra el cálculo algebraico de valores deseados, el control basado en modelo presenta un mejor desempeño en términos de tiempo de asentamiento. El tiempo de que tarda la ley de control en hacer que la señal medida llegue a la referencia es aproximadamente de 15 ms lo que es mucho más rápido que un controlador PI clásico.

Por su parte, la segunda versión del controlador, se implementó considerando que la corriente de entrada proviene de un panel fotovoltaico. En este último caso, el voltaje deseado es el correspondiente al punto de máxima potencia del panel y el controlador debe ser capaz de calcular la corriente y el voltaje de salida correspondientes y asegurar la regulación de estas variables a sus valores deseados. En este caso, aun cuando el modelo aumenta de orden, el controlador basado en modelo sigue cumpliendo los objetivos. Las simulaciones numéricas muestran que el controlador logra un seguimiento en los tres estados. Además, se presentan algunas pruebas de robustez, como cambios en las condiciones meteorológicas (irradiancia y temperatura) y cambios en la carga.

Los resultados del controlador para el convertidor Boost están acompañados de un algoritmo para extraer la máxima potencia del panel fotovoltaico, sin importar las variaciones debidas a la temperatura e irradiancia. Para este trabajo, se eligió, por su facilidad de implementación, el algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia "Perturba y Observa". Si bien existen algoritmos más precisos ante las perturbaciones

que se dan en el panel, como los creados mediante redes neuronales, es trabajo futuro evaluar la viabilidad de la implementación de otro tipo de algoritmos en conjunto con el controlador para el Boost, así como las necesidades de cómputo.

En resumen, los objetivos planteados en esta tesis se cumplieron satisfactoriamente: se diseñó un controlador basado en energía con fundamento en la teoría de Lyapunov que supera al PI convencional en tiempo de asentamiento (mejora del 91.6 %), se integró exitosamente con un algoritmo MPPT tipo Perturba y Observa, y se verificó su robustez mediante simulaciones que incluyeron variaciones de irradiancia, temperatura y cambios en la carga.

Por ahora, esta tesis se limitó a observar el comportamiento del controlador bajo cambios en cargas resistivas conectadas al sistema. Sin embargo, los resultados obtenidos permiten establecer bases para posibles extensiones como la evaluación del sistema en lazo cerrado con otro tipo de cargas, la integración del sistema a una red más grande que incorpore distintas fuentes renovables o bien otro tipo de dispositivos eléctricos.

Como trabajo futuro, se identifican áreas de mejora como la validación experimental de los resultados en un prototipo físico, la comparación con otras estrategias de control, el uso de algoritmos MPPT más avanzados como Conductancia Incremental o redes neuronales para mejorar el seguimiento bajo cambios rápidos de irradiancia, así como la extensión del estudio a cargas no lineales y sistemas de mayor escala, como microrredes o la integración con otras fuentes renovables.

Referencias

Abreu, Samuel Luna de (2017). "Determinação de Parâmetros de Módulos Fotovoltaicos com o Uso de Algoritmos Genéticos". En: *Repositório Institucional da UFU*. URL: https://repositorio.ufu.br/bitstream/123456789/22641/3/Determina%5C%c3%5C%a7%5C%c3%5C%a3oPar%5C%c3%5C%a2metrosM%5C%c3%5C%b3dulos.pdf.

Afonso, D., O. Mesbahi, A. Bouich y M. Tlemçani (2025). "Influence of Long-Term and Short-Term Solar Radiation and Temperature Exposure on the Material Properties and Performance of Photovoltaic Panels: A Comprehensive Review". En: *Energies* 18.19, pág. 5072.

Avila-Becerril, Sofía, Juan R Rodríguez-Rodríguez, Alfredo Velazquez-Ibañez y Mario R Arrieta-Paternina (2025). "Grid-following voltage source converter with a pll-less pi passivity-based controller for unbalanced grid conditions". En: *IEEE Transactions on Power Electronics*.

Berg, Linda (2025). *Introduction to solar cells – a literature review*. Inf. téc. 25/045. Kjeller, Norway: Norwegian Defence Research Establishment (FFI).

Chai, Song, Qiyun Liu y Jin Yang (2023). "Renewable power generation policies in China: Policy instrument choices and influencing factors from the central and local government perspectives". En: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 174, pág. 113126.

Chapetti dos Santos, C. C., J. L. R. Ortiz, J. P. Américo y K. S. C. Linares (2017). "Nonlinear modeling of magnetic materials for electromagnetic devices simulation". En: *2017 IEEE XXIV International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON)*. IEEE, págs. 1-4. DOI: 10.1109/INTERCON.2017.8079696.

Cristaldi, Loredana, Marco Faifer, Marco Rossi y Sergio Toscani (2014). "An improved model-based maximum power point tracker for photovoltaic panels". En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 63.1, págs. 63-71.

De Keyser, R., J. Bonilla y C. Ionescu (2006). "A comparative study of several control techniques applied to a boost converter". En: *OPTIM 2006 - 10th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*. Brasov, Romania, págs. 71-78. ISBN: 973-635-704-X.

Ebrahimi, Reza, Hossein Madadi Kojabadi y Liuchen Chang (2022). "Application of DC-DC Converters at Renewable Energy". En: *Renewable Energy*. IntechOpen. DOI: 10.5772/intechopen.108210.

Ghosh, Subarto Kumar, Tushar Kanti Roy, Zubaer Alam, Sajeeb Saha y Ahmad Alzahani (2023). "Transient stability enhancement of DC-DC boost converters feeding constant power loads in DC microgrid applications via composite nonlinear control techniques". En: *IEEE Access* 11, págs. 69948-69962.

Hart, Daniel W. (2001). *Electrónica de Potencia*. Madrid: Pearson Educaci'on, S.A. ISBN: 84-205-3179-0.

Huynh, M. N. G., H. N. Duong y V. H. Nguyen (2023). "A passivity-based control combined with sliding mode control for a DC-DC boost power converter". En: *2023 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE)*. IEEE, págs. 1-9.

International Energy Agency (2023). *World Energy Outlook 2023*. Inf. téc. Resumen ejecutivo en español, consultado en 2026. IEA. URL: https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2023/executive-summary?language=es.

Leyva, R., A. Cid-Pastor, C. Alonso, I. Queinnec, S. Tarbouriech y L. Martinez-Salamero (2006). "Passivity-based integral control of a boost converter for large-signal stability". En: *IEE Proceedings - Control Theory and Applications* 153.2, págs. 139-146.

Mohan, Ned, Tore M. Undeland y William P. Robbins (2009). *Electrónica de Potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño*. 3ra. México: McGraw-Hill. ISBN: 978-970-10-7248-6.

Moreno-Valenzuela, Javier y Octavio Garcia-Alarcon (2017). "On control of a boost DC-DC power converter under constrained input". En: *Complexity* 2017, págs. 1-11.

Ortega-Velazquez, Isaac, Sofia Avila-Becerril y Gerardo Espinosa-Perez (2024). "Large-signal stability analysis of passivity-based droop control of islanded microgrids". En: *Energy Reports* 12, págs. 2097-2107.

Saleem, M. I., S. Saha y T. K. Roy (2024). "A frequency stability assessment framework for renewable energy rich power grids". En: *Sustainable Energy, Grids and Networks* 38, pág. 101380. DOI: 10.1016/j.segan.2024.101380. URL: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352467724001097.

Sarmiento, Fredy Hernán Martínez et al. (2004). "Estudio de eficiencia en los MOSFET e IGBT para su utilización en convertidores de potencia conmutados". En: *Tecnura* 8.15, págs. 84-96.

Singh, Shivendra, Mohd Imam Hasan Mansoori, Saibal Manna y A. K. Akella (2014). "Implementation of perturb & observe MPPT technique using boost converter in PV system". En: *2014 International Conference on Advances in Energy Conversion Technologies (ICAECT)*. IEEE, págs. 1-5.

Sudarsan Reddy, D. V. y S. Thangavel (2021). "Review on power electronic boost converters". En: *Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering* 18.3, págs. 127-137. DOI: 10.1080/1448837X.2021.1935091.

The MathWorks Inc. (2026). *PV Array*. https://la.mathworks.com/help/releases/R2025b/sps/powersys/ref/pvarray.html. Consultado: [junio 2026].