



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

CONTROL PARA MÁXIMA EXTRACCIÓN DE POTENCIA EN CELDAS FOTOVOLTAICAS

TESIS

Que para obtener el título de
Ingeniero Eléctrico y Electrónico

PRESENTA

Jesús David Hernández García

DIRECTORA DE TESIS

Dra. Sofía Magdalena Ávila Becerril



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2018



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Estado del arte	2
1.3. Formulación del problema y contribuciones	4
1.4. Organización de la tesis	5
2. Preliminares	7
2.1. Bases de la conversión de energía	7
2.1.1. Interruptores controlables	8
2.1.2. Snubber	9
2.1.3. Modulación por ancho de pulso (PWM)	10
2.1.4. Convertidor Boost	12
2.1.5. Inversor monofásico	17
2.1.6. Filtro LC	18
2.2. Evaluación numérica	21
2.2.1. Convertidor Boost MATLAB/SIMULINK	21
2.2.2. Inversor (puente H) MATLAB/SIMULINK	24
2.3. Pasividad	27
2.4. Sistemas solares	29
2.4.1. Características del panel fotovoltaico	30
3. Control de sistemas fotovoltaicos	33
3.1. Modelo del panel fotovoltaico	34
3.2. Curvas características del panel fotovoltaico	36
3.2.1. Seguimiento del punto de máxima potencia	39
3.3. Convertidor de potencia (DC/DC)	40
3.3.1. Modelo dinámico del sistema	40
3.3.2. Diseño del controlador	43
3.3.3. Control PI	45
3.3.4. Control P	49

ÍNDICE GENERAL

3.4. Inversor (DC/AC)	49
3.4.1. Modelo del sistema	49
3.4.2. Diseño del controlador	51
4. Evaluación de los controladores	55
4.1. Descripción de la simulación	55
4.2. Convertidor Boost	58
4.2.1. Condiciones nominales	60
4.2.2. Robustez del convertidor Boost	61
4.2.3. Diferencias entre el control P y PI	65
4.3. Inversor de voltaje	66
4.3.1. Condiciones nominales	66
4.3.2. Robustez del inversor de voltaje	68
4.3.3. Sistema conectado a la red eléctrica	70
4.4. Resumen y discusión	73
5. Conclusiones y Trabajo Futuro	75
A. Apéndice 1	77
A.1. Conversión de la Energía	77
A.2. Modulación SPWM	78
A.3. Driver MOSFET/IGBT	79
Bibliografía	81

1.1. Motivación

Tradicionalmente, la energía generada en el mundo ha sido aportada por plantas basadas en combustibles fósiles que operan con generadores síncronos, esto contribuye a emisiones de gases de efecto invernadero, por lo que han surgido acuerdos internacionales (Kyoto-Protocol [13]) y programas de transición energética para promover un desarrollo sostenible, mediante la incorporación de fuentes de energía renovable.

Hoy en día, una de las alternativas tecnológicas para generar energía eléctrica por medio de energías renovables es la utilización de paneles fotovoltaicos; la generación de esta energía es obtenida por medio del aprovechamiento de la radiación electromagnética procedente del Sol, lo que hace que sea una fuente de energía ilimitada. La irradiancia del Sol es aprovechada por paneles fotovoltaicos o por otros captadores de energía como lo son los heliostatos o colectores solares, esta energía puede transformarse en energía eléctrica o térmica. Así, la energía solar ofrece un recurso energético limpio, respetuoso del clima, muy abundante, inagotable para la humanidad y relativamente bien distribuido en todo el mundo.

El atractivo de las tecnologías fotovoltaicas resulta muy interesante, pues son dispositivos limpios, silenciosos, totalmente amigables con el medio ambiente y su costo de operación y mantenimiento son relativamente bajos, también tienen la ventaja de que no tiene partes móviles ni requieren alguna otra fuente adicional a la luz. Estas tecnologías pueden ser aplicadas desde sistemas pequeños hasta plantas solares dedicadas a la producción de energía eléctrica, con posibilidad de suministrar energía en áreas remotas a la red eléctrica y con periodos de recuperación energética cortos (alrededor de 3 años). Asimismo, la energía solar fotovoltaica puede establecerse en lugares cercanos a la red. Los sistemas de almacenamiento de energía, de igual manera, se distribuyen a lo largo de la red, pero debe coordinarse la frecuencia y la tensión de la red.

Con base en lo anterior, no es sorprendente el interés especial que se le ha dado

al tema tanto desde el punto de vista de la comunidad de eléctrica potencia como desde el punto de vista de ingeniería en control. En este sentido, este trabajo presenta una evaluación de controladores que buscan incursionar en el ámbito práctico por lo que es necesaria su evaluación en condiciones justas antes de su incorporación.

1.2. Estado del arte

La demanda global de energía renovable continúa creciendo, llegando en 2015 a satisfacer el 19.3% del consumo total de energía (Claudio Bolzi [4]), correspondiendo 9.1% a la biomasa tradicional, 4.2% a tecnologías modernas para la obtención de calor (biomasa, geotermia, solar térmica), 3.6% a energía hidroeléctrica, 1.6% a energía eléctrica provista por fuentes renovables (eólica, solar fotovoltaica, biomasa y geotermia), y finalmente, 0.8% correspondiente a la utilización de biocombustibles en el transporte. Del restante, 78.4% se satisface mediante combustibles fósiles y 2.3% a través de la generación eléctrica de origen nuclear. Por otra parte, cabe destacar que las emisiones globales de carbono asociadas con el consumo de energía permanecen estables desde 2014 al mismo tiempo que la economía global creció. Según lo expuesto por (Claudio Bolzi [4]), las anteriores disminuciones en las emisiones estuvieron relacionadas con la desaceleración económica global, mientras que la actual estabilización está asociada al simultáneo aumento de la penetración de las energías renovables, la disminución del uso del carbón, y las mejoras en la eficiencia energética.

Con la información recabada por (Rasero [18]), cerca del año de 1920 Albert Einstein explicó el efecto fotovoltaico, hablando de electrones que absorben cuantos de energía de la luz (fotones) de forma proporcional a la frecuencia de la fuente lumínica. Por esta explicación del efecto fotovoltaico recibiría el Premio Nobel de Física en 1921. Los Laboratorios Bell producen la primera celda de silicio con un 6% de rendimiento en 1954. En 1955 la administración norteamericana solicita a su industria la producción de elementos solares fotovoltaicos para aplicaciones espaciales. Según datos de (Rasero [18]), en el año 2002 se producen más de 500 [MW] de módulos fotovoltaicos en ese año, 1.000 [MW] en el año 2004 y 2.000 [MW] en el año 2007. En el año 2010, la potencia mundial instalada fue de 40.000 [MW] y la producción de celdas fotovoltaicas en ese año fue de 27.200 [MW]. El rápido crecimiento de la capacidad instalada pone en evidencia que en el mundo existen enormes posibilidades de crecimiento del mercado solar. Más aún, las nuevas tecnologías solares están mejorando considerablemente la relación entre costos y eficiencia, y pueden permitir en breve alcanzar economías de escala que mejoren su competitividad.

En este punto es necesario mencionar que este tipo de fuentes son de menor

tamaño en términos de generación de potencia, por lo que se requiere de un gran número de ellas para reemplazar a las grandes plantas. Esto ha provocado un cambio en la configuración de la generación de energía eléctrica. En este sentido, las fuentes son acopladas a la red eléctrica *vía* convertidores de potencia que permiten acondicionar la energía generada. Las características físicas de estos equipos basados en electrónica de potencia difieren de los tradicionales generadores síncronos, por lo que son necesarias diferentes estrategias de operación y de control. Así, en los últimos años se han realizado tanto modelos como técnicas para controlar estos dispositivos. En este contexto energético, los trabajos encontrados en la literatura pueden dividirse en dos rubros: modelado y control.

Así, los trabajos de (Espinoza-Trejo *et al.* [8], Granda-Gutiérrez *et al.* [11], Ortega *et al.* [15]), entre otros, abordan el problema de modelado de celdas y paneles fotovoltaicos. En particular, en (Ortega *et al.* [15]) se muestra que el modelo de los convertidores de potencia tienen una estructura matemática particular que permite aplicarles Control Basado en Pasividad (PBC por sus siglas en inglés), esta estructura matemática también ha sido ampliamente estudiada por ejemplo por Ortega *et al.* [15]. Por su parte, los trabajos reportados por Espinoza-Trejo *et al.* [8] incluyen la construcción de paneles solares.

El PBC fue introducido por Ortega y Spong [16] con la intención de definir una metodología de control cuyo objetivo es estabilizar a un sistema aprovechando las propiedades físicas del mismo, proponiendo controladores que, a grandes rasgos, modifiquen la función de energía del sistema en lazo cerrado y añadan amortiguamiento. Algunos trabajos que abordan el PBC para convertidores son los presentados por (Avila-Becerril *et al.* [1], Cisneros *et al.* [3], Velázquez *et al.* [24]), entre otros.

Por otro lado, la tecnología para el aprovechamiento de la energía solar fotovoltaica (FV) ha presentado un crecimiento significativo en los últimos años (Romero-Cadaval *et al.* [20]). Con respecto a la eficiencia, el algoritmo de seguimiento de punto de máxima potencia (MPPT por sus siglas en inglés) juega un papel sumamente importante. Por ejemplo, es bien conocido que ante condiciones de irradiancia no-uniformes la eficiencia total del sistema fotovoltaico (SFV) puede verse seriamente afectada, esto se debe a la operación de los módulos fotovoltaicos (por sus siglas MFV) en un punto de potencia sub-óptimo (máximo local de la curva característica P-V).

Así pues, el marco teórico de esta tesis está basado en el modelo de los convertidores de potencia obtenido desde la perspectiva energética, el PBC reportado en la literatura junto con un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia para que opere el sistema en la máxima relación tensión/corriente de salida.

1.3. Formulación del problema y contribuciones

Una vez establecidas las consideraciones anteriores, el problema que se aborda en esta tesis se puede plantear como la evaluación numérica, por medio de software especializado, de controladores basados en argumentos energéticos para la extracción de la máxima potencia en celdas fotovoltaicas. De este problema en general se desprenden algunos problemas particulares:

- Describir las características generales de las celdas fotovoltaicas. En particular, es de interés interpretar las curvas características corriente/tensión o potencia/tensión, con intención de identificar el punto de máxima potencia.
- Describir y analizar el equipo basado en electrónica de potencia que permita la incorporación de los módulos fotovoltaicos.
- Describir y analizar controladores basados en pasividad, previamente reportados en la literatura, para el control de convertidores de potencia. Así como su aplicación en paneles fotovoltaicos.
- Evaluar los controladores, con la finalidad de comparar sus propiedades y determinar numéricamente su robustez.

Las contribuciones giran entorno a la implementación de dos modelos teóricos, de manera más apegada a lo que suele suceder en la práctica, visto desde el campo de la electrónica de potencia. Las principales contribuciones de esta tesis se indican a continuación:

- Estudio y análisis de conceptos relacionados con paneles fotovoltaicos y la interpretación de sus curvas características.
- Estudio de los modelos matemáticos de convertidores de potencia DC/DC y DC/AC. Identificación de sus características físicas y matemáticas.
- Análisis de controladores para convertidores DC/DC elevadores, con objetivo de extracción de máxima potencia en celdas fotovoltaicas.
- Análisis de controladores para convertidores DC/AC.
- Verificación numérica del correcto funcionamiento de los controladores tanto para el convertidor (DC/DC) como para el inversor (DC/AC).
- Evaluación numérica del sistema: panel fotovoltaico–convertidor DC/DC–convertidor DC/AC, los tres trabajando en conjunto.
- Evaluación numérica de robustez ante diversas variaciones encontradas usualmente en una implementación práctica real.

1.4. Organización de la tesis

El contenido de esta tesis está dividido en cinco capítulos. En el primer capítulo se hace una introducción al problema. El Capítulo 2 presenta el marco teórico de esta tesis, así como el cálculo de los parámetros de los filtros asociados a los convertidores. El Capítulo 3 está dedicado al modelado matemático de cada elemento y al estudio de los controladores. El modelo para el convertidor Boost y para el inversor está acompañado de una simulación (sistema en lazo abierto). En este capítulo también se discute sobre la implementación de los controladores. Por su parte, el Capítulo 4 presenta la evaluación de los controladores en su respuesta nominal, se hace un análisis numérico de robustez y se presentan las diferencias entre el control P y PI del convertidor Boost. Finalmente el documento termina con un capítulo dedicado a las conclusiones y una corta discusión sobre el trabajo futuro.

En este capítulo se darán a conocer los fundamentos teóricos de la conversión de tensión de DC a DC Corriente Directa (DC por sus siglas en inglés) y AC a AC Corriente Alterna (AC por sus siglas en inglés) y se comprobarán los análisis a través de una evaluación numérica. Se analizará la operación de los convertidores de una sola fase y se estudiará en qué consiste el control basado en pasividad.

2.1. Bases de la conversión de energía

La conversión de potencia consiste en convertir una fuente de alimentación en un suministro de tensión o corriente adecuado para la carga. Lo anterior implica la integración de dispositivos electrónicos de potencia y un controlador. Hay cuatro tipos de conversión de energía: conversión de AC-DC, conversión de DC-DC, conversión de DC-AC y conversión de AC-AC. A continuación, basados en lo expuesto por (Zhong y Hornik [25]), se presentan algunas características básicas de estos convertidores.

La conversión de AC a DC a menudo se denomina rectificación y el convertidor utilizado se denomina rectificador. Para un rectificador ideal, se espera que la tensión de salida sea una señal de DC pura sin fluctuaciones y que la corriente de entrada esté en fase con la tensión y no tenga armónicos. De acuerdo con los dispositivos electrónicos de potencia, los rectificadores se pueden dividir en rectificadores no controlados con diodos, rectificadores controlados por fase con tiristores y rectificadores controlados por modulación por ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés) con transistores bipolares de puerta aislada (IGBT por sus siglas en inglés) o transistores de efecto de campo (MOSFET por sus siglas en inglés).

Un convertidor DC-DC se utiliza para cambiar el nivel de tensión de una fuente de DC de uno a otro. De acuerdo con la relación entre las tensiones de entrada y salida, un convertidor DC-DC puede diseñarse para reducir el nivel de tensión, aumentar el nivel de tensión o ambos. La relación entre la tensión de salida y la

tensión de entrada se denomina relación de conversión α . Cuando esta relación es menor a 1, el convertidor se denomina *convertidor Buck*; cuando es más alto que 1, el convertidor se llama *convertidor Boost*; mientras que si la relación puede ser mayor o menor a 1, el convertidor recibe el nombre de *convertidor Buck-Boost*.

Un convertidor de DC-AC, también conocido como inversor, genera una salida de AC desde una fuente de DC. Hay diferentes tipos de inversores. Según el tipo de suministro de DC. Así, un inversor se conoce como un inversor de fuente de corriente (CSI por sus siglas en inglés) si el suministro es una fuente de corriente y el otro tipo es un inversor de fuente de tensión (VSI por sus siglas en inglés) si el suministro es una fuente de tensión. Normalmente, un inversor es un VSI si hay un capacitor grande a través del bus de DC y es un CSI si hay un inductor grande en serie con el suministro de DC. Ahora bien, un inversor es controlado por corriente si está alimentado por una corriente controlada desde una fuente de DC de alta impedancia. En este sentido, pueden distinguirse tanto VSI controlados por corriente y VSI controlados por tensión, y también hay CSI controlados por corriente y CSI controlados por tensión.

En estos convertidores, tanto la amplitud de salida como la frecuencia pueden ser fijas o variables, dependiendo de las aplicaciones. Esto se puede lograr fácilmente con técnicas de PWM. El objetivo principal del PWM es cambiar una señal con una amplitud variable en un tren de pulsos con anchos variables para prender a los interruptores. Por lo tanto, siempre que el promedio de los pulsos en un periodo de conmutación se aproxime bien a la señal original, no debería afectar considerablemente el rendimiento con un controlador bien diseñado si la frecuencia de conmutación es lo suficientemente alta, según la teoría del voltaje promedio de una señal. Cuando la frecuencia de conmutación no es lo suficientemente alta, se deben adoptar algunas estrategias específicas de PWM (Zhong y Hornik [25]).

2.1.1. Interruptores controlables

Existen varios tipos de dispositivos semiconductores de potencia, como el transistor de unión bipolar (BJT por sus siglas en inglés), MOSFET, tiristor (por sus siglas en inglés GTO) e IGBT, estos pueden encenderse y apagarse mediante señales de control aplicadas a la terminal de control del dispositivo, a estos componentes se les conoce como interruptores controlables. El interruptor controlable ideal tiene las siguientes características:

- Bloquea de forma arbitraria grandes tensiones directas e inversas con flujo de corriente cero.
- Conduce en forma arbitraria grandes corrientes con caída cero de tensión cuando está encendido.

- Conmuta de encendido a apagado o viceversa en forma instantánea cuando se dispara.
- Se requiere una cantidad de energía insignificante de la fuente de control para disparar el interruptor.

En la siguiente subsección se presenta un resumen de las características básicas de los transistores bipolares de puerta aislada (IGBT); ya que este es el interruptor que se utilizó en la evaluación numérica de esta tesis.

Transistores bipolares de puerta aislada (IGBT)

El transistor bipolar de puerta aislada es un dispositivo semiconductor que generalmente se aplica como interruptor controlado en circuitos de electrónica de potencia. Este dispositivo posee las características de las señales de puerta de los transistores de efecto campo con la capacidad de alta corriente y baja tensión de saturación del transistor bipolar, combinando una puerta aislada FET para la entrada de control y un transistor bipolar como interruptor en un solo dispositivo. Parecido al MOSFET, el IGBT tiene una puerta de alta impedancia que sólo requiere una pequeña cantidad de energía para conmutar el dispositivo. Igual que el BJT, el IGBT tiene un voltaje de estado activo pequeño, incluso en dispositivos con grandes tensiones nominales de bloqueo (por ejemplo, V_{enc} es de 2 a 3[V] en un dispositivo de 1000[V]) (Mohan [14]).

En esta tesis y para fines de evaluación de los controladores (ver Capítulo 2), se utilizó este transistor por sus características de manejar una tensión alta y un valor alto de corriente, su símbolo electrónico se muestra en la Figura 2.1:

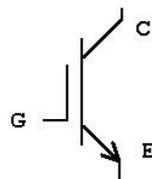


Figura 2.1: Símbolo IGBT

2.1.2. Snubber

En un interruptor dado de semiconductores de potencia controlables, sus velocidades de conmutación y pérdidas en estado activo dependen de la forma como es controlado. Para un diseño correcto de un convertidor es entonces importante diseñar el circuito de control apropiado para la base de un BJT o la puerta de un MOSFET, GTO o IGBT. Los supresores o circuitos de ayuda a la conmutación

en transistores también conocidos por su nombre inglés, snubber, son una parte esencial en muchos de los circuitos electrónicos de potencia. Básicamente podemos considerarlos como un conjunto de componentes (pasivos y/o activos) que se incorporan al circuito de potencia para reducir en el dispositivo semiconductor el estrés eléctrico durante las conmutaciones y asegurar un régimen de trabajo seguro.

La función principal de un circuito snubber es absorber la energía procedente de elementos reactivos en circuitos durante conmutación controlando parámetros tales como la evolución de la tensión o corriente en el interruptor. Los snubber son usados en sistemas eléctricos con cargas inductivas donde la interrupción repentina de flujos de corriente lleva a un aumento pronunciado de tensión a través del dispositivo conmutador de la corriente, de acuerdo con la ley de Faraday. Este aumento de tensión, además de constituir una fuente de interferencia electromagnética en otros circuitos, puede ser destructiva para el dispositivo conmutador si la tensión generada sobrepasa la tensión máxima para el cual se diseñó. El circuito supresor mostrado en la Figura 2.2, provee una ruta alternativa de descarga que le permite al elemento inductivo descargarse de manera controlada (Mohan [14]).

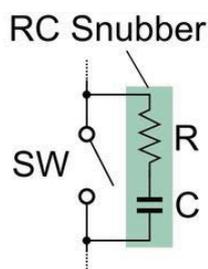


Figura 2.2: Ejemplo de snubber

2.1.3. Modulación por ancho de pulso (PWM)

La modulación del ancho de pulso (PWM) de una señal o fuente de alimentación consiste en la modulación de su ciclo de trabajo, ya sea para transmitir información a través de un canal de comunicaciones o de controlar la cantidad de energía enviada a una carga (Rashid [19]). Así, el PWM es una técnica que consiste en variar el ancho de pulso de una señal de voltaje cuadrada con el objetivo de controlar la cantidad de energía de los componentes o elementos electrónicos conectados. De esta forma, mientras que con un ciclo de trabajo del 100% se entregarían los 5 [V] totales, un ciclo de trabajo del 50% entregaría un voltaje de 2.5 [V].

La construcción típica de un circuito PWM se lleva a cabo mediante un com-

parador con dos entradas y una salida. Una de las entradas se conecta a un oscilador de onda dientes de sierra, mientras que la otra queda disponible para la señal moduladora. En la salida, la frecuencia es generalmente igual a la de la señal dientes de sierra y el ciclo de trabajo está en función de la portadora.

En el control por modulación de un solo ancho de pulso existe un solo pulso por cada medio ciclo de la señal, el ancho de pulso se hace variar, a fin de controlar la tensión de salida del inversor

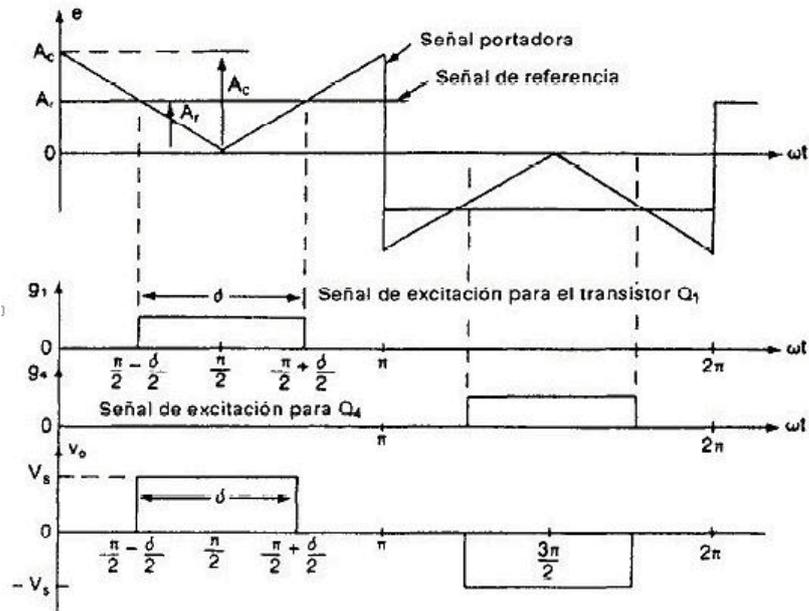


Figura 2.3: Modulación por ancho de pulso (Mohan [14])

Las señales de excitación se generan comparando una señal rectangular de referencia de amplitud A_r con una onda portadora triangular de amplitud A_c . La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia fundamental de la tensión de salida. Si se varía A_r desde 0 hasta A_c , el ancho de pulso (σ), puede modificarse desde 0 hasta 180°. La relación de A_r con A_c es la variable de control y se llama índice de modulación (Mohan [14]) como se muestra en la Figura 2.3.

Así pues, el PWM usa una onda de pulso rectangular, cuyo ancho de pulso es modulado, dando como resultado la variación del valor medio de la forma de onda. Si consideramos una forma de onda de pulso $f(t)$ con un valor bajo $y_{mín}$, un valor alto $y_{máx}$ y un ciclo de trabajo D , el valor medio de la forma de onda está dado por la siguiente función:

$$y = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2.1)$$

2. PRELIMINARES

Para encontrar el ciclo de trabajo de la señal se utiliza la siguiente ecuación:

$$D = \frac{\tau}{T} \quad (2.2)$$

donde τ es la duración donde la función está en nivel alto (normalmente cuando la función es mayor que cero), D es el ciclo de trabajo, T es el periodo de la función¹.

2.1.4. Convertidor Boost

El convertidor DC/DC tipo Boost es un circuito elevador de tensión, que usa las características del inductor y del capacitor como elementos almacenadores de energía para elevar la corriente proveniente de la fuente de alimentación y usarla para inyectarla al capacitor, produciendo así niveles de tensión mayores en la carga que los de la fuente. El interruptor consiste de dos elementos: un elemento de conmutación rápida como un transistor (comúnmente un IGBT) y un diodo con un tiempo de recuperación mucho menor que el periodo de la señal de control; la función de este último, es impedir que la corriente de descarga del capacitor se devuelva, pues se desea que cuando la fuente se desconecta del capacitor y de la resistencia de carga para almacenar energía en la bobina, se suministre corriente a la carga mediante la descarga del capacitor. Un esquema típico es el que se muestra en la Figura 2.4. El principio básico de funcionamiento es el siguiente,

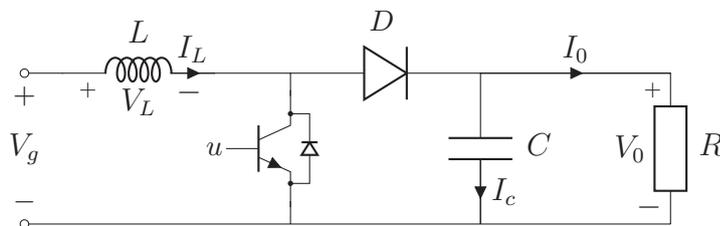


Figura 2.4: Convertidor Boost (Zhong y Hornik [25])

cuando el transistor está en conducción (interruptor en 1, ver Figura 2.5), el inductor almacena energía para luego suministrarla simultáneamente a la carga y al capacitor a otro nivel de tensión (interruptor 2, ver Figura 2.6) que son los intervalos en los que el transistor está en corte.

Ahora bien, con la intención de obtener la expresión para la corriente del inductor en términos del ciclo de trabajo, se presenta primero un análisis del

¹En la actualidad existen muchos circuitos integrados en los que se implementa la modulación PWM. Más información sobre la implementación del PWM puede consultarse en el Apéndice de esta tesis.

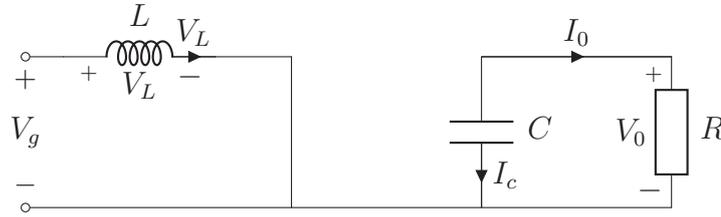


Figura 2.5: Interruptor en 1 (Zhong y Hornik [25])

circuito cuando el transistor está en conducción y luego en los intervalos en el que el transistor esté en corte, basados en la Figura 2.5, es decir, considerando que el IGBT está encendido, las leyes de voltajes y corrientes de Kirchhoff pueden escribirse como:

$$V_g - V_L = 0 \quad (2.3a)$$

$$I_c + \frac{V_o}{R} = 0 \quad (2.3b)$$

Dado que el interés está en el conocimiento de la diferencia de potencial del inductor se presenta el análisis de las leyes de voltajes y corrientes de Kirchhoff en el circuito, para aplicarlo al principio de balance de corriente y voltaje, despejando de (2.3a), se tiene que:

$$V_g = V_L \quad (2.4a)$$

$$I_C = -\frac{V_o}{R} \quad (2.4b)$$

Procederemos a hacer el análisis del circuito cuando el IGBT está apagado (Figura 2.6). En este caso el ciclo de trabajo del circuito es D' , las leyes de voltajes y corrientes de Kirchhoff quedan dadas por:

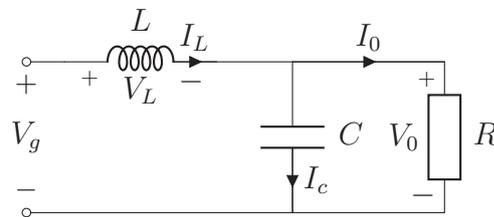


Figura 2.6: Interruptor en 2 (Zhong y Hornik [25])

2. PRELIMINARES

$$V_g - V_L - V_o = 0 \quad (2.5a)$$

$$I_L - I_C - \frac{V_o}{R} = 0 \quad (2.5b)$$

De la misma manera nos interesa conocer cuál es la diferencia de potencial del inductor y la corriente del capacitor, en este caso está en estado bajo, cuando el interruptor que controla el IGBT está abierto:

$$V_L = V_g - V_o \quad (2.6a)$$

$$I_C = I_L - \frac{V_L}{R} \quad (2.6b)$$

Ahora realizaremos el principio de balance de voltaje en el inductor, en donde tomamos el valor de la diferencia de potencial del inductor en los estados encendido y apagado del IGBT, donde $\langle \cdot \rangle$ denota a su voltaje promedio que es cero, mientras que D y D' son los estados de encendido y apagado del IGBT (ciclo de trabajo) dado por la señal de modulación PWM, respectivamente:

$$\langle V_L \rangle = 0 = V_L \cdot D + V_L \cdot D' \quad (2.7a)$$

$$0 = V_g \cdot D + V_g \cdot D' - V_o \cdot D' \quad (2.7b)$$

$$V_o = \frac{V_g}{D'} \quad (2.7c)$$

Así, la relación de transformación se obtiene de la ecuación (2.7c) y obtenemos esta relación $M(D)$, que también depende del ciclo de trabajo:

$$M(D) = \frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{D'} \quad (2.8)$$

Aplicando el mismo principio pero para la ecuación de corrientes en el capacitor, en donde tomamos el valor de la corriente del inductor en los estados encendido y apagado del IGBT, se tiene que:

$$\langle I_C \rangle = 0 = I_C \cdot D + I_C \cdot D' \quad (2.9a)$$

$$0 = -\frac{V_o}{R} \cdot D + I_L \cdot D' - \frac{V_o}{R} \cdot D' \quad (2.9b)$$

$$0 = -\frac{V_o}{R} + I_L \cdot D' \quad (2.9c)$$

La corriente del inductor que preserva una igualdad de potencias de entrada y

salida del convertidor se obtiene de la ecuación (2.9c) y es:

$$I_L = \frac{V_o}{R} \left(\frac{1}{D'} \right) \quad (2.10)$$

El análisis anterior queda ilustrado en la Figura 2.7. En la primera gráfica podemos observar que la diferencia de potencial del inductor es el voltaje obtenido en los dos análisis mediante las leyes de Kirchoff. En la segunda gráfica podemos observar la derivada del voltaje del inductor mediante una curva, esta curva representa una diferencial de corriente.

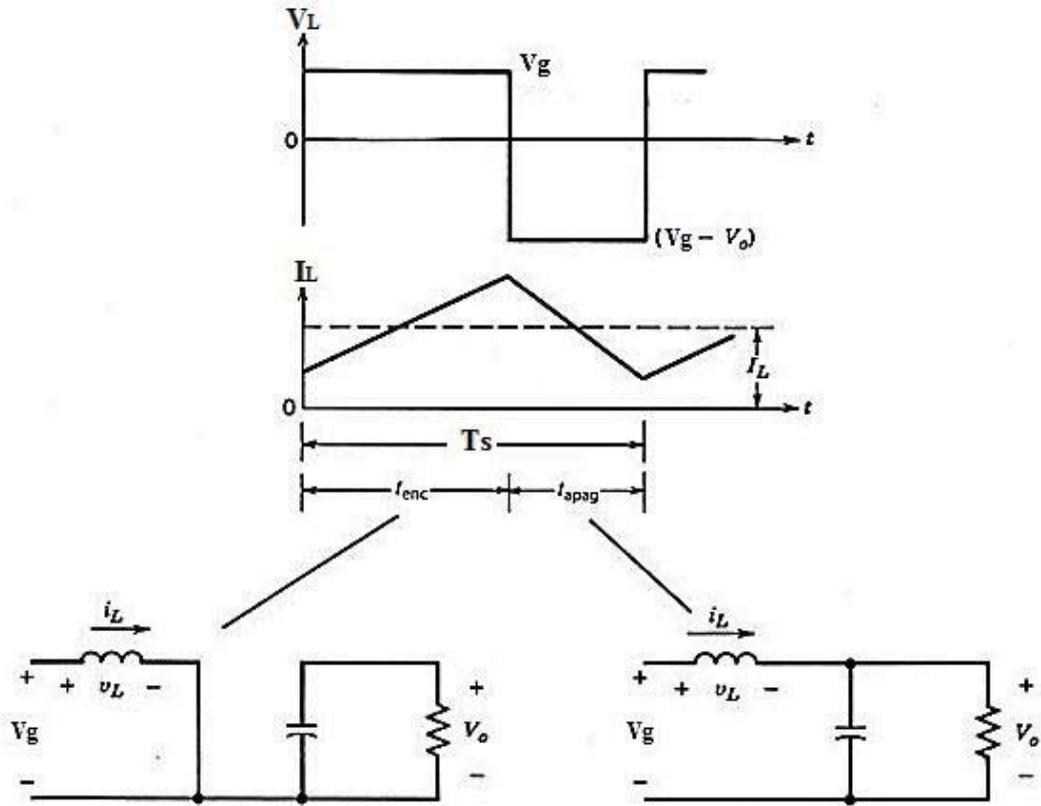


Figura 2.7: Modo de conducción del IGBT interruptor encendido (Mohan [14]).

Recordando las ecuaciones de voltaje del inductor que son las siguientes:

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt}, \quad \frac{V_L}{L} = \frac{dI_L}{dt} \quad (2.11)$$

Podemos encontrar la ecuación de la pendiente de la segunda gráfica, sabiendo que la derivada de una función es igual a la pendiente Δ_i de la curva en cada

2. PRELIMINARES

punto, determinamos la siguiente ecuación:

$$\frac{V_g}{L} = \frac{2\Delta_i}{D \cdot T_s} \quad (2.12)$$

con T_s el periodo de la señal de conmutación. Finalmente, al despejar la inductancia en la ecuación (2.12), obtenemos una manera de calcular el valor del inductor del circuito:

$$L = \frac{V_g}{2\Delta_i} \cdot DT_s \quad (2.13)$$

Para el capacitor, podemos ver en la Figura 2.8 el comportamiento del voltaje en el capacitor, se observa la derivada de la corriente mediante una curva, este diferencial ΔV representa el rizo de voltaje en el capacitor que depende del ciclo de trabajo y del periodo de la señal de control.

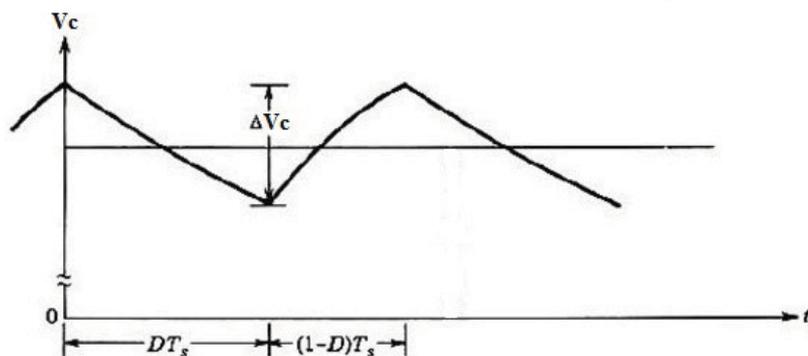


Figura 2.8: Voltaje de salida en el capacitor (Mohan [14])

Recordando las ecuaciones de corriente del capacitor que son las siguientes:

$$I_C = C \frac{dV_C}{dt}, \quad \frac{dV_C}{dt} = \frac{I_C}{C} \quad (2.14)$$

Podemos encontrar la ecuación de la pendiente de la Figura 2.8, sabiendo que la derivada de una función es igual a la pendiente de la recta tangente a la curva con ΔV el incremento en el voltaje, que en este caso equivale al rizo.

$$\frac{-V}{RC} = \frac{-2\Delta V}{DT_s} \quad (2.15)$$

Al despejar la capacitancia en la ecuación (2.15), obtenemos una manera de cal-

cular el valor del capacitor del circuito:

$$C = \frac{V}{2\Delta VR} \cdot DT_s \quad (2.16)$$

2.1.5. Inversor monofásico

Los convertidores de DC a AC se conocen como inversores. La función de un inversor es cambiar el voltaje de entrada en DC a un voltaje simétrico de salida en AC, con la magnitud y frecuencia deseadas. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables. Si se modifica el voltaje de entrada DC y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener un voltaje de salida variable si se varía la ganancia del inversor; esto por lo general se hace controlando la modulación de ancho de pulso (PWM) dentro del inversor. En los inversores ideales, las formas de onda del voltaje de salida deberían ser sinusoidales. Sin embargo, en los inversores reales no son de esta forma y contienen ciertas armónicas, es posible minimizar o reducir significativamente el contenido armónico del voltaje de salida mediante las técnicas de conmutación (Rashid [19]).

Un inversor monofásico en puente está formado por cuatro pulsadores. Cuando los transistores Q_1 y Q_2 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada V_s aparece a través de la carga. Si los transistores Q_3 y Q_4 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte, y adquiere el valor $-V_s$. La forma de onda para el voltaje se presenta en la Figura (2.9)

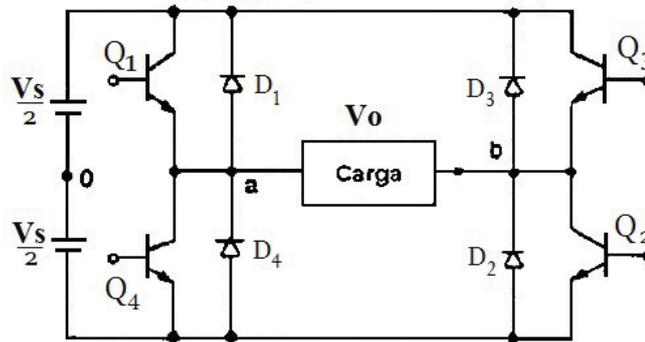


Figura 2.9: Circuito del inversor monofásico completo (Rashid [19]).

El voltaje de salida V_o se puede determinar a partir de:

$$V_o = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} \quad (2.17)$$

2. PRELIMINARES

La ecuación que representa el voltaje instantáneo v_o del inversor se expresa con la siguiente serie de Fourier.

$$v_o = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad (2.18)$$

Y para $n = 1$ la siguiente ecuación proporciona el valor rms de la componente fundamental (Figura 2.10).

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.9V_s \quad (2.19)$$

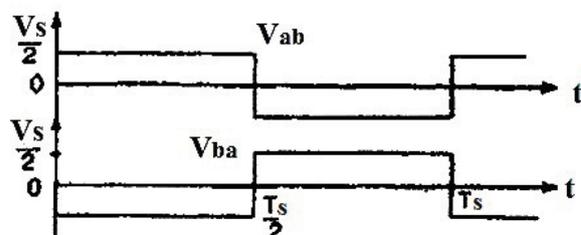


Figura 2.10: Formas de onda del inversor monofásico completo (Rashid [19]).

En esta tesis, se presenta una ley de control encargada de la activación de los transistores de potencia; esta función puede ser implementada con un simple circuito oscilador de onda cuadrada (Rashid [19]).

2.1.6. Filtro LC

Con el fin de obtener una señal de salida sinusoidal con las mismas características en tensión y frecuencia que las de la red eléctrica, es necesario filtrar el voltaje V_{ab} presente entre las ramas del inversor monofásico en puente completo (Figura 2.11). Las topologías de filtros de salida comúnmente empleadas en inversores son la LC y la LCL.

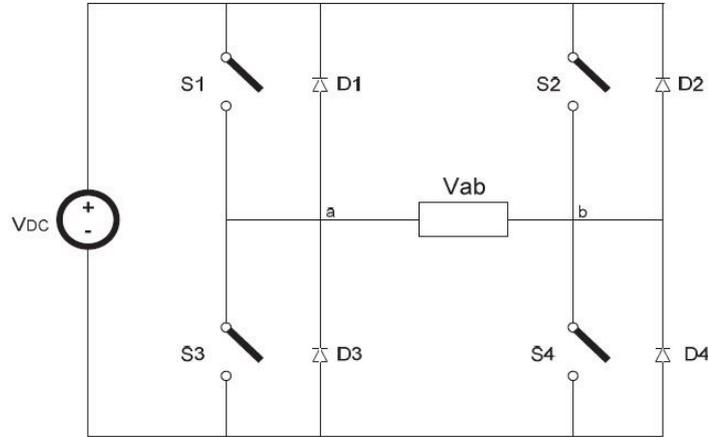


Figura 2.11: Voltaje V_{ab} (Rashid [19])

En otras palabras, dado que un inversor opera con señales PWM, las cuales tienen armónicos a menudo alrededor de los múltiplos de la frecuencia de conmutación, es necesario conectar un filtro paso bajas a la salida de los interruptores del inversor para filtrar los armónicos y que permita que el voltaje, a la salida del inversor, se recupere.

El modelo de circuito de un filtro LC pasivo se muestra en la Figura 2.12. En la práctica, la resistencia en serie puede amortiguar las oscilaciones de alta frecuencia, lo que es bueno para el rendimiento. Idealmente, cuanto menor es la inductancia y la capacitancia, más rentable es el sistema. Los valores de inductancia y capacitancia deberán ajustarse para tener una frecuencia de corte necesaria como para filtrar los efectos de cambio (Zhong y Hornik [25]).

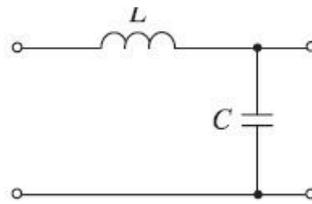


Figura 2.12: Filtro LC

En el diseño del filtro, el factor más importante a considerar es su frecuencia de corte F_c , dada por:

$$F_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.20)$$

Para filtrar los armónicos de conmutación, F_c debe ser mucho más baja que la frecuencia de conmutación al tiempo que proporcione suficiente ancho de banda

2. PRELIMINARES

para el controlador. Se recomienda posicionarlo dentro de un tercio y un medio de la frecuencia de conmutación.

$$\frac{f_s}{3} \leq F_c \leq \frac{f_s}{2}$$

Intuitivamente, el tamaño de la capacitancia C debe ser pequeña tanto para aplicaciones de altos voltajes y para aplicaciones con una gran cantidad de armónicos de tensión; cuando la frecuencia de conmutación es baja, la inductancia L debe ser pequeña (Zhong y Hornik [25]).

La respuesta en frecuencia del filtro se obtiene haciendo $s = j\omega$ en su función de transferencia, con lo que se tiene:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + s^2 LC} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} \quad (2.21)$$

Para frecuencias ω en el rango de la frecuencia de corte ω_c se produce el efecto de resonancia, el denominador tiende a cero y, por lo tanto, la ganancia tiende a infinito. En la práctica la impedancia equivalente del capacitor e inductor provocan que dicha respuesta teórica no sea cierta, sin embargo, se puede tener una ganancia de 150 en el punto de resonancia. La gráfica de Bode del filtro pasivo LC está representado en la Figura 2.13 cuyos parámetros son $\omega_c = 100[\frac{rad}{seg}]$, $L = 10[mH]$ y $C = 100[\mu F]$, e ilustra lo explicado anteriormente.

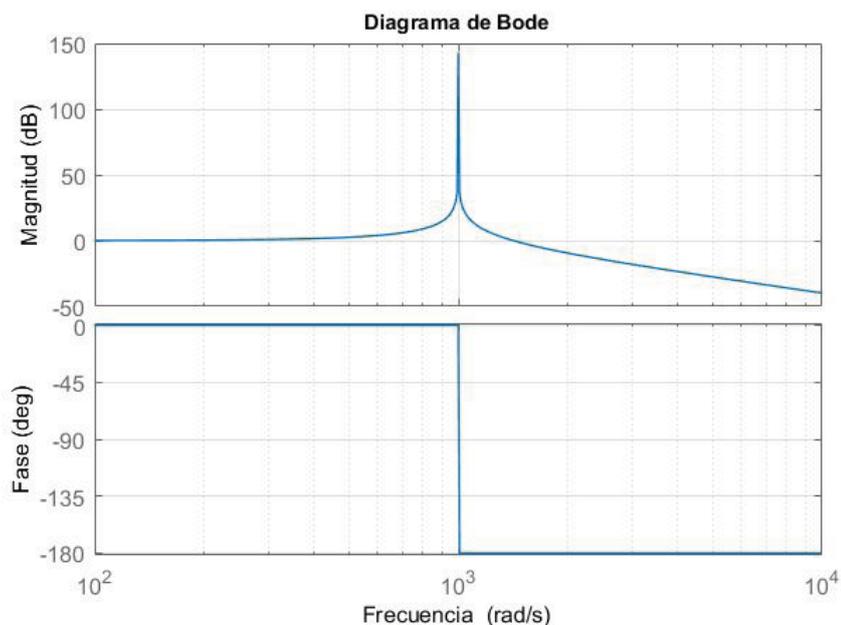


Figura 2.13: Ejemplo filtro LC

2.2. Evaluación numérica

Se implementó el convertidor Boost y el inversor de voltaje en MATLAB/SIMULINK para verificar, individualmente, que los valores diseñados de sus filtros fuesen adecuados. En la Tabla 2.1 se presentan los parámetros utilizados¹:

Tabla 2.1: Tabla de parámetros del IGBT

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Resistencia interna	R_{on}	1	Ω
Resistencia snubber	R_s	1×10^{10}	Ω
Capacitancia snubber	C_s	∞	F

2.2.1. Convertidor Boost MATLAB/SIMULINK

Para hacer la evaluación numérica, debemos recordar las ecuaciones del convertidor Boost. Para lo cual se considerará que $V_g = 38 [V]$, $V_o = 150 [V]$, $I_o = 1.52 [A]$, $F_s = 10 [kHz]$, con un rizo de voltaje de 0.378% y un rizo de corriente del 0.45%. La relación de transformación que depende del ciclo de trabajo.

$$M(D) = \frac{V_o}{V_g}$$

sabiendo que $V_g = 38 [V]$ y $V_o = 150 [V]$, entonces:

$$M(D) = \frac{V_o}{V_g} = \frac{150 [V]}{38 [V]} = \frac{1}{D'} = \frac{1}{1-D}$$

de donde puede despejarse el ciclo de trabajo D como

$$D = 1 - \frac{38 [V]}{150 [V]} = 0.7467 \quad \rightarrow \quad D = 74.67\%$$

Mientras que la resistencia de salida:

$$R = \frac{150 [V]}{1.52 [A]} = 98.7 [\Omega] \approx 100 [\Omega]$$

¹Este modelo de IGBT es utilizado tanto para el convertidor como para el inversor y para todas las simulaciones realizadas.

2. PRELIMINARES

Por su parte, la ecuación que determina la corriente del inductor es

$$I_L = \frac{V_o}{R} \left(\frac{1}{D'} \right) = \frac{1.52 [A]}{0.2533} = 5.88 [A] \quad (2.22)$$

Con el valor de corriente del inductor y sabiendo que el rizo de corriente es del 0.45 % y que el periodo de PWM es de 1×10^{-4} [s], se obtiene el valor de la inductancia como

$$L = \frac{V_g}{2\Delta_i} \cdot DT_s = \frac{38 [V]}{2(0.0045)(5.88) [A]} (.7467)(1 \times 10^{-4} [s]) = 52 \times 10^{-3} [mH] \quad (2.23)$$

También, sabiendo que el rizo de voltaje es del 0.38 % y que la resistencia de salida es de 100 [Ω], la capacitancia puede calcularse como

$$C = \frac{V}{2\Delta V R} \cdot DT_s = \frac{150 [V]}{2(0.5675 [V])(100 [\Omega])} (.7467)(1 \times 10^{-4} [s]) = 25 \times 10^{-6} [\mu F] \quad (2.24)$$

La simulación se realizó en MATLAB/SIMULINK, con el método numérico Runge-Kutta (ODE4). Se utilizó una señal de control de 0.5 [V] como voltaje de control para el convertidor Boost. El circuito es el presentado en la Figura 2.14

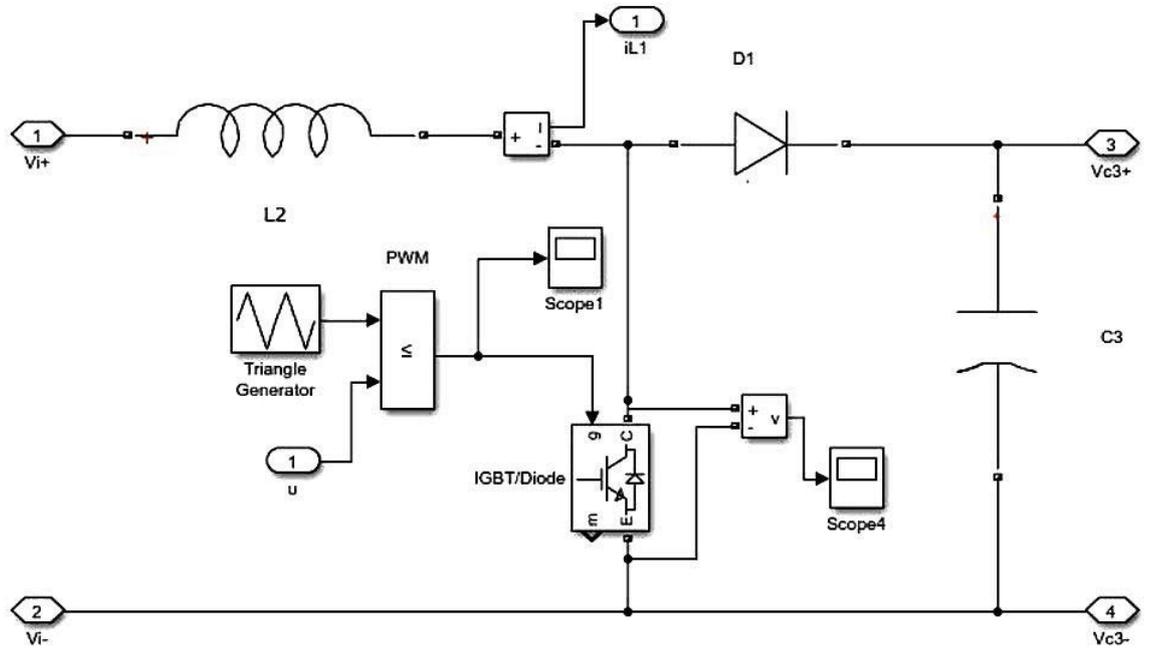


Figura 2.14: Convertidor Boost en MATLAB/SIMULINK

Las Figuras 2.15 y 2.16 muestran el funcionamiento del Boost. En la Figura 2.15 se observa el voltaje de salida del convertidor de 150 [V] con el rizo calculado anteriormente, mientras que en la Figura 2.16 se muestra la corriente de salida que tiende a 1.52 [A] con el rizo de corriente.

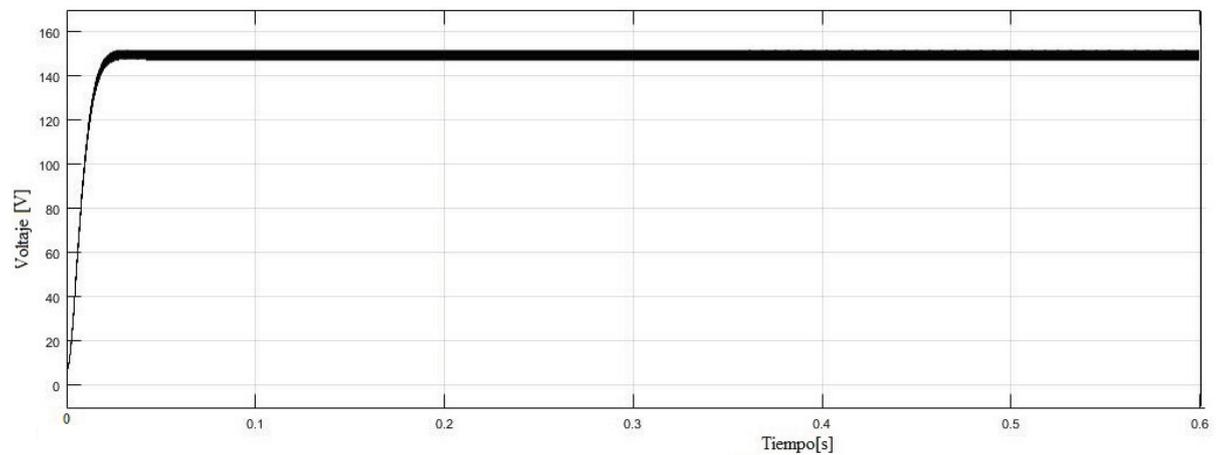


Figura 2.15: Voltaje de salida del convertidor

2. PRELIMINARES

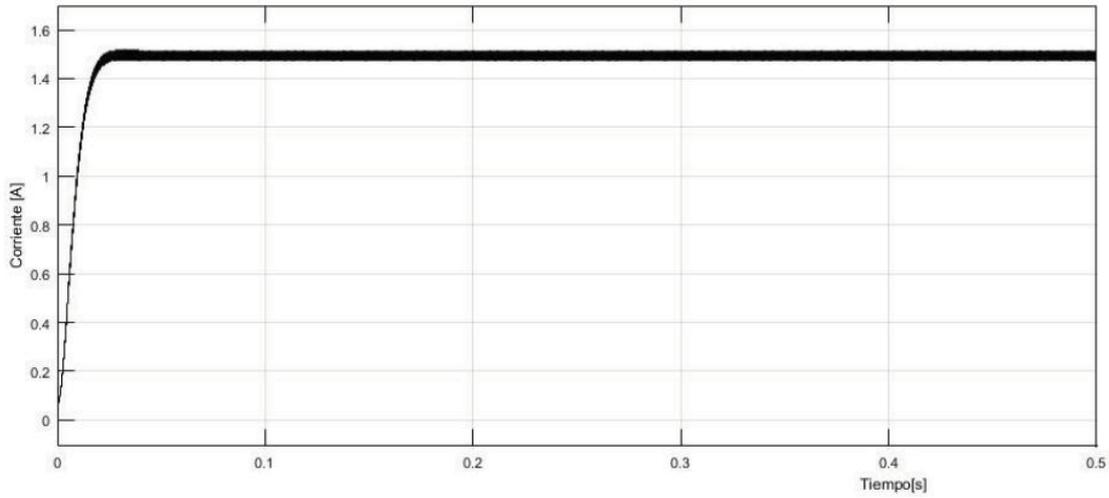


Figura 2.16: Corriente de salida del convertidor

2.2.2. Inversor (puente H) MATLAB/SIMULINK

Para la simulación del inversor se utilizó un arreglo o puente H en el software de aplicación MATLAB/SIMULINK, como se muestra en la Figura 2.17.

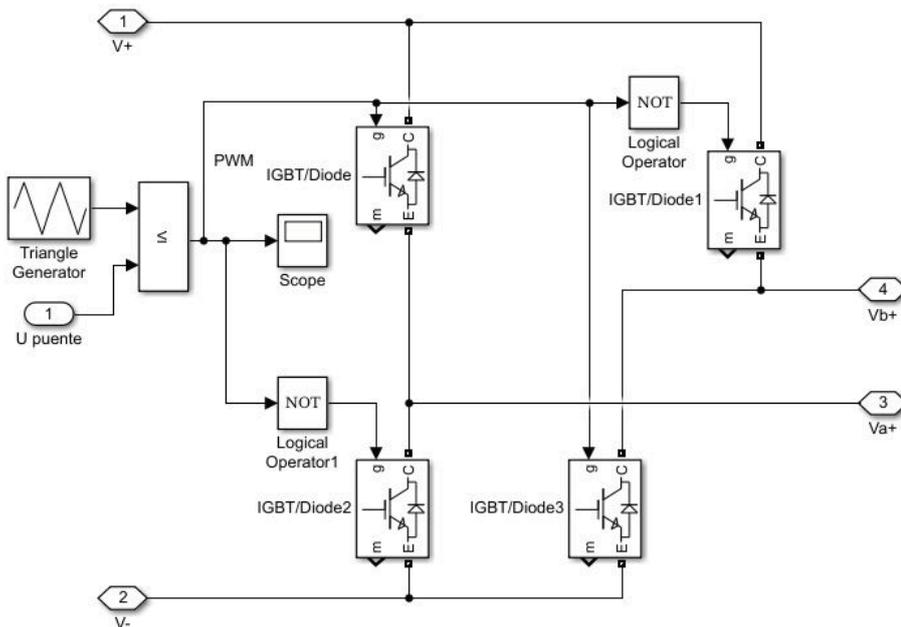


Figura 2.17: Modelo del puente H

Para la realización del circuito del puente H construimos el circuito presentado en la Figura 2.9 en la sección 2.1.5. Esquemáticamente, en la Figura 2.18 se presenta el circuito del inversor monofásico

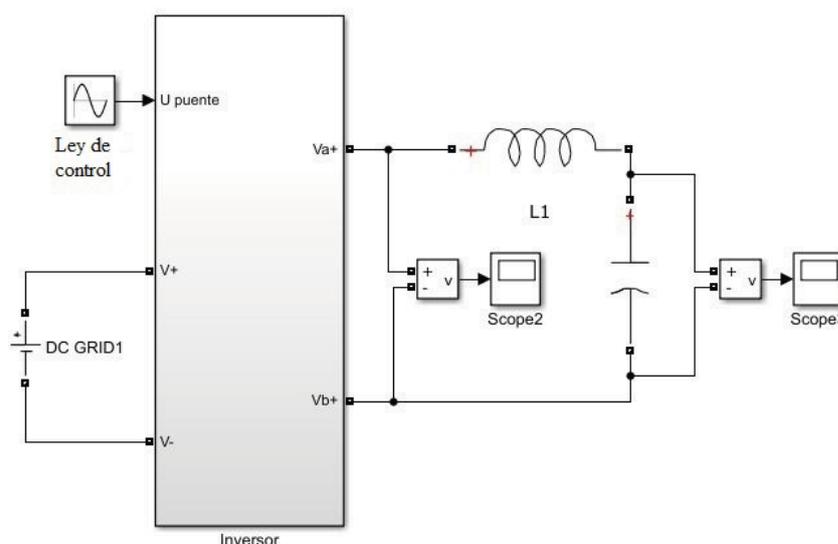


Figura 2.18

La señal de control que se utilizó para el inversor fue una señal sinusoidal con una amplitud de $0.8 [V]$ y una frecuencia de $60 [Hz]$ o mejor dicho $120\pi [rad/s]$. Para la elaboración del filtro se utilizó la ecuación (2.20), con $L = 0.0045 [H]$ y una frecuencia de corte de $F_c = 200 [Hz]$, esta frecuencia de corte fue elegida por las características del filtro LC explicado en la sección 2.1.6.

$$F_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

donde despejando la capacitancia de (2.20) se tiene que:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 F_c^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 (200^2 [Hz^2]) (0.0045 [H])} = 140.72 [\mu F] \quad (2.25)$$

A continuación se presentan los resultados obtenidos a la salida del puente H y a la salida del filtro LC (ver Figuras 2.19 y 4.15).

2. PRELIMINARES

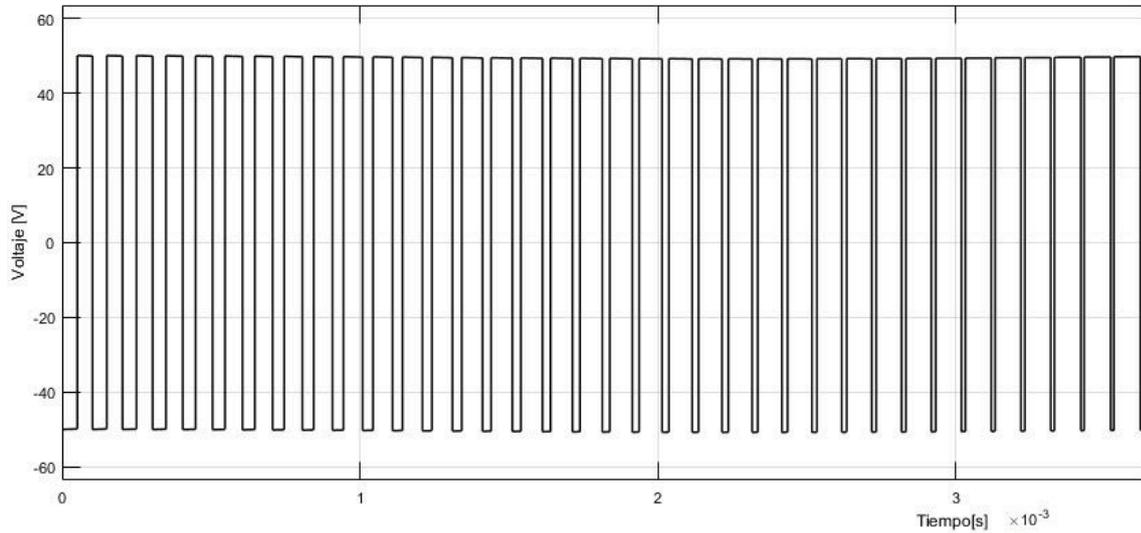


Figura 2.19: Voltaje de salida del inversor (Puente H)

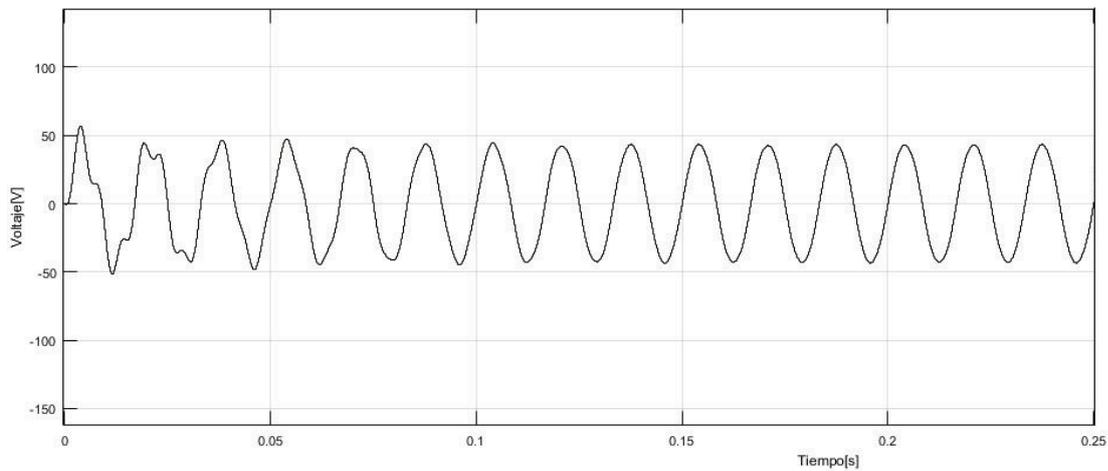


Figura 2.20: Voltaje a la salida del filtro LC

Se observa que el comportamiento de la señal a la salida del filtro LC es la requerida cuando se diseñó el filtro, ya que el voltaje pico de la señal casi llega a los $50[V]$, que es el voltaje de polarización de los IGBT y la frecuencia de la señal es $60 [Hz]$. Este conjunto de gráficas nos ayuda a tener un acercamiento real al comportamiento de un convertidor Boost y a un inversor. Además nos permite tener la posibilidad de emplear a este modelo un control para cada uno de ellos.

2.3. Pasividad

En la teoría de circuitos, los elementos que no generan su propia energía son llamados pasivos (Desoer y Kuh [5]). Los sistemas pasivos son una clase de sistemas dinámicos en los que la energía intercambiada con el ambiente tiene una función importante y tienen la característica de no poder almacenar más energía que la que se le suministra exteriormente. El concepto de pasividad está relacionado tanto con la física del sistema como con las propiedades de estabilidad. Así, si se toma la realimentación negativa como un proceso de intercambio energético, se puede mostrar que la pasividad es invariante respecto a esta interconexión. En este sentido, los sistemas pasivos son fáciles de controlar con una simple retroalimentación de la salida pasiva (Desoer y Kuh [5]).

Para explicar el concepto de pasividad, se muestra la Figura 2.21, la cual representa un puerto Π , es decir, un circuito hecho de un número arbitrario de elementos puestos en una caja negra con dos terminales de salida, de la cual pueden medirse corriente $i(t)$ y tensión $v(t)$, tal que la potencia entrando al puerto en el tiempo t es $p(t) = v(t)i(t)$.

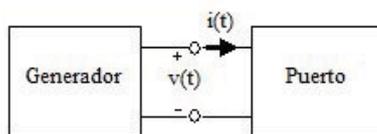


Figura 2.21: Puerto

Si se denota por $W(t_0, t)$ la energía dada por el generador al puerto del instante t_0 al t , entonces, en términos de la potencia:

$$W(t_0, t) = \int_{t_0}^t v(t')i(t')dt'$$

Esta energía dada al puerto puede o bien ser disipada en forma de calor, si los elementos dentro del puerto son resistivos, o bien almacenada si los elementos en el puerto son inductivos o capacitivos.

Ahora bien, sea $\zeta(t_0)$ la energía almacenada en el puerto en el tiempo t_0 , se dice que *el puerto Π es pasivo* (Desoer y Kuh [5]), si la suma de la energía almacenada en el tiempo t_0 y la energía que recibe el puerto es no-negativa, es decir,

$$\zeta(t_0) + W(t_0, t) \geq 0$$

para todo tiempo inicial t_0 y todo $t \geq t_0$. Lo anterior implica que la energía almacenada siempre será menor que la suministrada desde el exterior y la diferencia

2. PRELIMINARES

entre estas energías debe ser la energía disipada. Es decir, la potencia que fluye en el puerto debe ser mayor o igual al cambio de energía almacenada en el mismo

$$\zeta(t_0) \leq W(t_0, t).$$

Como ejemplo, tome una resistencia no-lineal caracterizada por una curva voltaje-corriente $v - i$, dado que la resistencia no almacena energía, entonces $\zeta(t_0) = 0$, por lo que la condición de pasividad se reduce a

$$W(t_0, t) = \int_{t_0}^t v(t')i(t')dt' \geq 0$$

Observe que la potencia instantánea $p(t) = v(t)i(t)$ es siempre no-negativa, lo cual equivale a pedir que la curva $v - i$ esté en el primer y tercer cuadrante para todo t , entonces la energía entregada al puerto es siempre no-negativa y la resistencia es pasiva (Desoer y Kuh [5]). Matemáticamente, si se considera un sistema dinámico Σ en el espacio de estados, con u como vector de entradas y y el vector de salidas, para el cual se define la potencia como el producto de la entrada por la salida $u^T y$ y su función de energía asociada $V(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, positiva semi-definida y continuamente diferenciable, se dice que el sistema Σ es pasivo, si

$$W(x(\tau)) - W(x(0)) \leq \int_0^\tau u^T y dt, \quad (2.26)$$

lo cual implica que la potencia que fluye en el sistema es mayor o igual al cambio de energía almacenada en el mismo para toda u y para todo $T > 0$. Esta ecuación de pasividad se puede re-interpretar como (Desoer y Kuh [5]):

$$[\text{Energía almacenada}] - [\text{Energía inicial almacenada}] \leq [\text{Energía suministrada}] \quad (2.27)$$

Observe que la ecuación de pasividad (2.26) también puede ser expresada en su forma diferencial, como:

$$W(x(\tau)) \leq W(x(0)) + \int_0^\tau u^T y dt \quad (2.28)$$

$$\dot{W}(x) \leq u^T y \quad (2.29)$$

En este caso, note que si $u = 0$ ó $y = 0$, entonces

$$\dot{W}(x) \leq 0$$

lo cual indica que el sistema, con entrada cero, es estable y que en un sistema pasivo las trayectorias tenderán naturalmente (con entrada cero) al punto de

mínima energía. La rapidez con que estas trayectorias tenderán al punto de menor energía depende de la función de disipación $F(u, y)$.

Al considerar la función de disipación, la propiedad de pasividad se puede describir como:

$$W(x(\tau)) - W(x(0)) \leq \int_0^\tau u^T y dt - F(u, y)$$

$$[\text{E. almacenada}] - [\text{E. inicial almacenada}] \leq [\text{E. suministrada}] - [\text{E. disipada}] \quad (2.30)$$

Formalmente, el sistema dinámico representado por las ecuaciones:

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (2.31a)$$

$$y = h(x, u) \quad (2.31b)$$

se dice ser pasivo, si existe una función de almacenamiento de energía $V(x)$ tal que

$$\dot{V} = \frac{\partial V}{\partial x} f(x, u)$$

Más aún, se dice ser estrictamente pasivo a la salida si $\dot{V} \leq u^T y - y^T \rho(y)$

2.4. Sistemas solares

De las fuentes de energía renovable, la energía solar puede ser considerada como la más importante debido a su abundancia y disponibilidad (Sukhatme [23]). Una de las formas para aprovecharla es mediante la conversión de la radiación solar en energía eléctrica por medio del efecto fotoeléctrico, con ayuda de semiconductores. Los dispositivos fotovoltaicos son semiconductores que convierten parte de la radiación solar incidente en energía eléctrica de corriente directa. Una celda fotovoltaica es un dispositivo que representa la unidad fundamental de un sistema fotovoltaico. Típicamente, genera un voltaje entre 0.5 y 0.8 [V] dependiendo del semiconductor utilizado y la tecnología con la que fue fabricado (Salmi *et al.* [21]). Un panel fotovoltaico es el conjunto de un determinado número de celdas fotovoltaicas (entre 36 y 72) conectadas en serie y paralelo montadas sobre una placa metálica encapsulada por un aislante térmico. Un arreglo fotovoltaico es el conjunto de un determinado número de paneles fotovoltaicos conectados en serie y paralelo para la generación de una cantidad determinada de energía (Sukhatme [23]).

La generación de energía de una celda solar se ve afectada principalmente por la variación en la radiación solar incidente y la temperatura de la celda. Al acoplar un conjunto de celdas solares, la energía generada aumenta linealmente debido

2. PRELIMINARES

a la variación incremental del voltaje y de corriente gracias a la configuración serie-paralelo. Por un lado, una configuración en serie permitirá que el voltaje del conjunto incremente, manteniendo constante el flujo de la corriente. Por otro lado, una configuración en paralelo mantendrá un nivel de voltaje constante, incrementando el flujo de la corriente (Granda-Gutiérrez *et al.* [11]).

2.4.1. Características del panel fotovoltaico

Una celda solar se construye a partir de una oblea delgada de silicio, fabricada de la unión de dos semiconductores P-N, que por medio del efecto fotoeléctrico convierte la energía radiante del Sol en energía eléctrica de corriente directa (Figura 2.22).

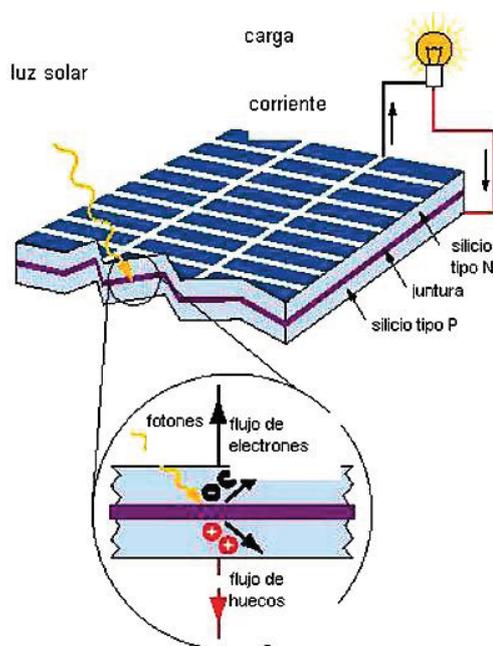


Figura 2.22: Panel solar

El silicio como elemento químico cuenta con catorce electrones. Cuatro son de valencia; lo que significa que están disponibles para unirse con otros electrones de valencia de otros átomos. De este modo dentro de un cristal de silicio cada átomo estará unido de forma covalente con otros cuatro átomos por lo que dentro del cristal no habrá electrones libres. En realidad, algunos átomos de silicio serán sustituidos por átomos de fósforo que cuentan con cinco electrones de valencia, así que, cuatro de estos cinco, serán utilizados para realizar enlaces químicos, con los átomos de silicio adyacentes y quedará uno libre que podrá separarse del átomo

de fósforo, mediante una estimulación hecha por una fuente externa de energía térmica, con lo que obtendrá libertad de movimiento en el interior del retículo del cristal (Fernández [9]). Así, las celdas solares, son dispositivos donde se convierte la energía solar en eléctrica, gracias a las propiedades de los semiconductores y a las estructuras que permiten extraer los electrones excitados de las celdas antes de que regresen a su estado de equilibrio térmico.

Existen diferentes tipos de celdas solares entre ellas, las celdas de silicio amorfo que se han comenzado a comercializar recientemente, así como tecnologías más sofisticadas, como las películas delgadas de semiconductores, o las combinaciones de diversos semiconductores (Pinzón *et al.* [17]) las cuales se enlistan a continuación:

- Silicio monocristalino. Material de silicio caracterizado por una disposición ordenada y periódica de átomos, de forma que sólo tiene una orientación cristalina, es decir, todos los átomos están dispuestos simétricamente. Alcanzan rendimientos de hasta el 17 %.
- Silicio policristalino. Silicio depositado sobre otro sustrato, como una capa de 10 – 30 micrómetros y tamaño de grano entre 1 μm y 1 mm . Las direcciones de alineación van cambiando cada cierto tiempo durante el proceso de deposición. Alcanzan rendimientos de hasta el 12 %.
- Silicio amorfo. Compuesto hidrogenado de silicio, no cristalino, depositado sobre otra sustancia con un espesor del orden de 1 μm . No existe estructura cristalina ordenada, y el silicio se ha depositado sobre un soporte transparente en forma de una capa fina. Las células de silicio amorfo (no cristalino) parecen tener unas perspectivas de futuro muy esperanzadoras. Esta tecnología permite disponer de células de muy delgado espesor y fabricación más simple y barata, aunque con eficiencia del 6-8 %.

Control de sistemas fotovoltaicos

Este capítulo está dedicado al análisis de las características de los paneles fotovoltaicos y al modelado de los convertidores de potencia. Por un lado, el estudio de los paneles fotovoltaicos tiene como base la interpretación de sus curvas características. Por otro lado, se recuperan y analizan modelos matemáticos que describen al convertidor Boost (DC/DC) y al inversor (DC/AC). Una vez estudiado el modelo, el objetivo es revisar estrategias de control para poder integrar el panel fotovoltaico.

Cuando se convierte energía solar en energía eléctrica se debe elevar el voltaje de salida del panel solar, para ello se coloca un convertidor elevador de energía eléctrica de DC a DC, usando un convertidor Boost, con esto se obtiene a su salida un voltaje continuo mayor al de su entrada. Este elevador presenta una tensión de salida mayor que la tensión de la fuente, pero la corriente de salida es menor que la de entrada.

Por su parte, el inversor de voltaje utiliza circuitos electrónicos para hacer que el flujo de la corriente continua cambie de dirección de forma periódica haciéndola similar a la corriente alterna. El inversor además emplea una serie de filtros para hacer que estos cambios de dirección sean suaves y regulares de forma que la energía eléctrica resultante puede ser usada en la mayoría de dispositivos eléctricos domésticos.

3.1. Modelo del panel fotovoltaico

Generalmente, el circuito eléctrico equivalente de una celda solar, consta de una fuente de corriente foto-generada por acción de la radiación solar, un diodo, una resistencia en paralelo y una resistencia en serie (que representa a la resistencia interna del material al flujo de la corriente) como se muestra en la Figura 3.1. El modelo matemático de la celda se obtiene a partir de su representación

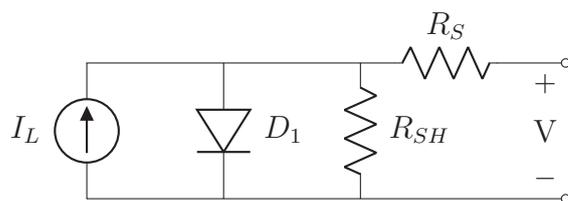


Figura 3.1: Representación eléctrica de una celda solar

eléctrica y se encuentra en función principalmente de la radiación solar y de la temperatura de la celda. Una manera de representar las características de una celda solar es por medio de gráficas ya sea de voltaje-corriente o voltaje-potencia, en dichas gráficas se pueden observar parámetros de la celda solar como la corriente de cortocircuito (I_{SC}), el voltaje de circuito abierto (V_{OC}), el punto de máxima potencia (MP), la corriente en el punto de máxima potencia (I_{MP}), el voltaje en el punto de máxima potencia (V_{MP}) y la potencia en el punto de máxima potencia (P_{MP})(Granda-Gutiérrez *et al.* [11]). A continuación, se explican algunos de estos parámetros fundamentales:

- Corriente de cortocircuito (I_{cc} notación en español, I_{sc} notación en inglés). Es la máxima corriente que producirá el dispositivo bajo unas condiciones definidas de iluminación y temperatura, correspondientes a un voltaje igual a cero.
- Voltaje de circuito abierto (V_{ca} notación en español, V_{oc} notación en inglés). Es el máximo voltaje del dispositivo bajo unas condiciones definidas de iluminación y temperatura, correspondientes a una corriente igual a cero.
- Potencia máxima ($P_{m\acute{a}x}$). Es la máxima potencia que producirá el dispositivo en condiciones determinadas de iluminación y temperatura, correspondiente al par máximo (I_{MP}, V_{MP}), donde I_{MP} y V_{MP} son la corriente y el voltaje de máxima potencia, respectivamente.
- Factor de forma (FF). Es el valor correspondiente al cociente entre $P_{m\acute{a}x}$ y el producto de $I_{sc} \times V_{oc}$. Puede expresarse en tanto por ciento o tanto por 1,

siendo el valor 100 % el que corresponderá a un cuadrado. Nos da una idea de la calidad del dispositivo fotovoltaico, éste es mejor cuanto más alto sea su factor de forma.

- Corriente de saturación inversa (I_o). Es una corriente aproximadamente cero, esta corriente es muy pequeña y está formada por los portadores minoritarios (electrones en P y huecos en N).

El modelo matemático que describe la curva voltaje-corriente en una celda solar generalmente se describe por medio de la ecuación de la corriente de salida I del panel fotovoltaico:

$$I = I_L - I_o \left[\exp\left(\frac{q(V + IR_s)}{a}\right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_{SH}} \quad (3.1)$$

donde, I_L es la corriente foto-generada, I_o es la corriente de saturación inversa, R_S es la resistencia en serie, R_{SH} es la resistencia en paralelo, V es el voltaje, q es la carga de un electrón (1.6×10^{-19} [C]) y a es un parámetro dado por la ecuación:

$$a = kT_c A \quad (3.2)$$

siendo k la constante de Boltzman (1.38×10^{-23} [J/K]), T_c la temperatura de la celda y A el factor de idealidad. El factor de idealidad permite distinguir el comportamiento entre una celda de silicio y una de germanio, dependiendo así de la tecnología de fabricación de la celda solar (Granda-Gutiérrez *et al.* [11]). La corriente foto-generada varía en función de la radiación solar y de la temperatura de trabajo en la celda y se describe por:

$$I_L = \frac{S}{S_{ref}} = [I_{L,ref} + \mu_{ISC}(T_C - T_{C,REF})] \quad (3.3)$$

donde, S es la irradiación solar, S_{REF} es la irradiación solar en condiciones de referencia (1000 [$\frac{W}{m^2}$]), $I_{L,ref}$ es la corriente foto-generada en condiciones de referencia (se puede tomar como la corriente de cortocircuito $I_{L,ref} = I_{SC}$) y μ_{ISC} es el coeficiente de cortocircuito, generalmente dado por el fabricante (Granda-Gutiérrez *et al.* [11]). Por su parte, la corriente de saturación inversa I_o está dada por:

$$I_o = I_{o,ref} \left(\frac{T_c}{T_{REF}}\right)^3 \exp \left[\frac{qE_G(1/T_{ref} - 1/T_C)}{kA} \right] \quad (3.4)$$

donde, E_G es la energía del semiconductor en su banda de gap e $I_{O,ref}$ es la corriente de saturación inversa en condiciones de referencia. Como la resistencia en paralelo no representa un porcentaje significativo de pérdidas, se simplifica el modelo matemático planteado, de manera que el valor de $(V + IR_S)/R_{SH}$ se hace

cero y así la ecuación se simplifica como:

$$I = I_L - I_o \left[\exp\left(\frac{q(V + IR_s)}{a}\right) - 1 \right] \quad (3.5)$$

Las celdas solares deben ser conectadas en una configuración serie – paralelo para poder generar un nivel más alto de energía y así formar un panel solar. El modelo matemático que describe a un panel solar se muestra en la siguiente ecuación, donde el número de celdas en paralelo se representa por N_p y el número de celdas en serie por N_s .

$$I = N_p * I_L - N_p * I_o \left[\exp\left(\frac{q(V/N_s + IR_s/N_p)}{a}\right) - 1 \right] \quad (3.6)$$

Es importante considerar que el modelo matemático de un panel solar puede ser utilizado para el análisis de una sola celda solar si se consideran que los coeficientes $N_p = 1$ y $N_s = 1$. Mientras que, la corriente de saturación inversa en condiciones de referencia se obtiene por (Granda-Gutiérrez *et al.* [11]):

$$I_{o,ref} = \frac{I_{sc}}{[\exp(V_{oc}/N_s \cdot a) - 1]} \quad (3.7)$$

3.2. Curvas características del panel fotovoltaico

La representación estándar de un dispositivo fotovoltaico es la curva característica corriente-voltaje. Esta curva I-V (corriente-voltaje) describe la capacidad del panel para convertir luz solar en energía eléctrica en las condiciones existentes de irradiancia (nivel de luz) y temperatura; cabe mencionar que aunque esta curva es hecha cuando la irradiancia y la temperatura de la celda son constantes, no es así en la práctica. Conceptualmente, la curva representa las combinaciones de corriente y voltaje a las cuales la celda puede ser operada o “cargada” (Fernández Ferichola [10]).

El tramo de la curva I-V varía desde la corriente de cortocircuito (I_{sc}) a cero Volts, hasta la corriente cero en donde se muestra el voltaje de circuito abierto (V_{oc}). En la “rodilla” de una curva I-V se encuentra el punto de máxima potencia MP (I_{MP} , V_{MP}), que es aquel punto de operación en donde se genera la máxima potencia eléctrica (Solmetric [22]). Así, en un sistema fotovoltaico en operación, el inversor se encarga de ajustar constantemente la carga, buscando el punto particular en la curva I-V a la cual el panel rinde la mayor potencia en DC.

Como se ilustra en la Figura 3.2, a voltajes muy por debajo del V_{MP} , el flu-

jo de carga eléctrica generada por la luz del Sol para la carga es relativamente independiente del voltaje de salida. Cerca de la “rodilla” de la curva, este comportamiento comienza a cambiar. A medida que el voltaje aumenta aún más, un porcentaje creciente de las cargas se recombinan dentro de las celdas solares en lugar de fluir a través de la carga. En V_{oc} , todas las cargas se recombinan internamente.

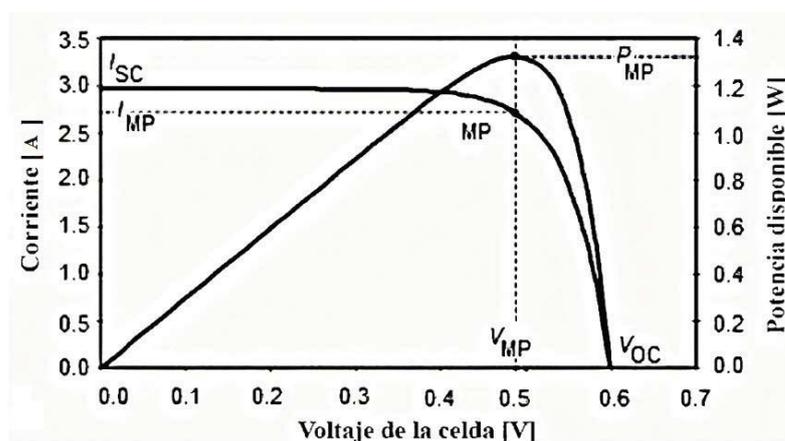


Figura 3.2: Curva voltaje-corriente y voltaje-potencia de una celda solar

Otro concepto importante para describir el comportamiento de un panel fotovoltaico es el factor de forma (FF). El FF representa la cuadratura (o “rectangularidad”) de la curva I-V (ver Figura 3.3) y es la relación de dos áreas definidas por la curva I-V, que representa el rendimiento. Aunque por el momento es físicamente irrealizable, un módulo FV ideal produciría una forma perfectamente rectangular en la curva I-V en la que el punto de máxima potencia coincide con (I_{sc}, V_{oc}) , para un factor de forma de 1 (Solmetric [22]). Si las curvas I-V de dos módulos PV individuales tienen los mismos valores de I_{sc} y V_{oc} , la curva con el factor de llenado más alto (curva I-V cuadrada) producirá más potencia. Además, cualquier deterioro que reduzca el factor de forma reducirá la potencia de salida, por lo que sirve para saber si un panel sigue funcionando de forma correcta. En condiciones idénticas, dos módulos FV sanos del mismo modelo dado deberían tener factores de forma similares. La magnitud del factor de forma depende en gran medida de la tecnología y el diseño del módulo. Por ejemplo, los módulos de silicio amorfo generalmente tienen factores de forma más bajos (rodillas más suaves) que los módulos de silicio cristalino. Cualquier deterioro que reduzca el factor de forma también reduce la potencia de salida al reducir I_{MP} o V_{MP} o ambos. Así pues, la curva I-V nos ayuda a identificar la naturaleza de algunas deficiencias. Los efectos de pérdidas en serie, pérdidas de derivación y pérdidas de desajuste en la curva I-V se representan en la Figura 3.4. El efecto de suciedad

3. CONTROL DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

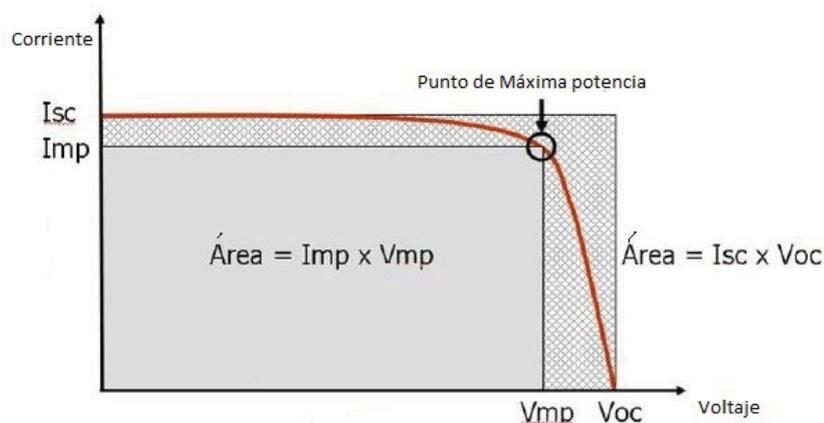


Figura 3.3: Factor de forma (Solmetric [22])

uniforme, reduce la altura de la curva I-V al permitir que llegue menos luz a las celdas solares. El sombreado no uniforme es un efecto de desajuste.

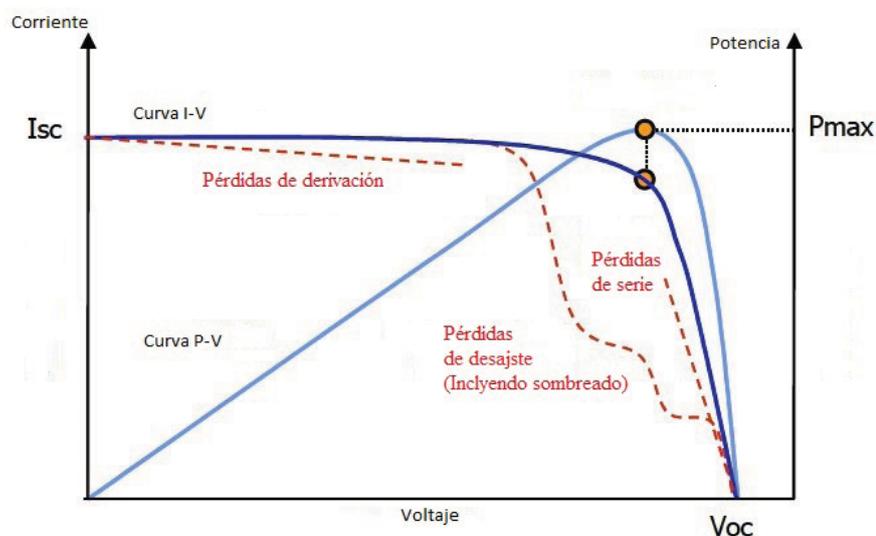


Figura 3.4: Pérdidas en la potencia (Solmetric [22])

Dadas las curvas características, una manera de visualizar el punto de máxima potencia de un conjunto de valores de voltajes y corrientes es pensando en bloques de construcción, donde cada celda, o cada módulo, o cada conjunto de celdas dentro de un módulo, es un bloque de construcción cuya esquina superior derecha representa su máximo punto de potencia. Cuando estos bloques de construcción se apilan en un rectángulo, la esquina superior derecha es el punto de máxima potencia de la matriz como se observa en la Figura 3.5

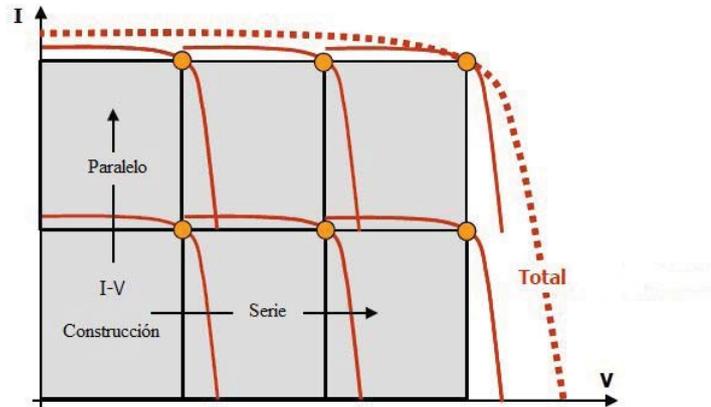


Figura 3.5: Panel (Solmetric [22])

3.2.1. Seguimiento del punto de máxima potencia

El seguimiento del punto de máxima potencia implica que el sistema FV se opere siempre en la máxima relación de tensión/corriente de salida. La simulación del sistema FV proporciona medios flexibles para analizar y comparar el rendimiento de diferentes algoritmos cuando se opera bajo condiciones climáticas específicas. La implementación de los algoritmos de seguimiento puede ser analógica o digital. Existen numerosos algoritmos para el seguimiento del máximo punto de potencia, algunos son:

- Voltaje constante
- Voltaje de circuito abierto
- Corriente de cortocircuito
- Perturbar y observar
- Conductancia incremental
- Temperatura
- Temperatura paramétrica

Para el desarrollo de esta tesis, se utilizó el método de corriente de cortocircuito para realizar el seguimiento del punto de máxima potencia por ser el método más simple. El método de corriente de cortocircuito se aprovecha de que en los sistemas fotovoltaicos existe una relación aproximadamente proporcional entre la corriente

de cortocircuito y la de máxima potencia, para diferentes niveles de irradiación y temperatura. Lo anterior significa que la relación es lineal y está dada por:

$$I_{MP} = k \cdot I_{SC} \quad (3.8)$$

con k una constante. Este método utiliza un impulso de carga pequeño para generar una condición de cortocircuito. Durante el impulso de cortocircuito, el voltaje de entrada se pondrá a cero, por lo que el circuito debe alimentarse con otra fuente. Los valores k pueden obtenerse de la hoja de especificaciones del módulo fotovoltaico, pero están típicamente cercanos a 0.9 a 0.98.

3.3. Convertidor de potencia (DC/DC)

3.3.1. Modelo dinámico del sistema

Para poder elevar el voltaje de salida del panel fotovoltaico necesitamos un convertidor elevador Boost representado en la Figura 3.6.

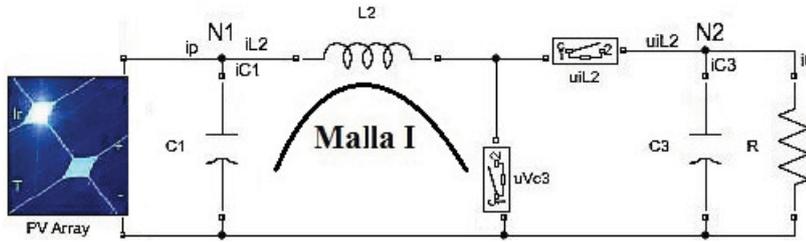


Figura 3.6: Convertidor CD/CD Elevador

Al modelo del sistema, lo definen un conjunto de ecuaciones diferenciales que representan su dinámica. Como es usual, este modelo se obtiene de sustituir las leyes de los elementos, también llamadas relaciones constitutivas, en las restricciones dadas por las Leyes de Kirchoff. Así, las relaciones constitutivas de los capacitores y el inductor, en términos de la carga q y el flujo magnético ϕ son:

$$\dot{q} = ic; \quad C^{-1}q = Vc, \quad \dot{q} = C \frac{dVc}{dt} \quad (3.9)$$

$$\dot{\phi} = VL; \quad L^{-1}\phi = iL, \quad \dot{\phi} = L \frac{diL}{dt} \quad (3.10)$$

Como en el sistema tenemos tres elementos eléctricos almacenadores de energía, necesitamos tres estados en el sistema. Para el desarrollo se elige como estado $x_1 \in \mathbb{R}$ a la carga del capacitor con capacitancia C_1 , al flujo del inductor como segunda

variable de estado $x_2 \in \mathbb{R}$ con inductancia L_2 y la carga del capacitor como tercer estado $x_3 \in \mathbb{R}$ con capacitancia C_3 . De tal forma las energías asociadas a los capacitores y al inductor se denotan por $H_1(x_1)$, $H_2(x_2)$ y $H_3(x_3)$ respectivamente y están dadas por:

$$H_1(x_1) = \frac{1}{2}C_1^{-1}x_1^2, \quad H_2(x_2) = \frac{1}{2}L_2^{-1}x_2^2, \quad H_3(x_3) = \frac{1}{2}C_3^{-1}x_3^2 \quad (3.11)$$

Se puede obtener la energía total del sistema $H_t(x_1, x_2, x_3)$ si se suman las energías asociadas a cada uno de los elementos como:

$$H_t(x_1, x_2, x_3) = \frac{1}{2}C_1^{-1}x_1^2 + \frac{1}{2}L_2^{-1}x_2^2 + \frac{1}{2}C_3^{-1}x_3^2 \quad (3.12)$$

Las restricciones de interconexión se obtienen de aplicar la Ley de Corrientes de Kirchhoff en el nodo N1 y en el nodo N2, así como la Ley Voltajes de Kirchhoff en la malla I, con lo cual se tiene que:

$$i_p = i_{L2} + i_{C1} \quad (3.13)$$

$$V_{L2} - V_{C1} + uV_{C3} \quad (3.14)$$

$$i_{C3} + i_0 - ui_{L2} = 0 \quad (3.15)$$

donde la corriente i_p es la entrada del convertidor (corriente de salida del panel fotovoltaico). Sustituyendo las relaciones constitutivas en las Leyes de Kirchhoff (3.13)-(3.15) es posible llegar a la siguiente representación matemática del Boost:

$$C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} + i_{L2} = i_p \quad (3.16)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - V_{C1} + uV_{C3} = 0 \quad (3.17)$$

$$C_3 \frac{dV_{C3}}{dt} + \frac{V_{C3}}{R_3} - ui_{L2} = 0 \quad (3.18)$$

Las ecuaciones (3.16) - (3.18) ya son un modelo del convertidor Boost, sin embargo, para ser congruentes con la literatura revisada en esta tesis, se puede reescribir el modelo en términos de cargas y flujos, de acuerdo con las ecuaciones (3.9) y (3.10), es decir:

$$\dot{q}_1 + L_2^{-1}\phi = i_p \quad (3.19a)$$

$$\dot{\phi} - C_1^{-1}q_1 + uC_3^{-1}q_3 = 0 \quad (3.19b)$$

$$\dot{q}_3 + \frac{C_3^{-1}q_3}{R_3} - uL_2^{-1}\phi = 0 \quad (3.19c)$$

3. CONTROL DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Entonces, el modelo en términos de los estados, cargas de los capacitores y el flujo del inductor, es:

$$\dot{x}_1 = -L_2^{-1}x_2 + i_p \quad (3.20a)$$

$$\dot{x}_2 = C_1^{-1}x_1 - uC_3^{-1}x_3 \quad (3.20b)$$

$$\dot{x}_3 = -\frac{C_3^{-1}x_3}{R_3} + uL_2^{-1}x_2 \quad (3.20c)$$

Las ecuaciones (3.20) en forma matricial son:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -u \\ 0 & u & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3^{-1} \end{bmatrix} \right) Dx + \begin{bmatrix} i_p \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

donde la matriz $D \in \mathbb{R}^3$ contiene los parámetros del sistema:

$$D = \begin{bmatrix} C_1^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & L_2^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & C_3^{-1} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

También, expresado de manera compacta, el modelo es:

$$\dot{x} = (J(u) - R)Dx + E \quad (3.23)$$

donde se han definido:

$$x = \begin{bmatrix} q_1 \\ \phi \\ q_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} i_p \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad R = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3^{-1} \end{bmatrix}, \quad J(u) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -u \\ 0 & u & 0 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

La matriz $R \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ es la matriz de disipación de energía únicamente formada por la resistencia de salida del circuito, $J \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ es una matriz de interconexión del sistema y muestra la relación interna de los elementos, $E \in \mathbb{R}^3$ es un vector con entradas externas y $u \in \mathbb{R}$ es la entrada de control.

Se observa que el sistema puede descomponerse en dos bloques, uno que depende de la entrada de control y otro que no, como:

$$\dot{x}_1 = -L_2^{-1}x_2 + i_p \quad (3.25)$$

$$\dot{\bar{x}} = [J_2u - R_2]D_{23}\bar{x} + E_2 \quad (3.26)$$

donde se ha dividido al estado en $\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix}$, $\bar{x} = \begin{bmatrix} x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$ y se han definido las

matrices $D_{23} = \text{diag}[L_2^{-1}, C_3^{-1}]$, $R_2 = \text{diag}[0, R_3^{-1}]$,

$$E_2 = \begin{bmatrix} C_1^{-1}x_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Una vez presentado el modelo, las siguientes subsecciones estudian al controlador.

3.3.2. Diseño del controlador

La metodología en el diseño del controlador involucra varios pasos: 1) Definir las trayectorias admisibles, 2) definir el objetivo de control 3) determinar la dinámica del error y 4) diseñar el controlador que garantice el objetivo de control.

- **Trayectorias admisibles.** El sistema no puede hacer cualquier cosa ya que está restringido por su propia dinámica. El conjunto de trayectorias que el sistema puede reproducir son llamadas “trayectorias admisibles” y en adelante se denotarán por $(\cdot)^*$. Las trayectorias admisibles del convertidor son:

$$\dot{\bar{x}}^* = [J_2 u^* - R_2] P_{23} \bar{x}^* + E_2^* \quad (3.28)$$

En este caso, se supone que existe una señal de entrada del sistema, señal u^* , que es capaz de generar a \bar{x} (donde hay control).

- **Objetivo de control:** Diseñar una ley de control por realimentación de estados u tal que el voltaje del capacitor V_{C_3} y la corriente del inductor i_{L_2} sea uno deseado. En términos de los estados esto significa que:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (C_3^{-1}x_3) \rightarrow C_3^{-1}x_3^*, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (L_2^{-1}x_2) \rightarrow L_2^{-1}x_2^* \quad (3.29)$$

donde $C_3^{-1}x_3^*$ es el voltaje deseado y $L_2^{-1}x_2^*$ es la corriente deseada.

- **Dinámica del error.** Dado el objetivo de control, el error se define como $\tilde{x}(t) = \bar{x}(t) - \bar{x}^*(t)$, su derivada temporal caracteriza la llamada dinámica del error:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \dot{\bar{x}}(t) - \dot{\bar{x}}^*(t) \quad (3.30)$$

donde se ha definido a \bar{u} como

$$\bar{u}(t) = u(t) - u^*(t) \quad (3.31)$$

Sustituyendo la dinámica del sistema y la dinámica de las trayectorias ad-

misibles en la dinámica del error se obtiene

$$\dot{\tilde{x}}(t) = [J_2 u - R_2] D_{23} \bar{x} + E_2 - [J_2 u^* - R_2] D_{23} \bar{x}^* - E_2^* \quad (3.32)$$

Desarrollamos la ecuación multiplicando los términos de los paréntesis y como $\tilde{E}_2 = E_2 - E_2^*$, la ecuación se reduce a:

$$\dot{\tilde{x}} = J_2 u D_{23} \bar{x} \boxed{-R_2 D_{23} \bar{x}} - J_2 u^* D_{23} \bar{x}^* + \boxed{R_2 D_{23} \bar{x}^*} + \tilde{E}_2 \quad (3.33)$$

También, se sabe que $\tilde{x}(t) = \bar{x}(t) - \bar{x}^*(t)$, por lo tanto:

$$\dot{\tilde{x}} = J_2 u D_{23} \boxed{\bar{x}} - J_2 u^* D_{23} \bar{x}^* - R_2 D_{23} \tilde{x} + \tilde{E}_2 \quad (3.34)$$

$$\dot{\tilde{x}} = J_2 u D_{23} (\tilde{x} + \bar{x}^*) - R_2 D_{23} \tilde{x} + \tilde{E}_2 - J_2 u^* D_{23} \bar{x}^* \quad (3.35)$$

Multiplicando lo que hay en los paréntesis y considerando (3.31) se tiene:

$$\dot{\tilde{x}} = J_2 u D_{23} \tilde{x} + \boxed{J_2 u D_{23} \bar{x}^*} - R_2 D_{23} \tilde{x} + \tilde{E}_2 - \boxed{J_2 u^* D_{23} \bar{x}^*} \quad (3.36)$$

$$\dot{\tilde{x}} = J_2 (u - u^*) D_{23} \bar{x}^* - R_2 D_{23} \tilde{x} + \tilde{E}_2 + J_2 u D_{23} \tilde{x} \quad (3.37)$$

La ecuación anterior está en términos del error y de la ley de control:

$$\dot{\tilde{x}} = J_2 \tilde{u} D_{23} \bar{x}^* - R_2 D_{23} \tilde{x} + \tilde{E}_2 + J_2 u D_{23} \tilde{x} \quad (3.38)$$

Por último, la dinámica del error está representada en la siguiente ecuación:

$$\dot{\tilde{x}} = [J_2 u - R_2] D_{23} \tilde{x} + \tilde{E}_2 + J_2 \tilde{u} D_{23} \bar{x}^* \quad (3.39)$$

- **Diseño de la ley de control.** El diseño es constructivo, es decir, se inicia con la prueba de estabilidad proponiendo una función candidata de Lyapunov $V(\tilde{x})$, luego se encuentra su derivada a lo largo de $\dot{\tilde{x}}$ y después se define a “u” para que $\dot{V}(\tilde{x})$ sea negativa.

Estabilidad

Inspirados en las funciones de energía de los elementos almacenadores, se considera la siguiente función candidata de Lyapunov:

$$V_1(\tilde{x}) = \frac{1}{2} \tilde{x}^T D_{23} \tilde{x} \quad (3.40)$$

Su derivada temporal a lo largo de las trayectorias de $\dot{\tilde{x}}$ es:

$$\dot{V}_1(\tilde{x}) = \tilde{x}^T D_{23} \dot{\tilde{x}} = (D_{23} \tilde{x})^T \dot{\tilde{x}} \quad (3.41a)$$

$$\dot{V}_1(\tilde{x}) = (D_{23} \tilde{x})^T \left\{ [J_2 u - R_2] D_{23} \tilde{x} + \tilde{E}_2 + J_2 \tilde{u} D_{23} \tilde{x}^* \right\} \quad (3.41b)$$

Para seguir con el procedimiento, es necesario recordar una propiedad: si J es una matriz antisimétrica, es decir $J = -J^T$, entonces para un vector x , se cumple que la siguiente forma cuadrática $x^T J x = 0$. Dado que en el sistema J_2 es una matriz antisimétrica, por lo tanto $(D_{23} \tilde{x})^T [J_2 u] D_{23} \tilde{x} = 0$, con lo que obtenemos la siguiente ecuación:

$$\dot{V}_1(\tilde{x}) = -(D_{23} \tilde{x})^T R_2 D_{23} \tilde{x} + (D_{23} \tilde{x})^T \tilde{E}_2 + (D_{23} \tilde{x})^T J_2 \tilde{u} D_{23} \tilde{x}^* \quad (3.42)$$

Es necesario explicar de una manera más clara si la función $\dot{V}_1(\tilde{x})$ es negativa, es por ello que definimos a y_1 , y_2 como variables auxiliares de la ecuación y también definimos a u_1 y u_2 como entradas del sistema, esto facilitará determinar el signo de $\dot{V}_1(\tilde{x})$. Sean

$$y_1 = -(D_{23} \tilde{x}^*)^T J_2 (D_{23} \tilde{x}), \quad y_2 = D_{23} \tilde{x} \quad (3.43)$$

$$u_1 = \tilde{u}, \quad u_2 = \tilde{E}_2 \quad (3.44)$$

Así, el objetivo es diseñar a u_1 para que $\dot{V}_1(\tilde{x})$ en (3.40) sea negativa

$$\dot{V}_1(\tilde{x}) = -y_2^T R_2 y_2 + y_2^T u_2 + y_1^T u_1 \quad (3.45)$$

3.3.3. Control PI

Primero diseñamos a u_1 , el control puede ser proporcional o puede ser proporcional integral. En este caso, se estudia un control proporcional integral que queda implementado como:

$$u_1 = -k_p y_1 + K_i z, \quad \dot{z} = -y_1 \quad (3.46)$$

Dado que se aumentó un estado en el diseño de u_1 , el estado es z , la función de Lyapunov (3.40) queda dada por:

$$V_2(\tilde{x}, z) = V_1(\tilde{x}) + \frac{1}{2} z^T k_i z \quad (3.47)$$

La derivada de $V_2(\tilde{x}, z)$ es la siguiente:

$$\dot{V}_2(\tilde{x}, z) = \dot{V}_1(\tilde{x}) + z^T k_i (-y_1) \quad (3.48)$$

3. CONTROL DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Sustituyendo $\dot{V}_1(\tilde{x})$ de (3.45) en la ecuación anterior:

$$\dot{V}_2(\tilde{x}, z) = -y_2^T R_2 y_2 + y_2^T u_2 + y_1^T (-k_p y_1) \boxed{-z^T k_i y_1} + \boxed{y_1^T (k_i z)} \quad (3.49)$$

donde el término $-z^T k_i y_1 + y_1^T (k_i z) = 0$, entonces:

$$\dot{V}_2(\tilde{x}, z) = -y_2^T R_2 y_2 - y_1^T k_p y_1 + y_2^T u_2 \quad (3.50)$$

Aún falta demostrar que \dot{V}_2 es negativa. Para esto, hay que considerar la dinámica de x_1 dada por la ecuación (3.25), puesto que \tilde{E}_2 se encuentra en la dinámica del primer sistema

$$u_2 = \tilde{E}_2 = \begin{bmatrix} C_1^{-1} \tilde{x}_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

Con la misma filosofía que para el subsistema anterior, se encuentran las trayectorias admisibles del primer sistema:

$$\dot{x}_1^* = -L_2^{-1} x_2^* + i_p \quad (3.52)$$

Se define a la variable de error como

$$\tilde{x}_1(t) = x_1(t) - x_1^*(t) \quad (3.53)$$

y la dinámica del error queda dada por:

$$\dot{\tilde{x}}_1(t) = \dot{x}_1(t) - \dot{x}_1^*(t) \quad (3.54)$$

Sustituyendo la dinámica del sistema y la de las trayectorias admisibles en la dinámica del error y recordando que el error es $\tilde{x}_1(t) = x_1(t) - x_1^*(t)$, se tiene

$$\dot{\tilde{x}}_1(t) = -L_2^{-1} x_2 + i_p - (-L_2^{-1} x_2^* + i_p) \quad (3.55)$$

$$\dot{\tilde{x}}_1 = -L_2^{-1} (x_2 - x_2^*) = -L_2^{-1} \tilde{x}_2 \quad (3.56)$$

Se define ahora a V_0

$$V_0(\tilde{x}_1) = \frac{1}{2} C_1^{-1} \tilde{x}_1^2 \quad (3.57)$$

su derivada respecto al tiempo evaluada a lo largo de la dinámica $\dot{\tilde{x}}_1$ es:

$$\dot{V}_0(\tilde{x}_1) = -C_1^{-1} \tilde{x}_1 L_2^{-1} \tilde{x}_2 \quad (3.58)$$

Ahora bien, observe que el término $y_2^T u_2 = (D_{23}\tilde{x})^T \tilde{E}_2$ en (3.50) es:

$$y_2^T u_2 = [D_2\tilde{x}_2 \quad D_3\tilde{x}_3] \begin{bmatrix} C_1^{-1}\tilde{x}_1 \\ 0 \end{bmatrix} = L_2^{-1}\tilde{x}_2 C_1^{-1}\tilde{x}_1 \quad (3.59)$$

y coincide con la ecuación (3.58) pero con el signo contrario, por lo que basta con añadir a la función V_2 en (3.47) el término $V_0(\tilde{x}_1)$ para que su derivada temporal sea negativa semidefinida:

$$V_T(\tilde{x}, z, \tilde{x}_1) = \frac{1}{2}\tilde{x}^T D_{23}\tilde{x} + \frac{1}{2}z^T k_i z + \frac{1}{2}c_1^{-1}\tilde{x}_1^2 \quad (3.60)$$

$$\Rightarrow \dot{V}(\tilde{x}, z, \tilde{x}_1) = -y_1^T k_p y_1 - y_2^T R_2 y_2 \leq 0 \quad (3.61)$$

El análisis anterior permite concluir que el punto de equilibrio:

$$\tilde{x} = 0, \quad \tilde{x}_1 = 0 \quad (3.62)$$

es estable.¹

Implementación

Para implementar la ley de control primero hay que notar que:

$$u_1(t) = \tilde{u}(t) = -k_p y_1 + k_i z, \quad \dot{z} = -y_1 \quad (3.63)$$

y dado que se definió a $\tilde{u}(t) = u(t) - u^*(t)$, la ley de control está dada por:

$$u(t) = -k_p y_1 + k_i z + u^*(t) \quad (3.64)$$

La salida y_1 definida anteriormente como $y_1 = -(D_{23}\bar{x}^*)^T J_2(D_{23}\tilde{x})$ se desarrolla en su forma matricial como

$$y_1 = [L^{-1}x_2^* \quad C_3^{-1}x_3^*] \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L^{-1}\tilde{x}_2 \\ C_3^{-1}\tilde{x}_3 \end{bmatrix} \quad (3.65a)$$

$$y_1 = L^{-1}x_2^* C_3^{-1}\tilde{x}_3 - C_3^{-1}x_3^* L^{-1}\tilde{x}_2 \quad (3.65b)$$

¹La prueba de estabilidad asintótica está fuera del alcance de esta tesis pero puede encontrarse por ejemplo en [3]

3. CONTROL DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Para conocer la ley de control es necesario encontrar u^* de la dinámica admisible:

$$\dot{x}_1^* + L^{-1}x_2^* = i_p \quad (3.66)$$

$$\dot{x}_2^* - C_1^{-1}x_1^* + u^*C_3^{-1}x_3^* = 0 \quad (3.67)$$

$$\dot{x}_3^* + \frac{C_3^{-1}x_3^*}{R_3} - u^*L^{-1}x_2^* = 0 \quad (3.68)$$

Despejando \dot{x}_1^* de la primera ecuación (3.66) y a u^* de la segunda ecuación obtenemos:

$$\dot{x}_1^* = i_p - L^{-1}x_2^* \quad (3.69)$$

$$u^* = -\frac{1}{C_3^{-1}x_3^*}(\dot{x}_2^* - C_1^{-1}x_1^*) \quad (3.70)$$

y queda en evidencia la necesidad de x_3^* para poder implementar la ley de control, x_3^* puede obtenerse de la tercera ecuación (3.68) y resolviendo la ecuación diferencial para x_3^*

$$\dot{x}_3^* = \frac{-C_3^{-1}x_3^*}{R_3} + \frac{C_1^{-1}x_1^*L^{-1}x_2^*}{C_3^{-1}x_3^*} \quad (3.71)$$

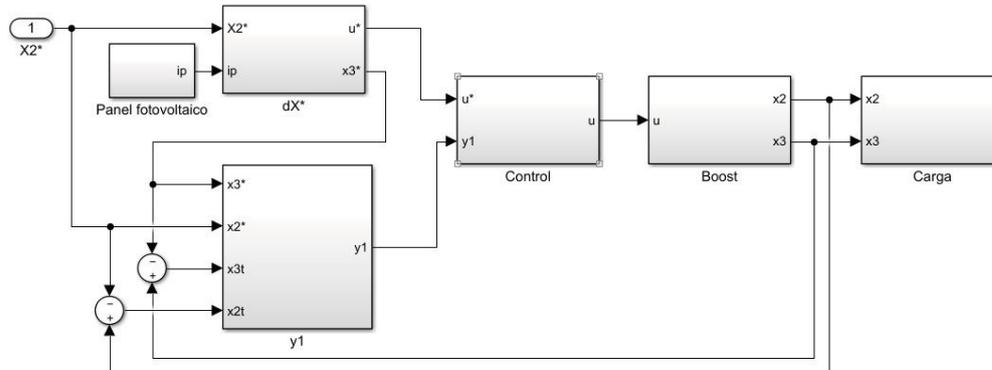


Figura 3.7: Implementación del control para el elevador

En resumen, para implementar la ley de control primero fijamos una corriente deseada en el inductor L_2 y se mide la corriente de salida del panel fotovoltaico i_p , después de resolver la ecuación diferencial para x_3^* podemos saber el valor de u^* y el valor deseado del voltaje en el capacitor C_3 . Se debe tomar lectura del voltaje del capacitor C_3 y del valor de la corriente del inductor L_2 del convertidor Boost, esto para comparar los valores reales de voltaje y corriente con los valores deseados obtenidos anteriormente, necesarios para y_1 .

La ley de control es implementada en el convertidor Boost que tiene una resistencia como carga, como se muestra en la Figura 3.7. En esta figura podemos ver diferentes bloques, en el bloque de panel fotovoltaico se encuentra nuestro panel fotovoltaico, en el bloque de "dX" se resuelve la ecuación diferencial para x_3^* , también se determina el valor de u^* en las ecuaciones (3.70) y (3.71), en el bloque de control se determina la ley de control para el convertidor Boost dada por la ecuación (3.64), en el bloque de Boost se encuentra el convertidor Boost donde se lee el valor de las variables de estado x_2 y x_3 , por último, en el bloque de Carga se encuentra la carga del convertidor Boost.

3.3.4. Control P

Otra alternativa es diseñar un controlador proporcional. En este caso, la ley de control queda dada por:

$$u_1 = -k_p y_1 \quad (3.72)$$

Sustituyendo en la deriva de la función de Lyapunov $u_1 = -k_p y_1$ queda de la siguiente manera:

$$\dot{V}_1(\tilde{x}) = -y_2^T R_2 y_2 + y_2^T u_2 - y_1^T k_p y_1 \quad (3.73)$$

Puede verse que esta ecuación coincide con la ecuación (3.50), por lo que los argumentos para demostrar estabilidad del error igual a cero son los mismos. Para implementar la ley de control primero es necesario saber el valor explícito de u_1 , que es

$$u_1(t) = \tilde{u}(t) = -k_p y_1 \quad (3.74)$$

el error de la ley de control está dado por $\tilde{u}(t) = u(t) - u^*(t)$, por lo que despejando la ley de control propuesta:

$$u(t) = -k_p y_1 + u^*(t) \quad (3.75)$$

donde la salida y_1 está dada por la ecuación (3.65b), por lo que el resto de los problemas de implementación es la mismo que el presentado para el PI.

3.4. Inversor (DC/AC)

3.4.1. Modelo del sistema

El sistema está compuesto de una fuente de voltaje positiva $V > 0$, un arreglo de conmutación (inversor) y un filtro LC de 2° orden como se muestra en la Figura 3.8.

Como en el sistema se tienen dos elementos eléctricos almacenadores de energía

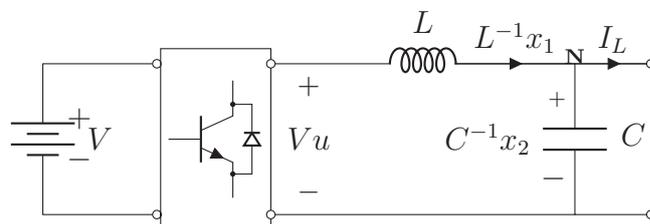


Figura 3.8: Esquema del convertidor DC/AC

se necesitan tener dos estados en el sistema. Para esto, se elige al flujo del inductor como primer variable de estado x_1 y a la carga del capacitor como segundo estado x_2 . El modelo del sistema¹ se obtiene al aplicar la ley de voltajes de Kirchhoff en la malla y la ley de corrientes de Kirchhoff en el nodo N.

$$\dot{x}_1 = -V_c + Vu \quad (3.76)$$

$$\dot{x}_2 = i_L - I_L \quad (3.77)$$

Las ecuaciones de energía del inductor y del capacitor $H_1(x_1)$ y $H_2(x_2)$ son:

$$H_1(x_1) = E_L = \frac{1}{2}L^{-1}x_1^2 \quad H_2(x_2) = E_C = \frac{1}{2}C^{-1}x_2^2 \quad (3.78)$$

donde L es la inductancia y C la capacitancia. Sumando la energía del capacitor y la del inductor se obtiene la energía total del sistema:

$$H_t(x_1, x_2) = H_1(x_1) + H_2(x_2) = \frac{1}{2}L^{-1}x_1^2 + \frac{1}{2}C^{-1}x_2^2 \quad (3.79)$$

Ahora bien, siguiendo la misma metodología de modelado, se sustituyen las ecuaciones de energía obtenidas anteriormente en el modelo de nuestro circuito:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} P x_{12} + \begin{bmatrix} Vu \\ -I_L \end{bmatrix} \quad (3.80)$$

donde la matriz P contiene los parámetros del sistema $P = \text{diag}\{L^{-1}, C^{-1}\}$ Expresando a (3.80) de manera compacta:

$$\dot{x}_{12}(t) = J_{12}P x_{12} + G_{12}u - \begin{bmatrix} 0 \\ I_L \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

¹Cabe mencionar que se puede obtener un modelo equivalente si se elige como estados del sistema al voltaje del capacitor y la corriente del inductor.

donde:

$$J_{12} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = -J_{12}^T \in R^{2 \times 2}, \quad G_{12} = \begin{bmatrix} V_i \\ 0 \end{bmatrix} \in R^2 \quad (3.82)$$

La ecuación (3.81) se conoce como modelo promedio del convertidor y supone que la conmutación del puente H es muy grande, esto quiere decir que el voltaje se considera como un voltaje continuo.

3.4.2. Diseño del controlador

Siguiendo la misma metodología que para el convertidor Bosst, las **trayectorias admisibles** del convertidor son:

$$\dot{x}_{12}^*(t) = J_{12}P x_{12}^* + G_{12}u^* - \begin{bmatrix} 0 \\ I_L \end{bmatrix} \quad (3.83)$$

donde para cada x_{12}^* existe una entrada de control u^* capaz de generarla. El objetivo es diseñar una ley de control por realimentación de estados u tal que el voltaje del capacitor sea uno deseado y tiene que cumplirse el **objetivo de control**:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (C^{-1}x_2) \rightarrow C^{-1}x_2^* \quad (3.84)$$

donde $C^{-1}x_2^*$ es el voltaje deseado. Ahora bien, se define a la variable de error como

$$\bar{x}_{12}(t) = x_{12}(t) - x_{12}^*(t) \quad (3.85)$$

con lo que la dinámica del error se muestra en la siguiente ecuación:

$$\dot{\bar{x}}_{12}(t) = \dot{x}_{12}(t) - \dot{x}_{12}^*(t) \quad (3.86)$$

Sustituyendo la dinámica del sistema y la dinámica de las trayectorias admisibles en la dinámica del error:

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_{12} &= J_{12}P x_{12} + G_{12}u - \begin{bmatrix} 0 \\ I_L \end{bmatrix} - \left(J_{12}P x_{12}^* + G_{12}u^* - \begin{bmatrix} 0 \\ I_L \end{bmatrix} \right) \\ &= J_{12}P(x_{12} - x_{12}^*) + G_{12}(u - u^*) \end{aligned} \quad (3.87)$$

Definiendo $\bar{u}(t) = u(t) - u^*(t)$, la dinámica del error está representada en la siguiente ecuación:

$$\dot{\bar{x}}_{12} = J_{12}P \bar{x}_{12} + G_{12} \bar{u} \quad (3.88)$$

Nuevamente el diseño de la ley de control es constructiva, es decir, se inicia con la prueba de estabilidad para después encontrar su derivada a lo largo de $\dot{\bar{x}}$ y después una ley de control u para que $\dot{V}(\bar{x})$ sea negativa.

Prueba de estabilidad

Consideramos la siguiente función de Lyapunov

$$V(\bar{x}) = \frac{1}{2} \bar{x}_{12}^T P \bar{x}_{12} \quad (3.89)$$

donde su derivada temporal es la siguiente:

$$\dot{V}(\bar{x}) = \bar{x}_{12}^T P \dot{\bar{x}}_{12} \quad (3.90)$$

Si evaluamos dicha derivada a lo largo de las trayectorias de la dinámica del error obtenemos la siguiente ecuación:

$$\dot{V}(\bar{x}) = \bar{x}_{12}^T [J_{12} \bar{x}_{12} + G_{12} \bar{u}] \quad (3.91)$$

Ahora, observamos que la matriz J_{12} es una matriz antisimétrica por lo cual $\bar{x}_{12}^T J_{12} \bar{x}_{12} = 0$, con lo que $\dot{V}(\bar{x})$ se convierte en

$$\dot{V}(\bar{x}) = \bar{x}_{12}^T [G_{12} \bar{u}] \quad (3.92)$$

Observamos que para que se cumpla que $\dot{V}(\bar{x})$ sea negativa es suficiente hacer lo siguiente:

$$G_{12} \bar{u} = -K P \bar{x}_{12} \quad (3.93)$$

donde K es la matriz de ganancias proporcionales para el error de los estados:

$$K = \begin{bmatrix} 0 & k_1 \\ k_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

Si sustituimos $-K \bar{x} = G_{12} \bar{u}$ en $\dot{V}(\bar{x})$, obtenemos la siguiente ecuación:

$$\dot{V}(\bar{x}) = -\bar{x}_{12}^T K \bar{x}_{12}; \quad K \geq 0 \quad (3.95)$$

Por lo tanto, podemos decir que $\bar{x}_{12} = 0$ es estable. Para implementar la ley de control hay que recordar que $\bar{u}(t) = u(t) - u^*(t)$ y sustituyendo el valor de $G_{12} \bar{u}$ y de $G_{12} u^*$ dadas por:

$$G_{12} u^*(t) = \dot{x}_{12}^* - J_{12} P x_{12}^* + \begin{bmatrix} 0 \\ I_L \end{bmatrix}, \quad G_{12} \bar{u} = -K P \bar{x}_{12} \quad (3.96)$$

la ley de control es:

$$G_{12} u = -K P \bar{x}_{12} + \dot{x}_{12}^* - J_{12} P x_{12}^* + \begin{bmatrix} 0 \\ I_L \end{bmatrix} \quad (3.97)$$

Evaluación de los controladores

Con el objetivo de evaluar los controladores presentados en el capítulo anterior, en este capítulo se presentan simulaciones numéricas. El orden en el que se presentan las simulaciones obedece a la metodología de diseño; es decir, primero, para evidenciar el comportamiento del controlador y los efectos de la irradiancia y la temperatura del panel fotovoltaico, se evalúa de manera individual el panel conectado al convertidor boost en lazo cerrado con su controlador. En segundo lugar, a la salida del convertidor boost se le conecta el inversor en lazo cerrado y una carga resistiva, para un primer experimento, y un bus infinito, para un segundo experimento.

En general, el buen funcionamiento del controlador se entenderá como el cumplimiento del objetivo de control, es decir, el seguimiento de voltajes y/o corrientes de referencia manteniendo acotadas a todas las señales. Sin embargo, aún cuando en el diseño no están consideradas limitaciones ni efectos prácticos, como la presencia de ruido, es conveniente determinar si el controlador es capaz de solventar estas situaciones. En este sentido, en cada sección se presenta un análisis de robustez.

Todas las simulaciones fueron realizadas en el software MATLAB/SIMULINK con el método numérico Runge-Kutta (ODE4) y un tiempo de muestreo de 1 $[\mu s]$. Los parámetros y el tiempo de muestreo fueron recuperados de lo reportado en (Velázquez *et al.* [24]) para una tarjeta de adquisición de datos Dspace 1104.

4.1. Descripción de la simulación

En esta sección se presenta la descripción general de la simulación. La evaluación numérica realizada incluye a los bloques que se muestran en la Figura 4.1

4. EVALUACIÓN DE LOS CONTROLADORES

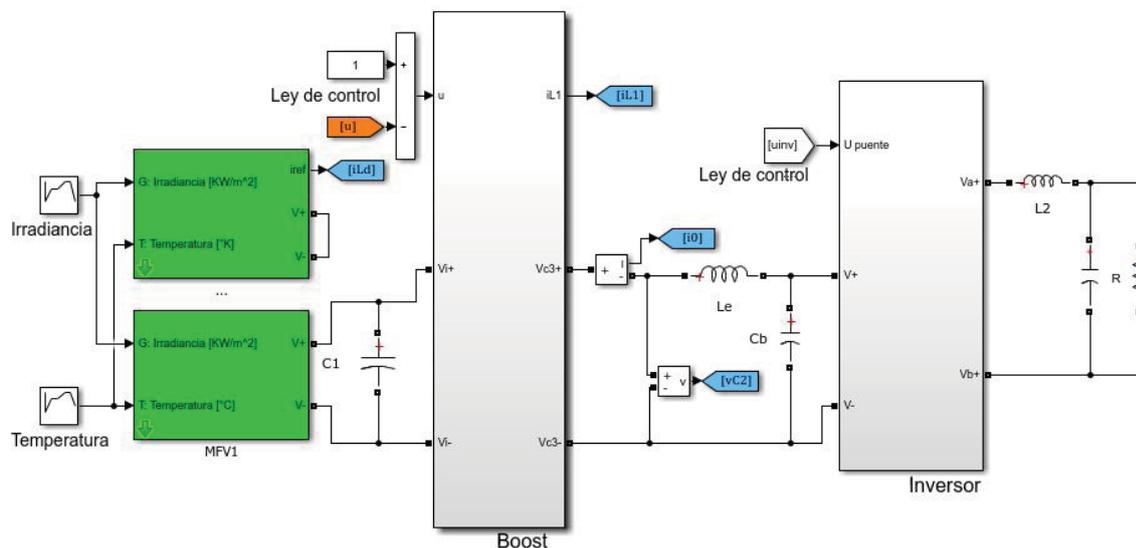


Figura 4.1: Bloques del experimento

1. Módulo Fotovoltaico. Los parámetros del módulo fotovoltaico (MFV) empleado fueron obtenidos de (Velázquez *et al.* [24]) y son los que se muestran en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1: Tabla de parámetros del MFV

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Voltaje de máxima potencia	V_{mp}	35.2	V
Corriente de máxima potencia	I_{mp}	4.95	A
Voltaje de circuito abierto	V_{oc}	44.2	V
Corriente de corto circuito	V_{sc}	5.2	A
Número de celdas	N	36	- - -

Ahora bien, aunque el comportamiento de la irradiancia y de la temperatura en un día en un lugar en específico cambia y nunca es constante, precisamos de estas señales de entrada para la evaluación del funcionamiento del panel solar. Así, las Figuras 4.2 y 4.3 muestran los valores de irradiancia y temperatura en un día típico, y son las empleadas para las simulaciones. Comúnmente, los valores de irradiancia y temperatura son obtenidos a lo largo de 24 hrs (las Figuras 4.8 y 4.9 muestran valores reales); sin embargo, las constantes de tiempo de los elementos eléctricos están en segundos, por lo que para fines de la simulación, debe hacerse un ajuste en las escalas, esto significa que, en una escala en segundos, las gráficas de irradiancia y temperatura son mucho más suaves que las mostradas en las Figuras 4.8 y 4.9.

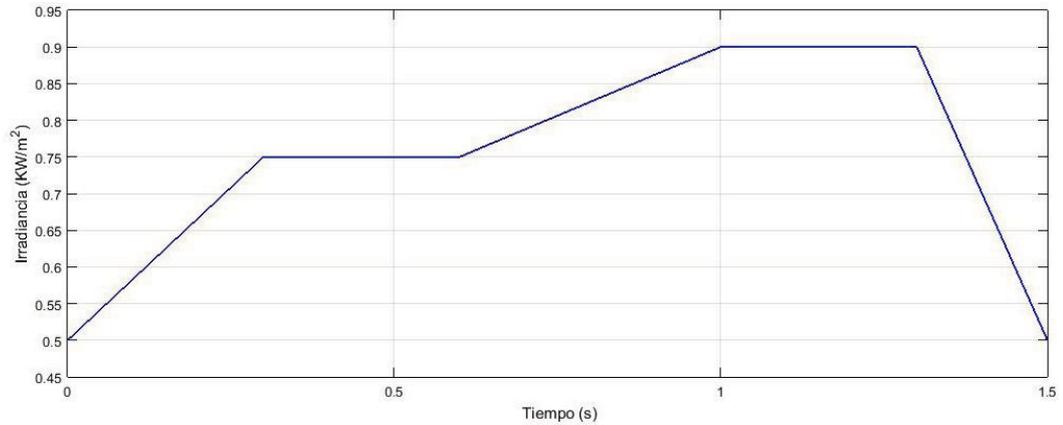


Figura 4.2: Irradiancia del panel solar

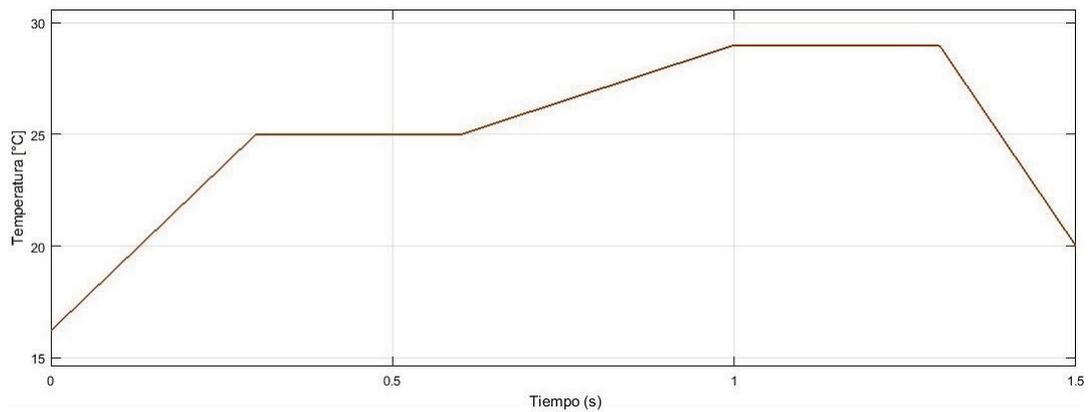


Figura 4.3: Temperatura del panel solar

2. Convertidor Boost. El convertidor elevador DC/DC es el segundo módulo que forma la planta. Los parámetros del filtro (inductores y capacitores) se encuentran resumidos en la Tabla 4.2. Por su parte, los detalles del procedimiento para obtener estos valores se pueden consultar en el Capítulo 2 de esta tesis.

Tabla 4.2: Tabla de parámetros del convertidor Boost

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Capacitor de entrada	C_1	10	mF
Inductor	L_1	50	mH
Capacitor de salida	C_2	25	μF
Resistencia de carga	r	100	Ω
Ganancia integral	K_i	25	[1]
Capacitor proporcional	K_p	50	[1]

4. EVALUACIÓN DE LOS CONTROLADORES

3. Inversor de voltaje. El último módulo que compone a la planta es el inversor de voltaje. Un resumen de los parámetros del filtro asociado se presenta en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3: Tabla de parámetros del Inversor

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Inductor del filtro	L_2	4.5	mH
Capacitor del filtro	C_3	142	μF
Ganancia proporcional	k_1	16000	- - -
Ganancia proporcional	k_2	10	- - -
Amplitud deseada de la señal	A_d	127	V

Así pues, la evaluación está formada por dos etapas: la simulación del panel conectado al convertidor Boost con una carga resistiva r especificada en la Tabla 4.2 y una segunda donde se conecta a la salida del convertidor Boost el inversor de voltaje. Cada etapa presenta las respuestas nominales y un análisis de robustez. Este análisis de robustez a su vez está dividido en dos secciones para el convertidor Boost: incertidumbre paramétrica y cambios abruptos de irradiancia y temperatura. Y para el inversor de voltaje, en incertidumbre paramétrica y presencia de ruido.

4.2. Convertidor Boost

Como un primer paso, es necesario estudiar el comportamiento del panel fotovoltaico en condiciones nominales. Para esto, en la Figura 4.4 se presenta la curva voltaje-corriente del panel donde podemos observar que el punto de máxima potencia se encuentra cuando la corriente tiene un valor de $3.07[A]$ y un voltaje de $33.23[V]$.

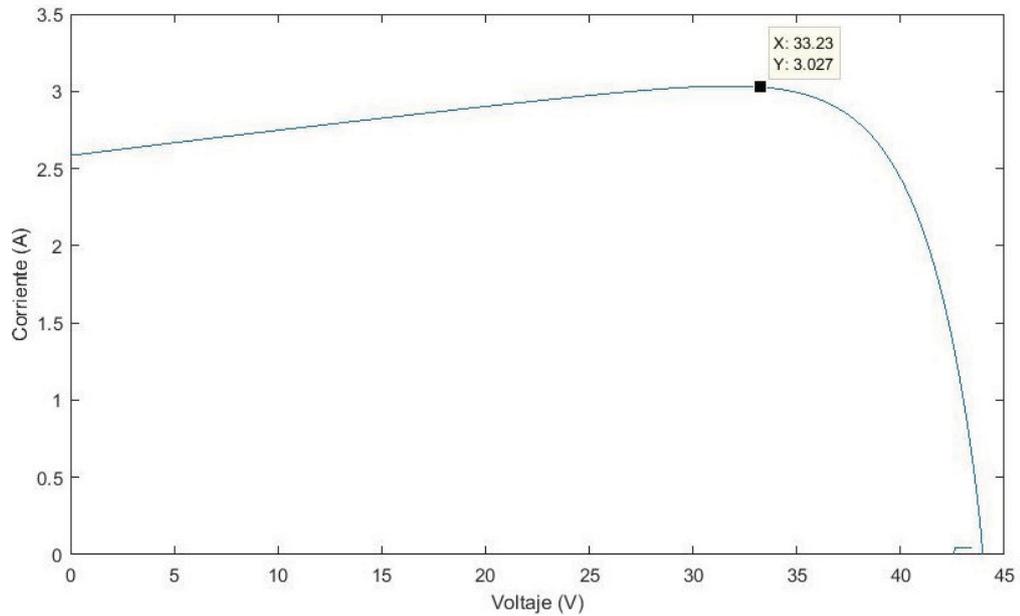


Figura 4.4: Curva voltaje-corriente del panel ideal

Por su parte, la Figura 4.5 muestra el valor de referencia real del convertidor boost, entregada por el panel en el que el punto de máxima potencia está en las coordenadas $3.263[A]$ y un voltaje de $33.07[V]$.

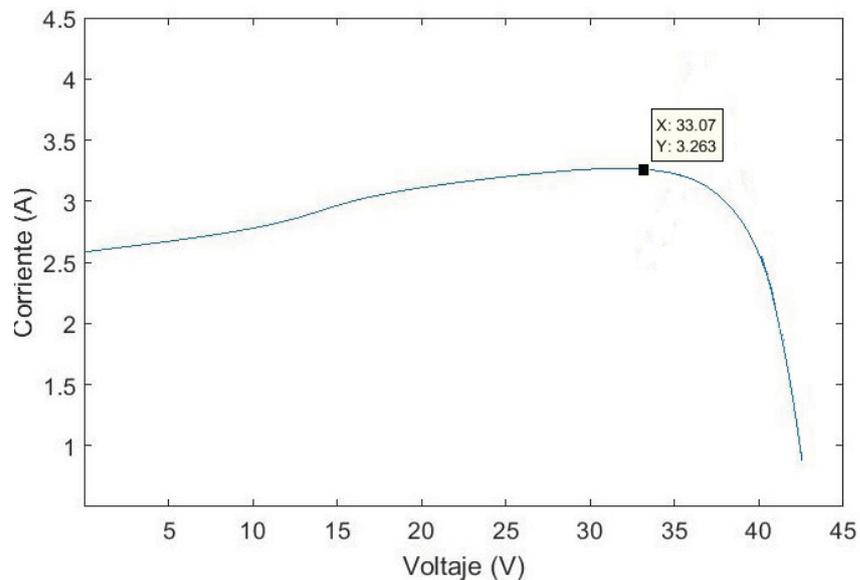


Figura 4.5: Curva voltaje-corriente del panel

Si comparamos ambas figuras, puede verse que el obtenido por el algoritmo de

4. EVALUACIÓN DE LOS CONTROLADORES

cortocircuito es una buena aproximación al valor de máxima potencia. Como ya se ha mencionado, existen algoritmos mucho más eficientes para la obtención del punto de máxima potencia, sin embargo, el estudio de estos algoritmos está fuera del alcance de esta tesis.

4.2.1. Condiciones nominales

Las siguientes gráficas muestran el desempeño del controlador proporcional, con un valor de ganancia $K_p = 50$. El valor deseado de voltaje en la terminal de salida del boost, capacitor C_2 , depende del valor de la corriente de corto-circuito, como detalla el capítulo anterior. Es importante mencionar que en todas las simulaciones las condiciones iniciales se hicieron cero, esto con la intención de evaluar el funcionamiento del equipo cuando se parte desde su posición de apagado. En la Figura 4.6 se presenta el voltaje que existe a la salida del convertidor Boost cuando se tiene una carga resistiva.

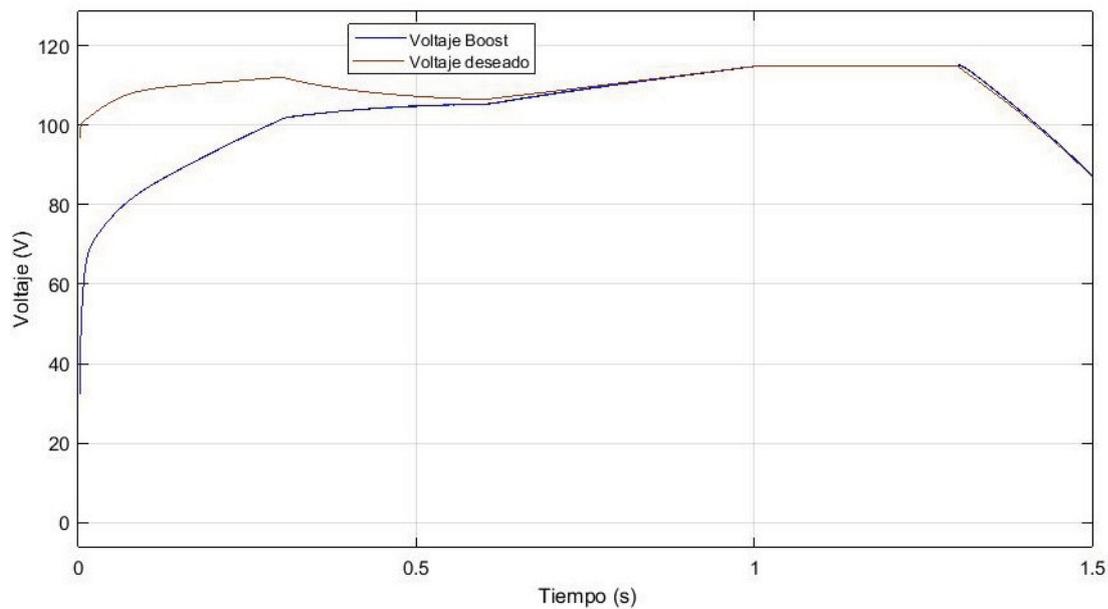


Figura 4.6: Voltaje a la salida del convertidor Boost

Vemos en la Figura 4.7 el error del voltaje a la salida del convertidor Boost. El error de voltaje se hace cero después de $0.7[s]$, lo cual garantiza la convergencia del voltaje de salida al deseado.

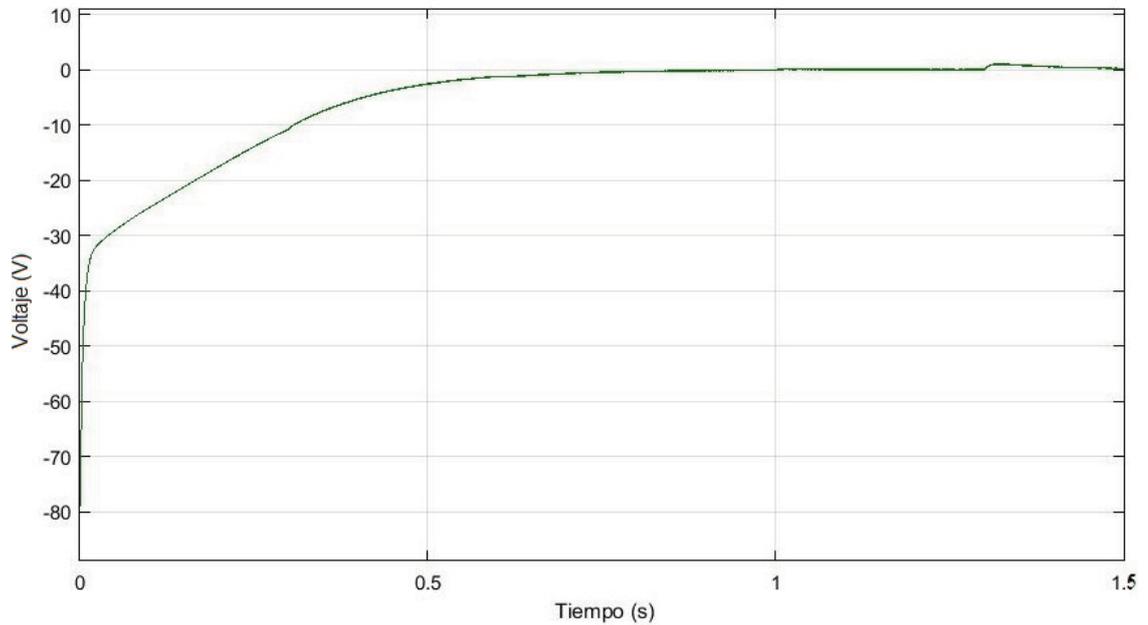


Figura 4.7: Error del voltaje a la salida del convertidor Boost

4.2.2. Robustez del convertidor Boost

La robustez se refiere a la tolerancia o insensibilidad de los controladores ante los cambios o perturbaciones que puedan presentarse en el proceso, como variaciones paramétricas y cambios abruptos en la irradiancia y temperatura, sobre estas últimas variables no se tiene ningún control.

Las Figuras 4.8 y 4.9, muestran valores reales de irradiancia y temperatura¹ en un día común entre las 7:00 hrs y las 19:00 hrs. Estos valores fueron proporcionados por el Dr. Diego Espinoza Trejo de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, campus Matehuala (ver por ejemplo [7]); sin embargo, como se dijo, dado que los valores de las constantes de tiempo de los convertidores están en segundos, se hizo un ajuste en la escala, esto permite simular el caso extremo donde las condiciones de irradiancia y temperatura cambian casi instantáneamente.

¹El valor de irradiancia entre las 0:00-7:00 hrs y entre las 19:00-24:00 hrs es tan bajo que en una situación real, el panel no puede operar.

4. EVALUACIÓN DE LOS CONTROLADORES

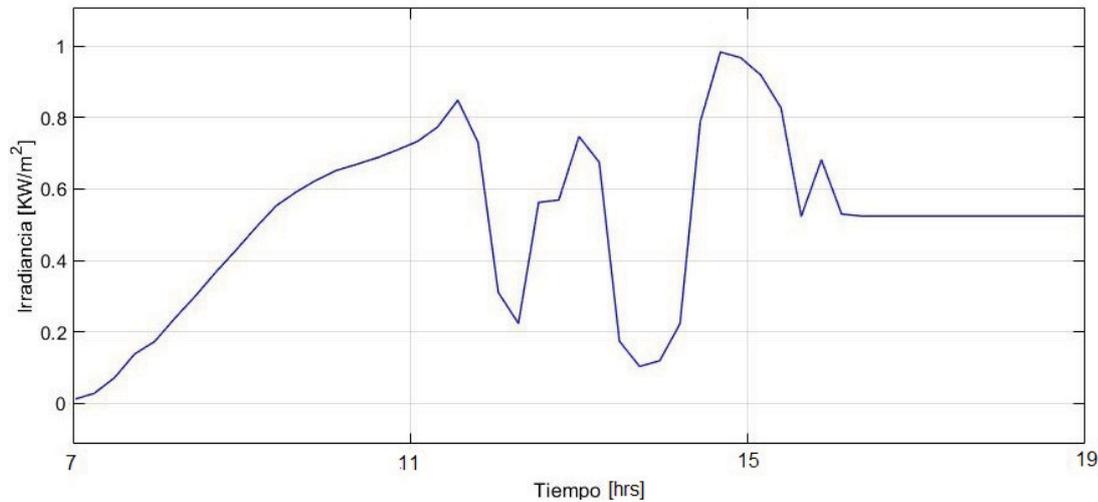


Figura 4.8: Irradiancia real del panel solar

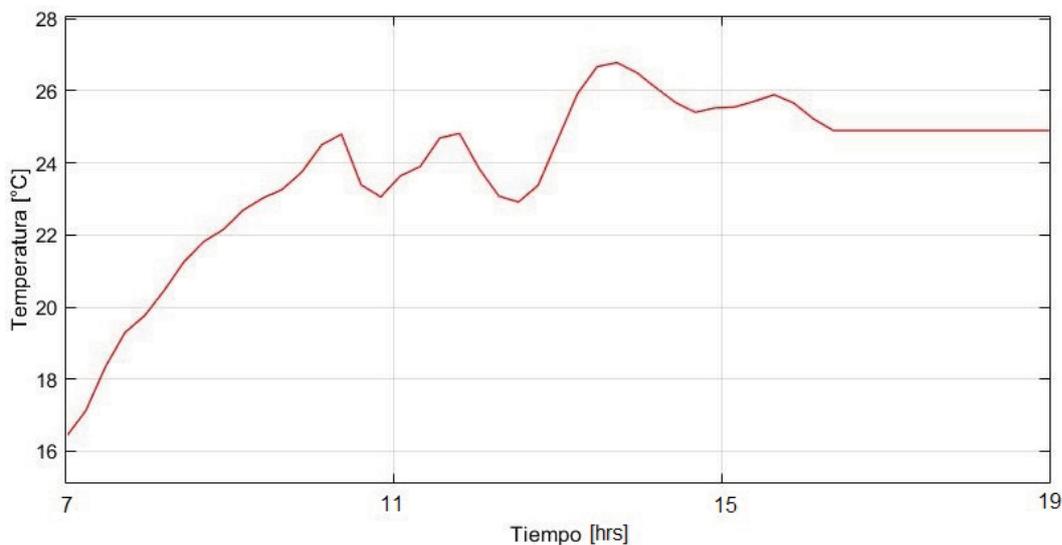


Figura 4.9: Temperatura real del panel solar

La Figura 4.10 presenta el voltaje que existe a la salida del convertidor Boost bajo estas condiciones de cambio casi instantáneo de las entradas del panel. Observamos que dicho voltaje aumenta conforme aumenta la irradiancia y temperatura del panel fotovoltaico y disminuye cuando estas mismas decrecen, como los cambios de voltaje son abruptos (sus derivadas pueden ser muy grandes), es una referencia demandante para el controlador. En este caso, la referencia de voltaje es seguida con un error del 5% después del tiempo de asentamiento 0.6 [s]

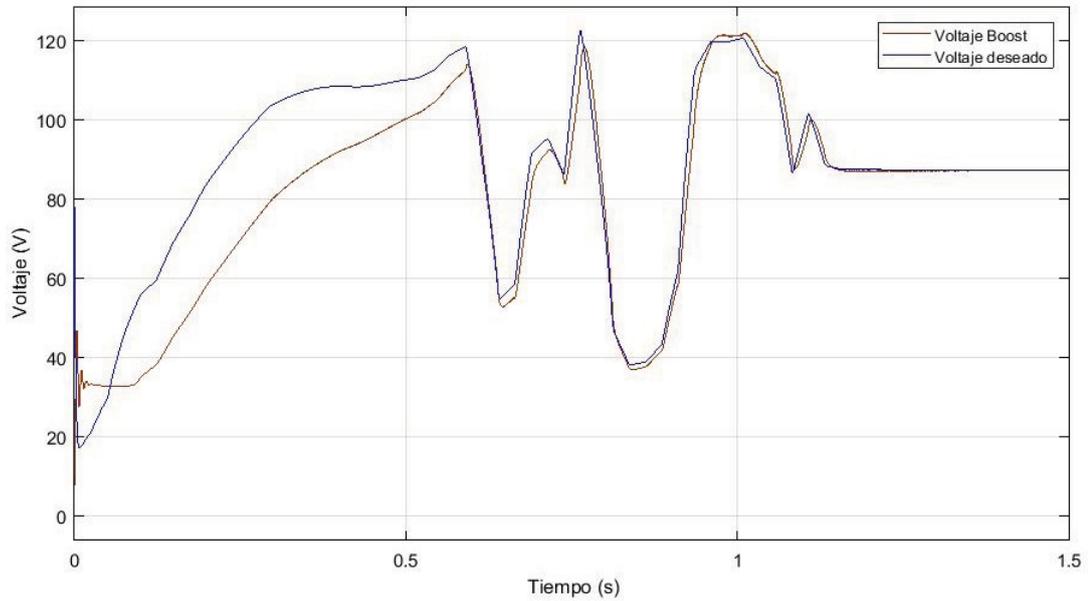


Figura 4.10: Voltaje a la salida del convertidor Boost

Otra manera de evaluar el desempeño del controlador es cuando existe incertidumbre paramétrica, es decir, cuando para la implementación del control se asumen conocidos erróneamente los valores de los parámetros del filtro. Así, la inductancia se varió hasta llegar a un valor de $500[mH]$ (100 %) y la capacitancia hasta $250[\mu F]$ (100 %). En la Figura 4.11 se presenta el voltaje de salida obtenida para la variación del 100 %.

4. EVALUACIÓN DE LOS CONTROLADORES

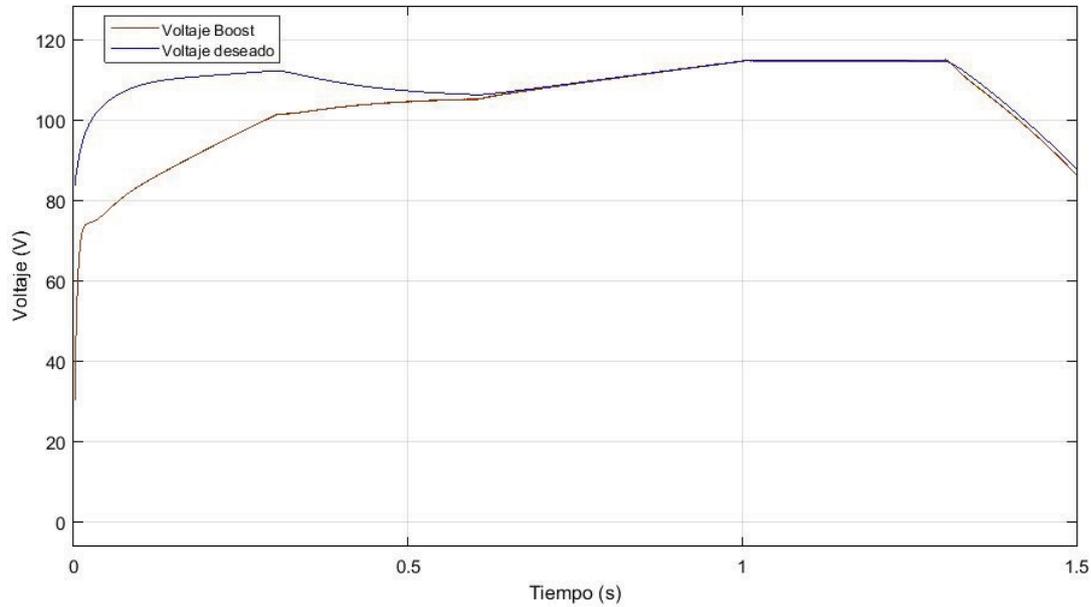


Figura 4.11: Variación de voltaje en el convertidor con incertidumbre paramétrica

Para complementar la gráfica anterior, en la Figura 4.12 se observa el error de voltaje del convertidor Boost, que en estado estacionario tiene un valor del 2%.

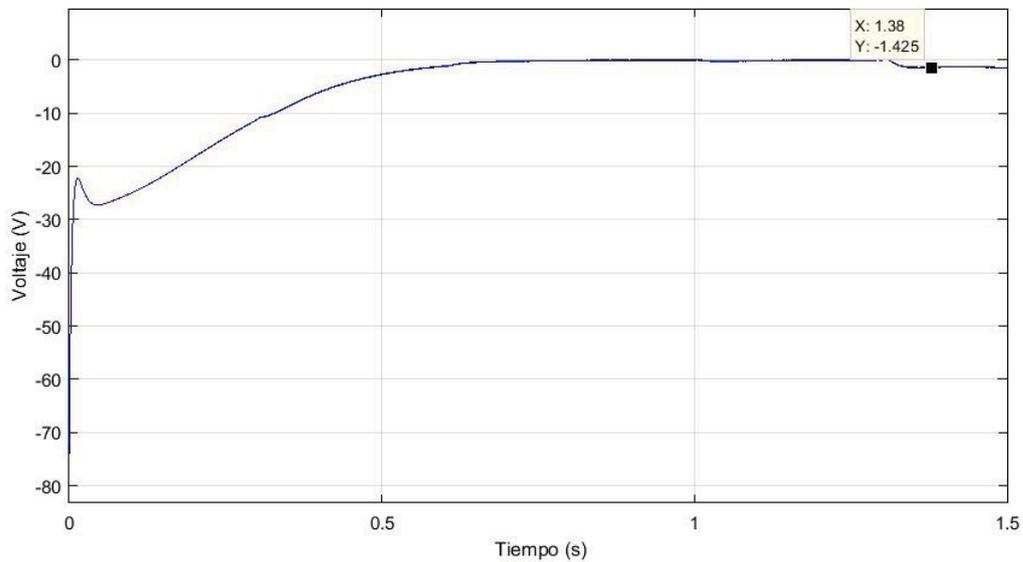


Figura 4.12: Error de voltaje en el convertidor con incertidumbre paramétrica

4.2.3. Diferencias entre el control P y PI

En esta sección se compara el desempeño del control proporcional P y el control proporcional-integral PI que se presentó en el capítulo anterior. La constante proporcional que se utiliza en el control P se mantiene en $K_p = 50$, mientras que las ganancias del control PI son $K_p = 50$ y $K_i = 25$, respectivamente. En la Figura 4.13 se presenta el voltaje de salida del inversor con el control P y el control PI, la manera en que se sintonizó los controladores fue por cálculo y error.¹

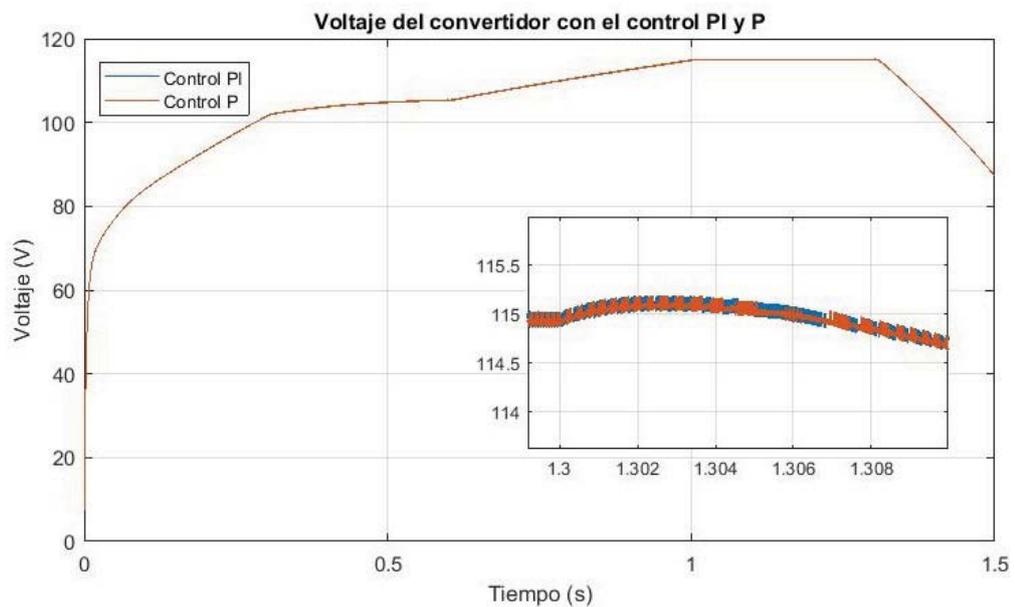


Figura 4.13

Podemos observar que el voltaje de salida tanto para el control P y el PI tienen un error del 0.02%. El error de los dos controladores se puede ver en la Figura 4.14. Con base en este porcentaje se puede concluir que, bajo las condiciones expuestas, no hay diferencia entre uno y otro controlador.

¹Existen algoritmos como el método de oscilación de Ziegler-Nichols para la sintonización de PIDs

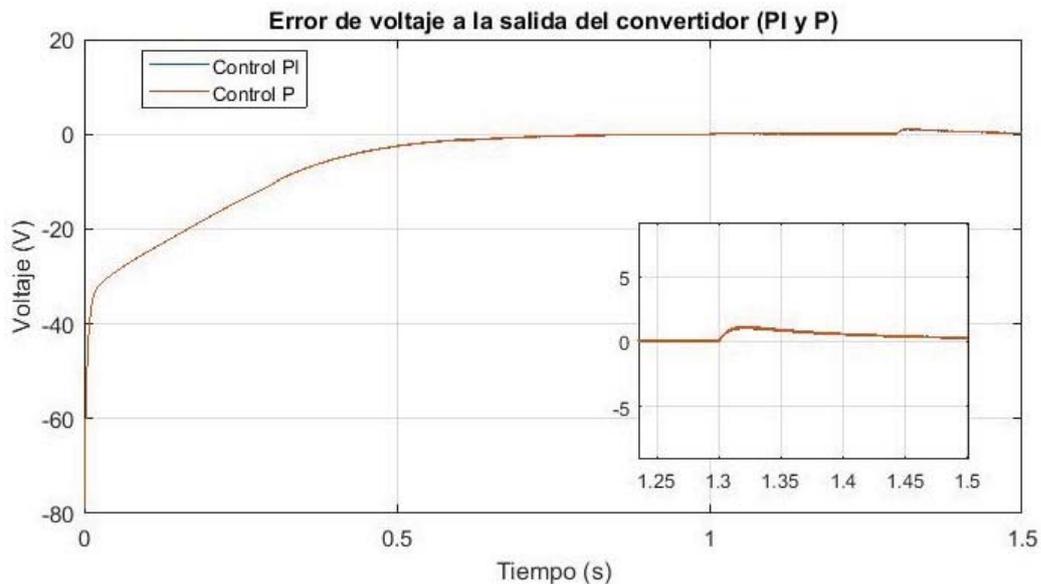


Figura 4.14

4.3. Inversor de voltaje

En esta sección se incluyen los resultados obtenidos cuando se conectan el Boost y el inversor como se muestra en la Figura 4.1. El conjunto de simulaciones que se presentan, en este caso, son resultados bajo condiciones nominales, análisis numérico de robustez del controlador y finalmente el caso donde el inversor es conectado a la red eléctrica. La señal de referencia o voltaje deseado a la salida del inversor se estableció en $V_d = 180 \sin(2\pi 60t)$.

4.3.1. Condiciones nominales

En la Figura 4.15 se presenta el voltaje que existe a la salida del filtro LC del inversor de voltaje. Cabe mencionar que en esta gráfica también se pone en evidencia el buen funcionamiento del filtro, puesto que es capaz de filtrar las armónicas generadas por la modulación PWM, pasando sólo las frecuencias de $60[Hz]$. En esta gráfica, el inicio de la señal de voltaje de salida tiene un transitorio debido, mayoritariamente, a las condiciones iniciales nulas del sistema. El sistema después de $0.2[s]$ llega a un valor de estado estacionario que coincide con el valor deseado.

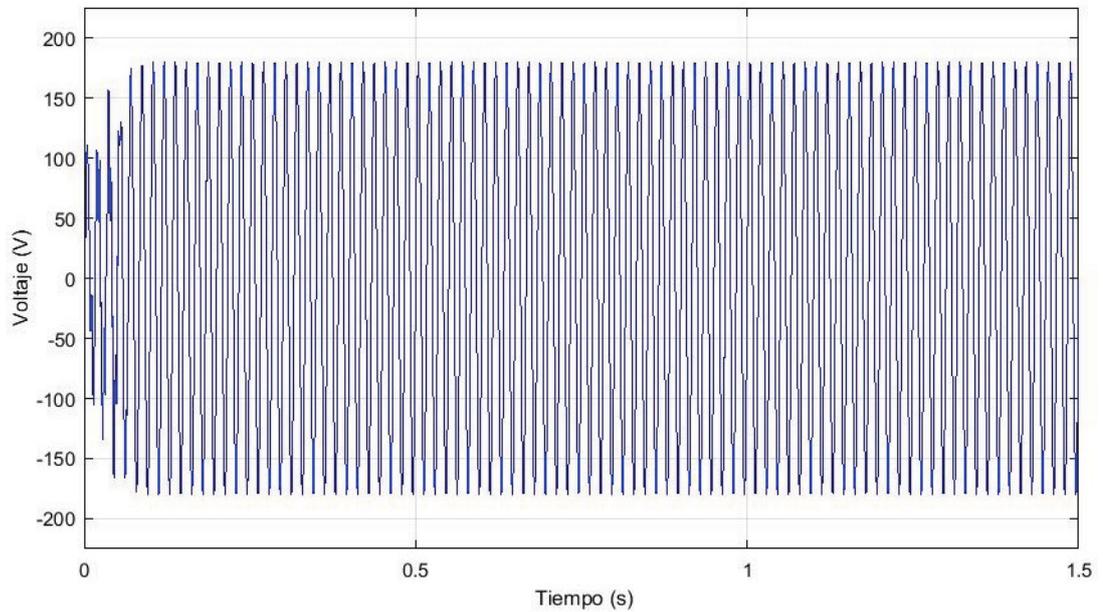


Figura 4.15: Voltaje a la salida del filtro LC

En la Figura 4.17 se muestra una ventana de tiempo entre 0.54-0.7 [s] para observar con claridad la forma sinusoidal del voltaje, con valores detallados en la Figura 4.16. Este voltaje tiene un valor pico de 179.3[V] y una frecuencia de 60.056[Hz], por lo que cumple con los valores deseados requeridos con un error de estado estacionario de 0.4 después de 0.12 [s]

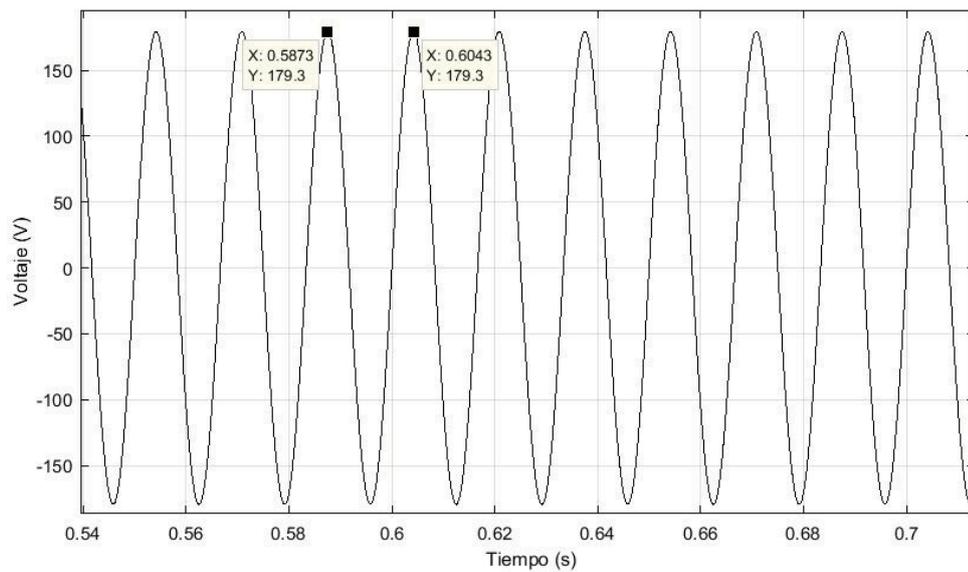
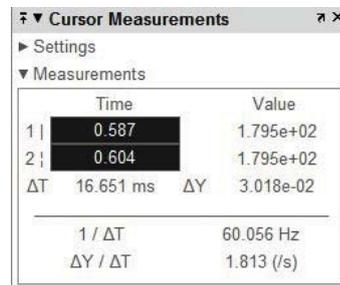


Figura 4.16: Medidas de la señal

4. EVALUACIÓN DE LOS CONTROLADORES



	Time	Value
1	0.587	1.795e+02
2	0.604	1.795e+02
ΔT	16.651 ms	ΔY 3.018e-02
1 / ΔT		60.056 Hz
ΔY / ΔT		1.813 (1/s)

Figura 4.17: Voltaje a la salida del filtro LC en estado estacionario

4.3.2. Robustez del inversor de voltaje

Se presenta ahora un análisis numérico de la tolerancia o insensibilidad del controlador del inversor ante ruido en la medición de la señal de voltaje de salida y ante la variación de los parámetros del filtro.

Las variaciones que se realizaron en la inductancia fueron del 5% ($4.05[mH]$), mientras que la variación del capacitor fue del 5% ($134.9[\mu F]$). En la Figura 4.18 se puede ver que la señal de salida no se distorsiona pero el voltaje pico de la señal no cumple con el valor deseado (Figura 4.18). Con base en estos resultados, se puede concluir que el inversor es altamente sensible ante incertidumbre paramétrica.

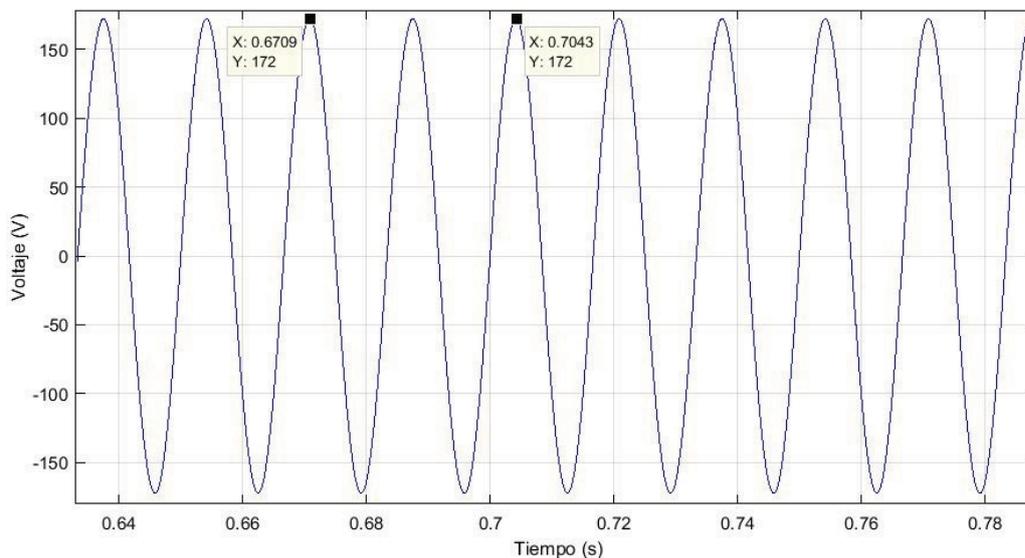


Figura 4.18: Voltaje en el inversor con incertidumbre paramétrica (voltaje pico)

Por otro lado, se presentan los resultados considerando la presencia de ruido blanco en la señal de salida. El ruido fue generado con la función de ruido blanco

del software MATLAB/SIMULINK, con una frecuencia de muestreo de $0.5[s]$. En la Figura 4.19 se puede ver cómo es el voltaje de salida del filtro LC combinado con el ruido (medición). La frecuencia de la señal permanece a $60[Hz]$ pero es distorsionada en el voltaje pico. Vemos en la Figura 4.19 que la señal alcanza un voltaje de $275[V]$. Este mal funcionamiento se debe a que la frecuencia modifica notablemente la señal.

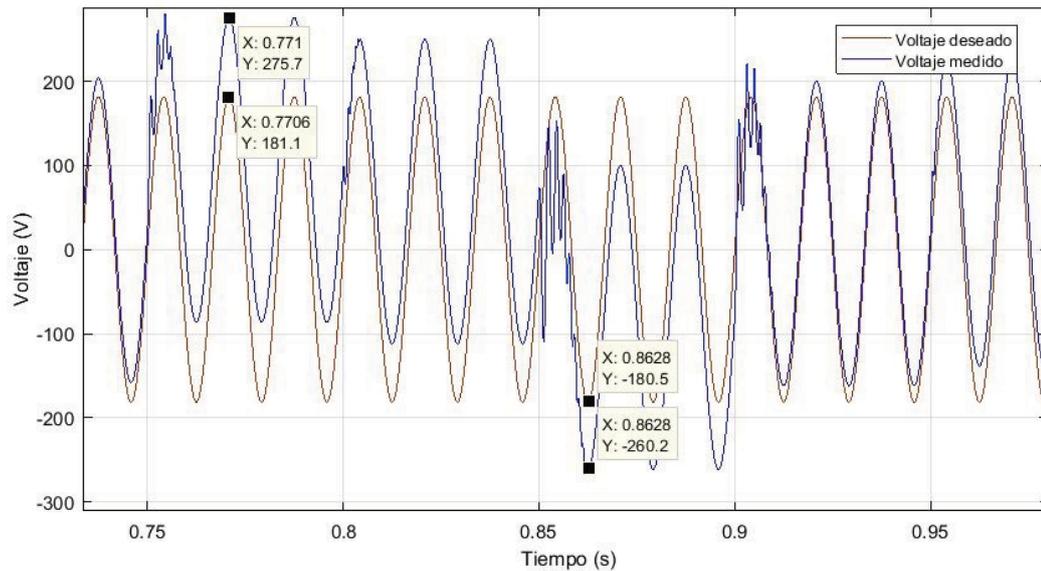


Figura 4.19: Voltaje con ruido blanco

Como una segunda prueba, se presenta otra situación de ruido blanco; en este caso se varía la amplitud de la señal y se cambia la frecuencia de muestreo del ruido blanco a $0.0005[s]$. Se aprecia mejor el montaje del ruido blanco en la señal de salida en la Figura 4.20 con una ventana de tiempo entre 0.4 y 0.7 segundos, donde se observa que la señal está completamente distorsionada, sobrepasa el voltaje de $180[V]$ y no concuerda con las características que nosotros deseamos.

4. EVALUACIÓN DE LOS CONTROLADORES

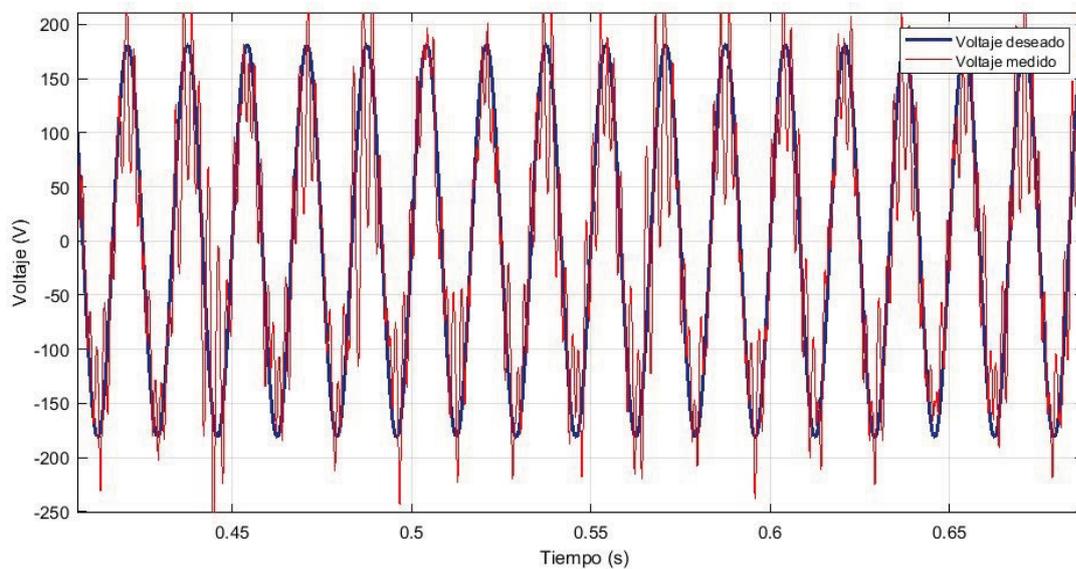


Figura 4.20: Señal de salida medida

4.3.3. Sistema conectado a la red eléctrica

En esta subsección se presenta la simulación donde la señal de control del convertidor boost mantiene al sistema fotovoltaico operando en el punto de máxima potencia y esta potencia generada es enviada a la red eléctrica.

Por un lado, la ley de control PI para el boost está dada por las ecuaciones (3.64) y (3.70), sujetas a la restricción (3.71), se dijo además que para implementar el controlador, satisfaciendo la ecuación (3.71) era necesario fijar una corriente deseada en el inductor L_2 , que correspondiera a la corriente de máxima potencia, y que resolviendo la ecuación diferencial (3.71) para x_3 , puede obtenerse el voltaje de salida deseado del boost. Por otro lado, para implementar la ley de control (3.99) del inversor es necesario generar sus referencias de voltaje y corriente de acuerdo con la ecuación (3.100), donde lo que se planteó para las evaluaciones anteriores fue dar como conocido el voltaje de salida del inversor y calcular su corriente. Sin embargo, dado que se requiere extraer la máxima potencia del panel, la filosofía en el diseño de la referencia del inversor cambia de acuerdo con lo siguiente:

- Imponiendo la corriente de salida del inversor es posible controlar la potencia activa inyectada a la red eléctrica P_s . Esta potencia activa puede calcularse como

$$P_s = V_{red(RMS)} i_{L(RMS)} \quad (4.1)$$

donde $V_{red(RMS)}$ y $i_{L(RMS)}$ son el voltaje y la corriente de salida del inversor,

en sus valores RMS, respectivamente.

- La potencia de salida (hacia la red) P_s está limitada por la potencia entregada por el panel fotovoltaico P_e .
- La potencia entregada por el panel corresponde al punto de máxima potencia y dado que éste trabaja en potencia directa, la potencia entregada es el producto de su corriente y voltaje de salida:

$$P_e = V_{C1} i_p \quad (4.2)$$

- La potencia hacia la red debe ser igual a la suministrada por el panel menos las pérdidas P_p , es decir:

$$P_s = P_e - P_p, \quad (4.3)$$

donde las pérdidas P_p pueden ser calculadas por medio de las corrientes y las resistencias asociadas a cada elemento del circuito.

Bajo estas condiciones, la corriente de referencia de salida del inversor $L^{-1}x_1^*$, en la ecuación (3.100), puede ser calculada como:

$$L^{-1}x_1^* = \frac{P_e - P_p}{V_r(RMS)} \quad (4.4)$$

La primera parte de la Figura 4.21 presenta la corriente en el inductor de enlace del boost comparada con su referencia y la segunda parte la corriente de salida del inversor también comparada con su referencia. Estas gráficas tienen como objetivo mostrar el correcto funcionamiento de los controladores.

4. EVALUACIÓN DE LOS CONTROLADORES

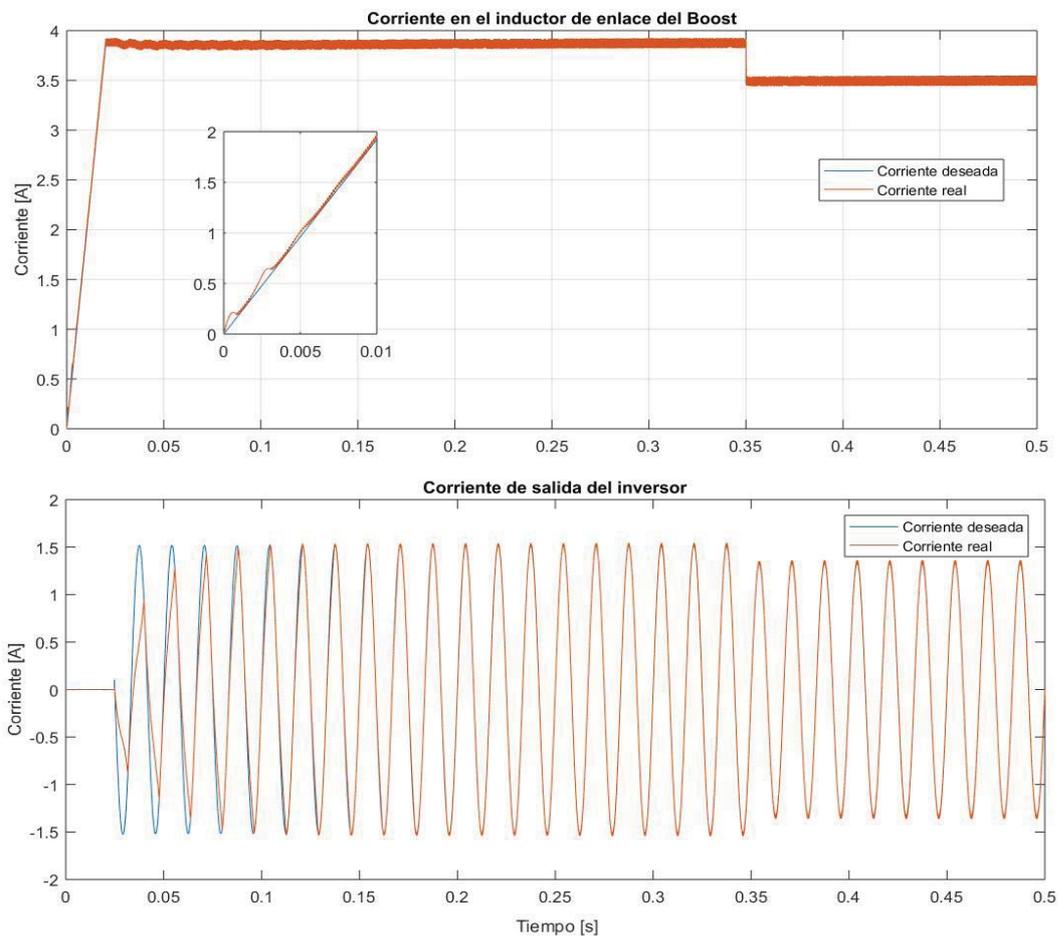


Figura 4.21: a) Corriente en el inductor de enlace del convertidor Boost. b) Corriente de salida del inversor

Por su parte, la Figura 4.22 muestra el valor de las potencias de entrada y de salida, así como el de sus referencias. En este caso, la potencia de entrada (salida del panel) equivale al punto de máxima potencia. Se observa que la potencia de salida es menor que la de entrada y la diferencia corresponde a las pérdidas.

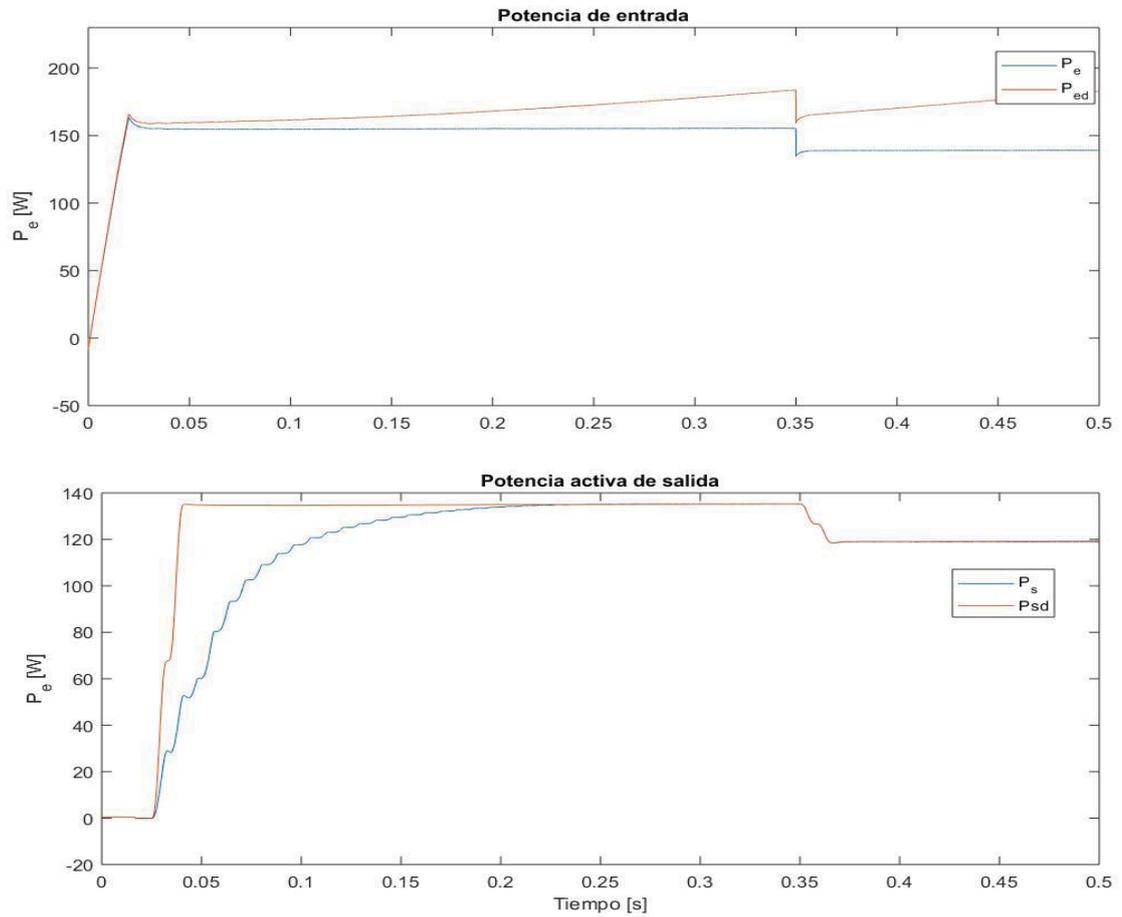


Figura 4.22: a) Potencia entregada por el panel fotovoltaico. b) Potencia de salida hacia la red eléctrica

4.4. Resumen y discusión

- Se observa que los resultados obtenidos en la evaluación en condiciones nominales (como se diseñó todo el sistema) realizan lo deseado, cabe notar que estos resultados se debieron a una buena sintonización de las ganancias de ambos controladores.
- Dentro del análisis de robustez por incertidumbre paramétrica, se observa que el control realizado en el convertidor es muy bueno porque los parámetros de entrada (capacitancia e inductancia) pueden variar hasta un 100%.

4. EVALUACIÓN DE LOS CONTROLADORES

Sin embargo, el control del inversor es sensible porque con sólo variar un 5 % los parámetros, no se obtiene el valor deseado.

- El control elimina la presencia de ruido a la salida del filtro LC a bajas frecuencias. Cuando tenemos ruido a mayores frecuencias, el control no puede corregir este problema y se presenta un voltaje distorsionado.
- Cuando se presentan en el sistema cambios muy abruptos en la irradiancia y en la temperatura del sistema, la respuesta del control tarda 0.6 [s] en llegar a su valor en estado estacionario. Sin embargo, cabe mencionar que en la práctica, las curvas de irradiancia y temperatura son más suaves.
- De los resultados obtenidos, se observa que no hay mucha diferencia entre el control P y PI, se obtienen casi los mismos resultados en voltaje y corriente, esto se puede ver en las gráficas en donde se trazan los dos errores (voltaje y corriente) entre ambos controladores. Esto es porque se eligió una salida tal que el controlador proporcional es capaz de llevar el error en estado estacionario a cero, por lo que no necesita del integrador.
- Para la sintonización del sistema se realizaron varias simulaciones hasta obtener las ganancias con las que se obtuvo el mejor resultado en voltaje y corriente.

Conclusiones y Trabajo Futuro

Es importante estudiar y resolver problemas relacionados con la producción de energía eléctrica. En este sentido, aunque hay varias maneras de producir energía eléctrica, actualmente se ha desarrollado un estudio del comportamiento sobre la producción con energía solar. Así, el análisis y control en paneles fotovoltaicos ha ido en aumento, una forma de adentrarse al problema es leer las publicaciones en las cuales se plantean varias estrategias de control para un panel fotovoltaico. Varias instituciones, como la Universidad Nacional Autónoma de México, han desarrollado varios modelos teóricos que se pueden aplicar físicamente hoy en día. En este trabajo de tesis se analiza el modelo de un panel fotovoltaico para poder extraer la potencia máxima.

Las ventajas de diseñar leyes de control basadas en pasividad es que se puede diseñar una ley de control para cada elemento de potencia que, interconectados, forman el sistema completo para encontrar el máximo punto de potencia de dicho panel y poder usar la energía que entrega. De la misma manera, se realiza el análisis de las características de los paneles solares así como el procesamiento de la energía solar, se realiza y analiza el modelo del convertidor Boost (DC/DC) y del inversor (DC/AC) para la elaboración de una estrategia de control. El objetivo es realizar las estrategias de control correspondientes para poder controlar los parámetros de salida de un panel fotovoltaico.

Los resultados obtenidos de las leyes de control para cada uno de los elementos del sistema son eficientes para la función que le corresponde a cada uno realizar. Por lo que se puede concluir que los sistemas son medianamente robustos para ciertas variaciones paramétricas, variaciones de cargas lineales y no lineales, así como cambios abruptos en la irradiancia y temperatura del lugar en donde es colocado un panel fotovoltaico, también cuando se presenta ruido blanco en la medición del voltaje de salida. Cabe mencionar que no hay mucha discrepancia entre el control PI y el control P resulta eficiente cualquiera de los dos controladores.

El reto está en desarrollar las leyes de control propuestas en esta tesis de manera práctica, es importante implementar leyes de control para el control de elementos de potencia y así aprovechar al máximo la energía que se genera de

5. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

diferentes fuentes de energía. Este enfoque nos permitirá cambiar las maneras en que se produce energía reduciendo los niveles de contaminación del planeta. Este concepto da oportunidades para el desarrollo de nuevas inversiones económicas para la integración de energías renovables y se plantea una mejor distribución en los recursos. Además que se pueden integrar sistemas de generación distribuida como los son las microrredes y así poder resolver problemas debidos a la eficiencia de un sistema eléctrico de potencia, fallas en la red, apagones y colapsos de voltajes.

A.1. Conversión de la Energía

El Sol es una esfera de gas caliente, calentada por reacciones de fusión nuclear en su centro, cuya temperatura interna puede alcanzar los 20,000,000 [K]. Éste emite una radiación que se puede aproximar por la de un cuerpo negro a una temperatura de 6000 [K].

Aunque la radiación en la superficie del sol es prácticamente constante, en el momento en que ésta llega a la superficie terrestre, pasa a ser altamente variable, debido a la absorción y dispersión de la atmósfera terrestre. Cuando el cielo está claro, la máxima radiación se produce cuando la luz incide perpendicularmente a la superficie de la Tierra, siendo mínimo el camino que recorre dicha luz a través de la atmósfera (Herrera Prat [12]).

En 1839 Becquerel observó que ciertos materiales, al ser expuestos a la luz, producían una corriente eléctrica. Esto es conocido hoy en día como efecto fotovoltaico y es la base del funcionamiento de las celdas solares. Dichas celdas están fabricadas con materiales semiconductores, materiales que se comportan como aislantes a bajas temperaturas y como conductores cuando se les proporciona energía en forma de calor. La mayoría de estas celdas son de silicio.

Los sistemas fotovoltaicos permiten la transformación de la luz solar en energía eléctrica, es decir, la conversión de una partícula con energía lumínica (fotón) en energía eléctrica (Figura A.1). Cuando la luz incide en un material semiconductor, los fotones con energía inferior a la energía de la banda prohibida interactúan débilmente con el semiconductor, pasando a través de este como si fuera transparente. En cambio, los fotones con energía superior a la energía de la banda prohibida interactúan con los electrones de los enlaces covalentes, usando dicha energía para romper estos enlaces y crear las parejas electrón-hueco que se moverán libremente. A estos electrones y huecos se les denomina portadores (Herrera Prat [12]).

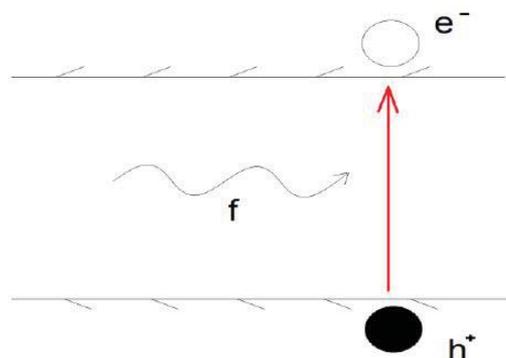


Figura A.1: Creación de una pareja electrón-hueco por un fotón con energía superior a la de la banda prohibida (Herrera Prat [12]).

Cuanto mayor es la energía del fotón, más rápido se absorbe la luz. Cuando la energía lumínica incide en la celda, existe un desprendimiento de electrones de los átomos (Figura A.2) que comienzan a circular libremente en el material. Si medimos el voltaje existente entre los dos extremos del material, observamos que existe una diferencia de potencial entre 0.5 y 0.6 volts. El dispositivo o elemento que interviene en dicho proceso es el panel solar.

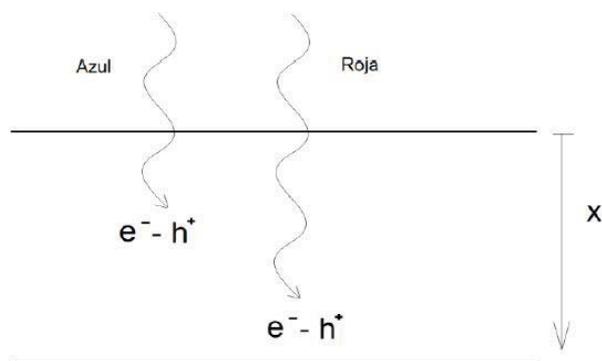


Figura A.2: Dependencia de la energía del fotón con la generación de pares electrón-hueco (Herrera Prat [12]).

A.2. Modulación SPWM

Para generar una señal de PWM solo es necesario comparar una señal de control con una señal triangular, es por ello que se necesita un amplificador operacional para realizar dicha comparación. Se puede observar el proceso de generación

de PWM en la figura A.3.

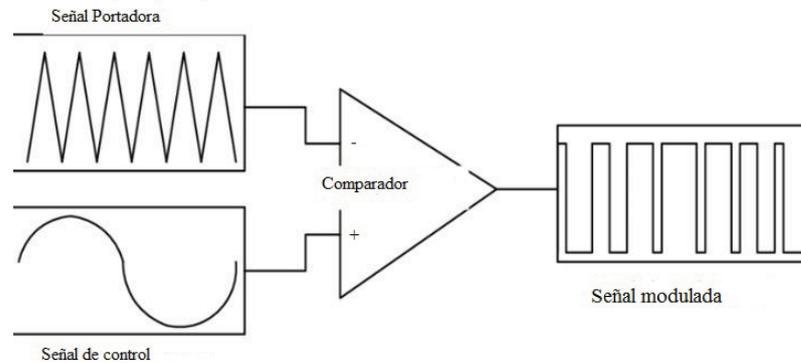


Figura A.3: Generación de PWM con un amplificador operacional (Mohan [14])

Las señales de conmutación se generan por comparación de una forma de onda triangular de frecuencia de conmutación V_{tri} con el voltaje de control $V_{control}$

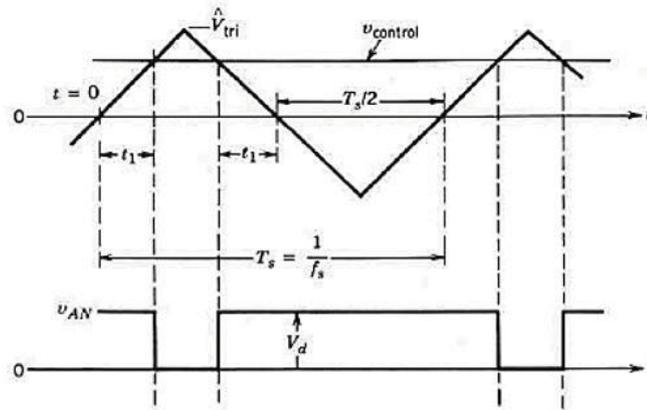


Figura A.4: Generación de una señal de PWM por medio de una señal triangular y voltaje de control DC (Mohan [14])

A.3. Driver MOSFET/IGBT

En todo sistema electrónico de control de potencia se requieren circuitos especializados para controlar la actuación de los dispositivos conmutadores de potencia. Estos circuitos de manejo de compuerta (drivers), deben cumplir las siguientes funciones básicas, según (Ceglia *et al.* [2]) son las siguientes:

- Proporcionar aislamiento entre los circuitos de control y los altos niveles de tensión y corriente manejados por los dispositivos electrónicos de control de potencia.
- Generar las formas de onda de voltaje y corriente necesarias para que los dispositivos de potencia operen hasta en las condiciones máximas de voltaje y corriente definidas por el fabricante.
- Proporcionar protección local contra fallas.

La función principal del circuito de manejo de compuerta, comúnmente conocido como Gate Driver, es garantizar que el elemento semiconductor MOSFET cambie su estado de conmutación de encendido a apagado o viceversa. En un estado de encendido, el Gate Driver debe proveer la energía necesaria para que el MOSFET permanezca encendido, mientras que para un estado de apagado el Gate Driver debe asegurar que el MOSFET permanezca apagado y no se encienda por señales parásitas en el sistema (Enríquez Gutiérrez [6]).

Las señales lógicas (señales de control) comúnmente enviadas desde un sistema digital no son consideradas parte del Gate Driver, más bien el circuito de Gate Driver es la interfaz de conexión entre estas señales de control y la compuerta de disparo del elemento semiconductor de potencia.

Adicionalmente, y sin ser menos importante, el circuito de Gate Driver cambia los niveles de voltaje de las señales de control del sistema microprocesado a los niveles de voltaje requeridos para manejar la compuerta del MOSFET. Además, el Gate Driver proporciona el aislamiento galvánico para proteger al circuito digital de control y separarlo del circuito de potencia (Enríquez Gutiérrez [6]).

El Circuito Integrado (CI) comercial IR2110 es un Gate Driver de alta velocidad para el manejo de MOSFETS e IGBTs de potencia. Su diseño se basa en la operación “bootstrap” lo cual permite el manejo de un medio puente (half-bridge) de semiconductores con una sola fuente de alimentación de Gate Driver (Enríquez Gutiérrez [6]).

Bibliografía

- [1] Avila-Becerril, S., Montoya, O. D., Espinosa-Pérez, G., y Garcés, A. (2018). Control of a detailed model of microgrids from a hamiltonian approach. *IFAC-PapersOnLine*, 51(3):187–192. 3
- [2] Ceglia, G., Guzmán, V., Giménez, M., y Walter, J. (2005). Circuito de manejo de compuerta de bajo costo para mosfet e igt. *IEEE LatinAmerica Transactions*, 3(4). 79
- [3] Cisneros, R., Pirro, M., Bergna, G., Ortega, R., Ippoliti, G., y Molinas, M. (2015). Global tracking passivity-based pi control of bilinear systems: Application to the interleaved boost and modular multilevel converters. *Control Engineering Practice*, 43:109–119. 3, 47
- [4] Claudio Bolzi, J. D. (2018). Energía solar fotovoltaica. *CIENCIA E INVESTIGACIÓN*, 68(1-2018):52. 2
- [5] Desoer, C. y Kuh, E. (2009). *Basic Circuit Theory*. McGraw-Hill Education (India) Pvt Limited. 27, 28
- [6] Enríquez Gutiérrez, E. F. (2018). Análisis y estudio de la eficiencia del convertidor buck síncrono bajo diferentes técnicas de gate driver y red snubber. B.S. thesis, Quito, 2018. 80
- [7] Espinoza-Trejo, D., Campos-Delgado, D., De Angelo, C., Compeán-Martínez, I., Pecina-Sánchez, J., y Valdez-Fernández, A. (2013). Control por linealización entrada-salida para un seguidor del punto de máxima potencia en sistemas fotovoltaicos. En *Congreso Nacional de Control Automático 2013*. 61
- [8] Espinoza-Trejo, D. R., Bárcenas-Bárcenas, E., Campos-Delgado, D. U., y De Angelo, C. H. (2015). Voltage-oriented input–output linearization controller as maximum power point tracking technique for photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(6):3499–3507. 3

BIBLIOGRAFÍA

- [9] Fernández, M. (2010). Energía solar: Electricidad fotovoltaica. *Liberfactory*. Madrid España, p. 76. [31](#)
- [10] Fernández Ferichola, J. (2009). Caracterización de módulos fotovoltaicos con dispositivo portátil. B.S. thesis. [36](#)
- [11] Granda-Gutiérrez, E. E., Orta, O., Díaz-Guillén, J., Jimenez, M., Osorio, M., y González, M. (2013). Modelado y simulación de celdas y paneles solares. En *Congreso Internacional en Ingeniería Electrónica*, volumen 35, pp. 17–22. [3](#), [30](#), [34](#), [35](#), [36](#)
- [12] Herrera Prat, G. (2010). Caracterización de minipaneles fotovoltaicos para aplicaciones inalámbricas. [77](#), [78](#)
- [13] Kyoto-Protocol (1997). United nations framework convention on climate change. *Kyoto Protocol, Kyoto*. [1](#)
- [14] Mohan, N. (2009). *Electrónica de Potencia. Convertidores, Aplicaciones y Diseño (Spanish Edition)*. México: Mc Graw Hill. [9](#), [10](#), [11](#), [15](#), [16](#), [79](#)
- [15] Ortega, R., Perez, J. A. L., Nicklasson, P. J., y Sira-Ramirez, H. (2013). *Passivity-based control of Euler-Lagrange systems: mechanical, electrical and electromechanical applications*. Springer Science & Business Media. [3](#)
- [16] Ortega, R. y Spong, M. W. (1989). Adaptive motion control of rigid robots: A tutorial. *Automatica*, 25(6):877–888. [3](#)
- [17] Pinzón, C. L. G., Corral, C. P., Nájera, R. A. V., y Campos, D. A. (2016). Selección de un sistema solar fotovoltaico para un vehículo eléctrico. *CULCyT*, (50). [31](#)
- [18] Rasero, C. M. (2011). Energía solar fotovoltaica. *Energía solar fotovoltaica, situación actual*. [2](#)
- [19] Rashid, M. H. (2004). *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación. [10](#), [17](#), [18](#), [19](#)
- [20] Romero-Cadaval, E., Spagnuolo, G., Franquelo, L. G., Ramos-Paja, C. A., Suntio, T., y Xiao, W. M. (2013). Grid-connected photovoltaic generation plants: Components and operation. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 7(3):6–20. [3](#)
- [21] Salmi, T., Bouzguenda, M., Gastli, A., y Masmoudi, A. (2012). Matlab/simulink based modeling of photovoltaic cell. *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, 2(2):213–218. [29](#)

- [22] Solmetric, D. C. (2010). *Guide To Interpreting I-V Curve Measurements of PV Arrays*. Solmetric. 36, 37, 38, 39
- [23] Sukhatme, S. P. (1996). *Solar energy: principles of thermal collection and storage*. Tata McGraw-Hill Education. 29
- [24] Velázquez, I. O., Pérez, G. R. E., Giraldo, O. D. M., Ruiz, A. G., y Noreña, L. F. G. (2018). Current control mode in pv systems integrated with dc-dc converters for mppt: An ida-pbc approach. En *Green Technologies Conference (GreenTech), 2018*, pp. 1–6. IEEE. 3, 55, 56
- [25] Zhong, Q.-C. y Hornik, T. (2012). *Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration*, volumen 97. John Wiley & Sons. 7, 8, 12, 13, 19, 20