



Universidad Juárez Autónoma de Tabasco
División Académica de Ciencias Básicas



COMPARACIÓN DEL EFECTO DE CONTROL
EN UN SISTEMA CELDA CONVERTIDOR

Tesis

Para obtener el grado de:

Maestro en Ciencias en Matemáticas Aplicadas

Presenta:

JOSÉ RAFAEL VIDAL FUENTES

Directores de tesis:

Dr. GAMALIEL BLÉ GONZÁLEZ

Dr. JOSÉ ARMANDO OLMOS LÓPEZ

Cunduacán, Tabasco, México.

noviembre de 2024.

Declaración de Autoría y Originalidad

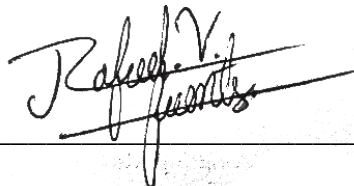
En la Ciudad de Cunduacán, Tabasco, el día 7 del mes noviembre del año 2024, el que suscribe José Rafael Vidal Fuentes alumno de la División Académica de Ciencias Básicas con número de matrícula 202A15002, adscrito a la Maestría en Ciencias en Matemáticas Aplicadas, de la Universidad Juárez Autónoma de Tabasco, como autor de la Tesis presentada para la obtención del título y titulada Comparación del efecto de control en sistema celda convertidor dirigida por el Dr. Gamaliel Blé González y el Dr. José Armando Olmos López.

DECLARO QUE:

La Tesis es una obra original que no infringe los derechos de propiedad intelectual ni los derechos de propiedad industrial u otros, de acuerdo con el ordenamiento jurídico vigente, en particular, la LEY FEDERAL DEL DERECHO DE AUTOR (Decreto por el que se reforman y adicionan diversas disposiciones de la Ley Federal del Derecho de Autor del 01 de Julio de 2020 regularizando y aclarando y armonizando las disposiciones legales vigentes sobre la materia), en particular, las disposiciones referidas al derecho de cita.

Del mismo modo, asumo frente a la Universidad cualquier responsabilidad que pudiera derivarse de la autoría o falta de originalidad o contenido de la Tesis presentada de conformidad con el ordenamiento jurídico vigente.

Cunduacán, Tabasco a 7 de noviembre 2024.



José Rafael Vidal Fuentes



UJAT
UNIVERSIDAD JUÁREZ
AUTÓNOMA DE TABASCO

“ESTUDIO EN LA DUDA. ACCIÓN EN LA FE”



División
Académica
de Ciencias
Básicas



DIRECCIÓN

15 de noviembre de 2024

ING. JOSÉ RAFAEL VIDAL FUENTES
PASANTE DE LA MAESTRÍA EN CIENCIAS
EN MATEMÁTICAS APLICADAS
PRESENTE

Por medio del presente y de la manera más atenta, me dirijo a Usted para hacer de su conocimiento que proceda a la impresión del trabajo titulado “**Comparación del efecto de control en un sistema celda-convertidor**”, en virtud de que reúne los requisitos para el EXAMEN PROFESIONAL y obtener el grado de Maestro en Ciencias en Matemáticas Aplicadas.

Sin más por el momento, reciba un cordial saludo.

ATENTAMENTE

DRA. HERMICENDA PÉREZ VIDAL
DIRECTORA



DIVISIÓN ACADÉMICA DE
CIENCIAS BÁSICAS

C.c.p.- Archivo

DIR'DRA.HPV/JP'DRA.EAM/jkal**

Km.1 Carretera Cunduacán-Jalpa de Méndez, A.P. 24, C.P. 86690, Cunduacán, Tab., México.
Tel/Fax: (993) 3581500 Ext. 6702,6701 E-Mail: direccion.dacb@ujat.mx

www.ujat.mx

Carta de Cesión de Derechos

Cunduacán, Tabasco a 7 de noviembre del 2024.

Por medio de la presente manifestamos haber colaborado como autores en la producción, creación y/o realización de la obra denominada Comparación del efecto de control en un sistema celda convertidor. Con fundamento en el artículo 83 de la Ley Federal del Derecho de Autor y toda vez que, la creación y/o realización de la obra antes mencionada se realizó bajo la comisión de la Universidad Juárez Autónoma de Tabasco; entendemos y aceptamos el alcance del artículo en mención, de que tenemos el derecho al reconocimiento como autores de la obra, y la Universidad Juárez Autónoma de Tabasco mantendrá en un 100% la titularidad de los derechos patrimoniales por un período de 20 años sobre la obra en la que colaboramos, por lo anterior, cedemos el derecho patrimonial exclusivo en favor de la Universidad.

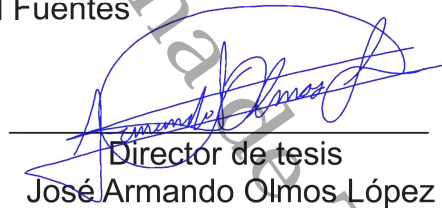
COLABORADORES



Alumno
José Rafael Vidal Fuentes



Director de tesis
Dr. Gamaliel Blé González



Director de tesis
José Armando Olmos López

TESTIGOS



María Elena Sánchez Valencia



Dr. Jorge López López

Agradecimientos

Dedicado a:

Mis padres, Julio y Verónica, por la gran bendición que han sido para mi vida.

A través de este espacio quiero expresar mis sinceros agradecimientos a aquellas personas que han sido parte fundamental para la elaboración y culminación de este trabajo, además de quienes han sido parte importante de mi formación académica y profesional.

A mis padres, quienes con mucho esfuerzo me brindaron su apoyo en todo momento, por los principios y valores que me inculcaron los cuales me han ayudado a alcanzar todos mis logros.

A mi hermana, por su gran cariño y admiración, por ser un gran apoyo en mi hogar durante el tiempo en el que realicé este trabajo.

A mis amigos más cercanos, mis compañeros y mi familia, por siempre confiar en mi potencial e impulsarme a hacer aquellas cosas que nunca creí lograr.

Finalmente, a mis asesores de tesis el Dr. Gamaliel Blé González y el Dr. José Armando Olmos López por permitirme trabajar bajo su dirección, por su paciencia y gran contribución en la elaboración de este trabajo.

Rafael Vidal

Símbolo	Significado
R	Resistencia
L	Inductor
C	Capacitor de salida
C_f	Capacitor de acoplamiento
R_s	Resistencia en serie de la celda
R_{sh}	Resistencia en paralelo de la celda
I_s	Corriente fotogenerada
I_0	Corriente de saturación del diodo
V_T	Voltaje térmico del diodo
I_{SC}	Corriente en corto circuito de la celda
V_{OC}	Voltaje en circuito abierto de la celda
R_f	Resistencia fotovoltaica
$u(x)$	Señal de control
i_{elem}	Corriente instantánea que pasa por el componente "elem"
V_{elem}	Voltaje instantáneo que pasa por el componente "elem"
CFP	Corrector del factor de potencia
R_{iam}	Resistencia i de amortiguamiento

Tabla 1: Descripción de símbolos

Índice general

Agradecimientos	V
Comparación del efecto de control en un sistema celda convertidor	X
Resumen	X
Abstract	X
Introducción	XI
Marco teórico	XII
Justificación	XII
Pregunta de investigación	XIII
Hipótesis	XIII
Objetivo general	XIII
Objetivos específicos	XIII
Metodología	XIV
1. Deducción del modelo	1
1.1. Preliminares de ecuaciones diferenciales	1
1.1.1. Dinámica Local	1
1.1.2. Funciones de Lyapunov	4
1.2. Ecuaciones del modelo	4
1.2.1. Convertidor elevador(tipo boost)	5
1.2.2. Celda solar	9
1.2.3. Reparametrización del modelo de la celda	11
1.2.4. Sistema de ecuaciones final	13
2. Análisis de estabilidad del modelo	15
2.1. Sistema en Lazo Abierto	15
2.2. Diseño de Funciones de Control	17
2.2.1. Sistema con control	17
2.2.2. Control basado en modos deslizantes	19
2.2.3. Control por moldeo de energía basado en pasividad	20
2.2.4. Control por modo deslizante adaptativo	23
3. Simulación	27
3.1. Cálculo de parámetros	27
3.2. Sistema en lazo abierto	29

3.3. Sistema en lazo cerrado	32
3.3.1. Control basado en modos deslizantes	32
3.3.2. Control por moldeo de energía basado en pasividad	35
3.4. Comparación entre respuestas	38
3.5. Respuestas ante variaciones en la carga del sistema	40
4. Resultados experimentales	43
4.1. Aspectos físicos del circuito	43
4.2. Resultados y discusión	45
4.3. Trabajos futuros	49
Conclusión	51
Bibliografía	52
A. Diseño del convertidor	54
A.1. Conceptos relacionados al convertidor elevador (tipo Boost)	54
A.2. Ecuaciones de diseño del convertidor	55
A.2.1. Cálculo del inductor	55
A.2.2. Cálculo del capacitor	56
A.2.3. Elección del transistor	56
A.2.4. Elección del Diodo	57
B. Implementación de códigos	59
B.1. Código de la función S	59

Índice de tablas

1. Descripción de símbolos	VI
--------------------------------------	----

Universidad Juárez Autónoma de Tabasco.
México.

Índice de figuras

1.1. Diagrama esquemático de un convertidor elevador con una celda solar como fuente de energía.	5
1.2. Convertidor elevador.	6
1.3. Convertidor con interruptor abierto.	6
1.4. Convertidor con interruptor cerrado.	7
1.5. Rizo de la corriente i_L	8
1.6. Celda solar en circuito abierto.	12
1.7. Celda solar en circuito cerrado.	12
3.1. V_{C_f} en lazo abierto.	30
3.2. I_L en lazo abierto.	31
3.3. V_C en lazo abierto.	31
3.4. Señal de control $u(x)$ constante en lazo abierto.	32
3.5. V_{C_f} con control por modos deslizantes.	33
3.6. I_L con control por modos deslizantes.	33
3.7. V_C con control por modos deslizantes.	34
3.8. Señal de control $u(x)$ con modos deslizantes.	34
3.9. V_{C_f} con control basado en pasividad.	36
3.10. I_L con control basado en pasividad.	36
3.11. V_C con control basado en pasividad.	37
3.12. Señal de control $u(x)$ con control basado en pasividad.	37
3.13. Comparación entre respuestas.	39
3.14. V_C con control basado en pasividad con variación en la carga.	40
3.15. Comparación entre respuestas de V_{C_f} e I_L con variación en la carga.	41
3.16. Comparación entre respuestas de V_C y $u(x)$ con variación en la carga.	42
4.1. Diagrama de Bloques del Circuito Real.	43
4.2. Resultados en lazo abierto con variaciones en la carga.	45
4.3. Resultados en modos deslizantes con variaciones en la carga.	46
4.4. Resultados en moldeo de energía con variaciones en la carga.	48
4.5. Comparación entre simulación y resultados reales con variación en la carga y control por moldeo de energía.	49
A.1. Convertidor elevador	55
A.2. Tensión en el diodo	58

Comparación del efecto de control en un sistema celda convertidor

Resumen

En este trabajo se estudia el sistema de un convertidor elevador acoplado con una celda solar como fuente de energía. El estudio se aborda desde el análisis de estabilidad local de las tres ecuaciones diferenciales que modelan el sistema, posteriormente se busca la estabilidad global proponiendo el control basado en modos deslizantes y el control por moldeo de energía basado en pasividad, y finalmente se hace una comparación entre las respuestas de estos sistemas al tener variaciones en la carga final. Usando los controles mencionados se comparan los resultados obtenidos en las simulaciones del modelo con los experimentales.

Palabras claves: estabilidad local, estabilidad global, convertidor elevador, celda solar, control.

Abstract

In this paper the system of a boost converter with a solar cell as energy source is studied. The study is approached from local stability analysis of the three differential equation which model the system, subsequently, global stability is sought by proposing control based on sliding modes and control by energy shaping based on passivity. Finally, a comparison between the responses of this controls is made while having variation in the final charge. Using the mentioned controls, the results obtained in the model simulations are compared with the experimental ones.

Keywords: local stability, global stability, boost converter, solar cell, control.

Introducción

En el ámbito de la electrónica de potencia, el procesamiento de señales eléctricas a través de la configuración de dispositivos electrónicos en un circuito, permiten la manipulación de estas señales para mejoras en los resultados de un sistema u obtener respuestas específicas dependiendo de la necesidad en cuestión. Una clave en el estudio de estos sistemas son las configuraciones de “switching” en los convertidores, los cuales tienen una potencia de entrada y una potencia de salida, de donde se puede hacer una comparación general sobre el desempeño final de un sistema. Un control es estrictamente requerido para tener un sistema estable, su propósito es tener una buena regulación en la salida del sistema ante variaciones que se puedan sufrir en el voltaje o la corriente de entrada. Tener una buena eficiencia es muy importante para la reducción de costos en el consumo de estos sistemas. En contraste con los capacitores y los dispositivos magnéticos, los elementos de “switchin” juegan un papel significativo en los circuitos, ya que son elementos que no consumen potencia, pero su configuración así como sus características, afectan directamente el desempeño del sistema. La electrónica de potencia tiene diversas aplicaciones en la actualidad, desde el uso de su teoría en baterías portátiles hasta su aplicación en equipos con motores que manejen un rango de potencia de kilowatts o megawatts, por lo que el estudio en las ramas de esta materia resulta de mucha utilidad para el desarrollo innovador en las tecnologías de la actualidad.

De igual manera, el uso de sistemas fotovoltaicos en la actualidad surge como una iniciativa que contribuye a la generación de energías limpias y que requiere ampliar más el terreno de estudio para aprovechar al máximo la energía real usada.

Una herramienta importante para el estudio del rendimiento de los sistemas, son las ecuaciones diferenciales; ya que a través de éstas, se pueden plantear modelos matemáticos que brindan información acerca del comportamiento de los elementos del sistema fotovoltaico y con base en los resultados, se pueden tomar decisiones para diseñar el controlador a utilizar, que permita mejorar el rendimiento del sistema.

El objetivo de este trabajo es analizar la dinámica de un sistema de ecuaciones diferenciales asociado a un convertidor elevador acoplado con una celda solar como fuente de energía. El modelo se adapta de tal manera que permite analizar el voltaje de salida ante variaciones en la fuente de entrada o incidencia solar. Así mismo se determinará un control que permita mantener un voltaje de salida estable ante variaciones en la carga.

Esta tesis está estructurada en cinco capítulos de los cuales; el primero recopila las definiciones y los resultados matemáticos en los que se basan los resultados principales de este trabajo. El segundo capítulo; desarrolla el modelo matemático y la teoría empleada para llegar a las ecuaciones diferenciales que lo conforman. Esto partiendo del esquema del circuito a través de las leyes físicas y matemáticas que rigen los elementos y la estructura misma del circuito. El capítulo tres, muestra el desarrollo de las técnicas de control propuestas y aplicadas a las ecuaciones diferenciales que modelan el sistema estudiado. Seguidamente, el capítulo cuatro muestra las simulaciones, así como los resultados obtenidos en este apartado, en particular mostramos de manera gráfica el comportamiento del sistema ante los controles y las perturbaciones propuestas. Finalmente, el capítulo cinco describe y detalla las características del prototipo real y sus componentes, mostramos los resultados reales de manera gráfica ante los escenarios propuestos de acuerdo con el objetivo de este trabajo, así como las conclusiones finales con base al análisis del trabajo completo.

Marco teórico

Durante 2015 la generación de electricidad a partir de sistemas fotovoltaicos fue de 190 GWh, tan solo el 0.06 % de la generación total del Sistema Eléctrico Nacional [PM]. Por otro lado, la generación bruta de energía eléctrica con tecnologías solar fotovoltaica y termosolar crecerá en el ejercicio de planeación 2018-2032, a una tasa de 21.6 %, lo que implicará un incremento de 18,732 GWh de nueva energía producida con estas tecnologías [SE2]. Debido a que no se cuenta con una central eléctrica en nuestro estado y teniendo en cuenta que las condiciones de irradiación solar no son las más óptimas, el estudio de los sistemas fotovoltaicos resulta valioso para la contribución a las energías renovables en nuestro país [SE1]. Sin embargo, las variaciones de energía debido a lo que se conoce como condiciones no óptimas en las celdas solares, las cuales incluyen sombras parciales, baja incidencia solar y acumulación de polvo, motivan el estudio del efecto de control en un sistema celda-convertidor para obtener un mejor rendimiento del mismo [XOD]. Durante las últimas dos décadas se han desarrollado arreglos de diversos acondicionadores electrónicos DC (del inglés direct current) a AC (del inglés alternating current), con el fin de convertir la baja tensión, generada por los módulos fotovoltaicos, en una tensión adecuada a la red, y así cumplir ciertos requisitos como: ganancia, eficiencia, volumen y costo [YCO]. Por lo anterior, resulta importante estudiar la dinámica de un sistema fotovoltaico, compuesto habitualmente por un banco de baterías, un convertidor DC, un inversor y un controlador en conjunto; en especial los últimos tres componentes los cuales determinan en gran parte el desempeño del sistema [MB]. El método de control resulta indispensable para el manejo de las energías producidas, ya que este tipo de circuitos presenta grandes variaciones en relación al voltaje de entrada y la carga conectada al sistema [K, TPMG]. La electrónica de potencia permite el manejo y la transformación de energía de forma eficiente, por lo que proporciona estrategias de estudio para el sistema fotovoltaico, reduciendo pérdidas de energía disipada a través de algunos componentes en forma de calor [H]. A pesar de esto, las soluciones de la electrónica de potencia hasta ahora no han logrado penetrar de manera significativa en el mercado de servicios públicos. Las innovaciones en topología de circuitos se han estancado, quizás con la excepción de la alta potencia, por lo que todavía existen oportunidades de investigación con los dispositivos. Además, los sistemas necesitan recibir más atención y es aquí donde vemos el principal desafío para el futuro y un área de oportunidad de investigación [DB].

Justificación

En la actualidad el uso de fuentes de energías no renovables, como aquellas que se basan en la quema de combustible, nos alientan a buscar mejores alternativas para reducir la contaminación y el impacto ambiental; de esta forma contribuir con el desarrollo sustentable de nuestro planeta [BJR]. Por lo anterior, el uso de generadores fotovoltaicos por medio de paneles solares resulta un tema de estudio trascendental, ya que su uso contribuye a reducir el impacto ambiental [FP].

En este trabajo se estudia la dinámica de un sistema fotovoltaico con enfoque en la sección del convertidor elevador a través de tres ecuaciones diferenciales que modelan el sistema.

Usando la teoría de sistemas dinámicos se busca la estabilidad global del sistema ante dos controles propuestos, control por modos deslizantes y control por moldeo de energía basado en pasividad, además se realiza una comparativa del desempeño del sistema ante cada control al aplicar variaciones en la carga tanto en la sección de simulación como en los resultados experimentales.

Pregunta de investigación

¿Qué controles ayudan a tener una estabilidad global en un sistema convertidor-elevador con una celda solar como fuente de energía y cual garantiza una salida estable ante variaciones en la carga?

Hipótesis

El análisis de un modelo matemático para un sistema convertidor-elevador con una celda solar como fuente de energía, permite mostrar que la implementación de un control modo deslizante o por moldeo de energía en el sistema, contribuye a la estabilidad global del sistema.

Objetivo general

Analizar la dinámica del sistema de ecuaciones diferenciales (2.1), adaptado de tal manera que permita analizar el voltaje de salida ante variaciones en la fuente de entrada o incidencia solar. Así como determinar un control que permita mejorar los resultados del sistema completo.

Objetivos específicos

1. Comprender los conceptos y resultados básicos de la teoría local y global de ecuaciones diferenciales.
2. Adaptar el sistema de ecuaciones diferenciales de tal manera que permita la regulación del voltaje de salida ante variaciones en la fuente de entrada o incidencia solar.
3. Determinar las condiciones en los parámetros del sistema que garantizan la existencia de un punto de equilibrio en el primer octante.
4. Determinar condiciones que garanticen la existencia de un único punto de equilibrio y le estabilidad global del sistema.
5. Determinar una estrategia de control para el sistema completo.
6. Comparar los resultados obtenidos usando control deslizante y control por moldeo de energía en el sistema.

Metodología

Para alcanzar el objetivo de este trabajo se realizaron las siguientes actividades:

1. Revisión de los conceptos y resultados básicos de la teoría local de ecuaciones diferenciales, [P, HS].
2. Cálculo de los puntos de equilibrio del sistema y determinación de condiciones en los parámetros que garanticen la existencia de un punto de equilibrio en el primer octante.
3. Análisis de la estabilidad local y global de los puntos de equilibrio usando funciones de Liapunov.
4. Aplicación de la teoría de control por moldeo de energía al sistema y comparación de los resultados con el control modo deslizante, de tal manera que la salida de voltaje sea estable ante las variaciones de carga.
5. Simulación numérica de los diferentes escenarios del sistema.
6. Elaboración de un prototipo y comparación de los resultados obtenidos experimentalmente con las simulaciones del modelo.

Capítulo 1

Deducción del modelo

1.1. Preliminares de ecuaciones diferenciales

En esta sección se presentan los teoremas de ecuaciones diferenciales que serán utilizados para analizar el sistema de ecuaciones del modelo matemático. Las demostraciones y detalles pueden consultarse en las referencias [HS], [Kh] y [P].

1.1.1. Dinámica Local

Comenzaremos enunciando el teorema fundamental que garantiza la existencia y unicidad de las soluciones para sistemas no lineales.

Teorema 1.1.1 (*Teorema fundamental de existencia y unicidad*)

Sea E un subconjunto abierto de \mathbb{R}^n que contiene a \mathbf{x}_0 y $\mathbf{f} \in C^1(E)$. Entonces existe un valor $a > 0$ tal que el problema con valor inicial

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}), \\ \mathbf{x}(0) &= \mathbf{x}_0,\end{aligned}\tag{1.1}$$

tiene una única solución $\mathbf{x}(t)$ en el intervalo $[-a, a]$.

Sea E un subconjunto abierto de \mathbb{R}^n y $\mathbf{f} \in C^1(E)$. Para $\mathbf{x}_0 \in E$, sea $\phi(t, \mathbf{x}_0)$ la solución del problema con valor inicial (1.1) definido en su intervalo máximo de existencia $I(\mathbf{x}_0)$. Entonces para $t \in I(\mathbf{x}_0)$, al conjunto de funciones ϕ_t definidas por

$$\phi_t(\mathbf{x}_0) = \phi(t, \mathbf{x}_0)$$

se le llama *flujo de la ecuación diferencial* $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x})$. A ϕ_t también se le llama *flujo del campo vectorial* $\mathbf{f}(\mathbf{x})$.

Un punto $\mathbf{x}_0 \in E$ es un punto de equilibrio del sistema $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x})$, si $\mathbf{f}(\mathbf{x}_0) = \mathbf{0}$. El punto de equilibrio \mathbf{x}_0 es *hiperbólico* si los valores propios de la matriz $D\mathbf{f}(\mathbf{x}_0)$ tienen parte real diferente de cero. El siguiente teorema muestra que cerca de un punto de equilibrio hiperbólico \mathbf{x}_0 , el sistema no lineal $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x})$ tiene la misma estructura cualitativa del sistema lineal $\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x}$, donde $A = D\mathbf{f}(\mathbf{x}_0)$.

Teorema 1.1.2 (Hartman-Grobman)

Sean E un subconjunto abierto de \mathbb{R}^n que contiene al origen, $\mathbf{f} \in C^1(E)$, y ϕ_t el flujo asociado al sistema no lineal $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x})$. Suponga que el origen es un punto de equilibrio hiperbólico. Entonces, existe un homeomorfismo H de un conjunto abierto U que contiene al origen en un conjunto abierto V que contiene al origen tal que, para cada $\mathbf{x}_0 \in U$, hay un intervalo abierto $I_0 \subset \mathbb{R}$ que contiene al cero, tal que para $t \in I_0$

$$H \circ \phi_t(\mathbf{x}_0) = e^{At} H(\mathbf{x}_0),$$

donde $A = D\mathbf{f}(\mathbf{0})$.

El siguiente teorema muestra que cerca de un punto de equilibrio hiperbólico \mathbf{x}_0 , el sistema no lineal $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x})$ tiene variedades estable S e inestable U , las cuales son invariantes y tangentes en \mathbf{x}_0 a los subespacios estable e inestable E^S y E^U del sistema linealizado $\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x}$, donde $A = D\mathbf{f}(\mathbf{x}_0)$.

Teorema 1.1.3 (Teorema de la variedad estable)

Sean E un subconjunto abierto de \mathbb{R}^n que contiene al origen, $\mathbf{f} \in C^1(E)$, y ϕ_t el flujo asociado al sistema no lineal $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x})$. Suponga que el origen es un punto de equilibrio hiperbólico tal que $D\mathbf{f}(\mathbf{0})$ tiene k valores propios con parte real negativa y $n - k$ valores propios con parte real positiva. Entonces existe una variedad diferenciable S de dimensión k , tangente al subespacio estable E^S del sistema lineal $\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x}$ en $\mathbf{0}$, tal que para todo $t \geq 0$, $\phi_t(S) \subset S$ y para todo $\mathbf{x}_0 \in S$.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_t(\mathbf{x}_0) = \mathbf{0};$$

además, existe una variedad diferenciable U de dimensión $n - k$ tangente al subespacio inestable E^U de $\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x}$ tal que para todo $t \leq 0$, $\phi_t(U) \subset U$ y para todo $\mathbf{x}_0 \in U$,

$$\lim_{t \rightarrow -\infty} \phi_t(\mathbf{x}_0) = \mathbf{0}.$$

Considere la ecuación diferencial

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}), \quad \mathbf{x} \in \mathbb{R}^n. \quad (1.2)$$

Supongamos que $\mathbf{0}$ es un punto de equilibrio del sistema (1.2) y $J = D\mathbf{f}(\mathbf{0})$ es su matriz Jacobiana. Si todos los valores propios del polinomio característico $P(\lambda) = \det(\lambda I_n - J)$ tienen parte real negativa, por el teorema de Hartman-Grobman, el origen es un punto de equilibrio localmente asintóticamente estable y llamamos al polinomio $P(\lambda)$ estable. A continuación damos el criterio de Routh-Hurwitz que ayuda a determinar la estabilidad local de un punto de equilibrio. Su demostración puede ser consultada en [Y].

Teorema 1.1.4 (Criterio de Routh-Hurwitz)

Sea

$$P(\lambda) = q_0\lambda^n + q_1\lambda^{n-1} + \dots + q_{n-1}\lambda + q_n, \quad q_0 = 1 \text{ y } q_k \in \mathbb{R}, \text{ para todo } k = 1, \dots, n.$$

Definimos la matriz $H_q = (q_{ij})$, donde $q_{ij} = q_{2i-j}$, $i, j = 1, 2, \dots, n$, $q_k = 0$ si $k < 0$ ó $k > n$, es decir,

$$H_q = \begin{bmatrix} q_1 & q_0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ q_3 & q_2 & q_1 & q_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ q_{2n-3} & q_{2n-4} & q_{2n-5} & \cdots & \cdots & \cdots & q_{n-2} \\ q_{2n-1} & q_{2n-2} & q_{2n-3} & \cdots & \cdots & \cdots & q_n \end{bmatrix},$$

entonces el polinomio $P(\lambda)$ es estable (todas sus raíces tienen parte real negativa) si y solo si, todos los coeficientes del polinomio son positivos, y los determinantes de todos los menores principales de H_q son positivos, esto es

$$D_1 = q_1 > 0, \quad D_2 = \det \begin{bmatrix} q_1 & q_0 \\ q_3 & q_2 \end{bmatrix} > 0, \quad \dots, \quad D_n = \det H_q = q_n D_{n-1} > 0.$$

Ejemplo 1.1.1 Considere el polinomio cúbico

$$\lambda^3 + a_1\lambda^2 + a_2\lambda + a_3, \quad (1.3)$$

Su arreglo de Routh-Hurwitz es

$$H_q = \begin{bmatrix} a_1 & 1 & 0 \\ a_3 & a_2 & a_1 \\ 0 & 0 & a_3 \end{bmatrix},$$

por lo tanto, por el criterio de Routh-Hurwitz todas las raíces del polinomio (1.3) tendrán parte real negativa si todos los coeficientes de este polinomio son positivos y además

$$D_2 = \det \begin{bmatrix} a_1 & 1 \\ a_3 & a_2 \end{bmatrix} = a_1 a_2 - a_3 > 0.$$

Ya que D_1 corresponde al coeficiente a_1 y $D_3 = a_3 D_2$, entonces si todos los coeficientes son positivos basta con garantizar la positividad de D_2 para que el polinomio (1.3) sea estable.

1.1.2. Funciones de Lyapunov

Definición 1.1.1 (Estabilidad de un punto de equilibrio)

Sea ϕ_t el flujo de la ecuación diferencial $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x})$ definido para todo $t \in \mathbb{R}$. Un punto de equilibrio \mathbf{x}_0 de $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x})$ es estable, si para todo $\epsilon > 0$ existe $\delta > 0$ tal que, para todo $N_\delta(\mathbf{x}_0)$ y $t \geq 0$ tenemos

$$\phi_t(\mathbf{x}) \in N_\epsilon(\mathbf{x}_0).$$

El punto de equilibrio \mathbf{x}_0 es inestable si este no es estable. Además, \mathbf{x}_0 es asintóticamente estable, si éste es estable y existe $\delta > 0$ tal que para todo $\mathbf{x} \in N_\delta(\mathbf{x}_0)$ se tiene que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_t(\mathbf{x}) = \mathbf{x}_0.$$

Determinar cuándo un punto de equilibrio es globalmente estable o la estabilidad de un punto de equilibrio no hiperbólico, en general es difícil, sin embargo, el siguiente teorema es muy útil para responder esta pregunta.

Teorema 1.1.5 (Funciones de Lyapunov) Sea E un subconjunto abierto de \mathbb{R}^n que contiene a \mathbf{x}_0 . Suponga que $\mathbf{f} \in C^1(E)$ y que $\mathbf{f}(\mathbf{x}_0) = \mathbf{0}$. Suponga también que existe una función real $V \in C^1(E)$ que satisface $V(\mathbf{x}_0) = 0$ y $V(\mathbf{x}) > 0$ si $\mathbf{x} \neq \mathbf{x}_0$. Entonces

1. Si $\dot{V}(\mathbf{x}) \leq 0$ para toda $\mathbf{x} \in E$, \mathbf{x}_0 es estable;
2. Si $\dot{V}(\mathbf{x}) < 0$ para todo $\mathbf{x} \in E \setminus \{\mathbf{x}_0\}$, \mathbf{x}_0 es asintóticamente estable;
3. Si $\dot{V}(\mathbf{x}) > 0$ para todo $\mathbf{x} \in E \setminus \{\mathbf{x}_0\}$, \mathbf{x}_0 es inestable.

1.2. Ecuaciones del modelo

En esta sección se desarrollan las ecuaciones del modelo matemático del sistema que será estudiado, partiendo del esquema del circuito y siguiendo las leyes físicas y matemáticas que lo rigen.

En la figura 1.1 se observa el modelo esquemático estándar de un convertidor elevador acoplado a una celda solar que funge como fuente de energía. De este sistema se obtienen las ecuaciones dinámicas que modelan su comportamiento [A], las cuales se estudiarán posteriormente para determinar las condiciones que garanticen la estabilidad del mismo.

En este modelo se encuentran diversos dispositivos electrónicos que tienen funciones específicas para que el sistema en conjunto pueda cumplir con su trabajo, entre ellos se pueden encontrar resistencias, que son dispositivos que disipan la energía, como es el caso del elemento R que modela la carga de este sistema. A pesar de que las resistencias son elementos que no representan gran complejidad en este modelo, es importante tomarlas en cuenta para tener una mejor precisión al estudiar el comportamiento del mismo. Los diodos tales como D_f y D son dispositivos que en electrónica pertenecen a la categoría de semiconductores;

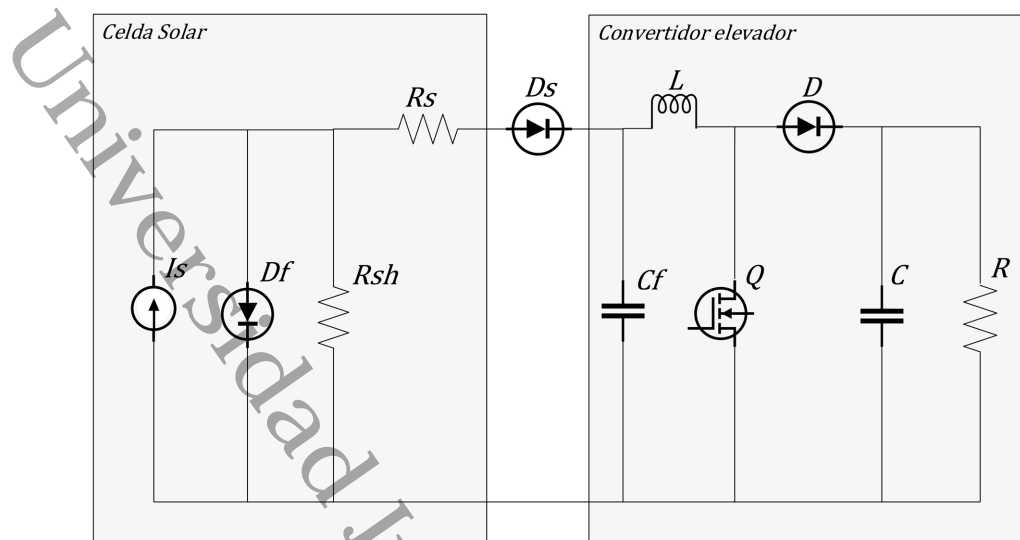


Figura 1.1: Diagrama esquemático de un convertidor elevador con una celda solar como fuente de energía.

funcionan principalmente como dispositivos de protección ya que permiten el flujo de la electricidad en una única dirección. Por otra parte, los capacitores C_f , C y el inductor L son componentes que almacenan energía y su trabajo en conjunto, de acuerdo a su conexión, resulta indispensable para el funcionamiento del convertidor elevador.

1.2.1. Convertidor elevador (tipo boost)

Del modelo anterior, es importante estudiar el segmento del convertidor elevador del sistema, ya que de aquí se derivan dos ecuaciones diferenciales que lo modelan matemáticamente y permiten estudiarlo, así como determinar su estabilidad ante diversas situaciones que se presenten tanto en las condiciones de la celda solar como en la carga del sistema. En la figura 1.2 se muestra la estructura de un convertidor elevador [E], y para su estudio se toma una celda solar como fuente de voltaje; esto ayuda a obtener las ecuaciones de este sistema a través de los análisis de nodos y de mallas del circuito.

El funcionamiento del convertidor elevador se logra debido a la forma de trabajo del inductor y el capacitor, ya que sus características para almacenar energía permiten que mediante esta configuración, se pueda aumentar el voltaje de salida. Cuando el interruptor Q está encendido (On-state) la bobina L almacena energía de la fuente, a la vez que la carga es alimentada por el condensador C . Por otra parte, cuando el interruptor Q está apagado (Off-state) el único camino para la corriente es a través del diodo D , circulando por el condensador C (hasta que se carga completamente) y por la carga R .

El interruptor Q debe ser intermitente, ya que permanecer invariante en cada uno de los estados anteriores causaría la saturación en el inductor. Cuando el interruptor está encendido, la saturación en el inductor se daría debido a que todo el tiempo se está cargando con la fuente, mientras que cuando el interruptor está apagado, se tiene que al completarse la carga del capacitor, el inductor empezaría a cargarse nuevamente hasta saturarse.

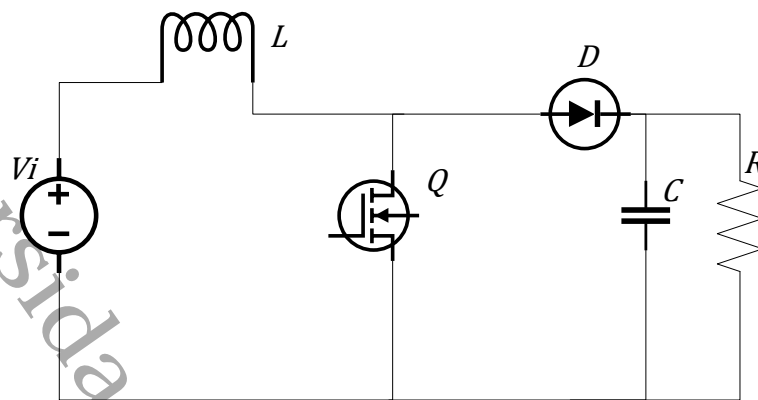


Figura 1.2: Convertidor elevador.

Cuando el interruptor está abierto, se tiene que el circuito del convertidor elevador adquiere la forma de la figura 1.3 por lo que se obtienen las siguientes ecuaciones

$$v_i = v_L + v_C = L \frac{di_L}{dt} + v_C,$$

$$i_L = i_C + i_R = C \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{R}.$$

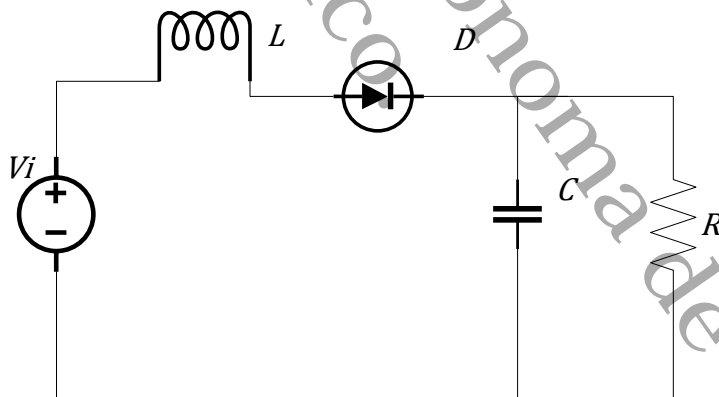


Figura 1.3: Convertidor con interruptor abierto.

Entonces se tiene que, cuando el interruptor está abierto ($Q = \text{Off}$) el convertidor satisface el siguiente sistema de ecuaciones

$$v_i = L \frac{di_L}{dt} + v_C, \tag{1.4}$$

$$i_L = C \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{R}.$$

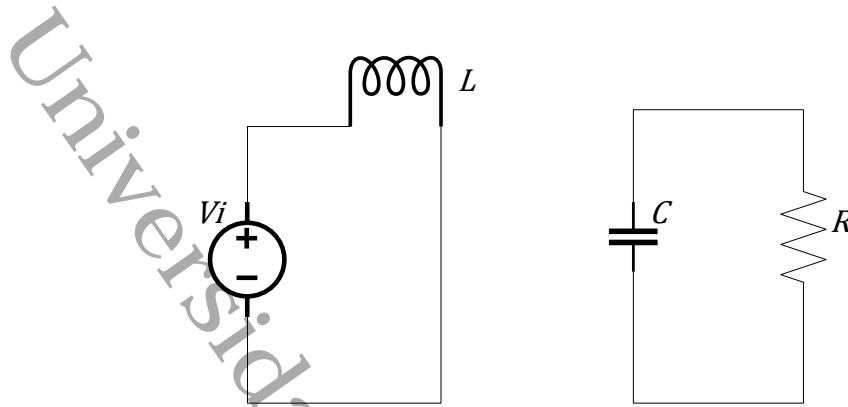


Figura 1.4: Convertidor con interruptor cerrado.

Como se puede ver en la figura 1.4, se tiene que cuando el interruptor está cerrado ($Q = \text{On}$), entonces el esquema del convertidor se puede representar como si este se dividiera en dos circuitos, esto debido a que la parte que se encuentra del lado derecho no recibe voltaje, por lo que la malla del lado izquierdo sólo recibe energía de la fuente, sin embargo, de ambas mallas se obtienen las siguientes ecuaciones

$$v_i = L \frac{di_L}{dt} \quad (1.5)$$

$$0 = C \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{R} \quad (1.6)$$

Ahora que se han obtenido los dos sistemas de ecuaciones, se observa que son muy similares, por lo que, a través de un ajuste, ambos sistemas se pueden representar a través de uno solo que modele el convertidor elevador. Sin embargo, el estudio de ambos casos, tanto para $Q = \text{Off}$ como para $Q = \text{On}$ son necesarios, ya que estos dos estados contribuyen a evitar la saturación en el inductor y permiten obtener el sistema final de ecuaciones que modela el segmento del convertidor elevador.

Puesto que el estado de Q solo puede ser encendido o apagado, la forma en la que se modela habitualmente, es que toma el valor de 1 para cuando esta cerrado y 0 cuando esta abierto, por lo que al tomarse u como el estado de Q entonces la función $(1 - u)$ ayuda a unir los sistemas de ecuaciones que teníamos para cada estado en el siguiente sistema

$$v_i = L \frac{di_L}{dt} + v_C(1 - u),$$

$$i_L(1 - u) = C \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{R}.$$

Note que cuando $u = 0$ se llega al sistema (1.4), y cuando $u = 1$ se llega el sistema (1.5). Por lo tanto, al recomodar las ecuaciones se tiene que el convertidor elevador satisface el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= \frac{v_i}{L} - \frac{v_C}{L}(1-u), \\ \frac{dv_C}{dt} &= \frac{i_L}{C}(1-u) - \frac{v_C}{RC}.\end{aligned}\quad (1.7)$$

A partir de este sistema de ecuaciones diferenciales que modela el convertidor elevador, la figura 1.5 muestra una idea más clara de como se aumenta la corriente en el inductor, basándose en abrir y cerrar el interruptor a una alta frecuencia para que en conjunto todo el circuito aumente el voltaje de salida.

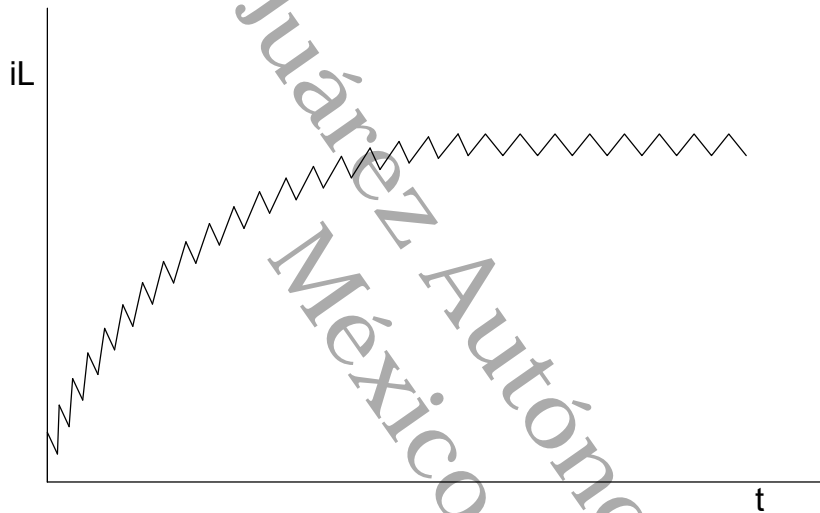


Figura 1.5: Rizo de la corriente i_L .

Lo que se puede observar en la imagen 1.5 es una serie de picos que representan la carga y descarga en el inductor. En la figura 1.5 se puede apreciar como los picos van ascendiendo conforme pasa el tiempo hasta establecerse en un punto que es evidentemente un punto más alto de donde comenzó. Esta ilustración ayuda a tener una mejor idea de como se aumenta el voltaje de salida, ya que al aumentar la corriente en el inductor se distribuye entre el capacitor y la carga, por ende el voltaje de la carga aumenta.

Para determinar el voltaje de rizo, se analizan cada uno de los estados, por un lado tenemos que cuando $Q = \text{Off}$, obtenemos las siguientes ecuaciones que corresponden a la figura 1.3:

$$v_L = v_i - v_o,$$

$$L \frac{di_L}{dt} = v_i - v_o,$$

$$L \frac{\Delta i_{L(off)}}{t_{off}} = v_i - v_o,$$

$$\Delta i_{L(off)} = \frac{v_i - v_o}{L} t_{off}.$$

Por otra parte, tenemos las siguientes ecuaciones que se obtienen de la figura 1.4 y que corresponden a cuando el interruptor $Q = \text{On}$:

$$v_i = v_L,$$

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

$$v_i = L \frac{\Delta i_{L(on)}}{t_{on}},$$

$$\Delta i_{L(on)} = \frac{v_i}{L} t_{on}.$$

Al igualar las ecuaciones obtenidas tanto para $Q = \text{Off}$ y $Q = \text{On}$, teniendo en cuenta que la ecuación para $Q = \text{Off}$ debe tener un signo negativo ya que el rizo en esta parte va hacia abajo, se obtienen las siguientes ecuaciones que nos permiten conocer la ganancia de salida del sistema:

$$\Delta i_{L(on)} = -\Delta i_{L(off)},$$

$$\frac{v_i}{L} t_{on} = -\frac{v_i - v_o}{L} t_{off},$$

$$v_i(t_{on} + t_{off}) = v_o t_{off},$$

$$M = \frac{v_o}{v_i} = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} = \frac{T_s}{t_{off}}$$

$$M = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{1 - D}.$$

Para esto se consideró que D en este caso representa el ciclo de trabajo y no un diodo.

1.2.2. Celda solar

Las siguientes ecuaciones se obtienen del análisis de circuito de la celda solar que se puede observar en la imagen 1.1;

$$I_S = i_{D_f} + i_{R_{sh}} + i_{R_s}, \quad (1.8)$$

$$i_{R_s} = i_{C_f} + i_L, \quad (1.9)$$

$$i_{R_s} = \frac{v_{D_f} - v_{C_f}}{R_s}, \quad (1.10)$$

$$i_{R_{sh}} = \frac{v_{D_f}}{R_{sh}}, \quad (1.11)$$

$$i_{D_f} = I_0 \left(e^{v_{D_f}/V_T} - 1 \right), \quad (1.12)$$

en donde los v e i son voltajes y corrientes respectivamente de los elementos que llevan como subíndice, I_S es la corriente fotogenerada por la celda, R_s y R_{sh} son las resistencias internas de la celda, D_f representa el diodo de la celda, C_f es la capacitancia de acoplamiento de la celda con el convertidor elevador (es el elemento que nos proporciona el valor de v_i que se emplea como fuente de alimentación para el convertidor elevador). Como el dispositivo de acoplamiento de la celda con el convertidor elevador es la capacitancia C_f , esta funge como una fuente de voltaje para el convertidor, por lo que interesa encontrar la expresión v_{C_f} y se obtiene a través del despeje de las ecuaciones obtenidas.

En primer lugar de (1.9) y (1.10) se obtiene

$$v_{D_f} = R_s(i_{C_f} + i_L) + v_{C_f}.$$

Al sustituir (1.9) en (1.8) y despejando para i_{C_f} se obtiene

$$i_{C_f} = I_S - i_{D_f} - i_{R_{sh}} - i_L. \quad (1.13)$$

Usando (1.11), (1.12) y (1.13), se obtiene

$$i_{C_f} = I_S - I_0 \left(e^{v_{D_f}/V_T} - 1 \right) - \frac{v_{D_f}}{R_{sh}} - i_L.$$

De las últimas dos ecuaciones se puede obtener una expresión para i_{C_f} en términos de los estados dinámicos del sistema (v_{C_f} e i_L), que es

$$i_{C_f} = I_S - I_0 \left(e^{(R_s(i_{C_f} + i_L) + v_{C_f})/V_T} - 1 \right) - \frac{R_s}{R_{sh}}(i_{C_f} + i_L) - \frac{v_{C_f}}{R_{sh}} - i_L.$$

Por definición del condensador, se tiene que

$$i_{C_f} = C_f \frac{dv_{C_f}}{dt}.$$

Ya que la variable i_{C_f} se encuentra en la exponencial, no se puede resolver de forma implícita por lo que el sistema se puede trabajar de dos forma diferentes, la primera opción es introducir a i_{D_f} como variable dinámica, es decir

$$\begin{aligned} i_{C_f} &= I_S - i_{D_f} - \frac{R_s}{R_{sh}}(i_{C_f} + i_L) - \frac{v_{C_f}}{R_{sh}} - i_L, \\ i_{D_f} &= I_0 \left(e^{(R_s(i_{C_f} + i_L) + v_{C_f})/V_T} - 1 \right). \end{aligned}$$

La segunda opción, es que el valor de la exponencial sea truncada y aproximada por los primero términos de su serie de Taylor, esto es,

$$e^{(R_s(i_{C_f} + i_L) + v_{C_f})/V_T} \approx 1 + \frac{(R_s(i_{C_f} + i_L) + v_{C_f})}{V_T}.$$

De donde se obtiene que

$$\frac{dv_{C_f}}{dt} \approx \frac{I_S}{\zeta C_f} - \frac{i_L}{C_f} - \frac{v_{C_f}}{\zeta R_{es} C_f}, \quad (1.14)$$

donde

$$\zeta = 1 + \frac{I_0 R_s}{V_T} + \frac{R_s}{R_{sh}}, \quad (1.15)$$

y

$$R_{es} = \left[\frac{I_0}{V_T} + \frac{1}{R_{sh}} \right]^{-1}. \quad (1.16)$$

Al presentar estas dos opciones para trabajar con el sistema, se opta por elegir la segunda opción con el truncamiento de la exponencial, ya que en este caso la complejidad del estudio es menor y los valores con los que se trabajará son aceptables para llevar a cabo este proyecto, tanto desde el punto de vista numérico como real. La primera opción mencionada en los párrafos anteriores, presenta una mejor exactitud en los cálculos y predicciones, sin embargo, esto mismo lleva a una mayor complejidad al tener una nueva variable dinámica y una ecuación diferencial más.

1.2.3. Reparametrización del modelo de la celda

En el estudio de la celda solar de la sección anterior, se ha obtenido una aproximación algo compleja para estudiar en términos de ζ y R_{es} , por lo que se busca tener una ecuación menos compleja a través del estudio de parámetros conocidos, como los son V_{OC} (voltaje en circuito abierto) e I_{SC} (corriente en corto circuito), por lo que se realiza el estudio para la celda solar en cada uno de estos estados.

A través del análisis de circuito, se obtienen las siguientes ecuaciones que satisfacen el estado en el que la celda solar no tiene carga, como lo muestra la figura 1.6

$$\begin{aligned} I_S &= I_D + I_{R_{sh}}, \\ V_D &= V_{oc}, \\ I_{R_{sh}} &= \frac{V_{oc}}{R_{sh}}, \\ I_D &= I_0 (e^{v_D/V_T} - 1) \approx \frac{I_0 V_D}{V_T} = \frac{I_0 V_{oc}}{V_T}. \end{aligned}$$

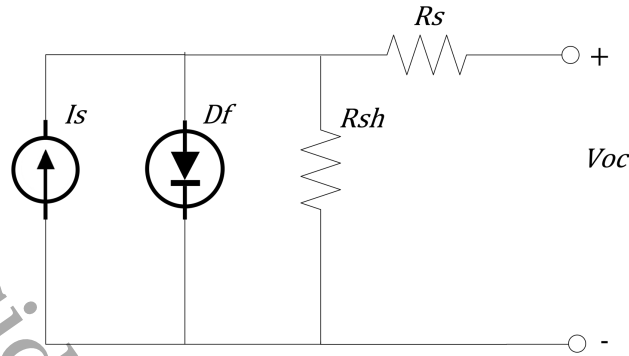


Figura 1.6: Celda solar en circuito abierto.

De estas ecuaciones se puede concluir que

$$\begin{aligned}
 I_s &= \frac{I_0 V_{oc}}{V_T} + \frac{V_{oc}}{R_{sh}} \\
 &= \left(\frac{I_0}{V_T} + \frac{1}{R_{sh}} \right) V_{oc} \\
 &= R_{es}^{-1} V_{oc},
 \end{aligned}$$

por lo que, para R_{es} definido en (1.16), se tiene que

$$I_s R_{es} = V_{oc}. \quad (1.17)$$

En la figura 1.7 se puede ver el diagrama de la celda solar en circuito cerrado para su análisis.

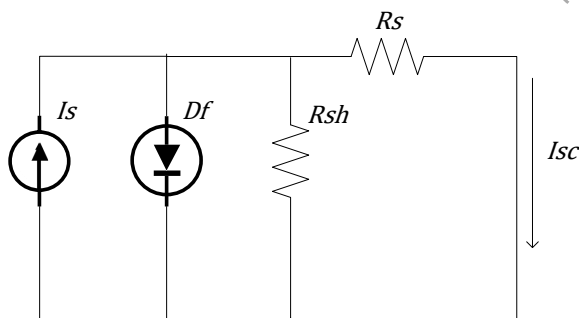


Figura 1.7: Celda solar en circuito cerrado.

De igual manera, a través de un análisis de circuito se obtienen la siguientes ecuaciones que satisfacen este estado

$$\begin{aligned} I_S &= I_D + I_{R_{sh}} + I_{R_s}, \\ I_{R_s} &= I_{SC}, \\ I_{R_{sh}} &= \frac{V_{R_s}}{R_{sh}} = \frac{R_s I_{SC}}{R_{sh}}, \\ I_D &= I_0 (e^{v_D/V_T} - 1) \approx \frac{I_0 V_D}{V_T} = \frac{I_0 R_s I_{SC}}{V_T}. \end{aligned}$$

De estas ecuaciones, se puede concluir que

$$\begin{aligned} I_S &= \frac{I_0 R_s I_{SC}}{V_T} + \frac{R_s I_{SC}}{R_{sh}} + I_{SC} \\ &= \left(\frac{I_0 R_s}{V_T} + \frac{R_s}{R_{sh}} + 1 \right) I_{SC} \\ &= \zeta I_{SC}, \end{aligned}$$

por lo que, para ζ definido en (1.15), se tiene que

$$\frac{I_S}{\zeta} = I_{SC} \quad (1.18)$$

Entonces, al introducir el concepto de resistencia fotovoltaica la cual denotamos como R_f , y haciendo uso de las ecuaciones (1.17) y (1.18) se tiene que

$$R_f = \frac{V_{oc}}{I_{SC}} = \zeta R_{es}.$$

Sustituyendo en (1.14), se tiene que la ecuación que modela la celda fotovoltaica es

$$\frac{dv_{C_f}}{dt} = \frac{I_{SC}}{C_f} - \frac{v_{C_f}}{R_f C_f} - \frac{i_L}{C_f}.$$

1.2.4. Sistema de ecuaciones final

Para modelar matemáticamente el circuito de la figura 1.1, en las ecuaciones del convertidor elevador (1.7) se sustituye v_i con la variables v_{C_f} , ya que el voltaje de entrada del convertidor corresponde al voltaje del capacitor de acoplamiento de la celda solar. Ahora, la expresión $(1 - u)$ que también se conoce como el complemento del ciclo de trabajo, se denotará a partir de ahora como \bar{U} . Ya que el ciclo de trabajo varía entre cero y uno, entonces se tiene la restricción que $0 < \bar{U} < 1$.

El estudio de las siguientes ecuaciones, permitirá analizar su comportamiento al aplicarse técnicas de control que se adapten correctamente al sistema y permitan mantener la estabilidad en el mismo, cuando se presenten variaciones en la carga y la fuente, manteniendo el resto de los parámetros constantes una vez que son elegidos.

El sistema de ecuaciones diferenciales que se usará para modelar el sistema fotovoltaico de la figura 1.1 será:

$$\begin{aligned}\dot{V}_{cf} &= \frac{I_{sc}}{C_f} - \frac{I_L}{C_f} - \frac{V_{cf}}{R_f C_f}, \\ \dot{I}_L &= \frac{V_{cf}}{L} - \frac{\bar{U}V_C}{L}, \\ \dot{V}_C &= \frac{\bar{U}I_L}{C} - \frac{V_C}{RC}.\end{aligned}$$

Capítulo 2

Análisis de estabilidad del modelo

En el capítulo anterior se obtuvieron las ecuaciones que modelan el sistema fotovoltaico. En este capítulo utilizaremos las herramientas de ecuaciones diferenciales para analizar la dinámica local del modelo. Además, aplicaremos la teoría de control para mantener estable el voltaje de salida ante variaciones en la carga. Iniciaremos el estudio considerando el sistema en lazo abierto que es cuando u es independiente de los estados.

2.1. Sistema en Lazo Abierto

Se tiene el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias que modelan el sistema fotovoltaico de una celda solar acoplada con un convertidor elevador:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{cf} &= \frac{I_{sc}}{C_f} - \frac{I_L}{C_f} - \frac{V_{cf}}{R_f C_f}, \\ \dot{I}_L &= \frac{V_{cf}}{L} - \frac{\bar{U} V_C}{L}, \\ \dot{V}_C &= \frac{\bar{U} I_L}{C} - \frac{V_C}{RC}. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Teniendo en cuenta que \bar{U} conmuta con un ciclo de trabajo constante cuando el sistema (2.1) no es retroalimentado, entonces se tiene un campo vectorial lineal y su comportamiento lo determina la matriz exponencial. Para iniciar con el análisis de este sistema, se calculan los puntos de equilibrio igualando cada una de las ecuaciones a cero, puesto que los puntos de equilibrio de este sistema de ecuaciones se encuentra cuando la derivada temporal es igual a cero. Por lo tanto, se debe de satisfacer el siguiente sistema:

$$\begin{bmatrix} 1 & R_f & 0 \\ 1 & 0 & -\bar{U} \\ 0 & \bar{U} R & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cf} \\ I_L \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sc} R_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

El determinante de la matriz cuadrada de la izquierda es $\bar{U}^2 R + R_f$, por lo tanto, tenemos una matriz no singular, y por ende un único punto de equilibrio el cual se obtiene resolviendo

el sistema (2.2). Al resolver el sistema se tiene que

$$\begin{aligned} V_{cf} &= I_{sc}R_k, \\ I_L &= \frac{I_{sc}R_k}{R\bar{U}^2}, \\ V_c &= \frac{I_{sc}R_k}{\bar{U}}, \end{aligned}$$

donde

$$R_k = \left[\frac{1}{\frac{R}{R_f}\bar{U}^2 + 1} \right] \bar{U}^2 R.$$

Al hacer uso de R_k para simplificar las expresiones del punto de equilibrio, se puede notar que en estado estacionario el valor del voltaje de V_c es mayor al voltaje que corresponde a V_{cf} , puesto que $0 < \bar{U} < 1$. Esto se debe a la acción del convertidor elevador. Para estudiar la estabilidad del sistema se realiza el siguiente cambio de coordenadas, el cual traslada el punto de equilibrio al origen,

$$\begin{aligned} V_{cf} &= \tilde{V}_{cf} + I_{sc}R_k, \\ I_L &= \tilde{I}_L + \frac{I_{sc}R_k}{R\bar{U}^2}, \\ V_c &= \tilde{V}_c + \frac{I_{sc}R_k}{\bar{U}}. \end{aligned}$$

Ahora las nuevas variables que aparecen con una tilde representan los cambios de corriente y voltaje alrededor del punto de equilibrio. El siguiente sistema de ecuaciones diferenciales, el cual se encuentra escrito de forma matricial se obtiene de las ecuaciones anteriores, donde las variables con tilde serán los nuevos estados del sistema

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{V}}_{cf} \\ \dot{\tilde{I}}_L \\ \dot{\tilde{V}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_f C_f} & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & -\frac{\bar{U}}{L} \\ 0 & \frac{\bar{U}}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{cf} \\ \tilde{I}_L \\ \tilde{V}_c \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Análisis de Estabilidad

Una vez que se ha realizado el cambio de coordenadas, se puede observar que el sistema (2.3) es un sistema de ecuaciones diferenciales lineales con un punto de equilibrio en el origen, y su estabilidad se puede conocer a través del estudio de las raíces del polinomio característico asociado a la matriz jacobiana del sistema.

El polinomio característico es

$$\lambda^3 + a_2\lambda^2 + a_1\lambda + a_0, \quad (2.4)$$

donde

$$a_2 = \frac{RC + R_f C_f}{RCR_f C_f},$$

$$a_1 = \frac{L + \bar{U}^2 R R_f C_f + RC R_f}{RLC R_f C_f},$$

$$a_0 = \frac{\bar{U}^2 R + R_f}{RLC R_f C_f}.$$

Para que el sistema sea estable, las raíces del polinomio característico (2.4) deben tener parte real negativa. Por el criterio de Routh-Hurwitz, teorema (1.1.4), las raíces del polinomio característico son negativas si se cumple que: $a_0 > 0$, $a_1 > 0$, $a_2 > 0$ y

$$a_2 a_1 - a_0 = \frac{CLR + C_f L R_f + C^2 R^2 R_f + C_f^2 R R_f^2 \bar{U}^2}{C^2 C_f^2 L R^2 R_f^2} > 0.$$

Como los parámetros del sistema corresponden a las características de los elementos electrónicos, todos son positivos. Además, ya que en las condiciones de Routh-Hurwitz solo se tiene suma de términos positivos, concluimos que el punto de equilibrio es globalmente asintóticamente estable.

2.2. Diseño de Funciones de Control

Las funciones de control son de mucha ayuda para cambiar la dinámica del estado físico del sistema, ya que se busca tener una mejor estabilidad del mismo a través del uso de estas funciones, las cuales ayudan a compensar aquellas condiciones del sistema que alteran su estabilidad. El propósito es garantizar la estabilidad asintótica del sistema y eliminar las propiedades negativas como lo son: las oscilaciones y los picos de corriente y voltaje que se generan por la configuración del mismo sistema. En el estudio real, estas funciones son programadas en un microcontrolador o dispositivo de control, en el cual se pueden generar las señales de control (\bar{U}), obtenidas por medio de los análisis planteados en esta sección.

2.2.1. Sistema con control

Se denotan las variables

$$x = [x_1, x_2, x_3]^T = [V_{c_f}, I_L, V_c]^T,$$

$$u(x) = \bar{U}(V_{c_f}, I_L, V_c),$$

$$v = I_{sc}.$$

Así el sistema (2.1) se escribe de la siguiente forma

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \frac{1}{C_f} \left[v - x_2 - \frac{x_1}{R_f} \right], \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{L} [x_1 - u(x)x_3], \\ \dot{x}_3 &= \frac{1}{C} [u(x)x_2 - \frac{x_3}{R}].\end{aligned}$$

Para analizar la dinámica local del sistema se encuentran sus puntos de equilibrio, los cuales corresponden a igualar la derivada a cero, por lo que se obtiene

$$v = \frac{x_1}{R_f} + x_2, \quad (2.5)$$

$$x_1 = u(x)x_3, \quad (2.6)$$

$$\frac{x_3}{R} = u(x)x_2, \quad (2.7)$$

donde $0 < u(x) < 1$. Esta restricción se da debido a los valores que puede tomar el ciclo de trabajo. Además, $v > 0$ ya que se está considerando el modelo donde la celda solar siempre entrega energía.

Nótese que las coordenadas del punto de equilibrio son diferentes de cero, ya que si alguna componente del equilibrio es cero, entonces de las relaciones (2.6) y (2.7) se obtiene que las otras dos son cero. Pero si estas son cero, entonces por (2.5) $v = 0$, sin embargo, se está suponiendo que $v > 0$. Por lo tanto, bajo estas hipótesis, el origen no es un punto de equilibrio y de hecho no existe ningún punto de equilibrio sobre los planos coordenados, ya que ninguna componente del punto de equilibrio puede ser cero.

Despejando $u(x)$ de (2.6) y (2.7), se obtiene

$$0 < u(x) = \frac{x_1}{x_3} = \frac{x_3}{R x_2}. \quad (2.8)$$

En consecuencia, si $x_i > 0$ para algún i , entonces por (2.8) y porque los parámetros son positivos, se tiene que el resto de las componentes son positivas. Análogamente, si $x_i < 0$ para algún i , entonces las demás componentes son negativas. Por lo tanto, de la positividad de v se concluye que el punto de equilibrio se encuentra en el octante positivo.

De (2.8) se tiene la siguiente ecuación

$$x_1 x_2 = \frac{x_3^2}{R},$$

la cual demuestra la ley de conservación de energía, porque muestra que toda la potencia de entrada del convertidor, es transferida hasta llegar a la carga del sistema.

Como se busca que el equilibrio sea globalmente asintóticamente estable, entonces se buscan las condiciones sobre $u(\mathbf{x})$ para que esto se logre. En primer lugar, trasladaremos el punto de equilibrio al origen.

Sea $\bar{\mathbf{x}} \in \mathbb{R}^3$ tal que $\mathbf{f}(\bar{\mathbf{x}}) = \mathbf{0}$. Definiendo $\mathbf{y} = \mathbf{x} - \bar{\mathbf{x}}$ se sigue que $\dot{\mathbf{y}} = \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \mathbf{f}^*(\mathbf{y})$. Note que $\mathbf{f}^*(\mathbf{0}) = \mathbf{f}(\bar{\mathbf{x}}) = \mathbf{0}$. Calculamos el punto de equilibrio usando (2.5)-(2.7) y obtenemos

$$\begin{aligned}\bar{x}_1 &= \frac{RR_f u^2(\bar{x})v}{R_f + Ru^2(\bar{x})}, \\ \bar{x}_2 &= \frac{R_f v}{R_f + Ru^2(\bar{x})}, \\ \bar{x}_3 &= \frac{RR_f u(\bar{x})v}{R_f + Ru^2(\bar{x})},\end{aligned}$$

ahora tomando $h(y) = u(\bar{x} + y)$, tenemos

$$\begin{aligned}\bar{x}_1 &= R\beta h^2(\mathbf{0}), \\ \bar{x}_2 &= \beta, \\ \bar{x}_3 &= R\beta h(\mathbf{0}),\end{aligned}$$

donde

$$\beta = \frac{v}{1 + \frac{R}{R_f} h^2(\mathbf{0})} > 0,$$

ya que $\dot{x} = \dot{y}$ y $x = y + \bar{x}$, el sistema se transforma en

$$\begin{aligned}\dot{y}_1 &= \frac{1}{C_f} \left[-y_2 - \frac{y_1}{R} \right], \\ \dot{y}_2 &= \frac{1}{L} \left[y_1 - h(\mathbf{y})y_3 + R\beta h(\mathbf{0})[h(\mathbf{0}) - h(\mathbf{y})] \right], \\ \dot{y}_3 &= \frac{1}{C} \left[h(\mathbf{y})y_2 - \frac{y_3}{R} - \beta[h(\mathbf{0}) - h(\mathbf{y})] \right],\end{aligned}$$

el punto de equilibrio de este sistema es el cero y la matriz jacobiana del sistema es

$$Df^*(y) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_f R_f} & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & -\frac{u(\bar{x})}{L} \\ 0 & \frac{u(\bar{x})}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix}.$$

2.2.2. Control basado en modos deslizantes

Para continuar con el estudio de estabilidad se considera la siguiente función de Lyapunov

$$V(\mathbf{y}) = \frac{C_f}{2} y_1^2 + \frac{L}{2} y_2^2 + \frac{C}{2} y_3^2,$$

Donde su derivada es

$$\begin{aligned}\dot{V}(\mathbf{y}) &= Cy_1\dot{y}_1 + Ly_2\dot{y}_2 + Cy_3\dot{y}_3 \\ &= -\frac{y_1^2}{R_f} - \frac{y_3^2}{R} + \beta[h(\mathbf{0}) - h(\mathbf{y})][Rh(\mathbf{0})y_2 - y_3].\end{aligned}$$

La teoría de ecuaciones diferenciales ordinarias dice que el sistema es globalmente asintóticamente estable, si la derivada de la función de Lyapunov es negativa.

Ya que el último término de la derivada de la función de Lyapunov es el único sumando positivo que aparece, entonces una propuesta para garantizar que esta derivada sea negativa, es que se cumpla la condición

$$[h(\mathbf{0}) - h(\mathbf{y})][Rh(\mathbf{0})y_2 - y_3] < 0.$$

Esto se puede lograr tomando

$$h(\mathbf{0}) - h(\mathbf{y}) = -\alpha \operatorname{sgn}(Rh(\mathbf{0})y_2 - y_3). \quad (2.9)$$

Aquí α es real positivo. En efecto

$$\begin{aligned}[h(\mathbf{0}) - h(\mathbf{y})][Rh(\mathbf{0})y_2 - y_3] &= -\alpha(\operatorname{sgn}(Rh(\mathbf{0})y_2 - y_3))^2 |Rh(\mathbf{0})y_2 - y_3| \\ &= -\alpha |Rh(\mathbf{0})y_2 - y_3| \\ &< 0 \quad \text{para todo} \quad \mathbf{y} \neq 0.\end{aligned}$$

Recordando la ley de control $h(\mathbf{y}) = u(\bar{\mathbf{x}} + \mathbf{y})$, se despeja la señal de control de la ecuación (2.9), la cual queda como

$$u(\mathbf{x}) = u(\bar{\mathbf{x}}) + \alpha \operatorname{sgn}(Ru(\bar{\mathbf{x}})y_2 - y_3),$$

que se puede restringir para que solo tome valores entre cero y uno, tomando

$$0 < \alpha < \frac{1}{2}(1 - |1 - 2u(\bar{\mathbf{x}})|).$$

2.2.3. Control por moldeo de energía basado en pasividad

La metodología del diseño del control se puede resumir en los siguientes pasos:

1. Representar el sistema real como $D\dot{x} + Cx + Rx = u$, donde D y R son matrices diagonales y C es antisimétrica.
2. Definir el sistema deseado $D\dot{x}_d + Cx_d + Rx_d = u_d$.
3. Obtener la ecuación de error $D\dot{e} + Ce + Re = u - u_d$ empleando la definición del error $e = x - x_d$.

4. Mostrar que la función $V(e) = \frac{1}{2}e^T D e$ es una función de Lyapunov para el sistema.
5. Encontrar el control u basado en pasividad que garantice que $\dot{V}(e) = e^T D \dot{e} < 0$.

En esta sección, se aplica esta metodología al sistema (2.1). Empleando la formulación de Euler-Lagrange, el sistema puede expresarse como

$$D\dot{x} + Cx + Rx = u, \quad (2.10)$$

para el cual las matrices D , C y R están dadas por

$$D = \begin{bmatrix} C_f & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & \bar{U} \\ 0 & -\bar{U} & 0 \end{bmatrix}; \quad R = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix};$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} I_{sc} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

donde $x_1 = V_{cf}$; $x_2 = I_L$; $x_3 = V_C$ son los estados del sistema, y \dot{x} el vector de sus derivadas respectivamente. Se tiene que $D, C, R \in \mathbb{M}_{3 \times 3}$, las matrices D y R son diagonales con entradas positivas, por lo que son matrices simétricas definidas positivas. En el sistema, la matriz D contiene a los elementos que almacenan energía mientras que R contiene a los elementos que disipan energía. Por otra parte, la matriz C contiene a los elementos que no aportan ni disipan energía (interruptores) y es antisimétrica, es decir, $C = -C^T$. Por último, u es un vector de fuerzas externas (en este caso corresponde a la corriente I_{SC}).

Observación 2.2.1 Sea $A \in \mathbb{M}_{n \times n}$ y $x \in \mathbb{R}^n$. Si A es antisimétrica entonces $x^T A x = 0$.

De acuerdo a la metodología, se desea modificar la dinámica del sistema (2.10), llevándolo a un estado deseado (con subíndice d), regido por el siguiente sistema

$$D\dot{x}_d + Cx_d + Rx_d = u_d. \quad (2.11)$$

Si los sistemas (2.10) y (2.11) no son iguales, entonces existe un error dado por la expresión

$$D\dot{e} + Ce + Re = u - u_d, \quad (2.12)$$

en donde: $\dot{e} = \dot{x} - \dot{x}_d$, $e = x - x_d$. La ley de control se diseña, de tal manera que el sistema sea estable, por lo que se propone la siguiente función de Lyapunov

$$V(e) = \frac{1}{2}e^T D e. \quad (2.13)$$

Para mostrar que la función (2.13) satisface el teorema de estabilidad de Lyapunov, se debe cumplir que: $V(0) = 0$; $V(e) > 0$; $\dot{V}(e) \leq 0$; lo cual asegura que (2.13) tiene un punto de equilibrio estable (si $\dot{V}(e) \leq 0$) o asintóticamente estable (si $\dot{V}(e) < 0$). Ya que D es diagonal con entradas positivas, se tiene que $V(0) = 0$ y $V(e) > 0$. Derivando (2.13) se tiene

$$\dot{V}(e) = e^T D \dot{e}. \quad (2.14)$$

Despejando $D \dot{e}$ de (2.12) y sustituyendo en (2.14) se llega a

$$\dot{V}(e) = -e^T C e - e^T R e + e^T [u - u_d].$$

Como C es antisimétrica, $e^T C e = 0$. Dado que R es definida positiva, $-e^T R e < 0$. Por lo que

$$\dot{V}(e) = -e^T R e + e^T [u - u_d], \quad (2.15)$$

es semidefinida negativa si $e^T [u - u_d] = 0$. Es decir, basta que $u = u_d$ para que el punto de equilibrio sea asintóticamente estable; por lo que la ley de control resulta

$$u = D \dot{x}_d + C x_d + R x_d - R_{am} e, \quad (2.16)$$

donde, para aumentar o apresurar la convergencia del sistema al punto de equilibrio, se ha añadido la matriz de inyección de amortiguamiento R_{am} ; tal que $R_{am} \in \mathbb{M}_{3 \times 3}$ y además es definida positiva. Los vectores y las matrices de (2.16) están definidos por

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_{sc} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C_f & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_{1d} \\ \dot{x}_{2d} \\ \dot{x}_{3d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & \bar{U} \\ 0 & -\bar{U} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1d} \\ x_{2d} \\ x_{3d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1d} \\ x_{2d} \\ x_{3d} \end{bmatrix} \\ &- \begin{bmatrix} R_{1am} & 0 & 0 \\ 0 & R_{2am} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_{3am}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 - x_{1d} \\ x_2 - x_{2d} \\ x_3 - x_{3d} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Los elementos que resultan del producto R_{am} con los errores $x_k - x_{kd}$, $k \in \{1, 2, 3\}$ deben tener congruencia con las unidades de la ecuación que participan, por tal motivo la matriz R_{am} se define como aparece en (2.17), teniendo en cuenta que los productos $R_{1am}(x_1 - x_{1d})$ y $\frac{1}{R_{3am}}(x_3 - x_{3d})$ son voltajes, mientras que el producto $R_{2am}(x_2 - x_{2d})$ corresponde a corriente.

Nótese que la introducción de R_{am} permite escribir la expresión (2.15) como $\dot{V}(e) = -e^T R_{eq} e + e^T [u - u_d]$, donde $R_{eq} = R + R_{am}$, lo cual implica que $\dot{V}(e) < 0$ si $e^T (u - u_d) = 0$, es decir, se tiene un punto de equilibrio asintóticamente estable.

Los objetivos, o estados deseados del sistema, pueden establecerse como

$$\begin{aligned} I_L &\rightarrow i^*; i^* = G V_i, \\ V_C &\rightarrow V_d, \end{aligned} \quad (2.18)$$

donde i^* y V_d son los valores deseados para las variables I_L y V_C respectivamente. Para garantizar que el $CFP = 1$ la corriente de entrada debe tener la misma forma y ángulo de fase que el voltaje de entrada V_i , por tal motivo $i^* = GV_i$; donde G es una ganancia aún no definida, que se utiliza para modular la amplitud de la corriente de referencia i^* , tal que el voltaje de salida V_C permanezca en el valor deseado V_d ante variaciones en la carga del sistema.

Para calcular el valor de G , en este trabajo se utiliza

$$\frac{dG}{dt} = K_i \tilde{\xi} + K_p \frac{d\tilde{\xi}}{dt}, \quad (2.19)$$

usando la definición del error para el voltaje $\tilde{\xi} = x_{3d} - x_3 = V_d - V_C$. Expresando (2.19) en el dominio del tiempo se tiene

$$G = K_p \tilde{\xi} + K_i \int_0^t \tilde{\xi} d\tau.$$

Las variables x_{1d} , x_{2d} y x_{3d} son definidas por el comportamiento deseado dado en la expresión (2.18); donde el valor deseado de x_2 es $x_{2d} = i^*$ y el valor deseado de x_3 está definido por $x_{3d} = V_d$. Tenemos entonces que

$$\begin{aligned} x_{2d} &= i^* = V_i G = x_1 G, \\ \dot{x}_{2d} &= \dot{i}^* = x_1 \dot{G} + G \dot{x}_1. \end{aligned}$$

Con las expresiones obtenidas de los valores deseados del sistema, se puede obtener la ley de control de manera explícita de la segunda ecuación del sistema (2.17), la cual queda expresada como

$$\begin{aligned} u(x) &= [x_{1d} - L\dot{x}_{2d} + R_{2am}(x_2 - x_{2d})] \frac{1}{x_{3d}}, \\ u(x) &= [x_1 - Li^* + R_{am}(x_2 - i^*)] \frac{1}{V_d}. \end{aligned}$$

Las explicaciones más extensas y profundas sobre la aplicación de este control pueden consultarse en las referencias [O] y [HRRM].

2.2.4. Control por modo deslizante adaptativo

Los controladores por modos deslizantes (SMC) se han utilizado ampliamente en convertidores dc-dc, gracias a que es posible, en muchos casos, adaptar una función de Lyapunov al sistema y demostrar su estabilidad. Los SMC pueden basarse en histéresis o modulación, sin embargo, un inconveniente de esta técnica es la frecuencia de conmutación variable en la operación. Una alternativa de solución es el uso de un control equivalente (derivado de las técnicas de control de modos deslizantes) para ajustar un ancho de pulso modulador (PWM), y en este caso, el control se comporta como un controlador de ciclo de trabajo tradicional con

una frecuencia de conmutación constante, tal es el caso del control adaptativo, el cual está diseñado usando estimadores de estado y garantiza que, en modo deslizante, los sistemas en lazo cerrado son asintóticamente estables [SL].

Las ecuaciones diferenciales que modelan el sistema estudiado en este trabajo son:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \frac{1}{C_f} \left[v - x_2 - \frac{x_1}{R_f} \right], \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{L} [x_1 - (1-u)x_3], \\ \dot{x}_3 &= \frac{1}{C} [(1-u)x_2 - \theta x_3], \quad \theta = \frac{1}{R}\end{aligned}\tag{2.20}$$

En este control se asume que las tres variables son accesibles. Además, un estimador es usado para facilitar el diseño de las leyes de adaptación del parámetro $\hat{\theta}$, el estimado de θ . Además, se mostrará que $\hat{\theta}$ tiende a $(1/R)$. Para este fin se considera el siguiente sistema:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= \left[v - \hat{x}_2 - \frac{\hat{x}_1}{R_f} \right] \frac{1}{C_f} + k_0(x_1 - \hat{x}_1), \\ \dot{\hat{x}}_2 &= \frac{\hat{x}_1}{L} - \frac{(1-u)\hat{x}_3}{L} + k_1(x_2 - \hat{x}_2), \\ \dot{\hat{x}}_3 &= \frac{(1-u)\hat{x}_2}{C} - \frac{\hat{\theta}x_3}{C} + k_2(x_3 - \hat{x}_3),\end{aligned}\tag{2.21}$$

donde, $k_0 > 0$, $k_1 > 0$ y $k_2 > 0$ son las ganancias del observador y \hat{x}_1 , \hat{x}_2 y \hat{x}_3 son los estimados de x_1 , x_2 y x_3 , respectivamente. Tomando $\tilde{x} = x - \hat{x}$, $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$ y usando (2.20) y (2.21), se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_1 &= -\frac{\tilde{x}_2}{C_f} - \frac{\tilde{x}_1}{C_f R_f} - k_0 \tilde{x}_1, \\ \dot{\tilde{x}}_2 &= \frac{\tilde{x}_1}{L} - \frac{(1-u)\tilde{x}_3}{L} - k_1 \tilde{x}_2, \\ \dot{\tilde{x}}_3 &= \frac{(1-u)\tilde{x}_2}{C} - \frac{\tilde{\theta}x_3}{C} - k_2 \tilde{x}_3.\end{aligned}$$

Para generar la ley de adaptación, se considera la siguiente función de Lyapunov cuadrática:

$$V = \frac{1}{2}L\tilde{x}_2^2 + \frac{1}{2}C\tilde{x}_3^2 + \frac{1}{2\gamma_1}\tilde{\theta}^2 + \frac{1}{2}C_f\tilde{x}_1^2,$$

donde γ_1 es un parámetro de diseño. Además,

$$\begin{aligned}\dot{V} &= L\tilde{x}_2\dot{\tilde{x}}_2 + C\tilde{x}_3\dot{\tilde{x}}_3 + \frac{\tilde{\theta}\dot{\tilde{\theta}}}{\gamma_1} + C_f\tilde{x}_1\dot{\tilde{x}}_1 \\ &= L\tilde{x}_2 \left[\frac{\tilde{x}_1}{L} - \frac{(1-u)\tilde{x}_3}{L} - k_1\tilde{x}_2 \right] + C\tilde{x}_3 \left[\frac{(1-u)\tilde{x}_2}{C} - \frac{\tilde{\theta}x_3}{C} - k_2\tilde{x}_3 \right] \\ &\quad - \frac{1}{\gamma_1}\tilde{\theta}\dot{\tilde{\theta}} + C_f\tilde{x}_1 \left[-\frac{\tilde{x}_2}{C_f} - \frac{\tilde{x}_1}{C_f R_f} - k_0\tilde{x}_1 \right] \\ &= -k_1L\tilde{x}_2^2 - k_2C\tilde{x}_3^2 - \tilde{\theta} \left[x_3\tilde{x}_3 + \frac{1}{\gamma_1}\dot{\tilde{\theta}} \right] - \frac{\tilde{x}_1^2}{R_f} - k_0C_f\tilde{x}_1^2.\end{aligned}$$

La ley de adaptación se determina cancelando los términos entre paréntesis y esta dada por

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\gamma_1 x_3 \tilde{x}_3. \quad (2.22)$$

Con la ley de adaptación (2.22), se obtiene que

$$\dot{V} = -k_1L\tilde{x}_2^2 - k_2C\tilde{x}_3^2 - \left[\frac{1}{R_f} + k_0C_f \right] \tilde{x}_1^2,$$

la cual es estrictamente negativa ya que todos los parámetros son positivos y las variables se encuentran elevadas al cuadrado.

Consideramos la siguiente superficie de conmutación:

$$\sigma = \hat{x}_2 - \frac{V_{\text{ref}}^2 \hat{\theta}}{\hat{x}_1},$$

donde V_{ref} es el voltaje de salida deseado. Para obtener el control del sistema se usa la condición de invariancia, se deriva σ con respecto al tiempo y se iguala $\dot{\sigma} = 0$.

Ya que

$$\begin{aligned}\dot{\sigma} &= \dot{\hat{x}}_2 - V_{\text{ref}}^2 \left[\frac{\dot{\hat{\theta}}\hat{x}_1 - \dot{\hat{x}}_1\hat{\theta}}{\hat{x}_1^2} \right] \\ &= \dot{\hat{x}}_2 - V_{\text{ref}}^2 \left[\frac{(-\gamma_1 x_3 \tilde{x}_3)\hat{x}_1 - \dot{\hat{x}}_1\hat{\theta}}{\hat{x}_1^2} \right],\end{aligned}$$

igualando a cero y usando la sustitución de (2.21) se llega a

$$\frac{\hat{x}_1}{L} - \frac{(1-u)\hat{x}_3}{L} + k_1(x_2 - \hat{x}_2) = V_{\text{ref}}^2 \left[\frac{(-\gamma_1 x_3 \tilde{x}_3)\hat{x}_1 - \left(\left(v - \hat{x}_2 - \frac{\hat{x}_1}{R_f} \right) \frac{1}{C_f} + k_0(x_1 - \hat{x}_1) \right) \hat{\theta}}{\hat{x}_1^2} \right].$$

Entonces el control equivalente está dado por

$$u = 1 - \frac{V_{\text{ref}}^2 \gamma_1 x_3 \tilde{x}_3 L}{\hat{x}_1} + \frac{\hat{\theta} L \left(\left(v - \hat{x}_2 - \frac{\hat{x}_1}{R_f} \right) \frac{1}{C_f} + k_0 (x_1 - \hat{x}_1) \right)}{\hat{x}_1^2} + \hat{x}_1 + k_1 L \tilde{x}_2.$$

Universidad Juárez Autónoma de Tabasco.
México.

Capítulo 3

Simulación

En esta sección, se ha trabajado con el entorno Simulink de MATLAB para realizar las simulaciones correspondientes, de acuerdo a los resultados matemáticos encontrados, para que de manera visual, se pueda observar el comportamiento del sistema, y así tener una mejor interpretación de la información previamente obtenida a través del análisis matemático. El entorno de Simulink permite trabajar con la función S, por medio de la cual se podrá simular el sistema estudiado, mediante las ecuaciones diferenciales que rigen su comportamiento y que se han obtenido en el capítulo 2 mediante las diversas técnicas de análisis de circuitos. La simulaciones presentadas en este capítulo, nos muestran visualmente las respuestas del sistema en lazo abierto, y su comportamiento en lazo cerrado cuando se aplican los controles propuestos para mejorar su respuesta.

3.1. Cálculo de parámetros

Inicialmente, se calculan los parámetros que se encuentran involucrados en el sistema. Para que la simulación sea de utilidad y refleje un comportamiento cercano a la realidad, se trabaja con valores reales de los elementos involucrados. Para este proyecto, se ha trabajado con un panel solar marca Solartec modelo sp60pc-250, el cual, en su etiqueta de datos brinda la información necesaria para calcular su resistencia fotovoltaica, este panel entrega un $V_{OC} = 36V$ e $I_{SC} = 8A$, por lo que tenemos una resistencia fotovoltaica

$$R_f = \frac{V_{OC}}{I_{SC}} = \frac{36V}{8A} = 4.5\Omega.$$

En primera instancia, se realiza el cálculo del ciclo de trabajo en lazo abierto para el sistema deseado, ya que este será el comportamiento que se espera al transcurrir un periodo de tiempo largo (en estado estacionario), en donde el ciclo de trabajo con control y en lazo abierto son iguales, es decir, $\bar{U} = u(\bar{x})$. Se desea que el comportamiento del sistema sea estable ante perturbaciones en la carga, así como se ha determinado en el análisis de estabilidad. Así mismo, se busca que el voltaje de salida del sistema V_C sea constante, entonces el ciclo de trabajo se puede despejar del equilibrio, teniendo así

$$V_C = \frac{I_{SC} R_k}{u(\bar{x})} = \frac{I_{SC} R u(\bar{x})}{\frac{R}{R_f} u^2(\bar{x}) + 1},$$

al resolver para $u(\bar{x})$ se obtiene

$$\begin{aligned} u(\bar{x}) &= \frac{1}{2} \left[\frac{R_f I_{SC}}{V_C} \pm \sqrt{\frac{R_f^2 I_{SC}^2}{V_C^2} - \frac{4R_f}{R}} \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{V_{OC}}{V_C} \pm \sqrt{\frac{V_{OC}^2}{V_C^2} - \frac{4R_f}{R}} \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{V_{OC}}{V_C} \pm \sqrt{1 - 4 \frac{P_{out}}{P_{in}}} \right]. \end{aligned}$$

Para obtener un valor de $u(\bar{x})$ en los números reales, se requiere que

$$P_{out} \leq \frac{P_{in}}{4}.$$

Cuando se desea tener la máxima potencia en la salida del convertidor, se debe tomar en cuenta de la desigualdad anterior que la potencia máxima que se puede lograr deber ser un cuarto de la potencia de entrada, por lo que el ciclo de trabajo que se obtiene es

$$u(\bar{x}) = \frac{1}{2} \frac{V_{OC}}{V_C}.$$

Ya que el funcionamiento del convertidor es amplificar el voltaje de salida, se tiene como condiciones que $0 < V_{OC} < V_C$, por consiguiente el ciclo de trabajo queda acotado como

$$0 < u(\bar{x}) < \frac{1}{2}.$$

Por lo que la potencia máxima de salida es

$$P_{out} = \frac{P_{in}}{4} = \frac{(V_{OC})(I_{SC})}{4} = \frac{(36V)(8A)}{4} = 72W.$$

A fin de que los valores de la simulación se asemejen a los resultados reales, se propone trabajar con una resistencia de 100Ω , ya que alrededor de este valor se pueden encontrar resistencias que trabajen a una alta potencia, como lo es este caso en donde se pretende obtener un voltaje de salida de $V_{out} = 61V$.

Usando este voltaje de salida como deseado, y ya que al hacer las mediciones con el panel solar se obtiene un voltaje promedio de $30.5V$, el ciclo nominal de trabajo queda expresado como

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1 - D} = \frac{V_{Cf}}{1 - u(x)},$$

$$u(x) = 1 - \frac{V_{Cf}}{V_{out}} = 1 - \frac{30.5}{61} = 0.5.$$

Ahora, se calcula el valor del equilibrio en estado estacionario, ya que estos valores son necesarios para el diseño del convertidor elevador a través de las fórmulas que se encuentran en el apéndice A. Cabe mencionar, que se está trabajando con una frecuencia de conmutación de $50kHz$, el cual es un valor adecuado para trabajar en el diseño de un convertidor elevador

$$V_{Cf} = \bar{U}V_C = \bar{U}V_{out} = (0.5)61V = 30.5V,$$

$$I_L = \frac{V_C}{\bar{U}R} = \frac{61V}{(0.5)100\Omega} = 1.22A,$$

$$V_C = V_{out} = 61V.$$

Ya que se han obtenido los valores del equilibrio, se calcula el valor del inductor

$$L = \frac{DV_{in}}{\Delta i_l(on)f_s} = \frac{(1 - u(\bar{x}))V_{Cf}}{(I_L * 0.187)50kHz} = \frac{(1 - 0.5)30.5V}{1.22A(0.187)(50kHz)} = 1.33mH,$$

y del capacitor del convertidor

$$C = \frac{DP_{out}}{\Delta V_{out}V_{out}f_s} = \frac{(1 - 0.5)72W}{0.041(61V)^2(50kHz)} = 4.7\mu F.$$

El último valor del sistema que se elige es el capacitor de acoplamiento, escogiendo un valor de $C_f = 100\mu F$, con la finalidad que el capacitor mantenga constante el voltaje de salida de la celda, el cual es considerado como el voltaje de entrada del convertidor, este es un valor bastante pequeño para que le tome poco tiempo en cargarse y llegar al valor esperado en V_{Cf} , al igual que es un valor comercial fácil de encontrar y que ha presentado buenos resultados en la fase experimental como en la referencia [A].

3.2. Sistema en lazo abierto

En esta sección, se muestra la simulación del sistema en lazo abierto (sin retroalimentación) después de haber obtenido los parámetros del mismo. Las soluciones de las ecuaciones

diferenciales se han obtenido a través del uso de Función S, las cuales son subrutinas vinculadas dinámicamente, que el motor de ejecución de MATLAB puede cargar y ejecutar automáticamente, además de trabajar en conjunto con bloques en el entorno de Simulink, y se ha trabajado con un orden de paso de 1×10^{-8} ya que permite obtener simulaciones estables y más apegadas a la realidad.

Lo que se puede observar en las figuras 3.1, 3.2 y 3.3, son los valores que toman las tres variables estudiadas en este sistema desde su estado inicial hasta llegar al equilibrio, que en este caso corresponden a 30.5V, 1.22A y 61V respectivamente para V_{C_f} , I_L y V_C en el sistema promediado. Sin embargo, ya que el convertidor elevador requiere una conmutación para elevar el voltaje de salida, se puede observar un rizo tanto en las variables I_L como V_C , que son las variables del sistema que corresponden al convertidor. En la figura 3.4 se puede ver la señal de control $u(x)$ generando una conmutación con un ciclo de trabajo constante, y además, se puede analizar que aún al tener esta señal como constante el sistema alcanza el equilibrio en poco tiempo, por lo que se espera obtener mejoras en la disminución de las oscilaciones y estabilidad global del sistema al implementar las leyes de control estudiadas.

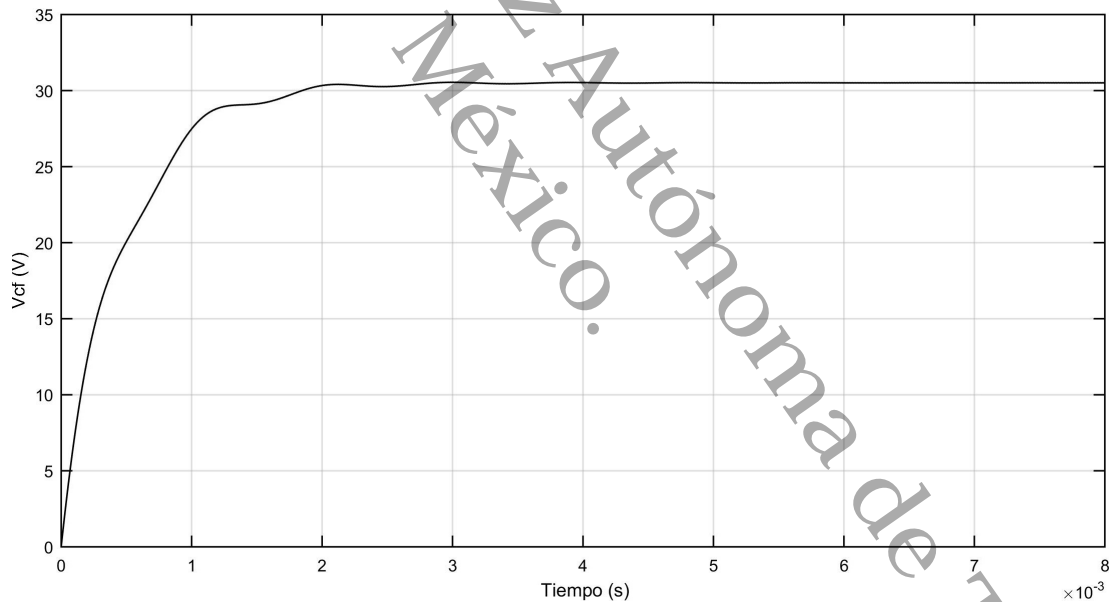
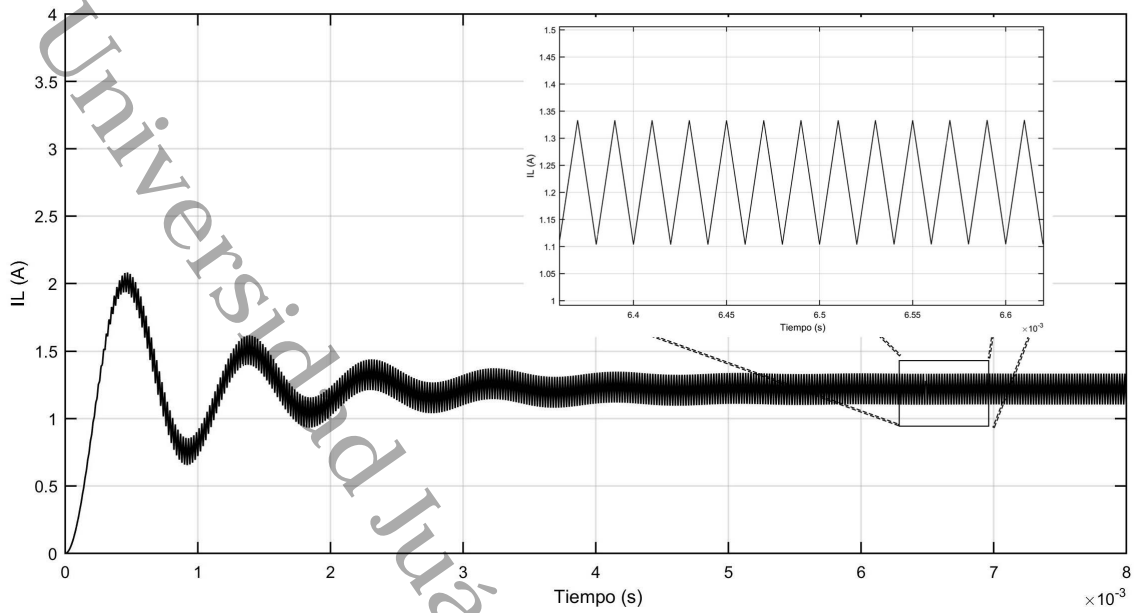
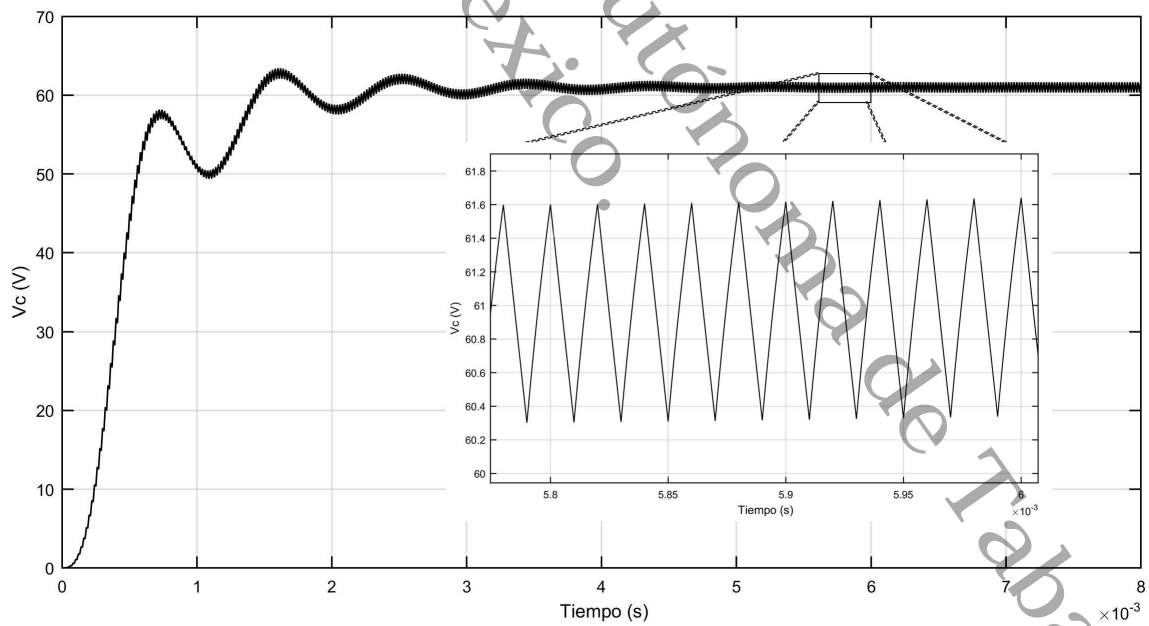


Figura 3.1: V_{C_f} en lazo abierto.

Figura 3.2: I_L en lazo abierto.Figura 3.3: V_C en lazo abierto.

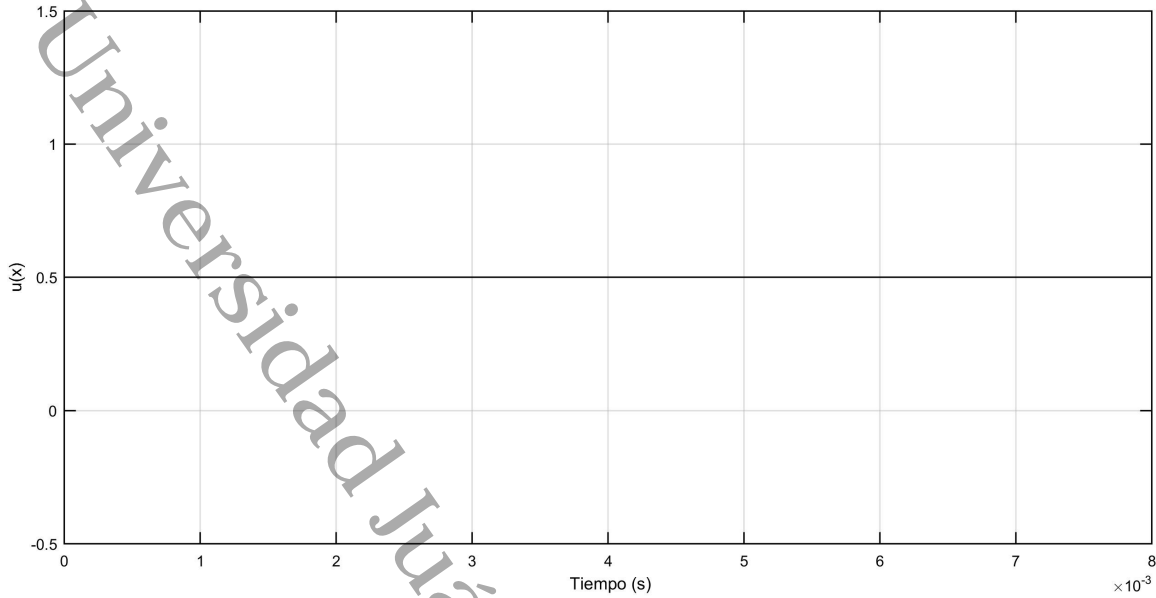


Figura 3.4: Señal de control $u(x)$ constante en lazo abierto.

3.3. Sistema en lazo cerrado

En esta sección, se presentan las simulaciones del sistema con retroalimentación y usando las técnicas de control propuestas en este trabajo. Tanto los parámetros como las ecuaciones diferenciales que modelan el sistema son los mismos, tan solo varía la señal de control $u(x)$, la cual es generada por la leyes de control propuestas en el capítulo anterior. Se puede, notar que las oscilaciones se reducen antes de que el sistema alcance la estabilidad global asintótica.

3.3.1. Control basado en modos deslizantes

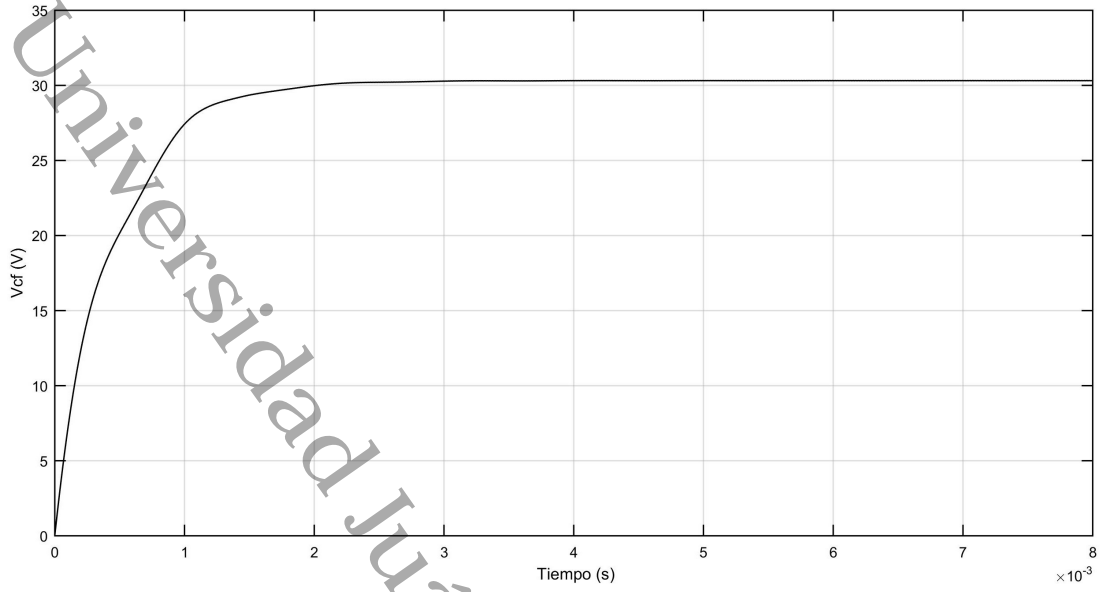
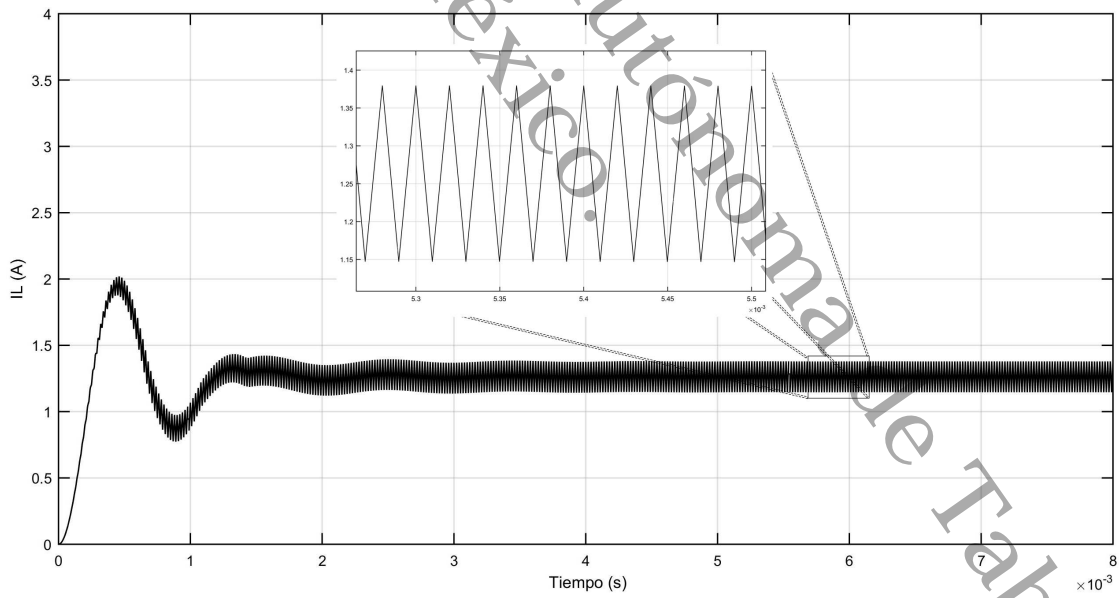
El control basado en modos deslizantes se estudió en la sección 2.2.2, donde se encontró una señal de control $u(x)$ basada en la función signo, tomando la siguiente restricción para α

$$0 < \alpha < \frac{1}{2}(1 - |1 - 2u(\bar{x})|),$$

la cual garantiza que la señal de control solo tome valores entre 0 y 1, de modo que para estas simulaciones se ha tomado

$$\alpha = \frac{1}{2}(1 - |1 - 2u(\bar{x})|) - \epsilon.$$

donde ϵ corresponde al valor 0.48998 el cual fue elegido experimentalmente, obteniendo así los resultados mostrados en las figuras 3.5, 3.6 y 3.7, que pertenecen a las variables V_{C_f} , I_L y V_C respectivamente.

Figura 3.5: V_{C_f} con control por modos deslizantes.Figura 3.6: I_L con control por modos deslizantes.

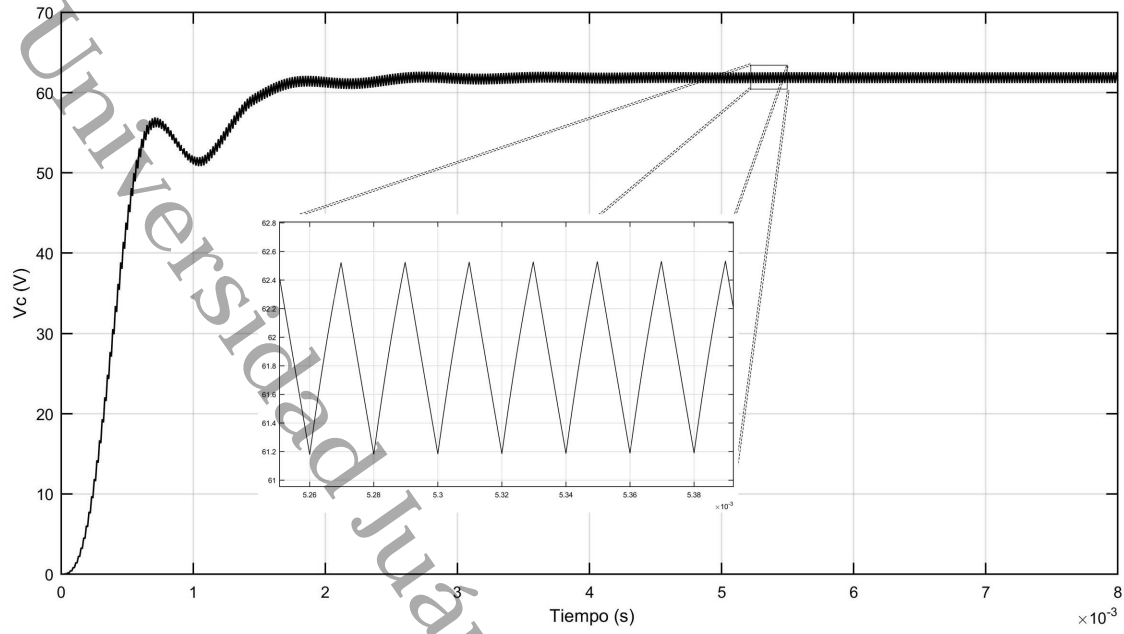


Figura 3.7: V_C con control por modos deslizantes.

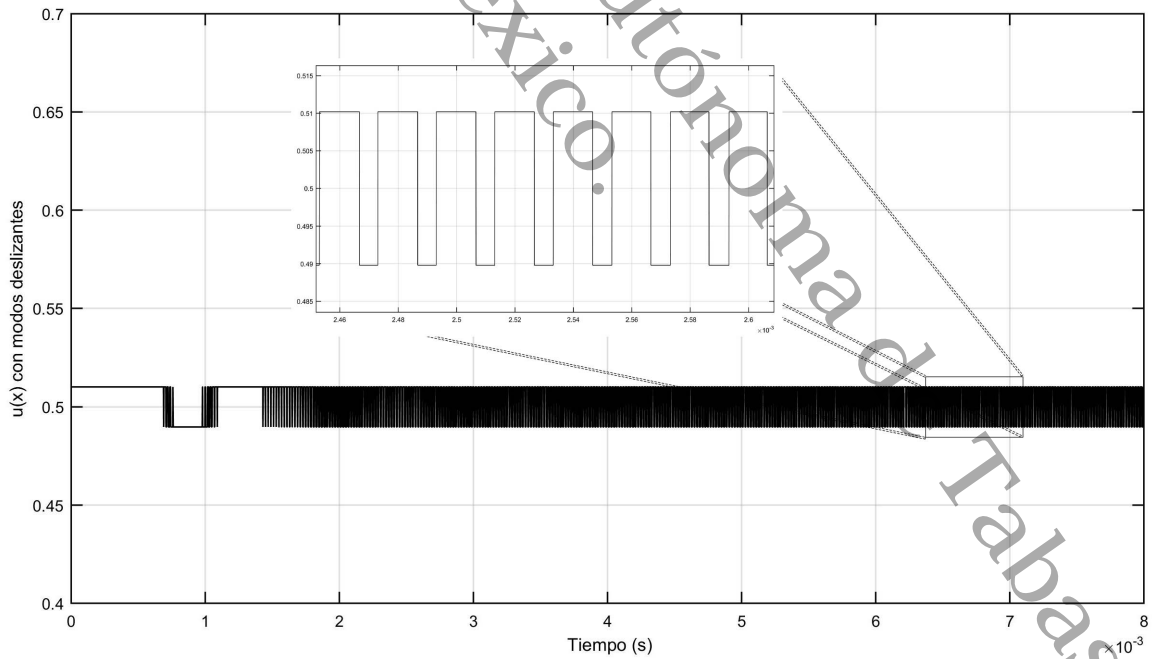


Figura 3.8: Señal de control $u(x)$ con modos deslizantes.

Al aplicar el control por modos deslizantes al sistema, se nota una reducción en las oscilaciones que se presentan antes de llegar al estado estacionario, por lo que se pueden notar mejoras al hacer comparaciones de los resultados obtenidos en las simulaciones en lazo abierto. Al comparar las figuras 3.2 y 3.6 se puede observar que en ambos casos se tiene una cresta que llega aproximadamente a $2A$ por lo que para la corriente no hay cambios muy notables en cuanto a las crestas pero si en relación a la reducción en las oscilaciones.

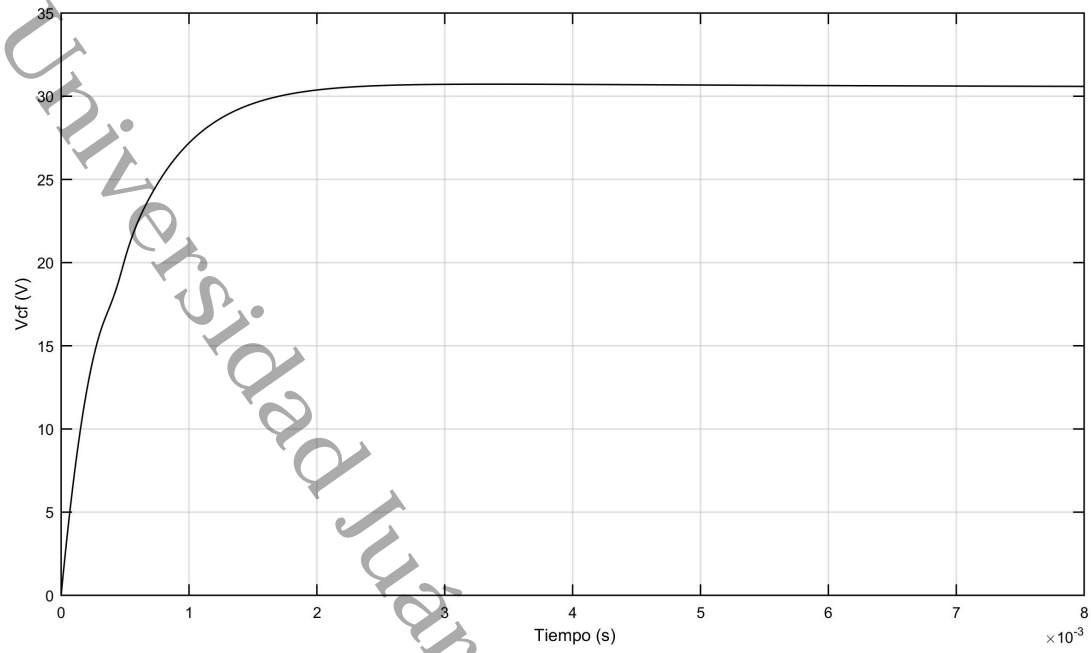
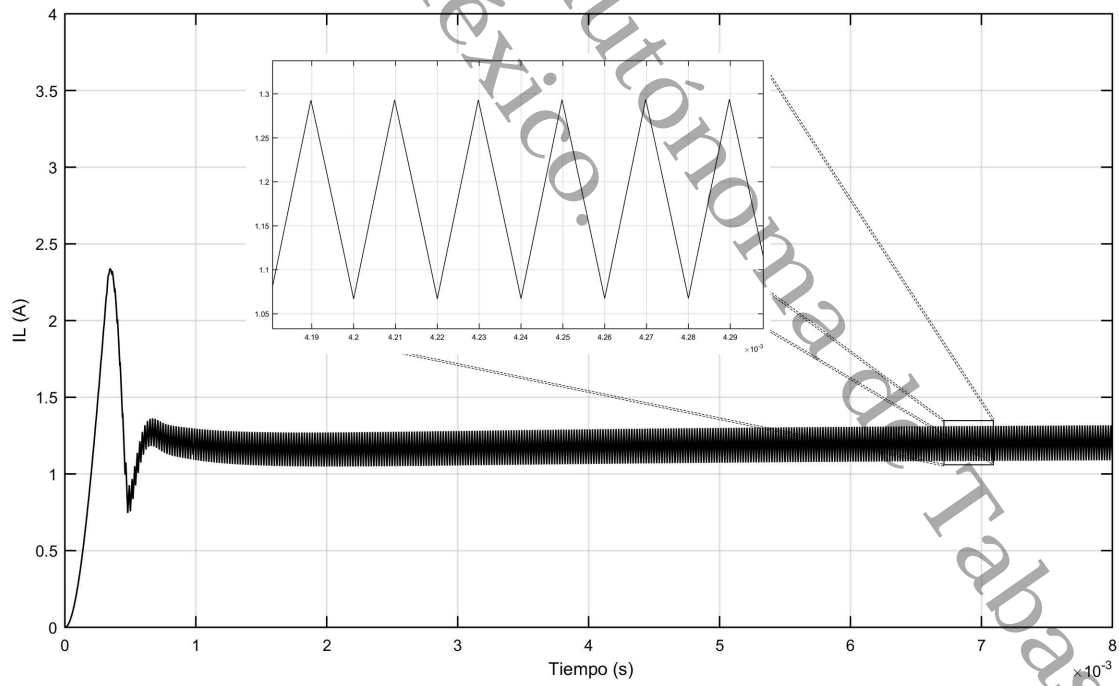
Por otra parte, si se comparan las figuras 3.3 y 3.7 se observa una gran mejora en las crestas de V_C , pues al implementar el control por modos deslizantes en el sistema, este solo tiene una oscilación pronunciada antes de llegar al valor del equilibrio, además, también se observa que no hay crestas que sobrepasen el voltaje deseado. En contraste, si el valor de α se escoge muy grande, tanto el rizo de la corriente como del voltaje serán más pequeños y la mejora en la respuesta del sistema es notable; pues las curvas se pronuncian con más suavidad para llegar al equilibrio, sin embargo, esto no es recomendable ya que el rizo cambia de forma debido a que, la señal de control se intersecta más de una vez con la señal diente de sierra en un solo periodo, en consecuencia se generan varios pulsos cuadrados en un solo periodo, y se complica conocer el ciclo de trabajo exacto de cada periodo. Finalmente, se puede ver que la señal de control $u(x)$ observada en la figura 3.8 es una función escalonada, dado que depende de la función sgn y ronda alrededor de 0.5 que corresponde a la señal de control en lazo abierto. De igual manera, un valor muy grande para α , hace que los extremos de la función escalonada, se acerquen más a los extremos que puede tomar la señal de control (0 y 1), por ende, los cortes verticales se hacen más notables, lo que causa más de un corte con la función diente de sierra a como se mencionó anteriormente.

3.3.2. Control por moldeo de energía basado en pasividad

La metodología para el diseño de control basado en pasividad se encuentra descrita y desarrollada en la sección 2.2.3, donde se obtiene la ley de control

$$u(x) = [x_1 - Li^* + R_{am}(x_2 - i^*)] \frac{1}{V_d}.$$

Para esta ley de control se requiere un menor esfuerzo que al aplicar control por modo deslizante, esto a causa de que el esfuerzo en la ley de control, corresponde directamente al error en el seguimiento de un valor de referencia para tender asintóticamente a la estabilidad. Para la simulación de esta ley de control, se han utilizado los mismos parámetros que en los casos anteriores, y se ha empleado implícitamente la definición de error para garantizar la estabilidad como se desarrolla en la teoría de la sección 2.2.3, obteniendo los siguientes resultados.

Figura 3.9: V_{C_f} con control basado en pasividad.Figura 3.10: I_L con control basado en pasividad.

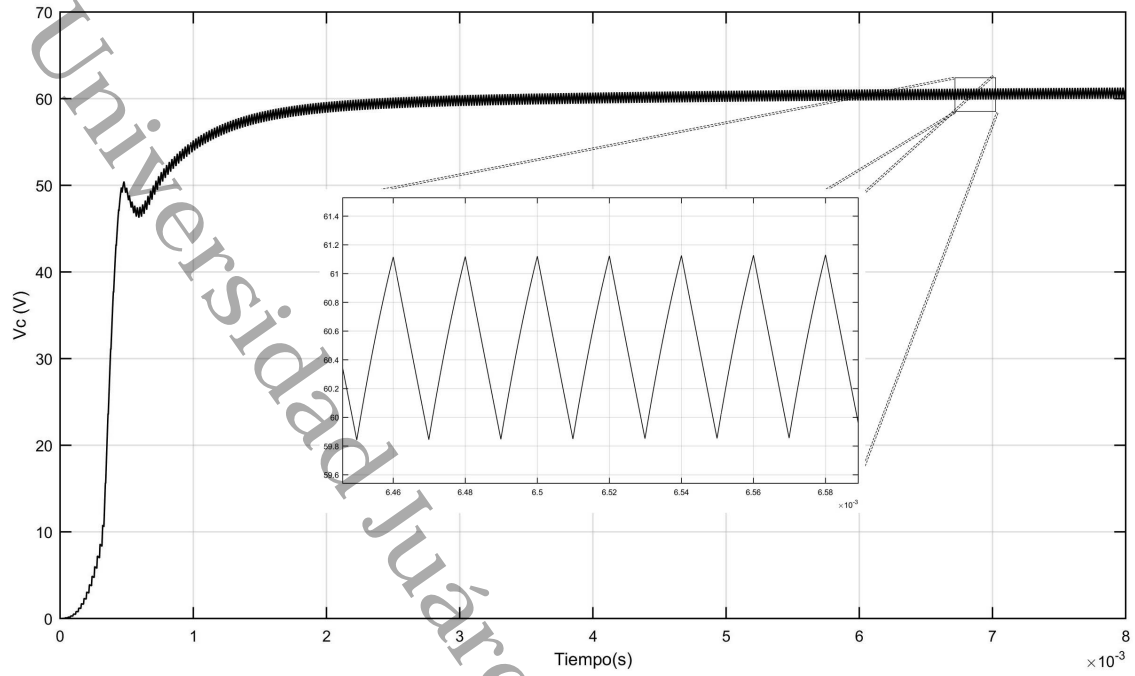


Figura 3.11: V_C con control basado en pasividad.

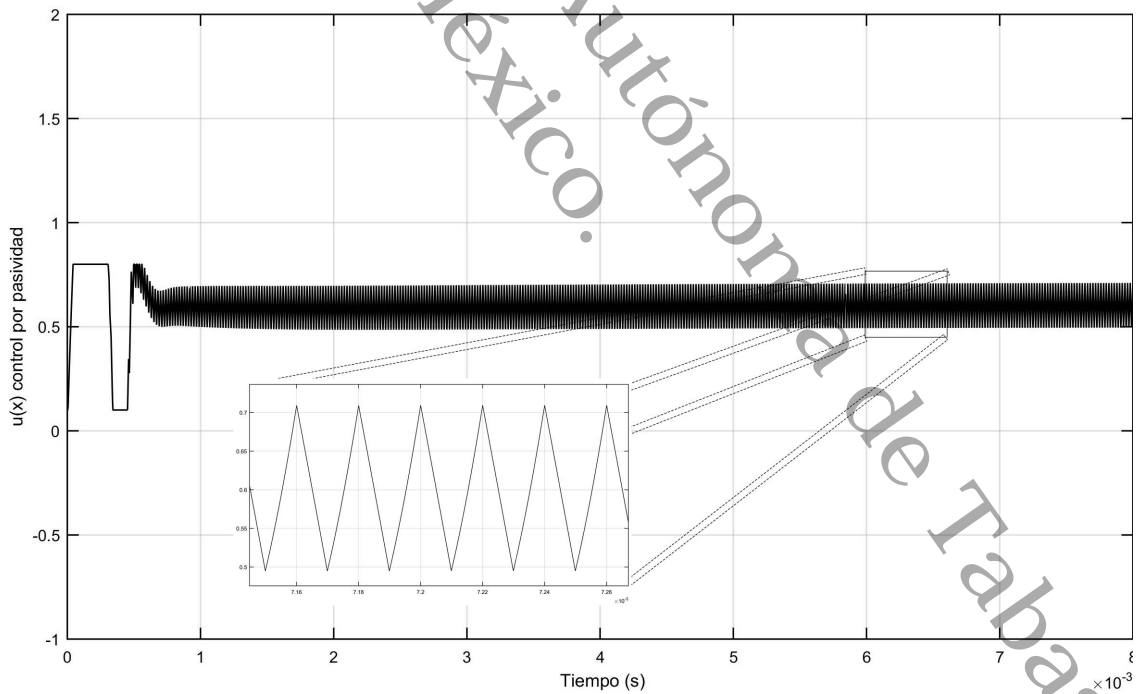


Figura 3.12: Señal de control $u(x)$ con control basado en pasividad.

En la figura 3.9, se observa un buen comportamiento para V_{C_f} al igual que al aplicar el control por modos deslizantes. Sin embargo, al hacer una comparación entre las figuras 3.2, 3.6 y 3.10 es notorio que este control no reduce mucho la primera cresta que corresponde a la corriente en el inductor, incluso esta cresta queda por encima de los valores obtenidos en lazo abierto y aplicando el control por modos deslizantes, esto se da debido a que la función principal de este control, se enfoca en el control de la tercera variable para llegar a un valor de referencia $V_d = 61V$. A pesar de esto, se observa una reducción en las oscilaciones de la corriente, y se tiene una sola oscilación pronunciada en el voltaje del capacitor de salida antes de llegar con suavidad al valor en estado estacionario como lo muestra la figura 3.11.

La señal $u(x)$ generada por la ley de control basada en pasividad, resulta tener una forma cuadrada cerca del tiempo inicial, sin embargo, pronto se establece con una forma un tanto uniforme que oscila entre los rangos de 0.5V y 0.7V con un rizo triangular como se puede destacar en la figura 3.12. Ya que esta señal está formada por líneas diagonales que suben o bajan, y además, se encuentran dentro del rango de operación de la función diente de sierra, se garantiza que solo se intersecte una vez con esta función en un único periodo generando un solo pulso cuadrado por periodo.

3.4. Comparación entre respuestas

En esta sección, se ha hecho un análisis de las respuestas obtenidas en las simulaciones tanto en lazo abierto como lazo cerrado. Los resultados se han colocado en la imagen 3.13, donde la primera fila corresponde al voltaje en el capacitor de acoplamiento, la segunda a la corriente en el inductor, la tercera al voltaje en el capacitor de salida y la cuarta a la señal de control; mientras que en la primera columna se encuentran los resultados en lazo abierto, en la segunda los resultados aplicando el control por modos deslizantes y en la tercera las respuestas ante el control basado en pasividad.

En primer lugar, el comportamiento del voltaje de acoplamiento mejora al aplicar cualquiera de los controles planteados en este trabajo, además, en los tres casos vemos un rango de trabajo aceptable. Posteriormente, las oscilaciones en la corriente del inductor se reducen al aplicar los controles, no obstante, la cresta más alta continúa aún al aplicar controles, incluso con el control basado en pasividad, la cresta es un poco más alta pero por un periodo muy corto de tiempo y posteriormente se acerca rápido a la estabilidad. Con respecto al voltaje del capacitor de salida, la respuesta al aplicar el control por modos deslizantes; reduce las oscilaciones antes de llegar al valor estacionario y elimina las crestas que quedan por arriba del equilibrio en lazo abierto, mientras que el control basado en pasividad hace lo mismo y mejora la suavidad con la que llega al equilibrio. Finalmente, la señal de control para ambas leyes oscila cerca de la señal de control en lazo abierto $u(\bar{x})$, sin embargo, se debe cuidar la elección del parámetro α en el control por modos deslizantes para que los cortes verticales no sean muy pronunciados, mientras que en la señal de control basado en pasividad no tenemos ningún problema debido a que las líneas generadas por la ley de control son diagonales.

En conclusión, para un sistema celda convertidor los controles planteados no reducen los

picos grandes que se generan en la señal de corriente; por lo que se deben seleccionar cuidadosamente los dispositivos electrónicos que soporten estos márgenes. Además, la ley de control por moldeo de energía basado en pasividad presenta la mejor respuesta en el voltaje de salida del capacitor, que es la variable principal a estudiar en este trabajo.

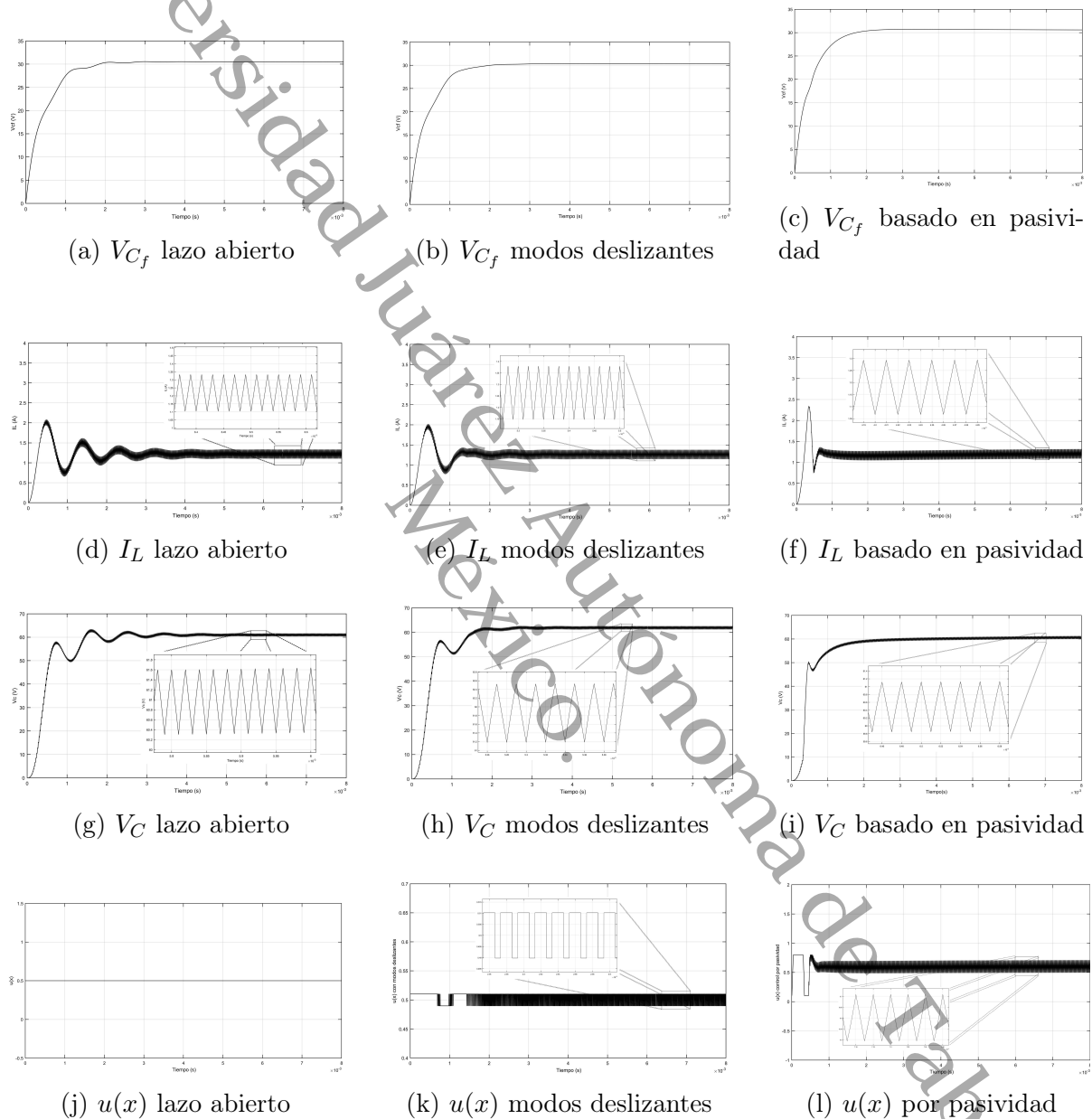


Figura 3.13: Comparación entre respuestas.

3.5. Respuestas ante variaciones en la carga del sistema

En esta sección, se analizan las respuestas del sistema estudiado al presentar perturbaciones en la carga (R). En la primera columna de la figura 3.15, se muestran los valores de V_{Cf} para las simulaciones, mientras que en la segunda columna se muestran los valores para I_L . La figura 3.16, muestra en la primera columna el voltaje de salida del capacitor V_C y en la segunda columna la señal de control. En las figuras 3.15 y 3.16 se muestran las simulaciones en lazo abierto, aplicando el control por modos deslizantes y el control por moldeo de energía basado en pasividad, para la primera, segunda y tercera fila respectivamente.

La figura 3.14, muestra el comportamiento de la variable V_C al perturbar dos veces el sistema haciendo un cambio en el valor de la carga, la primera perturbación corresponde al 80% de la carga inicial, mientras que la segunda perturbación corresponde al 120% de la carga inicial; lo que se observa en la figura 3.14 es que se genera un pequeño pico o valle al momento de la perturbación, pero después de un momento regresa al voltaje deseado ($V_d = 61V$), por lo que este control tiene un buen comportamiento para mantener el voltaje de salida ante perturbaciones en la carga.

A su vez, en las figuras 3.15 y 3.16, se puede observar que al tener perturbaciones en la carga las respuestas del sistema en lazo abierto y aplicando del control por modos deslizantes, muestran una reducción en las oscilaciones del último, no obstante, las respuestas del sistema aun tienen un parecido en el comportamiento. Finalmente el control por moldeo de energía basado en pasividad, exhibe que le toma ligeramente más tiempo en llegar el nuevo valor del equilibrio, pero lo hace con suavidad y sin oscilaciones, así mismo, este tiempo se considera en un rango aceptable pues alrededor de los 20 milisegundos transcurridos ya se ha alcanzado la estabilidad, además cumple con el objetivo de este trabajo, el cual es que el voltaje de salida se preserve ante estas variaciones en la carga.

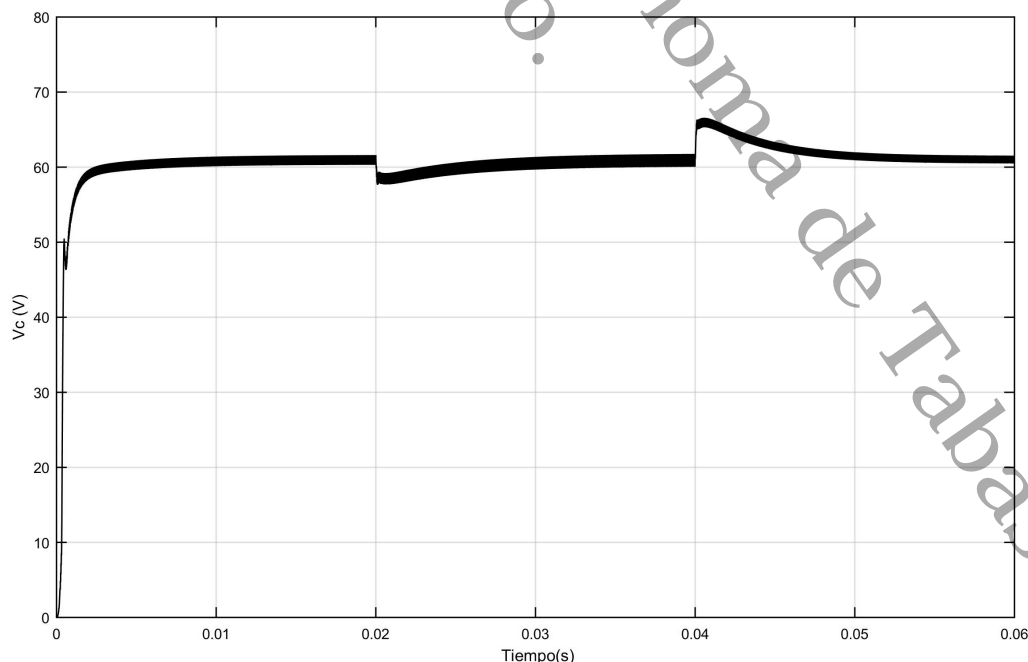


Figura 3.14: V_C con control basado en pasividad con variación en la carga.

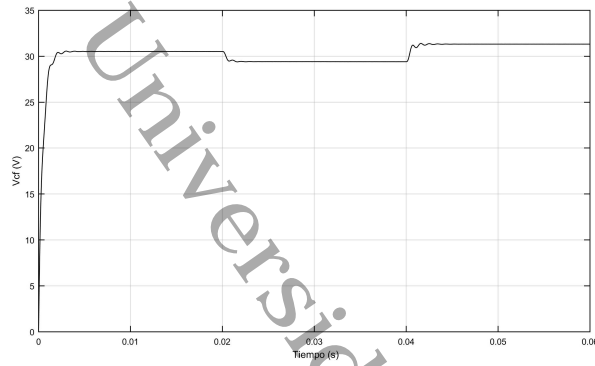
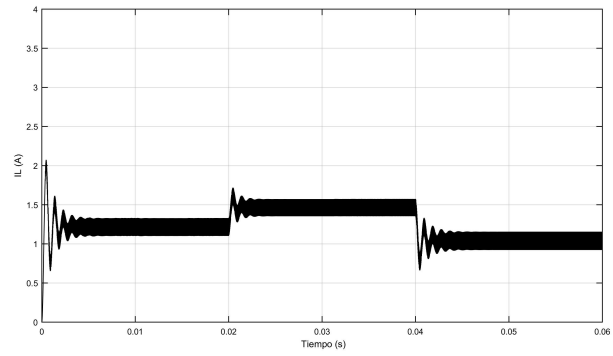
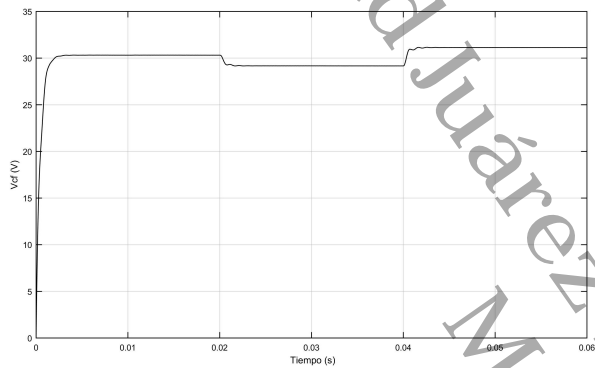
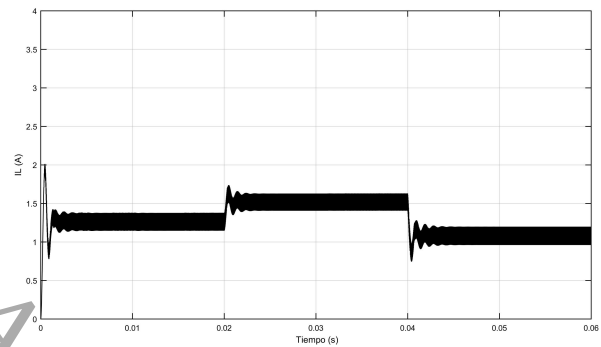
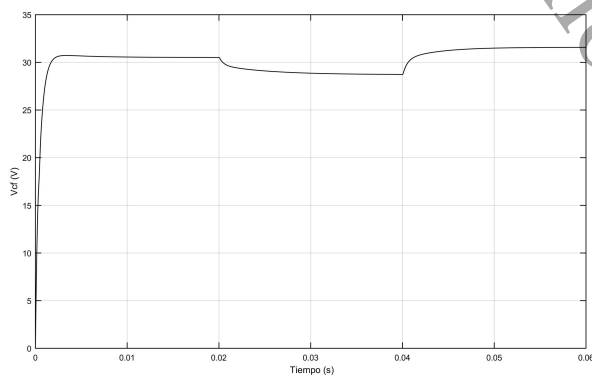
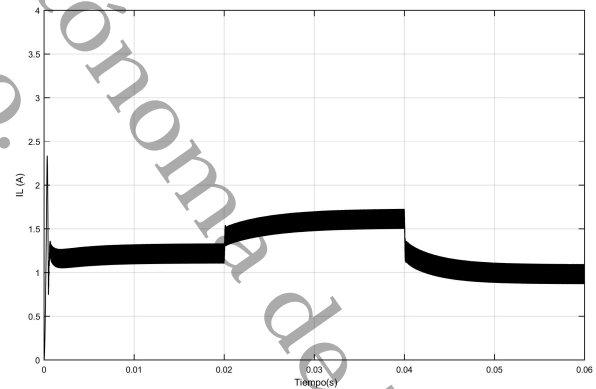
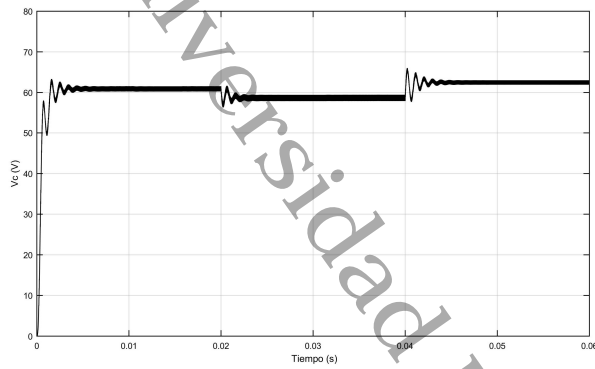
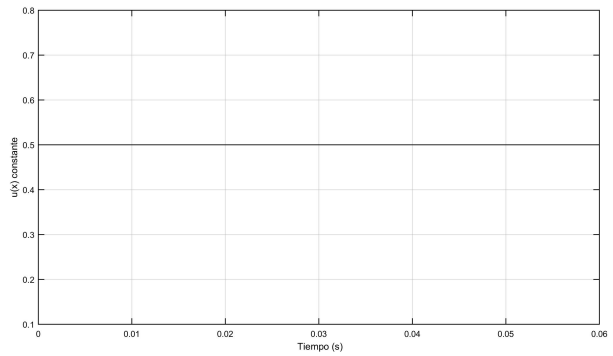
(a) V_{C_f} lazo abierto(b) I_L lazo abierto(c) V_{C_f} modos deslizantes(d) I_L modos deslizantes(e) V_{C_f} basado en pasividad(f) I_L basado en pasividad

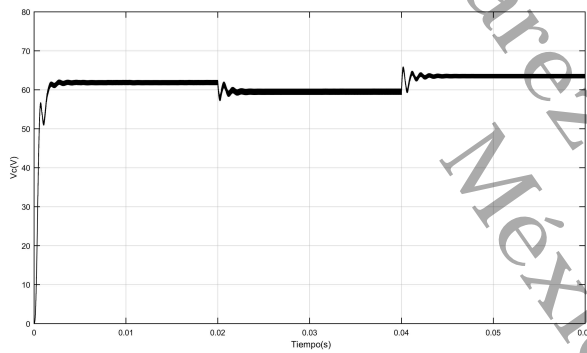
Figura 3.15: Comparación entre respuestas de V_{C_f} e I_L con variación en la carga.



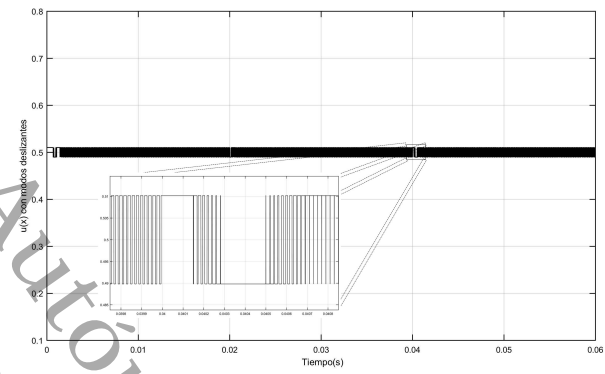
(a) V_C lazo abierto



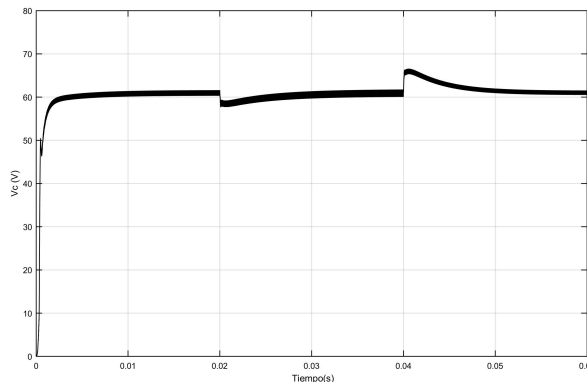
(b) $u(x)$ lazo abierto



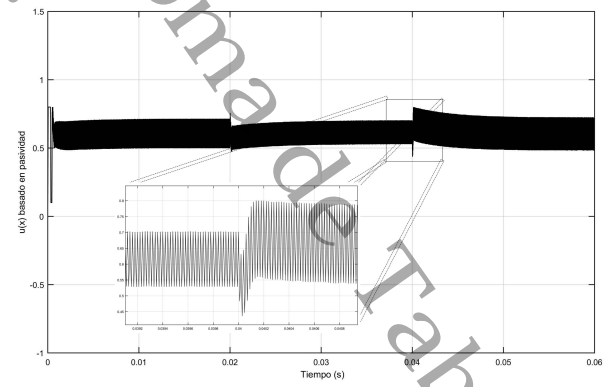
(c) V_C modos deslizantes



(d) $u(x)$ modos deslizantes



(e) V_C basado en pasividad



(f) $u(x)$ basado en pasividad

Figura 3.16: Comparación entre respuestas de V_C y $u(x)$ con variación en la carga.

Capítulo 4

Resultados experimentales

En este capítulo, se presentan los resultados experimentales del prototipo real bajo diversos escenarios para el análisis de su comportamiento. Se han llevado a cabo pruebas del convertidor elevador con una fuente de voltaje constante y con una celda solar, también se presenta una descripción de los elementos que se encuentran en el dispositivo, y sugerencias para obtener mejores resultados en los experimentos.

4.1. Aspectos físicos del circuito

El siguiente diagrama muestra de forma esquemática la estructura que presenta el prototipo real, en el cual, destacan la etapa de control y el acondicionamiento de las señales. Este diagrama ayuda a tener una mejor idea de como se relaciona cada etapa del sistema, además de proporcionar una mejor visualización de las conexiones, y así, establecer mejor la estructura en los códigos del microcontrolador donde se programan las leyes de control.

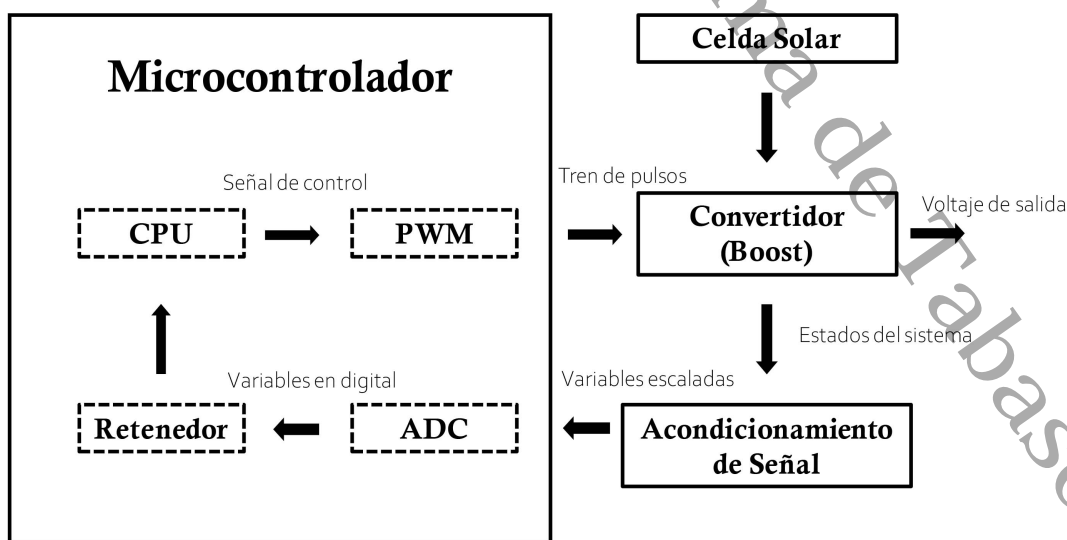


Figura 4.1: Diagrama de Bloques del Circuito Real.

Para la implementación del prototipo y los resultados reales, se trabajó con una celda Solartec S60PC-250 policristalina, que entrega un voltaje en circuito abierto de 36V. La corriente en corto circuito (I_{sc}) de esta celda es de 8A; por lo que se obtiene una resistencia fotovoltaica $R_f = 4.5\Omega$. Para la elaboración del convertidor elevador, se usó como interruptor un transistor MOSFET IRF640, ya que las características de este transistor, garantizan un buen comportamiento al trabajar a altos niveles de tensión eléctrica y altas frecuencias como lo requiere el convertidor elevador. Además tiene una resistencia de encendido de 0.18Ω por lo que las pérdidas ante el calentamiento deben ser mínimas. Asimismo, debido a la frecuencia y voltaje (tensión) que trabaja el mosfet, se le ha colocado un disipador de calor de aluminio. El diodo empleado para el convertidor, fue un diodo schottky IDH10SG60C debido a que la familia de estos diodos tienen como característica una recuperación rápida, lo cual es adecuado por la alta frecuencia con la que se trabaja. El inductor L tiene un valor de $1.33mH$, y para el capacitor de salida se ha utilizado un capacitor electrolítico de $4.7\mu F$. La carga seleccionada para el análisis de la respuesta fue una resistencia de 100Ω a $50W$. Ya que el dispositivo de control solo trabaja con lecturas de 0 a 5V, para el muestreo del voltaje de salida, se ha acondicionado la señal a través de un divisor de voltaje; con una resistencia de $100k\Omega$ y una resistencia de $4.4k\Omega$, para lo cual, se espera tener una lectura de 2.57V cuando se llega al voltaje deseado de salida en el convertidor Boost (61V). Como dispositivo de control tanto para la generación de las señales de control como el tren de pulsos cuadrados, se utilizó un PIC16F887, que es un microcontrolador de la marca Microchip el cual trabaja a una frecuencia de 4Mhz. La frecuencia para el tren de pulsos se configuró a 50KHZ para trabajar a la misma frecuencia que en las simulaciones del capítulo anterior. Puesto que el microcontrolador genera el tren de pulsos a la frecuencia requerida pero a una amplitud de 5V, este voltaje no es suficiente para la activación del MOSFET en el convertidor Boost, de modo que se ha utilizado el optoacoplador VO3120 también conocido como MOSFET Driver; este dispositivo sirve para aumentar el voltaje en la activación del MOSFET preservando la frecuencia al generar el tren de pulsos en el microcontrolador. Este optoacoplador funciona con un voltaje de 15 a 32V, por lo que fácilmente se puede alimentar con la celda solar, al mismo tiempo funciona como un elemento de protección ya que divide la etapa de potencia (tensión en el convertidor) con la de control. El algoritmo de control, se sigue del siguiente pseudocódigo:

1. Definir los parámetros del sistema.
2. Inicializar el tren de pulsos al 30% de ciclo de trabajo.
3. Medir las variables de estado V_{C_f} , I_L y V_C .
4. Generar la señal de control $u(x)$ usando la medición de las variables de estados y las leyes de control usadas en el capítulo 2.2.
5. Convertir la señal $u(x)$ en el ciclo de trabajo del tren de pulsos.
6. Generar el nuevo tren de pulsos con el ciclo de trabajo generado por $u(x)$.
7. Regresar al punto 3.

4.2. Resultados y discusión

En las figuras 4.2, 4.3 y 4.4, se muestran las gráficas de los resultados reales del sistema estudiado en este trabajo. Para las pruebas realizadas se construyó también un prototipo de prueba, encargado de cambiar las resistencias a través de un sistema con relevadores controlados por una placa Arduino 1, cuya función es cambiar la activación de los relevadores para modificar los valores de las resistencias y así tener variaciones en la carga. Todas las pruebas se realizaron bajo el esquema antes mencionado (con variaciones en la carga), para observar la respuesta del sistema ante los controles propuestos y ante las variaciones que presenta la fuente (celda solar). En la figura 4.2 se tienen los valores para V_{Cf} , V_C e I_L respectivamente en lazo abierto, cuyo tiempo en las pruebas fue más largo que en la simulación para poder detener el instrumento de medición y obtener las gráficas mostradas. Esto debido a que en un tiempo muy corto, no se podría detener el instrumento de medición y observar la respuesta ante variaciones en la carga. Para las pruebas, se emplearon las mismas cargas estudiadas en las simulaciones del capítulo anterior en el siguiente orden: 100Ω , 80Ω y 120Ω .

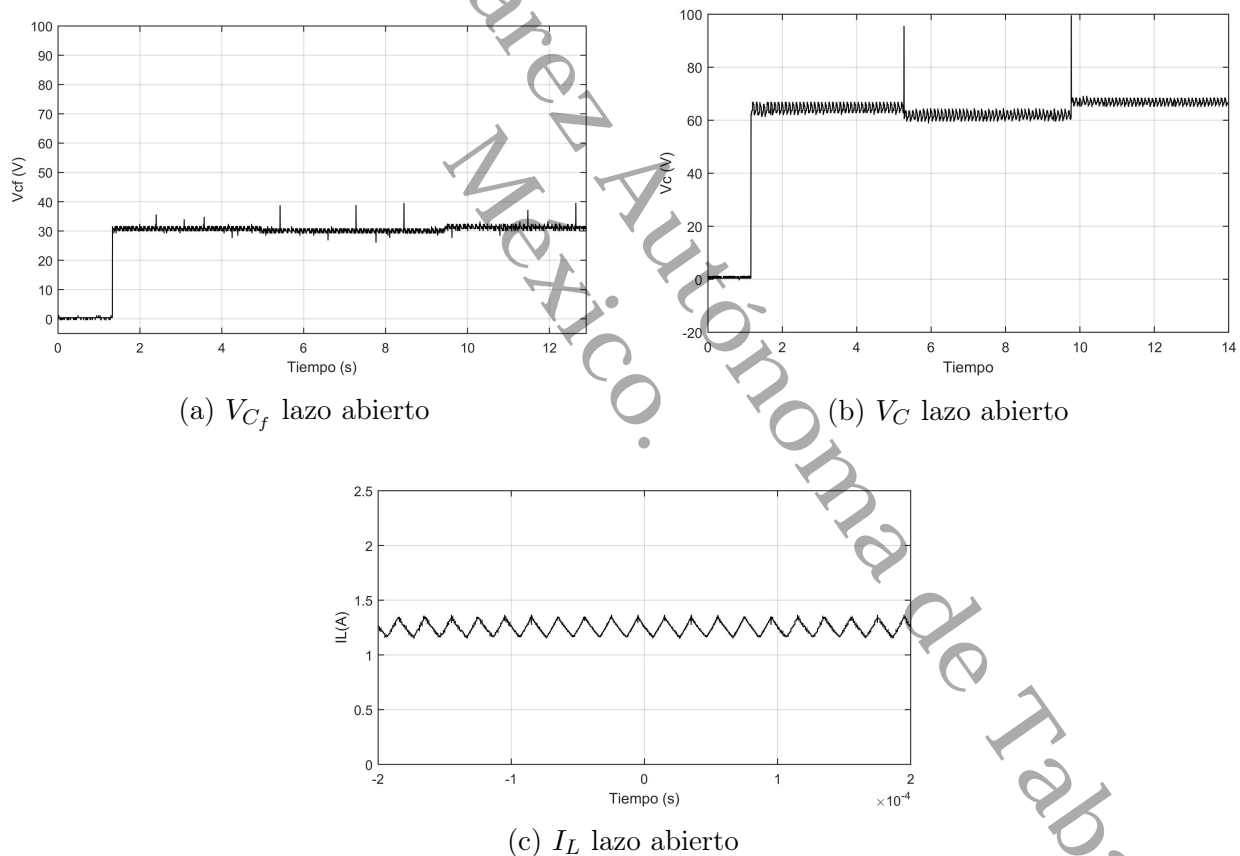


Figura 4.2: Resultados en lazo abierto con variaciones en la carga.

Además, inicialmente se trabajó con una fuente de alimentación constante tanto para la creación del prototipo, como para el análisis de las primeras respuestas de los controles ante variaciones en la carga, posteriormente se conectó el panel solar para las respuestas

mostradas en este trabajo bajo condiciones óptimas en el clima, la irradiación solar del día en que se tomaron las mediciones fue de $809\text{w}/\text{m}^2$ con un 32 % de nubosidad [ET] y el voltaje en circuito abierto del panel solar fue de 34V.

La figura 4.2 muestra los resultados reales en lazo abierto, donde se observan pequeños picos en la respuesta de V_{C_f} , sin embargo, estos picos se deben al instrumento de medición y se generan al reducir la escala de tiempo, también es conocido como ruido en la medición. Algo más que se puede observar, es que las variaciones en la carga no afectan mucho a la variable V_{C_f} , ya que los valores que toma están muy cerca de 31V, por otra parte la respuesta que toma V_C es estable. Sin embargo, como se esperaba, al tener variaciones en la carga el voltaje de salida se mueve cada que hay un cambio en la carga, cabe destacar que cada que se realiza un cambio en la resistencia de salida, se genera un pico de alrededor de 30V antes que la variable regrese a su nuevo valor estable. Además, se esperaba que para la primera carga la variable V_C llegara alrededor de 61V, sin embargo, se observa que llega a un valor más alto y esto se da debido a que, al no tener ningún control, el convertidor elevador produce un voltaje de salida mayor al esperado que está relacionado directamente con el voltaje de entrada, que en este caso no es constante pues el voltaje del panel solar depende de las variaciones del clima. Finalmente, la corriente tiene el comportamiento esperado para la primera carga y su forma se muestra ampliada en la última imagen de la figura 4.2.

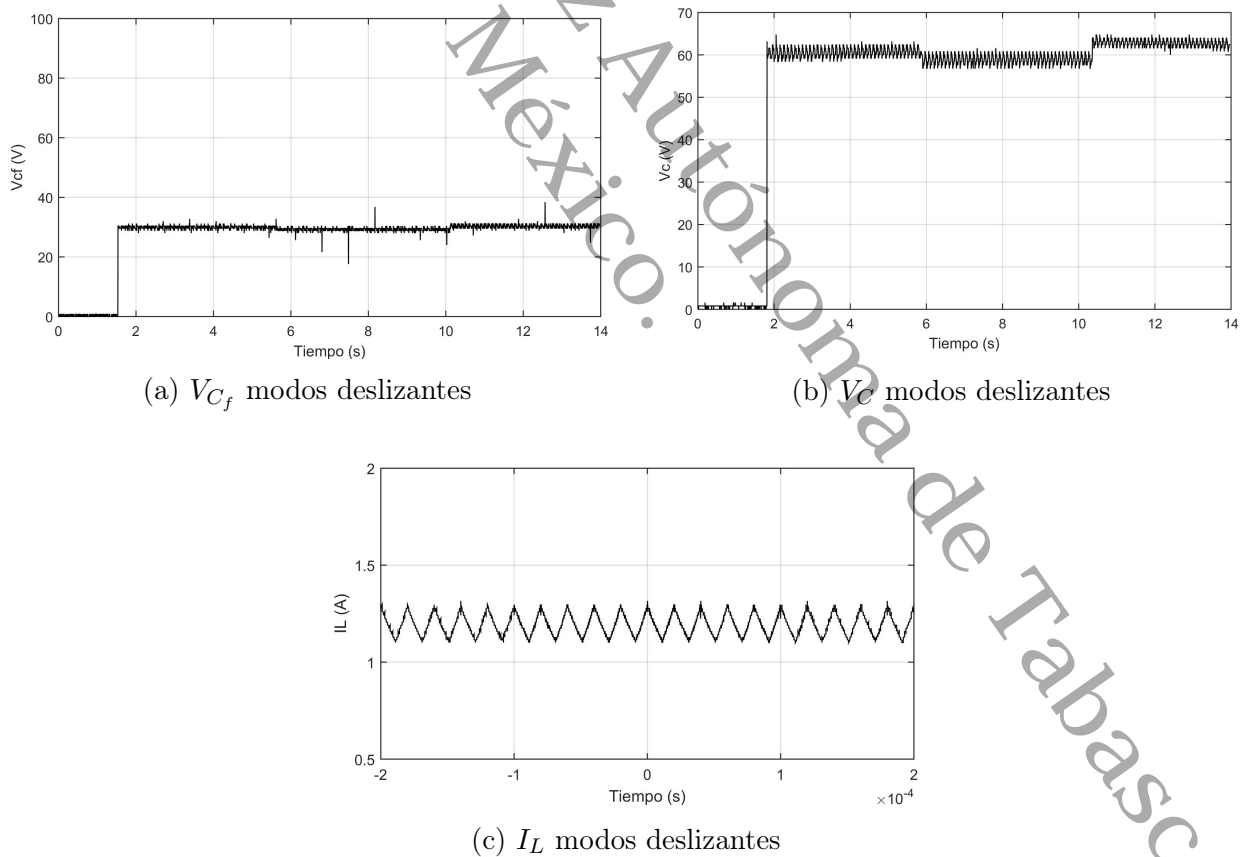


Figura 4.3: Resultados en modos deslizantes con variaciones en la carga.

En la figura 4.3 se muestran los resultados para V_{cf} , V_C e I_L respectivamente aplicando el control por modos deslizantes, de donde se observa que en el caso de V_{cf} la respuesta es muy similar a la obtenida en lazo abierto, se observan pequeños picos que no siguen ningún patrón debido al ruido generado por el instrumento de medición, a como se explicó en el caso anterior, y las variaciones son muy pequeñas al tener alteraciones en la carga pero los valores quedan muy cerca de 31V. Nuevamente para el caso de V_C tenemos que al variar la carga, la variable se mueve a un nuevo valor estable, sin embargo, el primer valor estable al que llega sí está alrededor de 61V, sin importar las variaciones que se tengan en la fuente de entrada a diferencia de los resultados en lazo abierto. Por otra parte, cuando se presentan las perturbaciones en la carga la variable V_C se mueve con suavidad hacia un nuevo valor donde se estabiliza sin generar picos pronunciados como en el caso anterior. Así mismo, la forma de la corriente es la esperada al igual que en el caso anterior, oscilando alrededor de 1.22A para la primera carga.

Finalmente, los resultados obtenidos en la figura 4.4 corresponden a las respuestas al aplicar el control por moldeo de energía al prototipo. Se puede ver que para la variable V_{Cf} se tiene una perturbación mayor en sus valores, incluso quedan por debajo de los 30V tanto por las variaciones en la carga como en la fuente, mientras que la variable V_C se mantiene en el valor deseado (61V) aún cuando se tienen perturbaciones en la carga. Una diferencia notable con los casos anteriores es que al inicio se observa una pequeña cresta que se mueve con suavidad al valor deseado debido al control. Esta misma situación se observa al crear alteraciones en la carga, se generan pequeños picos que con suavidad se mueven al valor deseado, es decir, el voltaje de salida se mantiene ante perturbaciones en la carga. Cabe destacar que este control depende en gran medida de las mediciones en el sensor de corriente del inductor, por lo que su correcto funcionamiento es indispensable para llegar a estos resultados. Por último, al igual que en los casos anteriores tanto el comportamiento como la forma de la corriente es el esperado para la primera carga como se observa en la última gráfica de la figura 4.4.

Para todos los casos mostrados en este trabajo se requiere que el panel solar trabaje en un ambiente favorable, puesto que aun ante condiciones adversas, se observó que el voltaje en circuito abierto está casi siempre por arriba de los 30V, pero, la corriente disminuye notablemente cuando las sombras son abundantes en las celdas solares, especialmente en un día muy nublado. Esta disminución en la corriente afecta de manera directa el rendimiento del prototipo, sin embargo, estas situaciones solo se suscitarán en días en que el clima tenga un alto porcentaje de nubocidad o si el panel se encuentra en una mala ubicación en cuanto a su exposición al sol. Para este caso, el control por moldeo de energía disminuirá su voltaje en la salida por la limitación de la corriente que genera el panel solar, puesto que ya son perturbaciones considerables y el control no podrá mantenerse en el valor de referencia. En contraste, para días habituales con exposición al sol, el control por moldeo de energía logrará mantener el voltaje de salida en el valor de referencia ante variaciones en la fuente de entrada o perturbaciones en la carga.

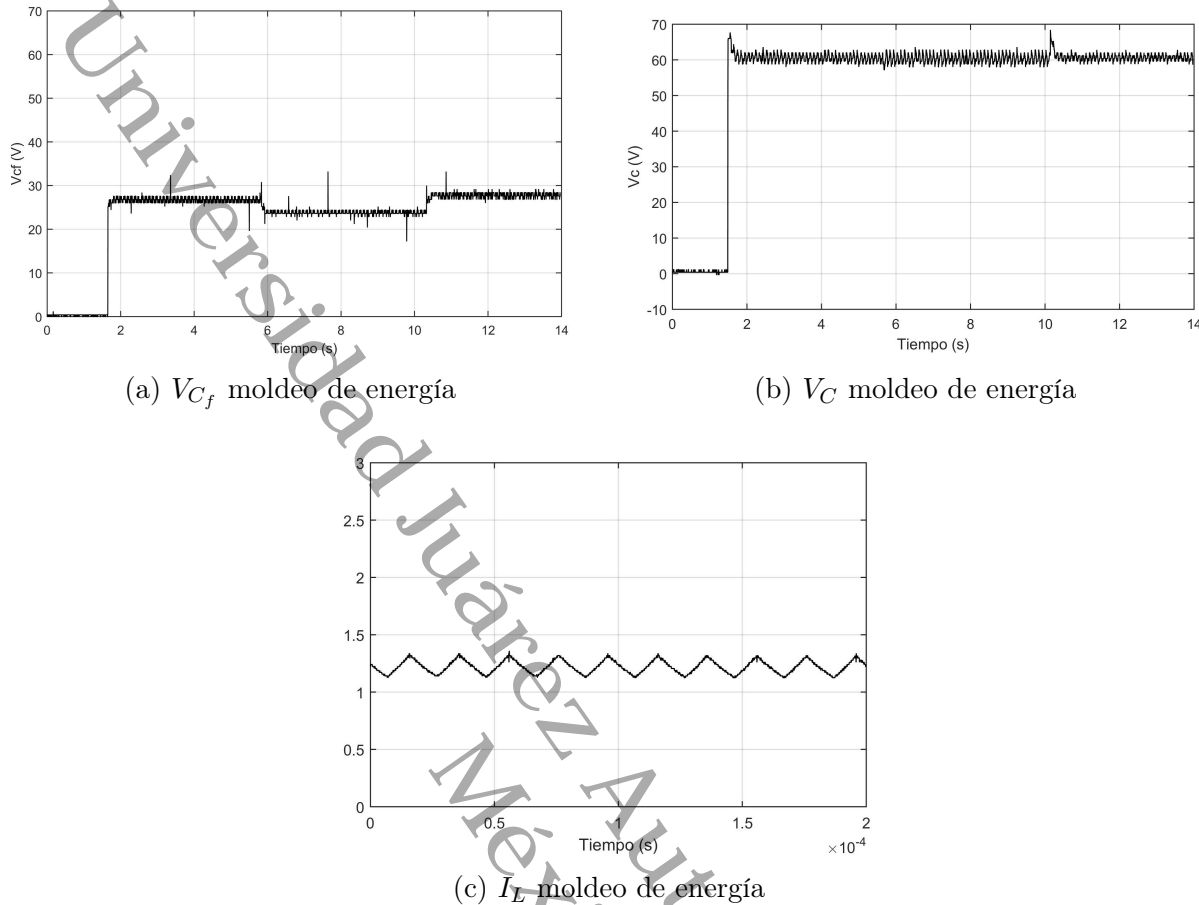


Figura 4.4: Resultados en moldeo de energía con variaciones en la carga.

Finalmente en la figura 4.5, se puede apreciar una comparación entre la simulación y los resultados reales para las tres variables, en ambos casos se trabajó con el mismo tiempo, aplicando el control por moldeo de energía y con variación en la carga. Las simulaciones presentadas en el capítulo anterior, fueron llevadas a cabo en un lapso muy corto de tiempo, esto debido a que, bajo condiciones ideales, el ordenador nos permite visualizar el comportamiento del sistema y sus controles en este tiempo, sin embargo, en el caso real variar la carga a esa velocidad estresa los dispositivos generando un comportamiento inadecuado de ellos mismos. En esta comparación, se pueden observar que las variables se encuentran en rangos similares para ambos casos, sobre todo la variable I_L es la más parecida en ambos casos, seguida de la variable V_{Cf} , la cual visiblemente toma los mismos valores pero en el caso real aparece ruido generado por el instrumento de medición. Tal como se ha mencionado anteriormente, para la variable V_C el valor en el que se estabiliza es cerca de 61V aun al variar la carga, pero el ruido es más notable en forma de oscilaciones no periódicas, esto se debe a la calidad en los dispositivos usados en el prototipo. El capacitor electrolítico de salida puede tener un comportamiento ligeramente inestable debido a la exigencia en las condiciones de trabajo del convertidor. Sin embargo, permite el suficiente flujo de corriente requerido para la potencia del convertidor. Además, el instrumento de medición al reducir la escala de tiempo, hace más pronunciado este ruido debido a que intenta encontrar un patrón periódico. Así que, esto es

despreciable ya que en la realidad se puede trabajar correctamente con esta señal.

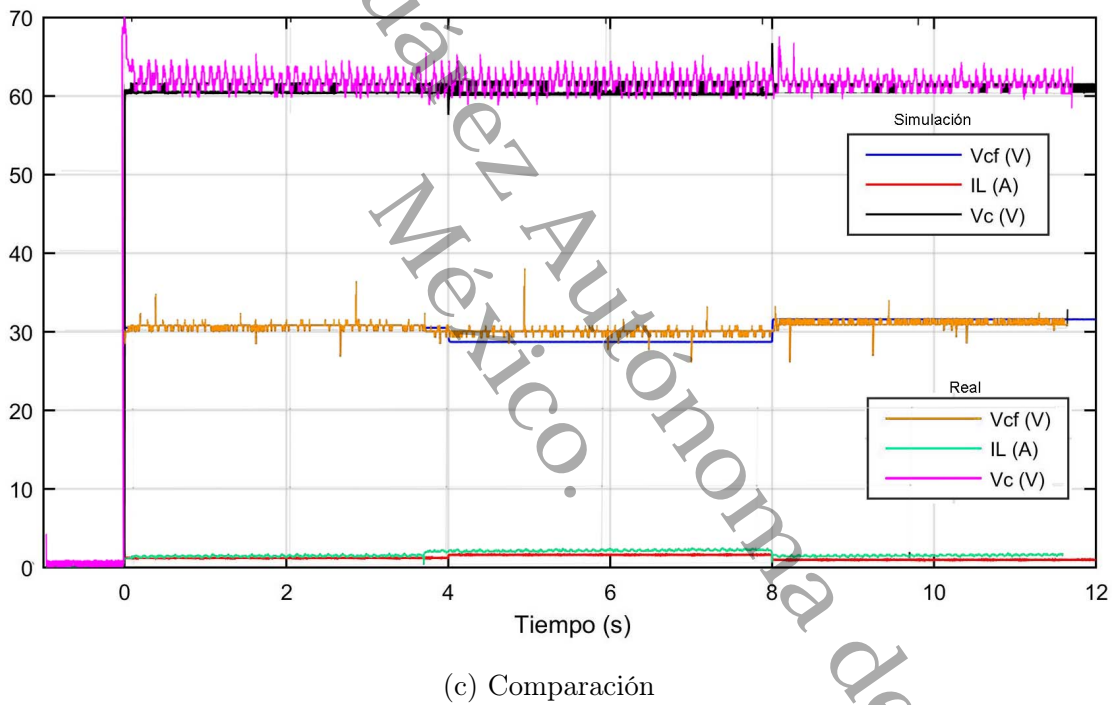
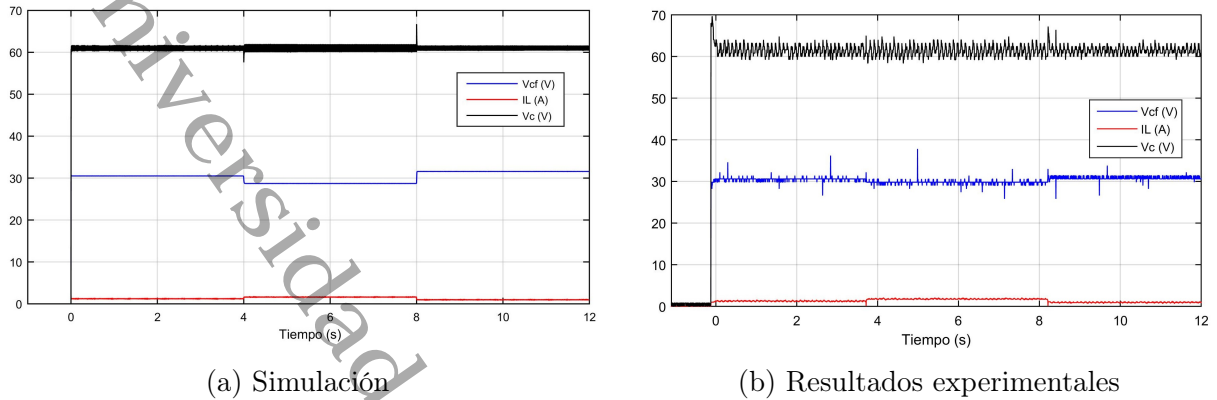


Figura 4.5: Comparación entre simulación y resultados reales con variación en la carga y control por moldeo de energía.

4.3. Trabajos futuros

Durante el desarrollo de este trabajo, se encontraron algunas áreas de oportunidad que permiten continuar la línea de investigación de electrónica de potencia. En particular, se propone: 1) realizar una función programable que modele la variación en la irradiación solar durante el día, para que así los resultados reales tengan una mejor similitud con los resultados

obtenidos en el apartado de simulación. 2) Realizar un estudio sobre el comportamiento de la nubosidad e irradiación solar a lo largo del día en la región de Tabasco, para así elaborar la función y el código que simule esta situación correctamente.

Con respecto a la construcción del prototipo real se proponen dos cosas: 1) implementar un PWM que pueda cambiar el ciclo de trabajo en cada periodo sin alterar la frecuencia de trabajo del convertidor elevador, ya sea a través de una intersección de la señal de control con una función diente de sierra como se propone en la simulación, ó, a través de algún otro método que cumpla con lo anterior descrito. Dado que durante la fase experimental del trabajo se encontró que; los resultados para el control por moldeo de energía basado en pasividad son muy similares a los resultados para un control PI, se concluye que no es necesario realizar un control tan sofisticado para el modelo, sobre todo si se obtienen los mismos resultados que con un control PI, aún cuando el control por moldeo de energía tenga un mejor respaldo matemático, sin embargo, 2) se propone estudiar estos controles bajo un mejor dispositivo de control como pudiera ser un FPGA, para analizar si la velocidad y calidad del dispositivo hacen notable las diferencias y mejoras en los controles antes descritos o nuevos controles propuestos.

Universidad Juárez Autónoma de Tabasco.
México.

Conclusión

Los resultados matemáticos, numéricos y reales obtenidos permiten hacer una comparación entre la similitud que tienen estos resultados entre sí y las adaptaciones que se deben tomar en consideración para estudiar un sistema real a través de su modelo matemático. La caracterización de la celda solar usando la aproximación lineal de la exponencial permitió obtener resultados numéricos bastante aceptables comparado con los reales. Al comparar el control por moldeo de energía basado en pasividad con el control por modos deslizantes, cuando se tienen variaciones tanto en la fuente como en la carga, se observó que el control juega un papel importante en las variables de estado. El control por moldeo de energía basado en pasividad presenta mejores resultados de acuerdo con el objetivo de este trabajo; ya que, a pesar de que el control por modos deslizantes funciona para llegar al estado estable, el punto de equilibrio se mueve al tener las variaciones antes mencionadas, esto debido a que los parámetros I_{sc} y R afectan directamente al equilibrio. Mientras el control por moldeo de energía, nos permite mantener el voltaje de salida en un valor estable con base a una referencia ante las perturbaciones en la carga y la fuente.

En la elaboración del prototipo real se encontraron diversas limitaciones para trabajar, una de ellas es la frecuencia de trabajo máxima del dispositivo de control seleccionado, que en este trabajo fue el PIC16F887; su rendimiento para frecuencias mayores a $100kHz$ deja de ser buena y estable, por lo que se decidió trabajar a una frecuencia de $50kHz$ usando el dispositivo de control con un cristal oscilador de $20MHz$ para mejorar su rendimiento. Otra de las limitaciones, fue la elaboración de un PWM que cambiara el ciclo de trabajo en cada periodo según la ley de control sin alterar la frecuencia de trabajo. Debido a la complejidad para hacer esto a una alta frecuencia de trabajo como se requiere para el convertidor elevador, se optó por usar el módulo PWM interno del microcontrolador. Sin embargo, esta situación fue una limitante debido a que no se modificaba el ciclo de trabajo en cada periodo sino en un tiempo ligeramente más tardado, por lo que las respuestas en el prototipo real son ligeramente más tardadas que en la simulación, pero operan bajo la misma estructura.

Bibliografía

- [A] H. Argote, Análisis de estabilidad y control de un sistema celda convertidor. Tesis de Maestría, UJAT 2019.
- [MB] M. Bhardwaj y B. Subharmanya. PV Inverter Design Using Solar Explorer Kit, 2013.
- [DB] D. Boroyevich, I. Cvetković, D. Dong, R. Burgos, F. Wang and F. Lee (2010). Future electronic power distribution systems a contemplative view. *2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, Basov, 1369-1380.
- [ET] El tiempo. (2022, 21 de julio). *Radiación solar en Villahermosa*. TuTiempo. <https://www.tutiempo.net/radiacion-solar/villahermosa.html>
- [E] R.W. Erickson. *Fundamental of Power Electronic*. Kluwer Academics Publishers, 2nd edn. 2004.
- [FP] L. Fraas y L. Partain (2010); *Solar Cells and Their Applications*. Wiley, New Jersey.
- [H] D. W. Hart (2001); *Electrónica de Potencia*. Pearson Educación, Madrid.
- [HRRM] S. Hebertt, O. Romeo, P. Rafael and G. Mauricio (1996). Pasivity Based Controllers for the stabilization of DC to Dc Power Converters. *IEEE Conference on Decision and Control*, 34(4), 1-30.
- [HS] M. W. Hirsh y S. Smale, (1974); *Differential Equations, Dynamical Systems, and Linear Algebra*. Academic Press, New York.
- [Kh] H. K. Khalil. *Nonlinear systems*. Prentice Hall, 3rd. edn., 2001.
- [K] A. Krama, L. Zellouma y B. Rabhi. *Improved control of shunt active power filter connected to a photovoltaic system using technique of direct power control*. International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC), pp.880-885, 2016.
- [O] J. A. Olmos, Análisis de Técnicas de Control por Moldeo de Energía Basado en Pasividad Aplicadas en Convertidores Tipo Elevador Entrelazados para su Uso en Sistemas de Alimentación Distribuida. Tesis Doctoral, CENIDET 2004.
- [PM] PROMÉXICO (2017). *La Industria Solar Fotovoltaica y Fototérmica en México 2017*.
- [P] L. Perko, (2006); *Differential Equations and Dynamical Systems*. Springer, New York.

- [BJR] B. Sahu, P. K. Jena y B. Rathore (2016). Design and Implementation of Inverter for PV array feeding AC Grid. *International Journal of Engineering Development and Research*, 4(3), 862-869.
- [SL] O. Said and G. Liping (2013). PWM-Based Adaptive Sliding-Mode Control for Boost DC-DC Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60(8), 3291-3294.
- [SE1] Secretaría de Energía (2010). Prospectiva del sector eléctrico 2010-2025 (1).
- [SE2] Secretaría de Energía (2018). Prospectiva de Energías renovables 2018-2032 (1).
- [TPMG] A. Tobías-González, R. Peña-Gallardo, J. Morales-Saldaña y G. Gutiérrez-Urueta. *Modeling of a wind turbine with a permanent magnet synchronous generator for real time simulations*. IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), pp.1-6, 2015.
- [XOD] W. Xiao, N. Ozog and W. G. Dunford (2007). Topology Study of Photovoltaic Interface for Maximum Power Point Tracking. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54(3), 1696-1704.
- [Y] X. Yang (2001). Generalized Form of Hurwitz-Routh Criterion and Hopf Bifurcation of Higer Order. *Applied Mathematics Letters*, 15 (2002), 615-621.
- [YCO] J. C. Yris, H. Calleja, L. Hernández and J. Olmos (2012). Design and analysis of a grid-connected inverter without isolation for an AC module. *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2095-2099.

Apéndice A

Diseño del convertidor

A.1. Conceptos relacionados al convertidor elevador (tipo Boost)

Para entender mejor el comportamiento del convertidor en el sistema fotovoltaico se requiere hacer un análisis de su funcionamiento y el diseño del mismo, es decir, hacer el cálculo correspondiente a cada uno de los elementos que se ven involucrados en el convertidor de acuerdo a las necesidades del usuario. Para entender mejor su diseño es importante conocer un poco más de los siguientes conceptos.

Periodo de conmutación (T_s) Es el tiempo en el cual ocurre un ciclo de encendido y apagado, al cual se le conoce como ciclo de conmutación completo.

Frecuencia de conmutación (f_s) Es la cantidad de ciclos de conmutación que pasan en un segundo. Se calcula a través de $f_s = 1/T_s$.

Tiempo de encendido(apagado) $t_{on}(t_{off})$ Es el tiempo que se mantiene cerrado o abierto el conmutador.

Ciclo de trabajo (D) Es la relación del tiempo de encendido con el periodo de conmutación. $D = t_{on}/T_s$.

Complemento del ciclo de trabajo D' Es aquella relación entre el tiempo de apagado con el periodo de conmutación $D' = t_{off}/T_s$. De acuerdo a la construcción del convertidor el periodo de conmutación es la suma del tiempo de encendido y el tiempo de apagado, así se tiene la relación

$$T_s = t_{on} + t_{off} = DT_s + D'T_s = T_s(D + D').$$

Voltaje de rizo (ΔV_o) Es la diferencia entre los picos mas grandes y mas pequeños a la salida del voltaje cuando este se vuelve estable.

A.2. Ecuaciones de diseño del convertidor

El circuito a analizar del convertidor elevador (tipo Boost) lo podemos observar en la figura A.1, de donde se deben calcular los valores de cada uno de los elementos que se encuentran en el circuito. Las ecuaciones y fórmulas que se mencionan en esta sección para el diseño del convertidor pueden ser consultadas en la referencia [E].

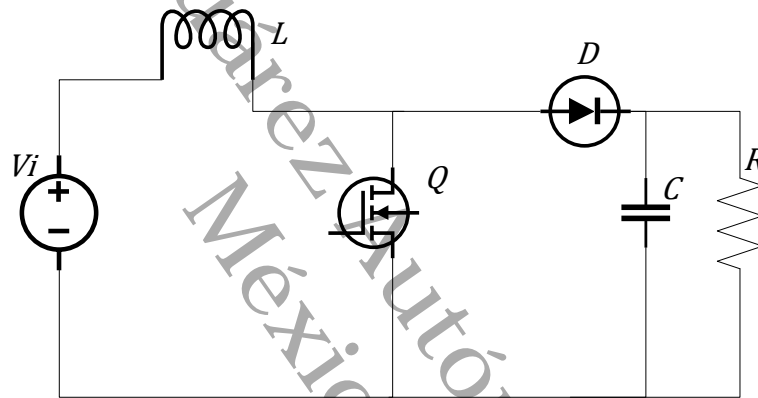


Figura A.1: Convertidor elevador

A.2.1. Cálculo del inductor

El rizado de la corriente que se desea permitir en la entrada está directamente relacionado con el inductor, y además influye en los esfuerzos (picos) sobre los dispositivos semiconductores. El valor del inductor se puede obtener a partir de las ecuaciones durante el tiempo de encendido y puede verificarse en la referencia [E].

$$\Delta i_{L(ON)} = \frac{v_i}{L} t_{on},$$

$$L = \frac{v_i}{\Delta i_{L(ON)}} t_{on},$$

$$L = \frac{v_i}{\Delta i_{L(ON)}} DT_s,$$

$$L = \frac{v_L D}{\Delta i_{L(ON)} f_s},$$

donde:

$\Delta i_{L(ON)}$ es el rizado de la corriente deseado en el inductor y f_s es la frecuencia de operación del convertidor.

A.2.2. Cálculo del capacitor

Partiendo de la ecuación de corriente de un condensador, se puede obtener el valor del mismo requerido en el sistema del convertidor, teniendo en cuenta que el valor del capacitor determina el rizado de tensión en la carga, puesto que esta conectado en paralelo con ella misma. Es importante tener en cuenta que se requieren capacitores para alta frecuencia con baja resistencia serie equivalente para que su rendimiento se adapte a este sistema.

Resolviendo la ecuación diferencial para el capacitor suponiendo que su corriente es constante tenemos

$$\begin{aligned} i_C &= C \frac{dv_C}{dt}, \\ dv_C &= \frac{1}{C} i_C dt, \\ \Delta v_o &= \frac{1}{C} \int_0^{DT_s} i_C(t) dt, \\ \Delta v_o &= \frac{1}{C} (DT_s \times I_o) = \frac{DI_o}{Cf_s}, \end{aligned}$$

$$\Rightarrow C = \frac{DI_o}{\Delta v_o f_s} = \frac{DV_o}{\Delta v_o R f_s} = \frac{DP_o}{\Delta v_o \times v_o \times f_s}$$

A.2.3. Elección del transistor

El transistor es el encargado de hacer la conmutación del sistema del convertidor elevador. Generalmente se usa un transistor MOSFET para este tipo de sistemas dependiendo de la frecuencia de conmutación a la que trabaje el sistema.

Para garantizar el correcto funcionamiento del mismo, se deben calcular algunos parámetros como lo son:

La corriente promedio en el inductor I_Q , para calcularla se puede observar que esta corriente es la misma que la del inductor durante el tiempo de encendido y cero cuando esta apagado

$$I_Q = \frac{I_o \times D}{1 - D} = \frac{v_o \times D}{R(1 - D)} = \frac{P_o \times D}{v_o(1 - D)}.$$

La corriente pico en el interruptor i_{pkQ} , que es la cantidad que indica el valor máximo de corriente que pasa por el dispositivo durante la operación

$$i_{pkQ} = \frac{I_o}{1 - D} + \frac{v_i D}{2Lf_s},$$

$$i_{pkQ} = \frac{P_o}{v_o(1 - D)} + \frac{v_i D}{2Lf_s}.$$

La tensión máxima en el transistor v_{DSOFF} , se da durante el tiempo de apagado y como el transistor se encuentra en paralelo con la carga en este instante, se tiene que

$$v_{DSOFF} = v_o.$$

A.2.4. Elección del Diodo

Al igual que con el transistor, para la elección del diodo se debe tener en cuenta que se necesitan diodos de conmutación rápida, que respondan bien ante una alta frecuencia de operación. Para la elección correcta del diodo, es necesario conocer la corriente promedio del mismo, su corriente pico y tensión máxima inversa, ya que conocer correctamente el valor de estos parámetros garantizará el correcto funcionamiento del diodo.

Por definición, la corriente promedio del diodo se puede calcular, y aplicando el hecho que es la misma corriente del inductor durante $D'T_s$, tenemos

$$I_D = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_D(t) dt,$$

$$I_D = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} i_D(t) dt,$$

$$I_D = \frac{1}{T_s} \left[\left(\frac{i_1 + i_2}{2} \right) (1 - D)T_s \right],$$

como $i_1 + i_2 = \frac{2I_o}{1 - D}$,

$$\Rightarrow I_D = I_o = \frac{v_o}{R} = \frac{P_o}{v_o}.$$

Por otra parte, la corriente pico máxima en el diodo es similar a la corriente pico del transistor, por lo tanto:

$$I_{pkD} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{v_i D}{2Lf_s} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{(v_i - v_o)(1-D)}{2Lf_s}.$$

El esfuerzo máximo de tensión en el diodo durante el instante en que se encuentra apagado, se puede determinar a partir del circuito equivalente del convertidor durante el tiempo de encendido del transistor.

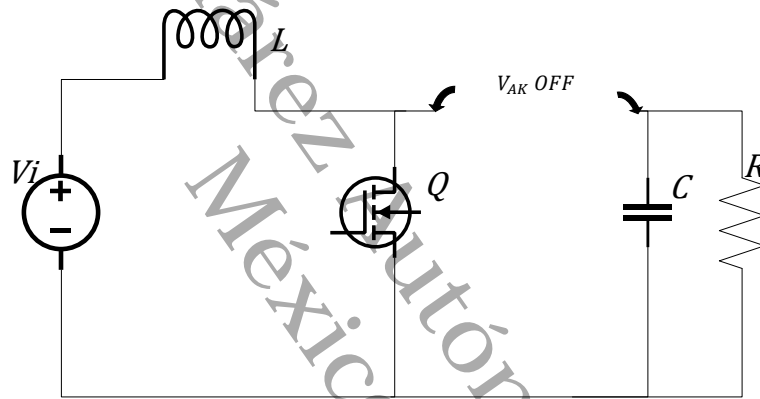


Figura A.2: Tensión en el diodo

$$V_{AKOFF} = v_o.$$

Apéndice B

Implementación de códigos

B.1. Código de la función S

Dentro de esta sección se muestra el código dentro del bloque de la función S, con el que se ha trabajado la simulación del sistema que se está estudiando.

```
function [sys ,x0 ,str ,ts ] = Boost(t ,x ,u ,flag )
%=====PARAMETROS===== %
L=1.33e-3;    C=4.7e-6;    R=100;    Rp=100;    fs=50e3;
Rf=4.5;      Isc=8;      Cf=100e-6;    k0=0.5;
Vref=61;     Kp=0.0025;   Ki=1.1;

%-----
switch flag ,
case 0
[sys ,x0 ,str ,ts]=mdlInitializeSizes(u ,fs ,L ,C ,k0 ,R ,Rp ,...
Kp ,Ki ,Isc ,Rf ,Cf); % Initialization
case 1
sys = mdlDerivatives(t ,x ,u ,fs ,L ,C ,k0 ,R ,Rp ,...
Kp ,Ki ,Vref ,Isc ,Rf ,Cf);% Calculate derivatives
case 3
sys = mdlOutputs(t ,x ,u ,fs ,L ,C ,k0 ,R ,Rp ,...
Kp ,Ki ,Vref ,Isc ,Rf ,Cf);% Calculate outputs
case { 2 , 4 , 9 } % Unused flags
sys = [];
otherwise
error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);
% Error handling
end
%-----
function [sys ,x0 ,str ,ts ] = mdlInitializeSizes(~ ,u ,fs ,L ,C ,k0 ,R ,Rp ,...
Kp ,Ki ,Vref ,Isc ,Rf ,Cf);
sizes = simsizes;
```

```

sizes.NumContStates = 4;
sizes.NumDiscStates = 0;
sizes.NumOutputs = 11;
sizes.NumInputs = 0;
sizes.DirFeedthrough = 0;      % Matrix D is nonempty.
sizes.NumSampleTimes = 1;
sys = simsizes(sizes);
%
x0=[0 0 0 0]';
str = [];
ts = [0 0];

%=====
function sys = mdlDerivatives(t,x,u,fs,L,C,k0,R,Rp,...
Kp,Ki,Vref,Isc,Rf,Cf);
%=====Variación en la carga=====
if (t>=0)&&(t<=0.02)
R=R;
elseif (t>0.02)&&(t<=0.04)
R=R*0.8;
else (t>0.04)
R=R*1.2;
end
%=====Control por modos delizantes=====
% s=R*k0*(x(2))-(x(3));
% control=k0+((1/2)*(1-abs(1-2*k0))-0.4898)*sign(s);

%=====Ganancia basada en control PI=====
e_voltaje=Vref-x(3);
sys(4)= e_voltaje;
integral=x(4);
G = Kp*e_voltaje + Ki*integral;
dG = Ki*e_voltaje;

%=====Estados deseados del sistema=====
i_estrella=x(1)*G;
di_estrella=x(1)*dG+G*sys(1);
e1=i_estrella-x(2);

%=====Señal de control basada en pasividad=====
fi=(x(1)-L*di_estrella+100*e1)/Vref;
%=====Limitador para la señal de control=====
if (fi >0.8)
fi =0.8;
elseif (fi >=0.1)&&(fi <=0.8)

```

```

fi=fi;
else (fi<0.1)
fi =0.1;
end

ref=fi;
%====Generación de la señal diente de sierra====%
saw=fs*mod(t,1/fs);
%====Comparación entre señales y generación del pulso cuadrado====%
Activo=(sign(ref-saw)+1)/2;

%====Ecuaciones que modelan el sistema====%
sys(1)= (Isc-x(2)-x(1)/Rf)/Cf;
sys(2)= (x(1)-x(3)*(1-Activo))/L;
sys(3)= (x(2)*(1-Activo)-x(3)/R)/C;

%=====
function sys = mdlOutputs(t,x,u,fs,L,C,k0,R,Rp,...
Kp,Ki,Vref,Isc,Rf,Cf);
%====Variación en la carga====%
if (t>=0)&&(t<=0.02)
R=R;
elseif (t>0.02)&&(t<=0.04)
R=R*0.8;
else (t>0.04)
R=R*1.2;
end
%====Control por modos deslizantes====%
% s=R*k0*(x(2))-x(3);
% control=k0+((1/2)*(1-abs(1-2*k0))-0.4898)*sign(s);

%====Ganancia basada en control PI====%
e_voltaje=Vref-x(3);
sys(4)= e_voltaje;
integral=x(4);
G = Kp*e_voltaje + Ki*integral;
dG = Ki*e_voltaje;

%====Estados deseados del sistema====%
i_estrella=x(1)*G;
di_estrella=x(1)*dG+G*sys(1);
e1=i_estrella-x(2);

%====Señal de control basada en pasividad====%
fi=(x(1)-L*di_estrella+100*e1)/Vref;

```

```

%==Limitador para la señal de control==%
if (fi > 0.8)
fi = 0.8;
elseif (fi >= 0.1) && (fi <= 0.8)
fi = fi;
else (fi < 0.1)
fi = 0.1;
end

ref = fi;
%==Generación de la señal diente de sierra==%
saw = fs * mod(t, 1/fs);
%==Comparación entre señales y generación del pulso cuadrado==%
Activo = (sign(ref - saw) + 1) / 2;

%==Ecuaciones que modelan el sistema==%
sys(1) = (Isc - x(2) - x(1)/Rf) / Cf;
sys(2) = (x(1) - x(3) * (1 - Activo)) / L;
sys(3) = (x(2) * (1 - Activo) - x(3) / R) / C;

sys = [x; G; i_estrella; di_estrella; fi; saw; Activo; R];
%==END==%

```

Alojamiento de la Tesis en el Repositorio Institucional	
Título de la Tesis:	Comparación del efecto de control en un sistema celda convertidor.
Autor de la Tesis:	José Rafael Vidal Fuentes
ORCID:	0009-0006-7300-1452
Resumen de la Tesis:	<p>En este trabajo se estudia el sistema de un convertidor elevador acoplado con una celda solar como fuente de energía. El estudio se aborda desde el análisis de estabilidad local de las tres ecuaciones diferenciales que modelan el sistema, posteriormente se busca la estabilidad global proponiendo el control basado en modos deslizantes y el control por moldeo de energía basado en pasividad, y finalmente se hace una comparación entre las respuestas de estos sistemas al tener variaciones en la carga final. Usando los controles mencionados se comparan los resultados obtenidos en las simulaciones del modelo con los experimentales.</p>
Palabras claves de la Tesis:	Estabilidad local, estabilidad global, convertidor elevador, celda solar, control.
Referencias citadas:	<p>H. Argote, Análisis de estabilidad y control de un sistema celda convertidor. Tesis de Maestría, UJAT 2019.</p> <p>M. Bhardwaj y B. Subharmanya. PV Inverter Design Using Solar Explorer Kit, 2013.</p> <p>D. Boroyevich, I. Cvetković, D. Dong, R. Burgos, F. Wang and F. Lee (2010). Future electronic power distribution systems a contemplative view. 2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, Basov, 1369-1380.</p> <p>El tiempo. (2022, 21 de julio). Radiación solar en Villahermosa. TuTiempo. https://www.tutiempo.net/radiacion-solar/villahermosa.html</p>

<p style="text-align: center; font-size: 2em; opacity: 0.1; transform: rotate(-45deg);"> Universidad Juárez México </p>	<p>R.W. Erickson. Fundamental of Power Electronic. Kluwer Academics Publishers, 2nd edn. 2004.</p>
	<p>L. Fraas y L. Partain (2010); Solar Cells and Their Applications. Wiley, New Jersey. D. W. Hart (2001); Electrónica de Potencia. Pearson Educación, Madrid.</p>
	<p>S. Hebertt, O. Romeo, P. Rafael and G. Mauricio (1996). Pasivity Based Controllers for the stabilization of DC to Dc Power Converters. IEEE Conference on Decision and Control, 34(4), 1-30.</p>
	<p>M. W. Hirsh y S. Smale, (1974); Differential Equations, Dynamical Systems, and Linear Algebra. Academic Press, New York. H. K. Khalil. Nonlinear systems. Prentice Hall, 3rd. edn., 2001.</p>
	<p>A. Krama, L. Zellouma y B. Rabhi. Improved control of shunt active power filter connected to a photovoltaic system using technique of direct power control. International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC), pp.880-885, 2016.</p>
	<p>J. A. Olmos, Análisis de Técnicas de Control por Moldeo de Energía Basado en Pasividad Aplicadas en Convertidores Tipo Elevador Entrelazados para su Uso en Sistemas de Alimentación Distribuida. Tesis Doctoral, CENIDET 2004.</p>
	<p>PROMÉXICO (2017). La Industria Solar Fotovoltaica y Fototérmica en México 2017.</p>
	<p>L. Perko, (2006); Differential Equations and Dynamical Systems. Springer, New York.</p>
	<p>B. Sahu, P. K. Jena y B. Rathore (2016). Design and Implementation of Inverter for PV array feeding AC Grid. International Journal of Engineering Development and Research, 4(3), 862-869.</p>
	<p>O. Said and G. Liping (2013). PWM-Based Adaptive Sliding-Mode Control for Boost DC-DC Converters. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60(8), 3291-3294.</p>

	<p>Secretaría de Energía (2010). Prospectiva del sector eléctrico 2010-2025 (1).</p> <p>Secretaría de Energía (2018). Prospectiva de Energías renovables 2018-2032 (1).</p> <p>A. Tobías-González, R. Peña-Gallardo, J. Morales-Saldaña y G. Gutiérrez-Urueta. Modeling of a wind turbine with a permanent magnet synchronous generator for real time simulations. IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), pp.1-6, 2015.</p> <p>W. Xiao, N. Ozog and W. G. Dunford (2007). Topology Study of Photovoltaic Interface for Maximum Power Point Tracking. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54(3), 1696-1704.</p> <p>X. Yang (2001). Generalized Form of Hurwitz-Routh Criterion and Hopf Bifurcation of Higher Order. Applied Mathematics Letters, 15 (2002), 615-621.</p> <p>J. C. Yris, H. Calleja, L. Hernández and J. Olmos (2012). Design and analysis of a grid-connected inverter without isolation for an AC module. 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2095-2099.</p>
--	---

comparación del efecto de control en un sistema celda convertidor

INFORME DE ORIGINALIDAD

12%

ÍNDICE DE SIMILITUD

FUENTES PRIMARIAS

1	www.cenidet.edu.mx Internet	458 palabras — 2%
2	gacetajuchiman.ujat.mx Internet	267 palabras — 1%
3	www.smcca.org.mx Internet	203 palabras — 1%
4	bibliotecavirtual.dgb.umich.mx:8083 Internet	131 palabras — 1%
5	galia.fc.uaslp.mx Internet	89 palabras — < 1%
6	www.scribd.com Internet	71 palabras — < 1%
7	ipicyt.repositorioinstitucional.mx Internet	59 palabras — < 1%
8	hdl.handle.net Internet	54 palabras — < 1%
9	www.dspace.espol.edu.ec Internet	54 palabras — < 1%