

Instituto Tecnológico de Costa Rica

Escuela de Ingeniería en Electrónica

Modelado y control de un convertidor DC-DC de carga
rápida para vehículos eléctricos

Informe de Proyecto de Graduación para optar por el título de Ingeniera
en Electrónica con el grado académico de Licenciatura

Natalia Cristina Jiménez Cabezas

Noviembre 2018, Cartago

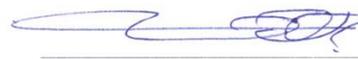
INSTITUTO TECNOLÓGICO DE COSTA RICA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PROYECTO DE GRADUACIÓN
ACTA DE APROBACIÓN

Defensa de Proyecto de Graduación
Requisito para optar por el título de Ingeniero en Electrónica
Grado Académico de Licenciatura
Instituto Tecnológico de Costa Rica

El Tribunal Evaluador aprueba la defensa del proyecto de graduación denominado Modelado y Control de un convertidor DC-DC de carga rápida para vehículos eléctricos, realizado por la señorita Natalia Cristina Jiménez Cabezas y, hace constar que cumple con las normas establecidas por la Escuela de Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

Miembros del Tribunal Evaluador


Ing. Marvin Hernández Cisneros
Profesor lector


Ing. Miguel Hernández Rivera
Profesor lector


Ing. Sergio Morales Hernández
Profesor asesor

Noviembre 2018, Cartago

Declaración de autenticidad

Declaro que el presente Proyecto de Graduación ha sido realizado, en su totalidad, por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema e introduciendo conocimientos propios.

En los casos en que he utilizado material bibliográfico, he procedido a indicar las fuentes mediante citas.

En consecuencia, asumo la responsabilidad total por el trabajo de graduación realizado y por el contenido del correspondiente informe final.



Natalia Cristina Jiménez Cabezas
Cédula 1-1595-0783

Resumen

En este informe se detalla el modelado de un convertidor DC-DC y su respectivo sistema de control para la carga de un vehículo eléctrico. Este sistema de carga a diferencia de los existentes actualmente en el mercado, toma como única fuente de energía un sistema fotovoltaico en vez de la red eléctrica tradicional.

El sistema fotovoltaico fue dimensionado para poseer un banco de baterías y además proveer 15kWh por día, el cual permitiría cargar al 50% de su capacidad un vehículo eléctrico promedio en una hora. Este diseño fue pensado como un sistema de asistencia en carretera que le permita a un vehículo con poca carga llegar a su destino o alcanzar otro punto de recarga que se encuentre dentro de la ruta de su viaje.

El convertidor como tal fue diseñado según las especificaciones de la SAE para un cargador DC de nivel 1, donde la potencia máxima es de 36 kW bajo una tensión nominal de 400 V. Debido a la relación de conversión, el convertidor es de tipo elevador y debido a la alta potencia que debe manejarse en este diseño, se optó por una topología entrelazada del convertidor elevador, en este caso y por simplicidad se utilizaron dos fases.

El diseño no fue implementado en físico por lo que todas las pruebas se realizaron haciendo uso de herramientas de software como Matlab, Simulink y PSIM.

Palabras clave: PSIM, Matlab, Simulink, Multifase, Elevador, Vehículo Eléctrico, Fotovoltaico.

Abstract

In this paper the modeling of a DC-DC converter and its respective control system was designed for fast charging an electric vehicle. This system unlike others in the market is independent from the grid and instead is supplied by a photovoltaic system.

The photovoltaic system was also designed to include a battery bank and to provide 15kWh per day. This energy can charge up to 50% capacity of an average electric vehicle in an hour. This design is intended to function as a road assistance system that helps a low charged vehicle to reach their destination or another charging point in their trip.

The converter was designed to meet the SAE standard criteria for a Level 1 DC charger which has a maximum output power of 36 kW at a nominal tension of 400 V. Due to high conversion ratio and high power specifications, the topology selected was an interleaved boost converter of two phases.

This design wasn't physically implemented for the scope of this study therefore all tests were simulated using software tools like Matlab, Simulink and PSIM.

Palabras clave: PSIM, Matlab, Simulink, Interleaved, Boost, Electric Vehicle, Photovoltaic.

Dedicatoria

A mi familia: Por el apoyo incondicional que he tenido toda mi vida y las bases profesionales que he formado a partir de su crianza y sus enseñanzas diarias. Tanto los Jiménez como los Cabezas somos personas resilientes con gran capacidad de salir adelante a pesar de las adversidades que nos rodean, este triunfo es una pequeña muestra de esas facultades.

A mis padres, madrastra, casi padrastro y a mi hermano: Por el gran esfuerzo personal que realizaron para permitirme dedicarme exclusivamente al estudio y por formarme como una persona integral que logra sus propósitos, a partir de hoy les retribuyo con éxitos. Les agradezco sus sabias enseñanzas sobre la vida y los retos que ella conlleva, sé que me han preparado con buenas herramientas que me han permitido afrontar retos y superarlos.

A Dani: Por ser mi mejor amigo, mi compañero de carrera y ahora mi compañero de vida, desde CC nos apoyamos para atravesar la carrera y llegamos juntos a la meta, no pude haber sido más afortunada, sé que de habernos separado en el camino los resultados hubieran sido muy diferentes, sin embargo hoy seguimos complementándonos en nuestra vida y en nuestras carreras.

Agradecimientos

Al profesor Ing. Sergio Morales Hernández, por darme la oportunidad no sólo de realizar y culminar mi proyecto en LIVE, sino por introducirme en el mundo de la movilidad eléctrica, con seguridad creo que es el siguiente paso tecnológico que debe dar la sociedad actual para disminuir sus efectos detrimentales sobre el ambiente.

También aplaudo la labor de mis compañeros en este laboratorio por aportar su criterio técnico a esta causa y por aportar a los esfuerzos para cumplir la visión y misión del laboratorio.

A los profesores Ing. Marvin Hernández Cisneros y al profesor Ing. Miguel Hernández Rivera por la supervisión de la totalidad del proyecto, por permitir hacerlo posible y por sus enseñanzas a lo largo de la carrera que finalmente me permitieron alcanzar este momento.

A Milena Leiva y a Jan Borchgrevink de la empresa ReFeel por brindarme la oportunidad de acercarme y aprender sobre el proceso involucrado en el dimensionamiento del sistema fotovoltaico y a la Ing. Gabriela Matute por su tiempo y sus enseñanzas sobre este tema.

Al profesor Ing. Carlos Meza Benavides, también por sus aportes como educador e ingeniero durante la carrera y específicamente durante el dimensionamiento de la etapa fotovoltaica de este proyecto así como el criterio emitido acerca de las limitantes y las especificaciones que ayudaron a aumentar la viabilidad del sistema en general.

ÍNDICE GENERAL

Resumen.....	4
Abstract.....	5
Dedicatoria.....	6
Agradecimientos.....	7
ÍNDICE DE FIGURAS.....	10
ÍNDICE DE TABLAS	12
Capítulo 1: Entorno del proyecto	13
1.1 Antecedentes	13
1.2 Definición del problema.....	15
1.2.1 Generalidades	15
1.2.2 Síntesis del problema.....	16
1.3 Enfoque de la solución	16
1.3.1 Tipos de convertidores	17
1.3.2 Análisis del estado del arte.....	20
1.3.3 Especificaciones de diseño.....	20
1.4 Alcances del proyecto.....	22
Capítulo 2: Propuesta de diseño del sistema	23
2.1 Especificaciones del sistema fotovoltaico	23
2.2 Dimensionamiento del sistema fotovoltaico	24
2.2.1 Cálculo del banco de baterías	25
2.2.2 Cálculo de paneles solares.....	26
2.3 Diseño del convertidor DC-DC	26
2.3.1 Topologías consideradas	26
2.3.2 Ecuaciones Importantes	27
Capítulo 3: Implementación del convertidor DC-DC.....	34
3.1 Dimensionamiento de los componentes	34
3.2 Simulaciones en PSIM	37

3.3	Comparación con convertidor boost tradicional.....	41
Capítulo 4:	Diseño del sistema de control.....	45
4.1	Controladores propuestos.....	45
4.2	Simulación en Matlab/Simulink con perturbaciones a la salida.....	48
Capítulo 5:	Análisis de resultados	51
5.1.	Análisis del sistema fotovoltaico.....	51
5.2.	Análisis del dimensionamiento del convertidor DC-DC.....	53
5.3.	Análisis de los sistemas de control propuestos	55
Capítulo 6:	Conclusiones.....	57
6.1	Conclusiones	57
6.2	Recomendaciones	58
Capítulo 7:	Bibliografía.....	59
Capítulo 8:	Anexos.....	62
Anexo A.1:	Tiempos de carga y capacidad de baterías.	62
Capítulo 9:	Apéndices.....	63
Apéndice A.1:	Representación en espacio de estados de los cuatro modos de operación del convertidor elevador entrelazado de dos fases	63
Apéndice B.1:	Función de transferencia del convertidor elevador entrelazado de dos fases.....	71

ÍNDICE DE FIGURAS

- Figura 1.1** Tipos de cargadores para vehículos eléctricos y su respectiva potencia
- Figura 1.2** Diagrama de bloques de primer nivel del sistema de carga rápida
- Figura 1.3** Convertidor reductor tradicional
- Figura 1.4** Convertidor elevador tradicional
- Figura 1.5** Convertidor reductor de múltiples fases intercaladas
- Figura 1.6** Convertidor reductor resonante LLC de medio puente
- Figura 1.7** Convertidor reductor ZVT de cambio de fase
- Figura 2.1** Convertidor elevador entrelazado de dos fases
- Figura 2.2** Modo de operación 1
- Figura 2.3** Modo de operación 2
- Figura 2.4** Modo de operación 3
- Figura 2.5** Modo de operación 4
- Figura 3.1** Respuesta al impulso de la función de transferencia en tiempo continuo
- Figura 3.2** Respuesta al impulso de la función de transferencia en tiempo discreto
- Figura 3.3** Esquemático de simulación en PSIM
- Figura 3.4** Pulso escalón de entrada al convertidor
- Figura 3.5** Tensión (rojo) y corriente (verde) sobre la carga del convertidor
- Figura 3.6** Disminución de la escala de medición sobre el primer intervalo de funcionamiento del convertidor.
- Figura 3.7** Rizado de tensión (rojo) y rizado de corriente (verde) sobre la carga del convertidor en estado estacionario
- Figura 3.8** Esquemático de simulación en PSIM del convertidor entrelazado para la medición de potencia de salida y entrada
- Figura 3.9** Potencia promedio de entrada (rojo), potencia promedio de salida (azul)
- Figura 3.10** Esquemático de simulación en PSIM del convertidor tradicional con componentes equivalentes al convertidor entrelazado
- Figura 3.11** Tensión (rojo) y corriente (verde) sobre la carga del convertidor
- Figura 3.12** Tensión del convertidor entrelazado (rojo) y tensión de convertidor tradicional (azul) sobre la carga del sistema en estado estacionario

Figura 3.13 Corriente del convertidor entrelazado (verde) y corriente de convertidor tradicional (morado) sobre la carga del convertidor en estado estacionario

Figura 3.14 Esquemático de simulación para la medición de potencia promedio de entrada y potencia promedio de salida.

Figura 3.15 Resultados de la simulación para la potencia promedio de entrada (rojo) y potencia promedio de salida (azul)

Figura 4.1 Lugar de las raíces de la planta en lazo abierto

Figura 4.2 Respuesta al impulso en lazo cerrado de la planta y el controlador PI

Figura 4.3 Lugar de las raíces en lazo cerrado de la planta y el controlador PI

Figura 4.4 Respuesta al impulso en lazo cerrado de la planta y el compensador de adelanto con integrador

Figura 4.5 Lugar de las raíces de la planta en lazo cerrado con el compensador de atraso con integrador

Figura 4.6 Diagrama de bloques en Simulink del control en lazo cerrado para el controlador PI

Figura 4.7 Figura 4.7 Respuesta ante el impulso y a perturbaciones del sistema de control PI

Figura 4.8 Diagrama de bloques en Simulink del control en lazo cerrado para el compensador de adelanto con integrador

Figura 4.9 Respuesta ante el impulso y a perturbaciones del compensador de adelanto con integrador

ÍNDICE DE TABLAS

- Tabla 1.1** Especificaciones de diseño
- Tabla 2.1** Cuadro resumen de capacidades de baterías
- Tabla 2.2** Especificaciones del sistema fotovoltaico
- Tabla 2.3** Modos de operación del convertidor DC-DC
- Tabla 5.1.** Costo aproximado de la implementación del sistema fotovoltaico
- Tabla A.1** Capacidad de la batería según el modelo del vehículo eléctrico

Capítulo 1: Entorno del proyecto

1.1 Antecedentes

Luego de la ratificación del Acuerdo de París en el 2016, Costa Rica junto a la gran mayoría de países del mundo se han comprometido a disminuir sus emisiones de gases de efecto invernadero, siendo uno de sus mayores contribuyentes, el sector transporte [7]. En Costa Rica, este sector es uno de los más contaminantes ya que entre otros factores, el uso de vehículos híbridos o eléctricos aún es escaso. A pesar de esto, grandes esfuerzos se están realizando para fomentar la transición a vehículos eléctricos.

Entre los avances alcanzados a nivel nacional se destaca: la aprobación de la Ley de Incentivos y Promoción de Vehículos Eléctricos, grupos organizados como la Asociación de Movilidad Eléctrica (Asomove) que activamente trabajan para fomentar el uso de estos vehículos mediante la divulgación de información, festivales de movilidad eléctrica y actividades varias dirigidas al público en general. Además se está desarrollando una red de puntos de recarga que se encuentra en crecimiento, donde actualmente existen 43 puntos de recarga distribuidos en todo el país, la mayoría aún dentro de la GAM [5].

El Laboratorio de Vehículos Eléctricos del ITCR es parte de esta red de grupos organizados, ya que activamente ha participado de diversas actividades de divulgación e incluso organizó el I Festival de Movilidad Eléctrica en el ITCR en su sede central Cartago. También se encuentra desarrollando diversos proyectos de investigación: entre ellos la conversión de vehículos de combustión interna a vehículos eléctricos, el estudio de las características de diseño de los diferentes tipos de cargadores eléctricos que existen actualmente, la carga inalámbrica de baterías, vehículos autónomos y simuladores de consumo energético, entre otros.

Tipos de cargadores para vehículos eléctricos y sus características principales.

Los tipos de cargadores para vehículos eléctricos se definen según los niveles de potencia que entregan a la batería del vehículo, en la Figura 1, se adjunta una tabla emitida por la Sociedad de Ingenieros Automotrices (SAE, en inglés). Los cargadores de uso domésticos son los de nivel 1 y 2 en AC, ya que se conectan a los 120 V de los tomacorrientes de la casa o fácilmente se puede

habilitar una conexión a 240V, como las conexiones que comúnmente utilizan ciertas cocinas o secadoras de ropa en el hogar. Sus tiempos de carga oscilan entre 17 horas a 1,2 horas dependiendo del nivel de potencia entregada al vehículo.

Los cargadores DC, por otro lado, son los que proveen mayor potencia y los que actualmente ofrecen el modo de carga rápida, ya que usualmente logran cargar un vehículo de 0% hasta 80% en menos de 1 hora, incluso, el cargador DC propietario que utiliza Tesla Motors para sus vehículos alcanza esos valores en 30 minutos utilizando potencias de 120 kW, el cual califica como un cargador DC de nivel 3 según el estándar mencionado.

SAE International SAE Charging Configurations and Ratings Terminology			
AC Level 1 (SAE J1772™) 	PEV includes on-board charger	*DC Level 1	EVSE includes an off-board charger
	120V, 1.4 kW @ 12 amp 120V, 1.9 kW @ 16 amp		200-450 V DC, up to 36 kW (80 A)
	Est. charge time:		Est. charge time (20 kW off-board charger):
	PHEV: 7hrs (SOC* - 0% to full) BEV: 17hrs (SOC - 20% to full)		PHEV: 22 min. (SOC* - 0% to 80%) BEV: 1.2 hrs. (SOC - 20% to 100%)
AC level 2 (SAE J1772™) 	PEV includes on-board charger (see below for different types)	*DC Level 2	EVSE includes an off-board charger
	240 V, up to 19.2 kW (80 A)		200-450 V DC, up to 90 kW (200 A)
	Est. charge time for 3.3 kW on-board charger		Est. charge time (45 kW off-board charger):
	PEV: 3 hrs (SOC* - 0% to full) BEV: 7 hrs (SOC - 20% to full)		PHEV: 10 min. (SOC* - 0% to 80%) BEV: 20 min. (SOC - 20% to 80%)
	Est. charge time for 7 kW on-board charger	*DC Level 3 (TBD)	EVSE includes an off-board charger
	PEV: 1.5 hrs (SOC* - 0% to full) BEV: 3.5 hrs (SOC - 20% to full)		200-600V DC (proposed) up to 240 kW (400 A)
	Est. charge time for 20 kW on-board charger		Est. charge time (45 kW off-board charger):
	PEV: 22 min. (SOC* - 0% to full) BEV: 1.2 hrs (SOC - 20% to full)		BEV (only): <10 min. (SOC* - 0% to 80%)
*AC Level 3 (TBD)	> 20 kW, single phase and 3 phase		
*Not finalized Voltages are nominal configuration voltages, not coupler ratings Rated Power is at nominal configuration operating voltage and coupler rated current Ideal charge times assume 90% efficient chargers, 150W to 12V loads and no balancing of Traction Battery Pack			
Notes: 1) BEV (25 kWh usable pack size) charging always starts at 20% SOC, faster than a 1C rate (total capacity charged in one hour) will also stop at 80% SOC instead of 100% 2) PHEV can start from 0% SOC since the hybrid mode is available.			
Copyright SAE 2011		Developed by the SAE Hybrid Committee ver. 031611	

Figura 1.1. Tipos de cargadores para vehículos eléctricos y su respectiva potencia.

Aparte de las diferencias en potencia y tipo de tensión que utilizan los cargadores AC de vehículos eléctricos y los cargadores DC de carga rápida, es que los cargadores AC no realizan ninguna conversión de energía, sino que dentro del vehículo se realiza la conversión AC-DC que necesita el BMS (Sistema de manejo de batería en sus siglas en inglés) para realizar el proceso de carga del banco de baterías del vehículo. En el caso de los cargadores DC, este proceso se realiza fuera del vehículo por lo que toda la etapa de conversión y control de la misma recae en el fabricante del cargador y no en el diseño del vehículo. Es mediante el protocolo de comunicación

que se mantiene un lazo de realimentación entre el BMS y el cargador DC de todo el proceso de carga.

Adicionalmente, debido a la alta potencia que manejan los cargadores DC, su fuente de energía no es un conector encontrado normalmente en viviendas, como son las conexiones de una y dos fases (120 V y 240 V) respectivamente, sino que estas estaciones toman una conexión trifásica de la red eléctrica, la cual no puede instalarse localmente con el aval de un electricista sino que debe ser la compañía eléctrica la que habilite tal conexión. Reduciendo de esta forma los lugares en los que se pueden instalar puntos de recarga con varias estaciones de carga rápida debido a la alta potencia que requieren y la conexión eléctrica especial que necesitan.

1.2 Definición del problema

1.2.1 Generalidades

Si bien los cargadores DC poseen tiempos de carga mucho menores que los cargadores de nivel 1 y 2 en CA, estos no son viables para instalar en zonas residenciales ya que los usuarios en realidad no necesitan de este servicio en sus casas, por experiencias de primera mano, divulgadas por Asomove principalmente, los usuarios cargan sus vehículos mientras duermen y rara vez descargan por completo la unidad por lo que no es necesaria la inversión de esta tecnología para un caso doméstico o cotidiano donde la persona se desplaza poco durante el día.

Por otro lado sí es necesario en zonas comerciales o industriales, por ejemplo para las flotillas de vehículos que deben estar en movimiento continuo: buses, camiones, taxis, vehículos repartidores o para establecimientos de paso como los puntos de recarga de alta potencia, donde las personas deben recargar y luego retomar su viaje hacia otro lugar.

Debido al poco tiempo que estos vehículos pueden mantenerse en reposo, la creación de este tipo de estaciones es crucial para la transición de vehículos de combustión interna a vehículos eléctricos ya que sin ellas se limita en gran medida la distancia o el tiempo que puede recorrer el vehículo en un país o región, siendo una gran desventaja para los usuarios o compañías que busquen comprar un vehículo eléctrico para estos fines.

Impacto energético sobre la red eléctrica

Sin embargo y como se expuso anteriormente los cargadores DC necesitan de mucha potencia, los que existen comercialmente rondan los rangos de 10kW a los 50kW, sin embargo estos límites van en aumento, siendo el *Supercharger* de Tesla Motors el de mayor potencia, ofreciendo un máximo de 120 kW en sus estaciones. Según el estándar de carga de vehículos eléctricos de SAE, el límite establecido para un cargador de carga rápida es de 240 kW.

Estos valores de potencia representan una facturación eléctrica importante y pueden llegar a generar un estrés elevado a la red eléctrica debido a su alta demanda de energía, por lo que la instalación de estaciones que solo dependan de la red eléctrica puede ser insostenible desde el punto de vista de generación de energía o del punto de vista económico al volverse muy costoso para el usuario o empresario mantener tarifas bajas debido a la alta facturación.

Adicionalmente debido a la infraestructura eléctrica que requieren estas estaciones para poder operar como es la conexión de tensión trifásica, existen lugares de paso o remotos en los que esta tecnología puede que no sea viable de instalar, por ejemplo en zonas rurales, disminuyendo la cobertura de estaciones de carga para los usuarios de vehículos eléctricos.

1.2.2 Síntesis del problema

Depender completamente de la red eléctrica para el uso de cargadores DC para la carga rápida de vehículos eléctricos puede volverse insostenible a medida que esta flota vehicular aumenta sus números

1.3 Enfoque de la solución

Con el fin de alivianar la demanda energética que puede representar una extensa flota vehicular eléctrica para la carga de sus baterías, se pretende utilizar elementos independientes de la red eléctrica como bancos de baterías y paneles solares en conjunto con convertidores DC-DC que generen suficiente potencia para poder alcanzar los estándares de carga rápida establecidos por el protocolo de la SAE.

Este tipo de elementos permiten disminuir los aspectos negativos que se podrían derivar de depender completamente de la red eléctrica, como lo son el alto costo energético o la inestabilidad

de la red ya que se pueden independizar de ella o incluso pueden suplir energía a la red para balancearla en caso de que sufra de alguna sobrecarga.

Con base a lo anterior, en LIVE se analizará la viabilidad de desarrollar un convertidor DC-DC que sea capaz de cargar de forma rápida un vehículo eléctrico y que su potencia provenga inicialmente de un banco de baterías en vez de una conexión a la red eléctrica como se realiza actualmente.

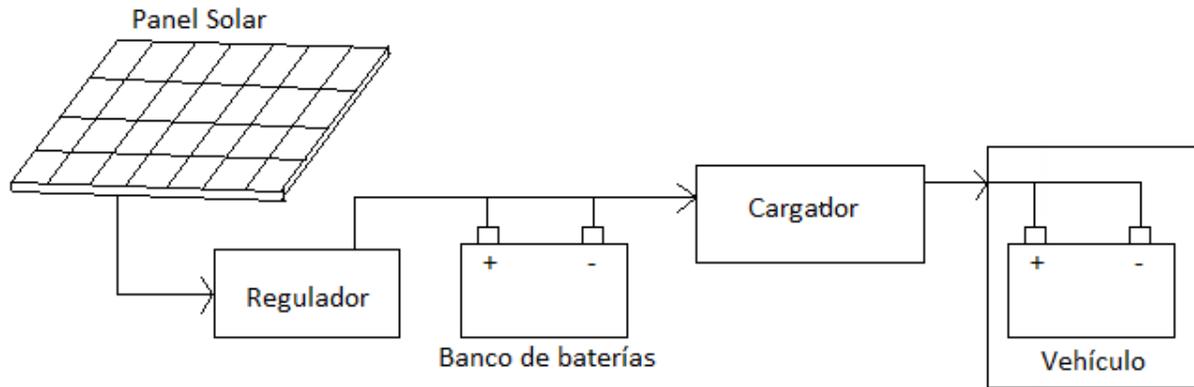


Figura 1.2. Diagrama de bloques de primer nivel del sistema de carga rápida.

1.3.1 Tipos de convertidores

A grandes rasgos los convertidores DC-DC pueden ser bidireccionales o unidireccionales, su diferencia radica en la dirección de los flujos de energía. Para un cargador convencional usualmente se utilizaría un convertidor unidireccional, sin embargo, debido a ciertas aplicaciones que se están integrando a los vehículos eléctricos y a sus cargadores, los fabricantes también se han inclinado hacia un cargador bidireccional.

Una de las aplicaciones que han fomentado el uso de convertidores bidireccionales es el V2G (*Vehicle to Grid*), con este mecanismo se pretende que en caso de que se detecte estrés en la red eléctrica, un vehículo conectado a un cargador pase de cargar su batería a suplir energía a la red. Esto debido a que un vehículo de uso doméstico, normalmente pasa gran cantidad de horas en parqueos, almacenando energía que no es aprovechada del todo o muy poco.

Características de tipos de convertidor

1. **Convertidor Unidireccional:** Entre sus ventajas se destaca la simplicidad en sus algoritmos de control que regulan la corriente suministrada a la batería. Su implementación es menos costosa ya que su tamaño, peso y complejidad es menor y no posee tantos riesgos de seguridad como el bidireccional.
2. **Convertidor Bidireccional:** Si bien su implementación y control es más complejo, permite implementar aplicaciones de V2G y de estabilización de red que a largo plazo aumentan la sostenibilidad del suministro eléctrico lo cual es cada vez más deseable para el fomento del uso de vehículos eléctricos.

Si bien el convertidor bidireccional ofrece una viabilidad mayor a largo plazo se optará en primera instancia en implementar el convertidor unidireccional y de esta forma crear una base de conocimiento y experiencia que facilite la implementación de un cargador bidireccional en un futuro cercano.

Tipos de convertidores unidireccionales tradicionales

1. **Convertidor reductor Buck:** Es la topología más conocida de convertidores reductores, como lo indica su nombre su salida consiste en una tensión DC menor que la que posee a su entrada. A diferencia de un divisor de tensión común, este convertidor posee una eficiencia considerablemente mayor debido a que utiliza dispositivos semiconductores para conmutar entre estados y así obtener el resultado deseado.

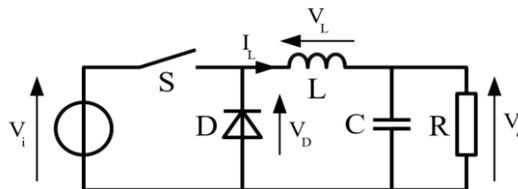


Figura 1.3. Convertidor reductor tradicional

2. **Convertidor elevador Boost:** Este convertidor también es uno de los más utilizados, a diferencia del convertidor Buck, este posee a su salida una tensión mayor a la que posee a

su entrada, sin embargo también logra un alta eficiencia aprovechando las características intrínsecas de ciertos dispositivos semiconductores.

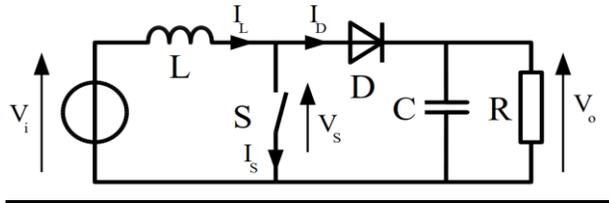


Figura 1.4. Convertidor elevador tradicional

Tipos de convertidores unidireccionales derivados del estado del arte en el diseño de cargadores DC para vehículos eléctricos

1. **Convertidor entrelazado multifase:** Este tipo de convertidor reduce la ondulación de la corriente a la salida casi completamente y reduce el tamaño de los componentes pasivos al incorporar varios convertidores de forma paralela, sin embargo, no es aislado.

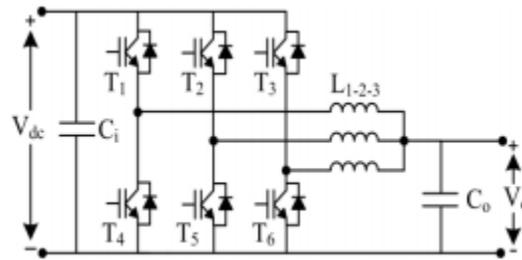


Figura 1.5. Convertidor reductor de múltiples fases intercaladas

2. **Convertidor resonante LLC de medio puente:** Posee una alta eficiencia sobre diferentes tipos de cargas y genera poco estrés sobre la etapa de rectificación. Sin embargo opera a base de frecuencia lo cual complica el diseño del transformador y la etapa de filtrado.

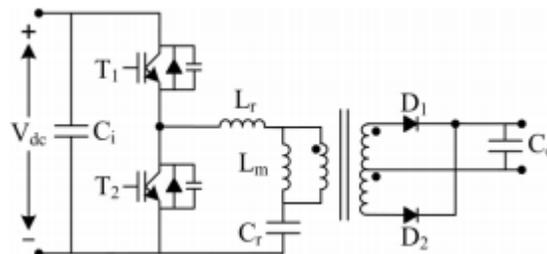


Figura 1.6. Convertidor reductor resonante LLC de medio puente

3. **Convertidor ZVT (Zero Voltage Transition) de cambio de fase:** Es adecuado para aplicaciones de alta potencia y alta frecuencia, aprovecha efectos parásitos para realizar las transiciones entre estados que necesita el convertidor para generar la salida de energía deseada. Sin embargo su eficiencia no es tan elevada como las otras opciones presentadas.

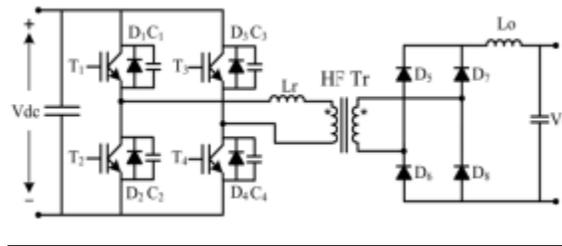


Figura 1.7. Convertidor reductor ZVT de cambio de fase

1.3.2 Análisis del estado del arte

Para los casos presentados anteriormente, se partió de una revisión del estado de arte en materia de convertidores DC-DC para vehículos eléctricos, sin embargo estas topologías han sido diseñadas para tomar como entrada DC la salida que proviene de un convertidor AC-DC, debido a que los cargadores desarrollados actualmente dependen de la red eléctrica.

Por esta razón se deben estudiar sus características y contrastarlas con las topologías DC-DC más tradicionales y sencillas como los convertidores elevadores o reductores, o las combinaciones o derivados de estos, que normalmente se han utilizado para aplicaciones de potencia baja o media.

Por lo tanto la etapa inicial del proyecto se centrará en determinar las características más relevantes de ambos rangos de topologías: las del estado del arte con las tradicionales, para así determinar cuál es la topología más adecuada para el trasiego de energía entre el banco de baterías al vehículo eléctrico y también determinar qué modificaciones podrían llegar a requerir que no se hayan contemplado para ese tipo de aplicación.

1.3.3 Especificaciones de diseño

Los convertidores unidireccionales analizados, normalmente forman parte de un sistema de convertidores que se conectan a la red eléctrica, por lo tanto el proceso de diseño en este proyecto estará enfocado en adaptar las topologías más populares para la carga rápida de vehículos eléctricos a una fuente de poder proveniente de un banco de baterías en vez de una fuente AC trifásica como es el caso convencional.

Entre algunas especificaciones generales se destacan:

- El rizado de la tensión y corriente a la salida del convertidor debe ser mínimo, como la carga es una batería, se evaluará el rizado de voltaje según las especificaciones de tensión máxima y mínima de carga de la batería.
- Alcanzar un tiempo de carga mínimo que responda con las limitaciones físicas de la construcción del convertidor DC-DC respecto al sistema fotovoltaico.
- Utilizar un método de control adecuado para manejar el valor de corriente y tensión suministrado al vehículo eléctrico.
- El modelo generado del convertidor debe ser físicamente realizable y debe optimizarse para un factor de eficiencia elevado, sin dejar de lado tratar de obtener el menor tiempo de carga posible.

Tabla 1.1: Especificaciones de diseño

Sección del proyecto	Especificaciones
Modelo teórico	<p>Potencia: Opera entre 0 kW y 36 kW</p> <p>Eficiencia: Igual o mayor a 0.8</p> <p>El rizado en la corriente y tensión de salida es tal que no representa un peligro para la batería del vehículo</p>
Sistema de control	<p>El sistema modifica la cantidad de corriente y tensión que requiere el BMS de la batería del vehículo para cargarla adecuadamente y no representar un daño para esta.</p>
Viabilidad del diseño	<p>El diseño del sistema en general debe ser físicamente realizable y su implementación debe ser viable</p>

1.4 Alcances del proyecto

Como meta del proyecto se espera poder desarrollar una estación de carga rápida que pueda competir con su contraparte dependiente de la red eléctrica, es decir que pueda cargar hasta el 80% de la capacidad de la batería en menos de una hora haciendo uso de elementos independientes de la red. Sin embargo, por el estado inicial del proyecto y por las limitantes energéticas que actualmente poseen estos elementos (que se encuentran disminuyendo), se intentará alcanzar métricas mucho más conservadoras.

En este proyecto se pretende desarrollar un convertidor DC-DC que permita la carga de un vehículo eléctrico hasta al menos el 50% de su capacidad a una potencia menor o igual a los 36 kW que propone la SAE como un cargador DC de nivel 1. Como cualquier tipo de convertidor su eficiencia se debe situar como mínimo al 80%.

Para lograr este objetivo se planea desarrollar un modelo teórico del convertidor que permita describir su dinámica y además a partir de este, diseñar un sistema de control adecuado que regule la salida de tensión del convertidor y la mantenga dentro de un rango de error aceptable (Ver Tabla 1.1). Además validar la viabilidad de crear tal sistema a partir de los resultados obtenidos del dimensionamiento del sistema fotovoltaico que debe colocarse como fuente de alimentación del sistema. Es decir, el sistema podría no ser viable si para alcanzar la carga deseada del vehículo se deban emplear gran cantidad de recursos o tiempos excesivos de carga.

Capítulo 2: Propuesta de diseño del sistema

2.1 Especificaciones del sistema fotovoltaico

En primera instancia se investigó acerca de los bancos de baterías de los vehículos eléctricos tradicionales, sus tensiones nominales y sus capacidades de carga. Información proporcionada por el equipo de soporte de la página web Clippercreek.net (ver Anexo A.1), fue utilizada para obtener un promedio de la capacidad de baterías de un vehículo eléctrico, como se observa en el cuadro resumen existe gran variedad en las características de cada vehículo, siendo los bancos de mayor capacidad los de Tesla Motors.

Tabla 2.1. Cuadro resumen de capacidades de baterías según datos tomados del Anexo A.1

Tipo de valor	Modelo de vehículo eléctrico	Capacidad de la batería (kWh)
Valor mínimo	Mitsubishi iMiev	16
Valor máximo	Tesla Modelo X y S 100D & P100D	100
Valor promedio contando capacidad de Tesla Motors	-	48
Valor promedio sin contar capacidad de Tesla Motors	-	30

La razón por la cual se toman dos valores promedio es por la singularidad del banco de baterías que posee Tesla Motors, estas poseen una gran densidad de energía debido a la forma en la que están construidas, el modelo X y S utilizan celdas 18650 las cuales son de bajo costo y han permitido que Tesla produzca un banco de baterías de bajo costo y alta densidad de energía al utilizar más de 7000 celdas en sus bancos [1], sin embargo otros fabricantes se han inclinado por las variaciones de baterías de litio que si bien poseen un mayor costo ofrecen gran densidad de carga a poca cantidad de celdas, por ejemplo el Nissan Leaf posee 192 celdas [11]. Se espera que el precio de estas continúe descendiendo aumentando en el futuro la cantidad de celdas que poseen los bancos de baterías que utilizan los fabricantes y por ende la capacidad de carga de los vehículos eléctricos que utilizan esta tecnología [1].

Para este proyecto, debido a que se apunta a valores de potencia conservadores, se trabajará con el valor de 30 kWh para dimensionar el sistema fotovoltaico. La mayoría de los bancos de baterías poseen al menos 400 V de tensión nominal, por lo tanto este es el valor de salida que se utilizará como referencia más adelante para el dimensionamiento del convertidor DC-DC.

2.2 Dimensionamiento del sistema fotovoltaico

Para el dimensionamiento del sistema fotovoltaico se buscó la asesoría de dos entidades, la primera, la empresa Refeel, la cual destaca como una empresa con trayectoria internacional en la asesoría, diseño e instalación de sistemas fotovoltaicos a gran gama de clientes [15] y la segunda es el SESLab, el Laboratorio de Sistemas Electrónicos para la Sostenibilidad del ITCR, el cual, entre sus actividades destaca la investigación en sistemas fotovoltaicos en diferentes niveles [16]. En este diseño el análisis de viabilidad fue fundamental ya que si bien actualmente el alcance del proyecto no incluye una implementación física, se planea llevarla a cabo en un futuro cercano tomando como base la fundamentación teórica del diseño que se realizará en este proyecto. Por lo tanto los elementos deben dimensionarse según las limitaciones que posee LIVE para la adquisición de todos los componentes necesarios.

El principal asesor en esta materia es el SESLab, ya que al igual que LIVE es un laboratorio del TEC y al poseer el criterio técnico y los recursos fotovoltaicos que pueden ser utilizados en el proyecto, las limitantes se basaron en las capacidades de este laboratorio. A partir del asesoramiento de ambas organizaciones el sistema fotovoltaico se dimensionó de la siguiente forma:

Tabla 2.2. Especificaciones del sistema fotovoltaico

Especificación	Valor	Justificación
Potencia a entregar por día	15 kWh	Se apunta a cargar al 50% un carro por día
Potencia de los paneles	380 W	Tipo de panel utilizado por el SESLab
Cantidad de vehículos a cargar por día	1	Se infiere que la cantidad de vehículos en esta situación es mínima
Radiación solar en	1441 kWhy/kWp	Se dimensiona según la

Tecnológico de Costa Rica		radiación solar disponible en la Escuela de Ingeniería Electrónica [17]
Tensión de salida requerida	96 V	Este valor permite alcanzar los 400 V de salida con un ciclo de trabajo cercano al 80%
Porcentaje de pérdidas	20%	Se utiliza para representar pérdidas varias, por ejemplo por impurezas en la superficie del panel, temperatura, humedad entre otros.
Profundidad de descarga	50%	Valor mínimo que normalmente se utiliza para baterías en constante carga y descarga [14]

Con base a la tabla 2.2 se procede a realizar el cálculo de la cantidad de paneles y el banco de baterías que poseerá el sistema fotovoltaico:

2.2.1 Cálculo del banco de baterías

$$\text{Capacidad de carga (Ah)} = \frac{\text{Potencia a entregar por día (Wh)}}{\text{Tensión de salida requerida (V)}} \quad (2.1)$$

Sustituyendo valores se obtiene:

$$\text{Capacidad de carga} = 157 \text{ Ah}$$

Sin embargo, al tomar en cuenta la profundidad de carga se obtiene que:

$$\text{Capacidad de carga real (Ah)} = \frac{\text{Capacidad de carga (Ah)}}{\text{Profundidad de descarga (\%)}} \quad (2.2)$$

Obteniendo así:

$$\text{Capacidad de carga real} = 314 \text{ Ah}$$

2.2.2 Cálculo de paneles solares

La ecuación que permite conocer la cantidad de paneles necesarios según la potencia anual que se desee entregar, la capacidad pico del panel (potencia máxima que puede entregar), la radiación solar promedio a la cual estará expuesto el panel y un porcentaje estándar de pérdidas varias se muestra en la ecuación (2.3):

$$\text{Número de paneles} = \frac{\text{Consumo de potencia anual (kWh)} + \text{Pérdidas (kWh)}}{\text{Radiación solar (kWh/kWp)} \cdot \text{Capacidad del panel (kWp)}} \quad (2.3)$$

Se tiene que el consumo de potencia diario es 15 kWh, por lo tanto el consumo de potencia anual es igual a 5475 kWh. Las pérdidas representan el 20% de este valor, es decir, 1095 kWh. La capacidad del panel en kWp es de 0.350, ya que es la potencia pico que puede proveer el panel. Sustituyendo los valores anteriores en la ecuación (2.3) se obtiene:

Número de paneles: 13

Este valor representa la cantidad de paneles necesarios para poder cargar un vehículo eléctrico cada día hasta el 50% de su capacidad. Sin embargo, es posible que la cantidad de vehículos que ocupen este servicio sea menos de uno por día y al poseer un banco de baterías, que pueden cargarse a lo largo de varias horas o incluso días si la afirmación anterior es verdadera, la cantidad de paneles puede reducirse aún más, sin embargo este análisis se tendrá que llevar a cabo luego de la implementación física de todo el cargador e incluso luego de un pequeño estudio del uso de vehículos eléctricos y sus necesidades de carga en carretera. Por lo que por ahora se presenta como un valor de referencia de la cantidad de paneles que se ocuparían para la realización de esta estación de carga en una primera instancia.

2.3 Diseño del convertidor DC-DC

2.3.1 Topologías consideradas

Al igual a como se expuso en el Capítulo 1 en Enfoque de la Solución, se realizó un estudio del estado del arte en materia de cargadores para vehículos eléctricos. Se estudiaron las propuestas dadas en esa sección pero para su implementación como convertidor elevador en vez de reductor debido a los cálculos realizados para el sistema fotovoltaico, a pesar de este cambio las

características principales de cada convertidor se mantienen tanto para el tipo elevador como reductor.

En primera instancia se estableció que el convertidor sería unilateral ya que incorporar funciones como el V2G implicaría crear una interfaz que monitoree el flujo de energía en el sentido fotovoltaico-vehículo, red-vehículo, fotovoltaico-red, vehículo-red. De modo que los flujos puedan transcurrir de cada punto hacia el otro, dada la situación prematura del proyecto esto se dejará para un diseño posterior más robusto.

El segundo aspecto a considerar es el aislamiento del convertidor, aplicaciones similares a la que se desea diseñar en este proyecto como [9], [12], aún si poseen un sistema fotovoltaico con banco de baterías siempre incluyen también una conexión a la red eléctrica por lo que el uso del aislamiento es justificado debido a la existencia de una fuente de energía alternativa de mucha más potencia que el sistema fotovoltaico. En nuestra aplicación el flujo es unidireccional y la fuente de energía es única por lo que se decidió que el aislamiento del convertidor no era necesario para nuestro diseño, además que la adquisición de un transformador de alta frecuencia dificulta la implementación física y complica el modelado del convertidor sin necesidad ya que el diseño realizado en este proyecto busca generar una prueba de concepto en primera instancia.

Por lo tanto, se recurrió a estudiar la topología de convertidor elevador entrelazado de dos fases que fue propuesto en el enfoque de la solución como un convertidor elevador no aislado de fácil implementación, control y dimensionamiento.

En general entrelazar un convertidor significa conectar en paralelo varios convertidores del mismo tipo. Esto trae consigo el beneficio de disminuir en gran medida el rizado en la tensión de salida, también ofrece la oportunidad de ramificar el paso de corriente entre al menos dos dispositivos semiconductores, aliviando así las especificaciones de diseño que deben tener estos modelos para manejar el nivel de potencia requerido, por último, dado que la base del convertidor elevador entrelazado es un convertidor elevador tradicional, las ecuaciones que rigen su dimensionamiento sufren pocas modificaciones, facilitando la etapa de dimensionamiento del convertidor.

2.3.2 Ecuaciones Importantes

Las ecuaciones para el dimensionamiento de los componentes del convertidor seleccionado para esta aplicación son [3], [13]:

- Razón de conversión y ciclo de trabajo:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.4)$$

- Corriente total de salida versus ciclo de trabajo, resistencia de carga y tensión de entrada:

$$I_L = \frac{V_S}{(1-D)^2 R} \quad (2.5)$$

- Rizado de corriente para cada inductor versus ciclo de trabajo, frecuencia e inductancia:

$$L \geq \frac{V_{in} D T_S}{2 \Delta I_o} \quad (2.6)$$

- Relación entre el valor del capacitor, ciclo de trabajo, tensión de salida, impedancia de carga, frecuencia y rizado en la tensión de salida:

$$C \geq \frac{D V_o}{R \Delta V_o F_S} \quad (2.7)$$

- Cálculo de la eficiencia:

$$\eta = \frac{1}{1 + r_L (R(1-D)^2)} \quad (2.8)$$

Como se puede observar el ciclo de trabajo es una variable presente en todas estas ecuaciones, por esta razón, esta es la variable que debe controlarse para manejar el convertidor ante cualquier perturbación. Para lograr esto se tendrá que obtener la función de transferencia del convertidor, sin embargo debido a la presencia de elementos no lineales como los dispositivos semiconductores y los diferentes circuitos equivalentes formados por cada ciclo de conmutación, se deben utilizar diferentes técnicas de aproximación para poder obtener esta relación [12].

En este caso se utilizará la técnica del modelo promedio del espacio de estados. Debido a la extensión del cálculo de la función de transferencia, se mostrarán los pasos clave para alcanzar el resultado deseado y los detalles que llevaron a estos resultados se podrán verificar en el Apéndice A.1 y el Apéndice B.1 de este documento.

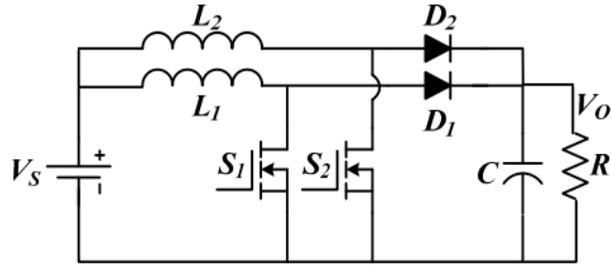


Figura 2.1. Convertidor elevador entrelazado de dos fases

Este es el convertidor seleccionado para nuestra aplicación. Como se puede observar, está conformado por dos convertidores elevadores tradicionales en paralelo. Cada transistor será activado con una señal PWM propia, las cuales difieren con un desfase de 180° únicamente. Para esta topología cabe destacar que el desfase necesario es igual a $360^\circ/n$, siendo n la cantidad de fases en paralelo que se quieran agregar al convertidor, también se aclara que este convertidor trabajará bajo el modo de conducción continua.

Debido al funcionamiento del convertidor existen 4 escenarios a considerar, resumidos en la Tabla 2.3:

Tabla 2.3 Modos de operación del convertidor DC-DC

	Estado S1	Estado S2
Modo 1	1	0
Modo 2	1	1
Modo 3	0	1
Modo 4	0	0

Modo 2 y 4: Transistores en mismo estado, Modo 1 y 3: Transistores en estados contrarios.

A continuación se muestran los circuitos equivalentes de cada modo incluyendo una resistencia parásita r para cada inductor, capacitor, transistor y diodo presente en el circuito. Los cálculos detallados de este análisis se encuentran en el Apéndice A.1 debido a su extensión.

Modo 1: Transistor S2 está en la región de corte y transistor S1 está en región lineal, la corriente fluye por el diodo D2 hacia la carga.

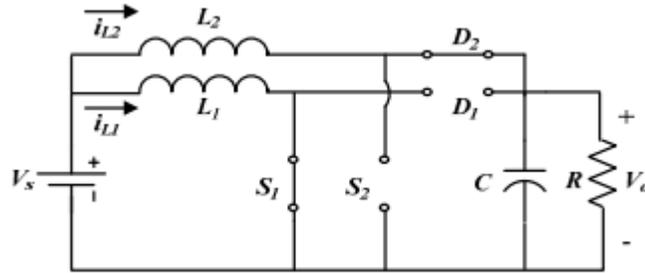


Figura 2.2. Modo de operación 1

Resultado en espacio de estados, incluidas las resistencias parásitas de todos los componentes, excepto la fuente y la carga:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + rd}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_L + rd}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{L_2 \cdot R - rc \cdot R \cdot C(r_L + rd)}{L_2 \cdot C(R + rc)} & -\frac{L_2 + R \cdot rc \cdot C}{L_2 \cdot C(R + rc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ \frac{R \cdot rc}{L_2(R + rc)} \end{bmatrix} V_s$$

Ciclo de trabajo: $d_1 = D$ (2.9)

Modo 2: Ambos transistores están en la región lineal, la corriente fluye únicamente por los inductores del circuito almacenando energía.

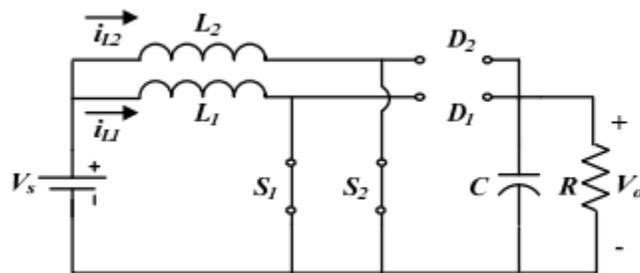


Figura 2.3. Modo de operación 2

Resultado en espacio de estados, incluidas las resistencias parásitas de todos los componentes, excepto la fuente y la carga:

Ciclo de trabajo: $d_2 = 0.5 - D$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + rd}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_L + rd}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C(R + rc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (2.10)$$

Modo 3: Transistor S1 está en la región de corte y transistor S2 está en región lineal, la corriente fluye por el diodo D1 hacia la carga.

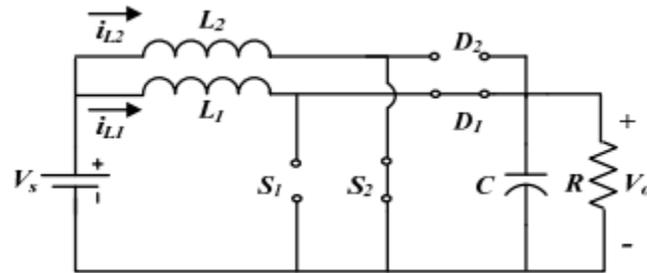


Figura 2.4. Modo de operación 3

Resultado en espacio de estados, incluidas las resistencias parásitas de todos los componentes, excepto la fuente y la carga:

Ciclo de trabajo: $d_3 = D$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + rd}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_L + rd}{L_2} & 0 \\ \frac{L_1 \cdot R - rc \cdot R \cdot C(r_L + rd)}{L_1 \cdot C(R + rc)} & 0 & -\frac{L_1 + R \cdot rc \cdot C}{L_1 \cdot C(R + rc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ \frac{R \cdot rc}{L_1(R + rc)} \end{bmatrix} V_s \quad (2.11)$$

Modo 4: Ambos transistores están en la región de corte, la corriente fluye por ambos diodos hacia la carga.

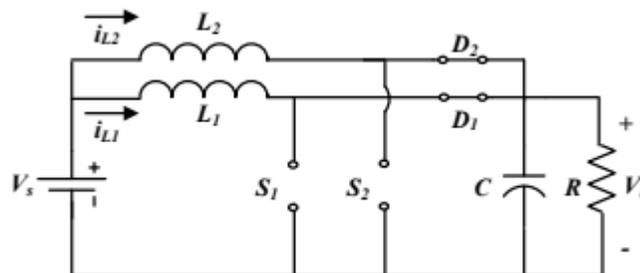


Figura 2.5. Modo de operación 4

Resultado en espacio de estados, incluidas las resistencias parásitas de todos los componentes, excepto la fuente y la carga:

Ciclo de trabajo: $d_A = (0.5 - D)$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + rd}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_L + rd}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{L_1 \cdot R - rc \cdot R \cdot C(r_L + rd)}{L_1 \cdot C(R + rc)} & \frac{L_2 \cdot R - rc \cdot R \cdot C(r_L + rd)}{L_2 \cdot C(R + rc)} & -\frac{1}{C(R + rc)} - \frac{rc \cdot R}{L_1(R + rc)} - \frac{rc \cdot R}{L_2(R + rc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ \left(\frac{rc \cdot R(L_2 + L_1)}{L_2 \cdot L_1(R + rc)} \right) \end{bmatrix} V_s \quad (2.12)$$

Finalmente para todos los casos anteriores se tiene que:

$$V_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Para aplicar el promedio del espacio de estados se incorpora el ciclo de trabajo a cada modo de operación del convertidor y cada matriz A, B y C calculada anteriormente. Ahora las matrices promedio A, B y C cumplen la siguiente relación:

$$A = D \sum_{i=1}^N A_{2i-1} + \left(\frac{1}{N} - D \right) \sum_{i=1}^N A_{2i} \dots$$

$$B = D \sum_{i=1}^N B_{2i-1} + \left(\frac{1}{N} - D \right) \sum_{i=1}^N B_{2i} \dots$$

$$C = D \sum_{i=1}^N C_{2i-1} + \left(\frac{1}{N} - D \right) \sum_{i=1}^N C_{2i} \dots$$

Con $N = 2$, que representa la cantidad de fases entrelazadas.

Para nuestra aplicación se tiene que:

$$\begin{aligned} A &= (A_1 + A_3) \cdot D + (A_2 + A_4) (0.5 - D) \\ B &= (B_1 + B_3) \cdot D + (B_2 + B_4) (0.5 - D) \\ C &= (C_1 + C_3) \cdot D + (C_2 + C_4) (0.5 - D) \end{aligned}$$

Donde la suma del ciclo de trabajo de cada modo de operación cumple lo siguiente:

$$d_1 + d_2 + d_3 + d_4 = 1 \quad (2.14)$$

A partir de este punto, se realiza el análisis en pequeña señal del espacio de estados para obtener mediante la introducción de pequeñas perturbaciones ac , la función de transferencia del sistema en términos de las matrices obtenidas en cada modo de operación, sin embargo, el desarrollo de esta aproximación es extenso por lo que se detalla en el Apéndice B.1. A continuación se procede a mostrar el resultado, la función de transferencia obtenida en términos de algunas matrices auxiliares que facilitan la lectura de la ecuación matemática:

$$M = (A_1 + A_3) \cdot D + (A_2 + A_4) (1 - D)$$

$$N = (B_1 + B_3) \cdot D + (B_2 + B_4) (1 - D)$$

$$O = (C_1 + C_3) \cdot D + (C_2 + C_4) (1 - D)$$

$$m = A_1 + A_3 - A_2 - A_4$$

$$n = B_1 + B_3 - B_2 - B_4$$

$$o = C_1 + C_3 - C_2 - C_4$$

$$X = -M^{-1} \cdot N \cdot V_s$$

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = O (sI - M)^{-1} (nVs + mX) + oX \quad (2.15)$$

Capítulo 3: Implementación del convertidor DC-DC

3.1 Dimensionamiento de los componentes

Con las ecuaciones dadas anteriormente se escogen y se calculan algunos valores, todos sumarizados en la Tabla 2.3.

Tabla 2.3. Valores dimensionados para el convertidor elevador entrelazado

Variable	Valor
Potencia deseada de salida	16 kW
Resistencia, R	10 Ω
Inductancia, L	500 μ H
Capacitor, C	200 μ F
Resistencia parásita inductor y capacitor, r	0.02 Ω
Frecuencia conmutación, f	20 kHz
Ciclo de trabajo, D	0.76
Tensión de entrada, Vi	96 V
Corriente total Io	153.6 A
Corriente sobre la carga I_{\square}	40 A
Rizado de corriente pico pico ΔI_{in}	7.296 A
Porcentaje del rizado de corriente respecto a la corriente total	4.75%
Tensión de salida, Vo	400 V
Rizado de tensión de salida, ΔV_o	7.6 V
Porcentaje del rizado de tensión respecto al valor total	1.9%
Eficiencia del convertidor	98.86%

Función de transferencia obtenida con la sustitución de valores en las matrices obtenidas en el análisis de espacio de estados realizado en el capítulo 2:

```

TF =
      1.479e07 s^2 + 4.734e09 s + 3.787e11
-----
      s^3 + 3.937e04 s^2 + 3.247e07 s + 4.192e09

polos =          -38527          -680          -160
ceros =          -160          -160
  
```

Tiempo discreto con un tiempo de muestreo de 0.1 ms

```

TF_z =
      361.3 z^2 - 711.1 z + 349.9
-----
      z^3 - 1.94 z^2 + 0.9601 z - 0.01951

Sample time: 0.0001 seconds

polos =          0.9841          0.9343          0.0212
ceros =          0.9841          0.9839
  
```

Una particular de esta planta es la cancelación de un polo con un cero, tanto en las funciones de transferencia en tiempo continuo y tiempo discreto, lo cual modifica el comportamiento de la función de transferencia a uno más simple, uno de dos polos y un cero. Además sólo uno de estos polos es realmente dominante, en el caso de tiempo continuo, el polo situado en -38527 es 55 veces más grande que el polo en -680, por lo tanto la dinámica de este sistema en realidad recae sobre un polo y un cero. La respuesta al impulso de ambas funciones de transferencia se puede observar en las figuras 3.1 y 3.2.

La frecuencia de muestreo para la función de transferencia en tiempo discreto es más alto que la frecuencia de conmutación del convertidor. El período de conmutación es de 50 μ s, mientras que el período de muestreo es de 0.1 ms, el doble del anterior, a pesar de esto, el período de conmutación seleccionado es adecuado debido a que reproduce importantes rasgos de la onda en tiempo continuo como el valor pico, el cual, en términos del sistema de control, es quizás el rasgo más importante porque define el porcentaje de sobreimpulso que tiene la planta y define la magnitud de la acción de control requerida para disminuir este valor.

También se hace notar que el valor máximo está 40 V por debajo de los 400 V deseados, sin embargo este valor es inversamente proporcional del valor de la resistencia parásita, el cual se escogió en 0.02Ω como un valor representativo asociado a todos los componentes, la reducción del valor, según los datos propios de los componentes reales que se utilizarían en la implementación física permite elevar el valor de tensión máxima alcanzado sin alterar otros aspectos de la función de transferencia, sólo su ganancia.

Respuesta al impulso de la función de transferencia en tiempo continuo:

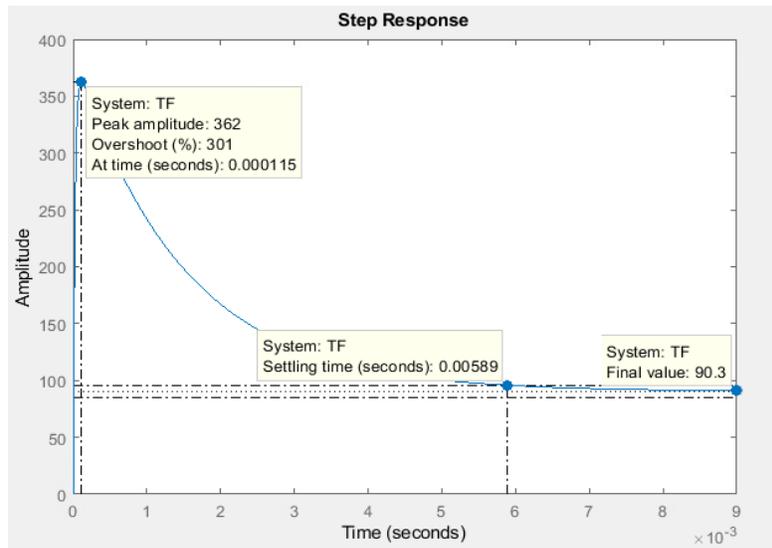


Figura 3.1. Respuesta al impulso de la función de transferencia en tiempo continuo

Respuesta al impulso de la función de transferencia en tiempo discreto:

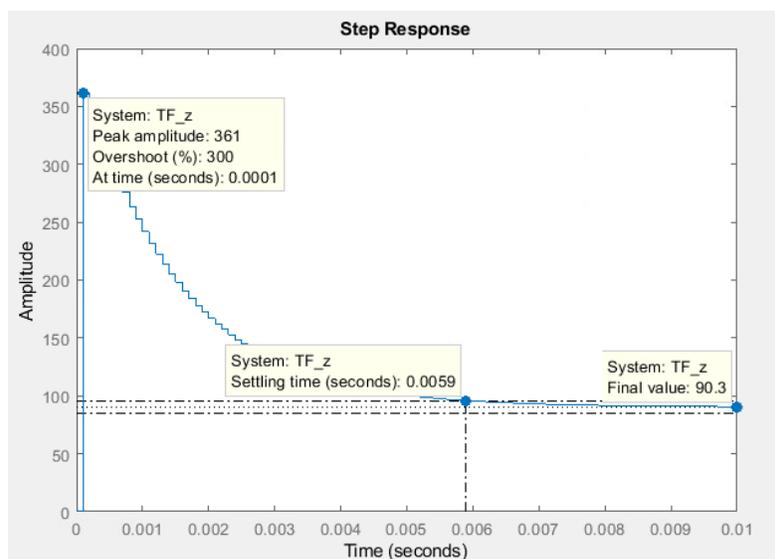


Figura 3.2. Respuesta al impulso de la función de transferencia en tiempo discreto

3.2 Simulaciones en PSIM

Inicialmente se intentó realizar simulaciones en el software de NI Multisim, pero dado que es un software de simulación de circuitos estándares, incluso la simulación de un convertidor elevador sencillo presentó problemas de procesamiento de datos y el caso de un convertidor elevador entrelazado fue imposible de simular, entre las razones se estima que los niveles de potencia utilizados son elevados y que los procesos de carga y descarga del que dependen los convertidores DC-DC requieren procesamiento adicional para permitir una simulación más acertada de estos procesos.

PSIM por otro lado es un software optimizado para electrónica de potencia, entre sus versiones más recientes existen paquetes para simulación de sistemas fotovoltaicos y almacenamiento de energía en bancos de baterías, justo lo necesario para este proyecto, sin embargo, estos paquetes no están incluidos en la versión pública y una licencia completa requiere una solicitud directa con el departamento de servicio al cliente por parte de un profesional con intenciones de compra del software entre otros requisitos, por lo que para este proyecto solo se utilizaron elementos que forman parte de la versión básica del programa mientras una licencia completa es adquirida.

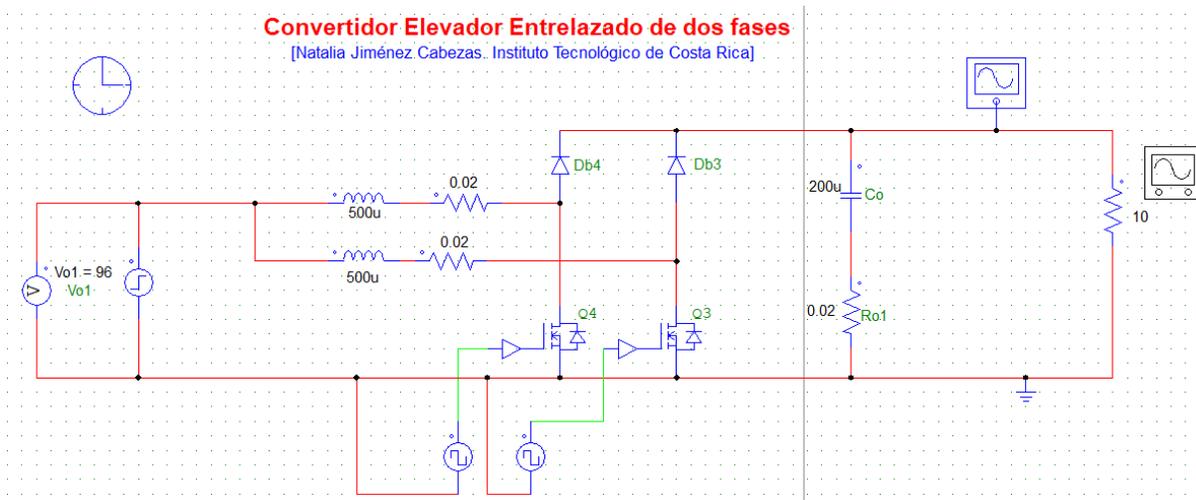


Figura 3.3. Esquemático de simulación en PSIM del convertidor entrelazado

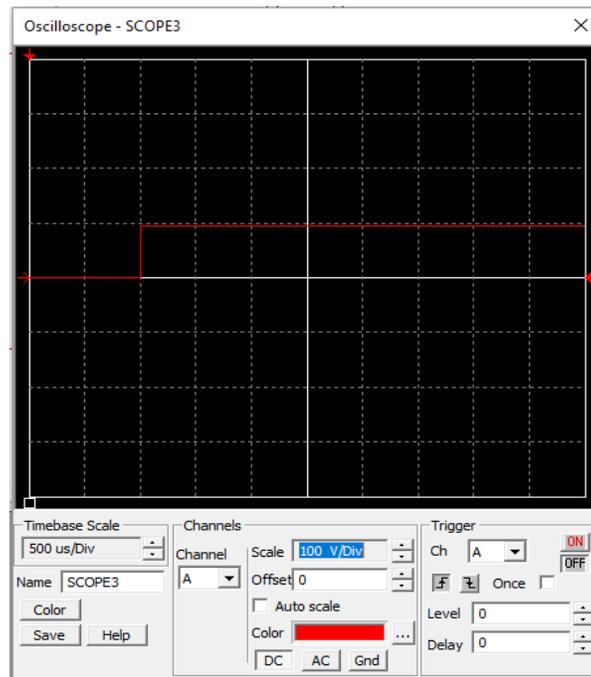


Figura 3.4. Pulso escalón de entrada al convertidor

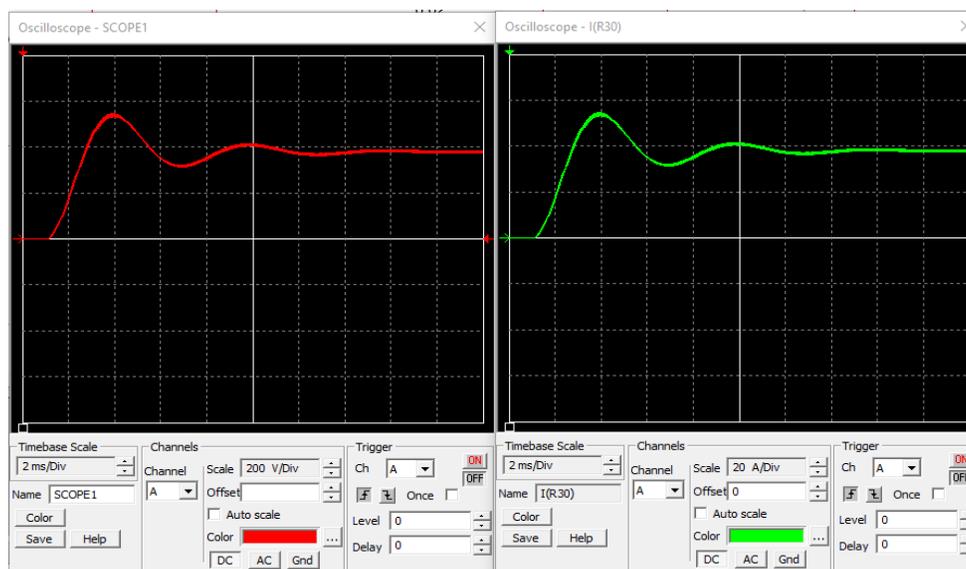


Figura 3.5. Tensión (rojo) y corriente (verde) sobre la carga del convertidor

Como entrada al sistema se utilizó una señal escalón de 96 V de amplitud (ver figura 3.4), con esto se puede observar en la tensión y corriente de salida un pequeño retardo de 100 μ s a 200 μ s, sin embargo esto es sólo debido a la escala utilizada en el osciloscopio digital, un aumento en esta sección muestra que no hay retardo sino que la tensión de salida crece poco a poco durante este período, como consecuencia del proceso acumulativo que pretende la conmutación de los transistores, esto

se puede observar en la figura 3.6, donde el primer 1 ms corresponde al tiempo inactivo de la fuente de 96 V.

Dado que la carga es puramente resistiva, la tensión y la corriente poseen la misma dinámica. Se puede observar que el tiempo de estabilización es de 8 ms aproximadamente y el valor máximo es de 550 V y 55 A aproximadamente. El rizado de tensión es de 10 V y la tensión de salida oscila entre 377 V y 387 V, en porcentajes, el rizado de tensión obtenido es del 2.58% del valor máximo. El rizado de corriente de es 1 A, la corriente de salida oscila entre 37.7 A y 38.7 A, e igual que el caso anterior, el porcentaje de rizado obtenido también es de 2.58%.

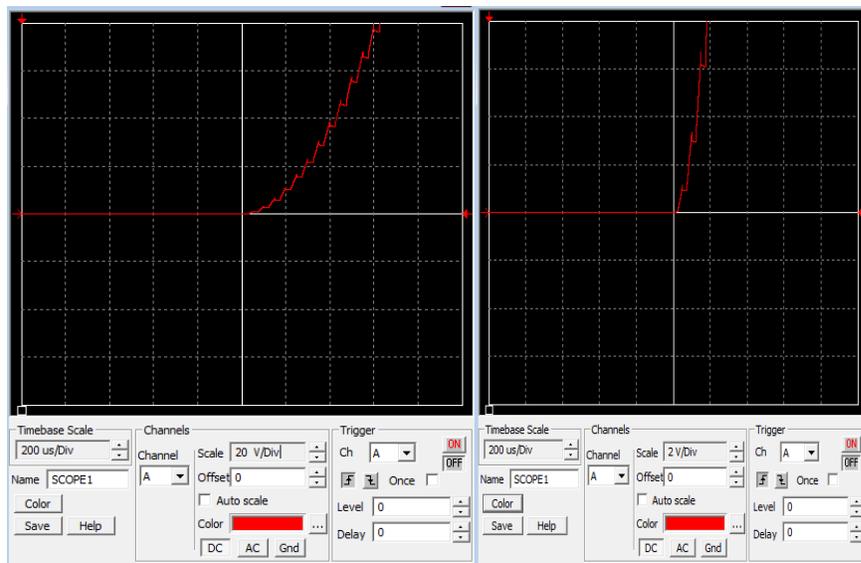


Figura 3.6. Disminución de la escala de medición sobre el primer intervalo de funcionamiento del convertidor.

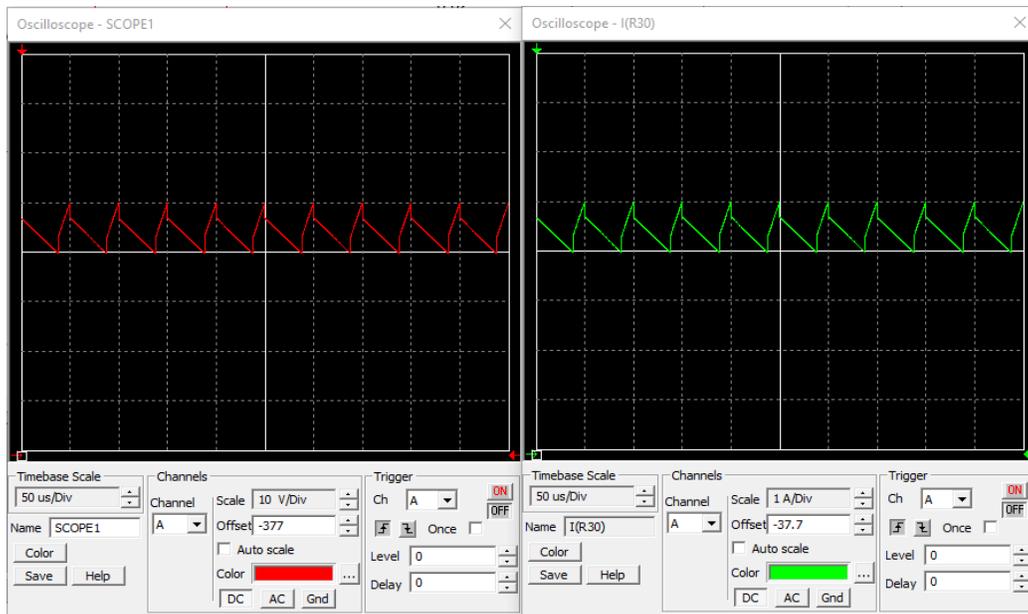


Figura 3.7. Rizado de tensión (rojo) y rizado de corriente (verde) sobre la carga del convertidor en estado estacionario

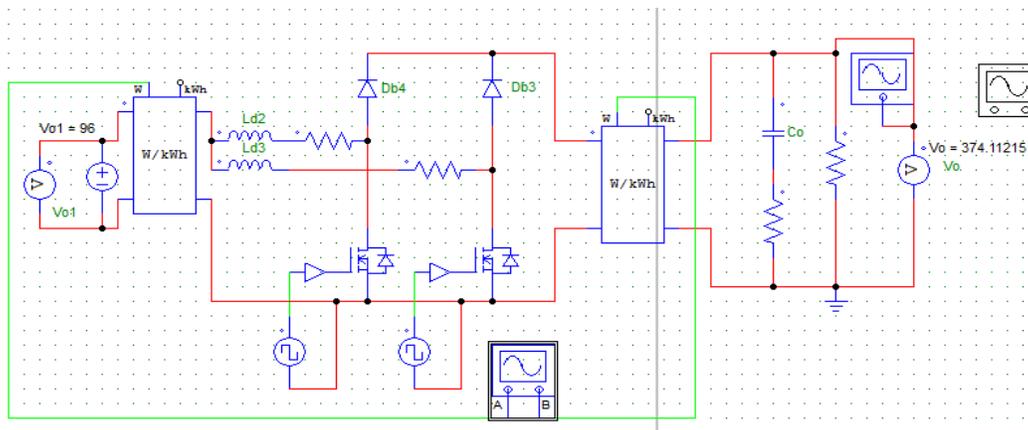


Figura 3.8. Esquemático de simulación en PSIM del convertidor entrelazado para la medición de potencia de salida y entrada

A partir de las lecturas de potencia en la entrada y la salida se puede obtener la eficiencia simulada para este convertidor, aplicando la fórmula:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3.1)$$

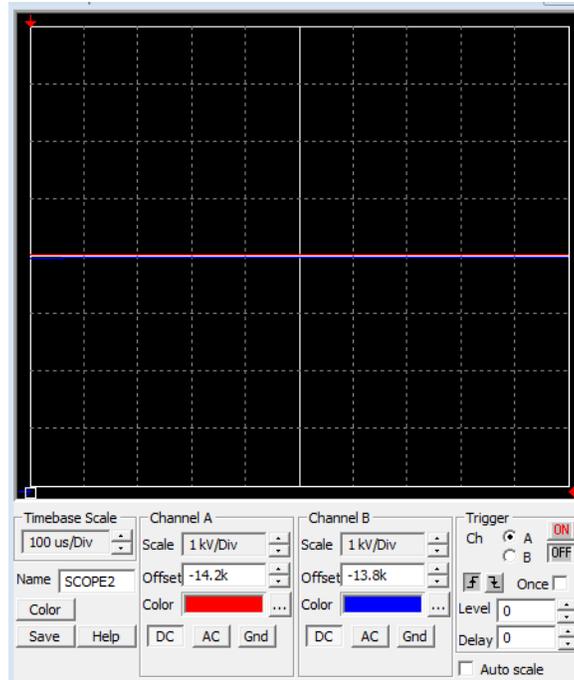


Figura 3.9. Potencia promedio de entrada (rojo), potencia promedio de salida (azul).

Se puede observar que la potencia de entrada es de 14.2 kW y la potencia de salida total, es de 13.8 kW, aplicando la ecuación 3.1 se obtiene una eficiencia de 97.18%.

3.3 Comparación con convertidor boost tradicional

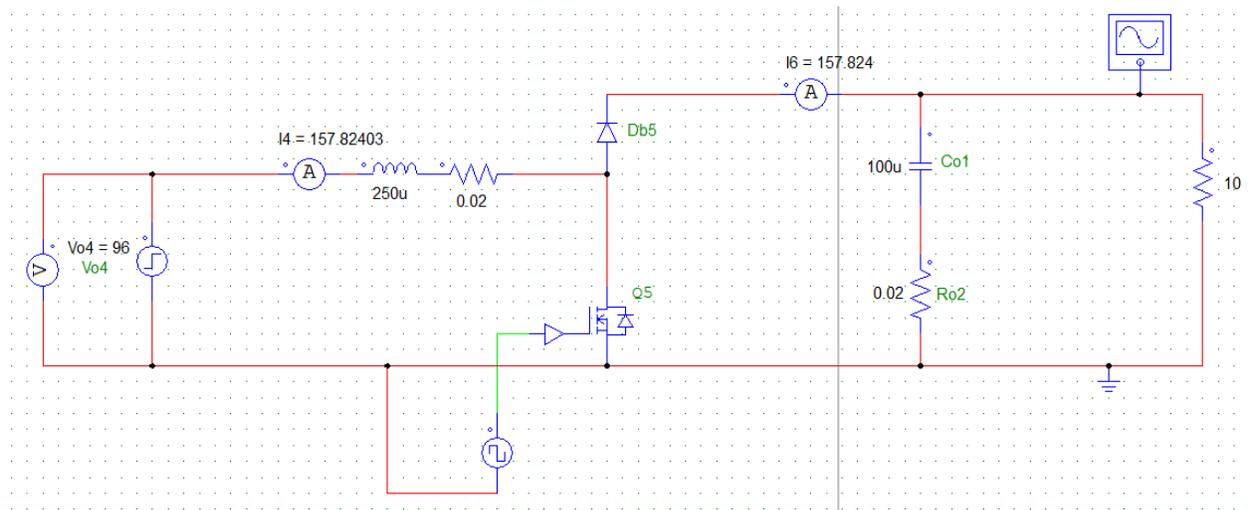


Figura 3.10. Esquemático de simulación en PSIM del convertidor tradicional con componentes equivalentes al convertidor entrelazado

Como se explicó en capítulos anteriores, el convertidor elevador entrelazado es una representación paralela de dos convertidores elevadores tradicionales. En este caso el convertidor

elevador equivalente sería uno que posea un inductor cuyo valor sea el equivalente a dos inductores de $500 \mu\text{H}$ en paralelo y un capacitor cuyo valor es el equivalente de uno de los dos capacitores que forman un capacitor de $200 \mu\text{F}$. Las formas de tensión y corriente de salida se muestran en las figura 3.8.

Se puede observar que el valor pico de tensión es ligeramente menor que el obtenido en el convertidor entrelazado, menos de 550 V y las oscilaciones alrededor del tiempo de estabilización son ligeramente menores. Sin embargo en las figuras 3.9 y 3.10 se muestran las diferencias en el rizado de tensión y corriente en estado estacionario que marcan una diferencia importante en el desempeño del convertidor. El rizado de salida es de 15 V , los valores de tensión oscilan entre 360 V y 375 V , los cuales son menores que los obtenidos en el convertidor entrelazado, en términos de porcentaje, el rizado representa un 4% del valor máximo. El rizado de corriente rondan los 1.5 A y el valor máximo oscila entre 36.2 A y los 37.7 A , de nuevo, son valores menores que los obtenidos con el convertidor entrelazado, en porcentajes, el rizado representa el 3.97% del valor máximo.

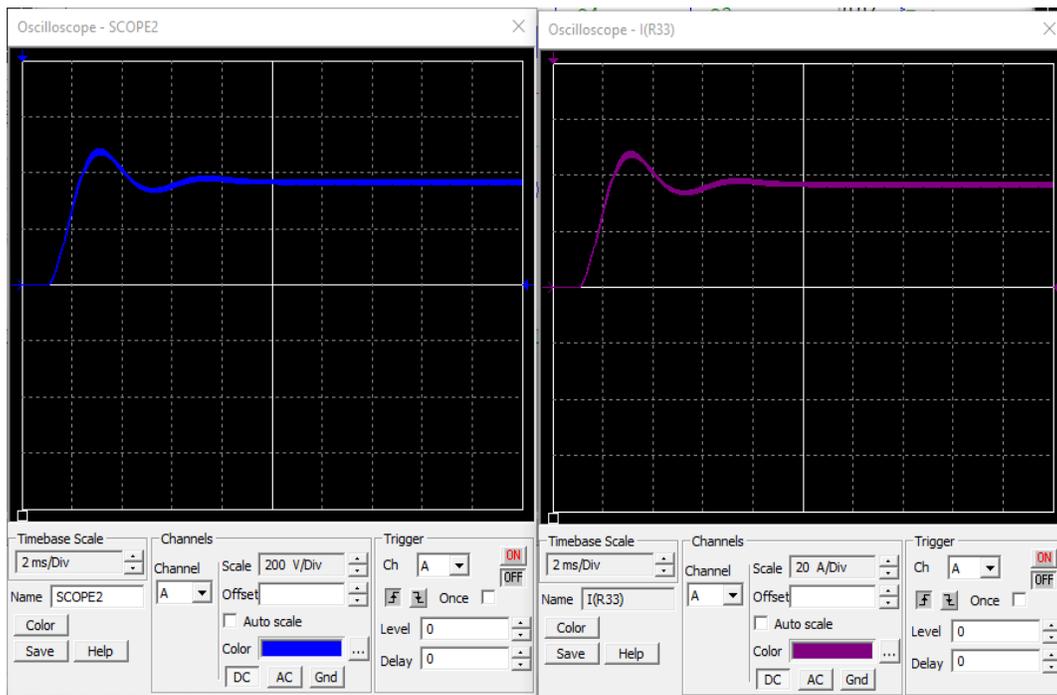


Figura 3.11. Tensión (rojo) y corriente (verde) sobre la carga del convertidor

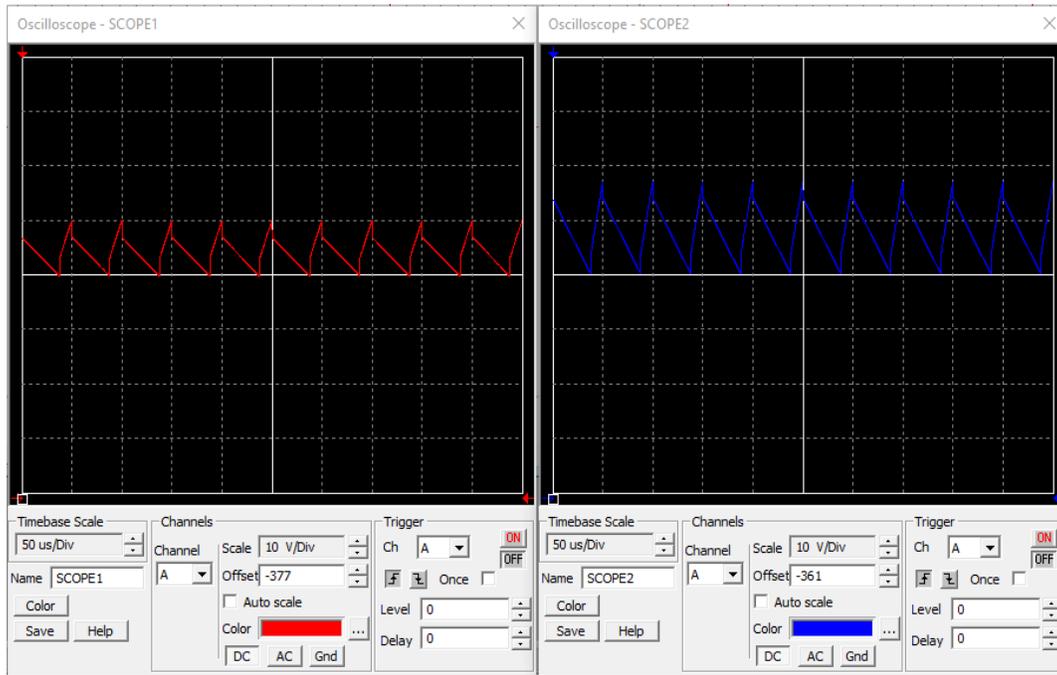


Figura 3.12. Tensión del convertidor entrelazado (rojo) y tensión de convertidor tradicional (azul) sobre la carga del sistema en estado estacionario

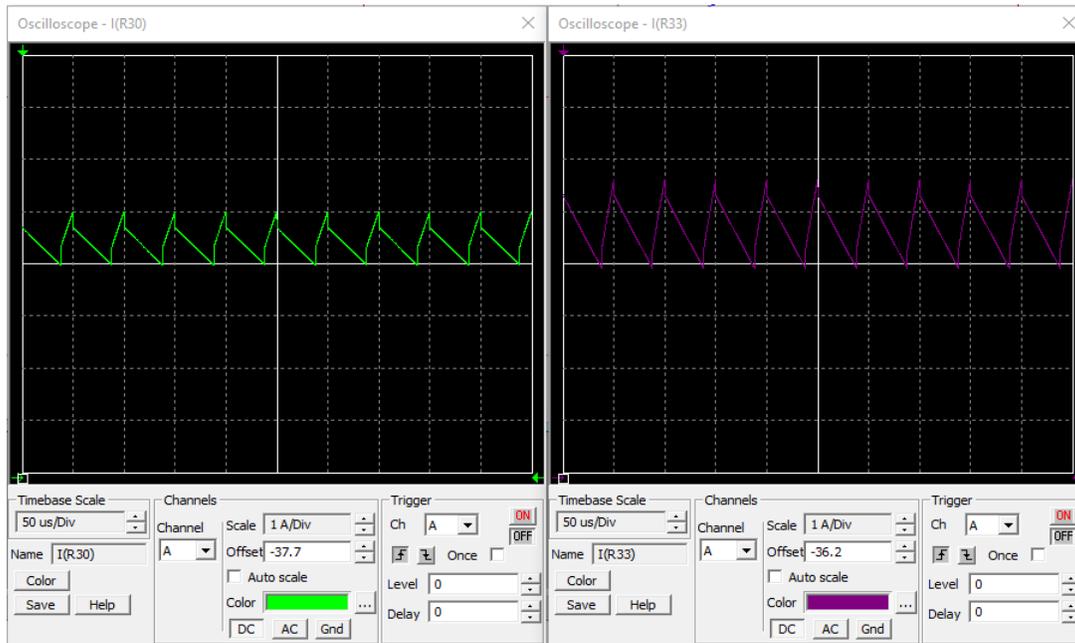


Figura 3.13. Corriente del convertidor entrelazado (verde) y corriente de convertidor tradicional (morado) sobre la carga del convertidor en estado estacionario

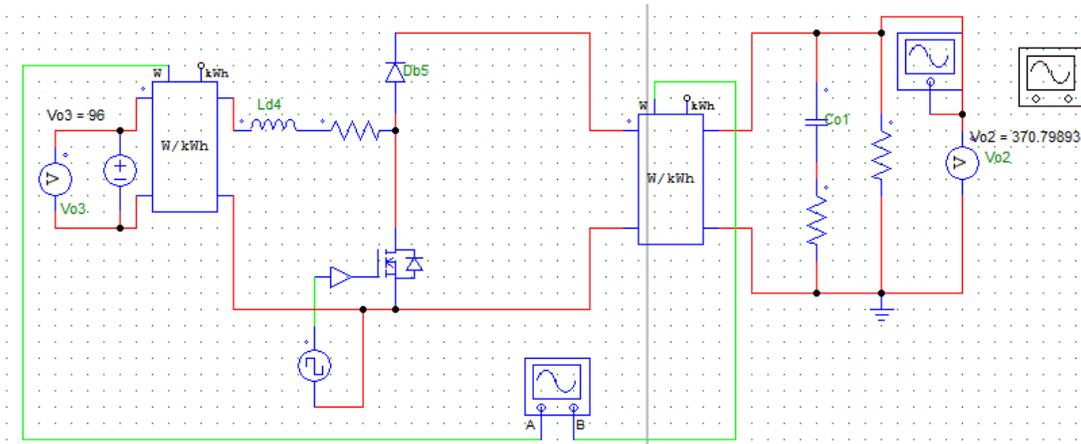


Figura 3.14. Esquemático de simulación para la medición de potencia promedio de entrada y potencia promedio de salida.

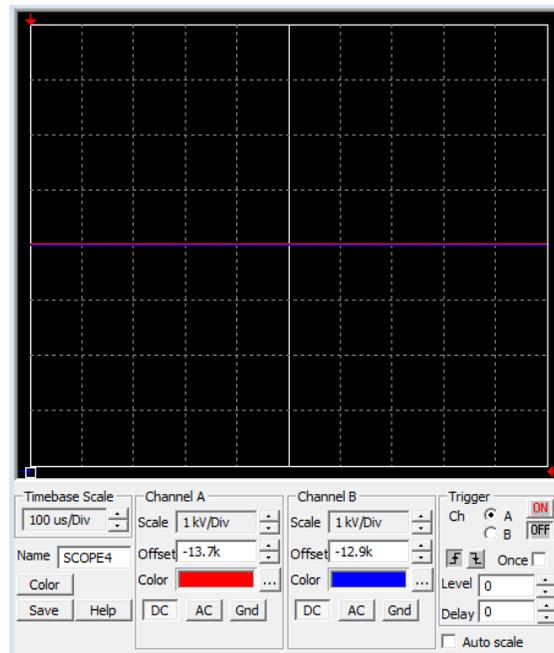


Figura 3.15. Resultados de la simulación para la potencia promedio de entrada (rojo) y potencia promedio de salida (azul)

Aplicando la ecuación 3.1 para los datos obtenidos de la simulación en la figura 3.14, se obtiene que la potencia de entrada ronda los 13.7kW y la potencia de salida ronda los 12.9kW, esto da como resultado una eficiencia de 94.16%, una eficiencia 3% menor que el caso entrelazado.

Capítulo 4: Diseño del sistema de control

4.1 Controladores propuestos

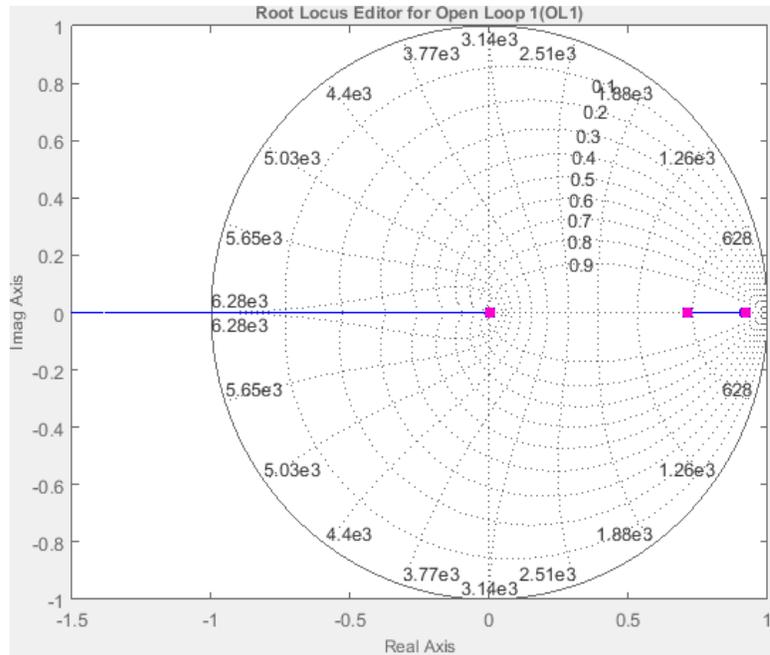


Figura 4.1. Lugar de las raíces de la planta en lazo abierto

En la Figura 4.1 se observa el lugar de las raíces de la función de transferencia en tiempo discreto con una ganancia reducida ya que originalmente la ganancia se ubica en 361.3 la cual se encuentra muy lejana del círculo unitario. Como se explicó anteriormente esta función posee realmente dos polos, uno cercano a 0 y un cero, los controladores propuestos son un PI y un compensador de adelanto-atraso.

Regulador PI:

$$PI = \frac{0.0001 z + 0.0001}{z - 1}$$

Este PI fue sintonizado manualmente utilizando las herramientas de Simulink, se escogió una ganancia integral de 2 y una ganancia proporcional de 0.0001 y se obtuvo una respuesta al impulso en lazo cerrado con un sobreimpulso de 0% y un tiempo de estabilización de 0.0344 s (ver

Figura 4.2), en el lugar de las raíces se incluyeron los límites de tiempo de estabilización menor a 0.05 s y un sobreimpulso menor a 2% y se resalta que la ganancia se encuentra dentro de estos límites (ver Figura 4.3).

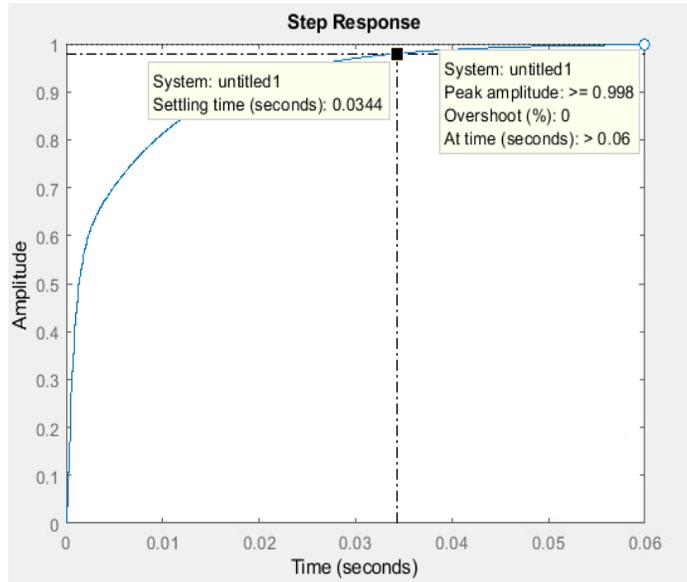


Figura 4.2. Respuesta al impulso en lazo cerrado de la planta y el controlador PI

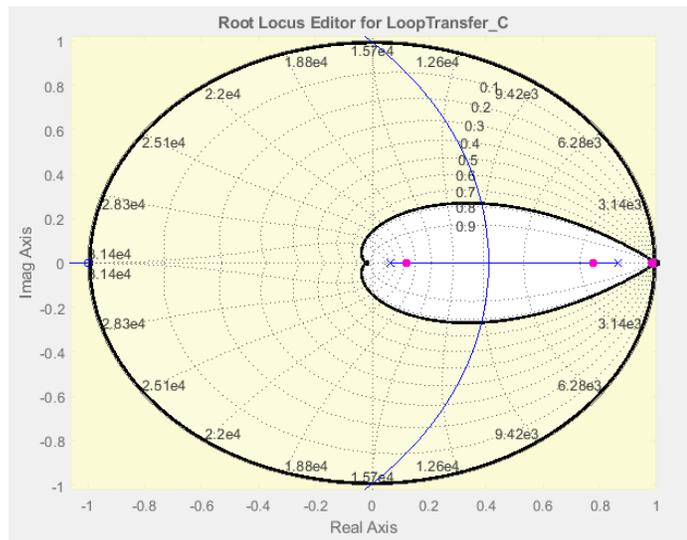


Figura 4.3. Lugar de las raíces en lazo cerrado de la planta y el controlador PI

Compensador de adelanto con integrador:

$$\text{Lag} = \frac{0.0009598 z - 0.0001442}{z^2 - 1.021 z + 0.0212}$$

Sample time: 0.0001 seconds

Se diseñó un compensador de adelanto mediante el método del lugar de las raíces y se le incluyó un integrador, su respuesta al impulso resultó en un 0% de sobreimpulso y un tiempo de estabilización de 0.0202 s, un tiempo menor que el compensador PI antes descrito. Además el valor pico de 0.998 se alcanza a los 0.3 s, mientras que con el compensador PI, este valor se alcanzaba a los 0.6 s, el doble del tiempo.

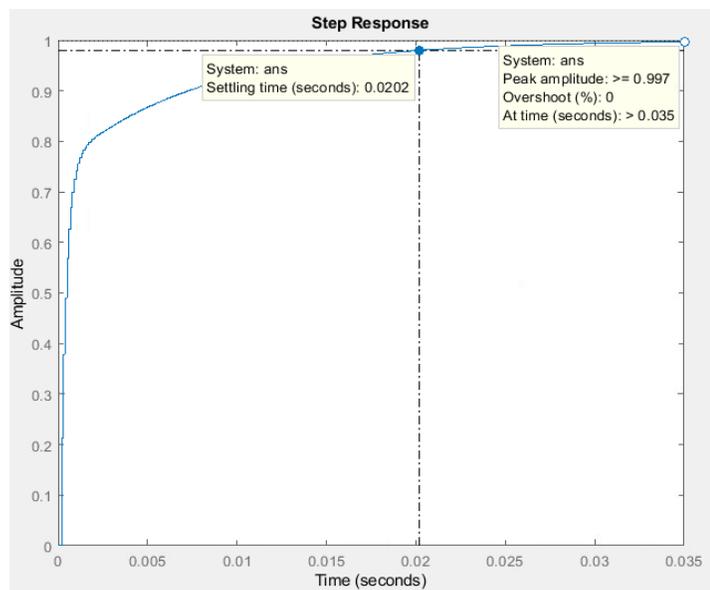


Figura 4.4 Respuesta al impulso en lazo cerrado de la planta y el compensador de adelanto con integrador

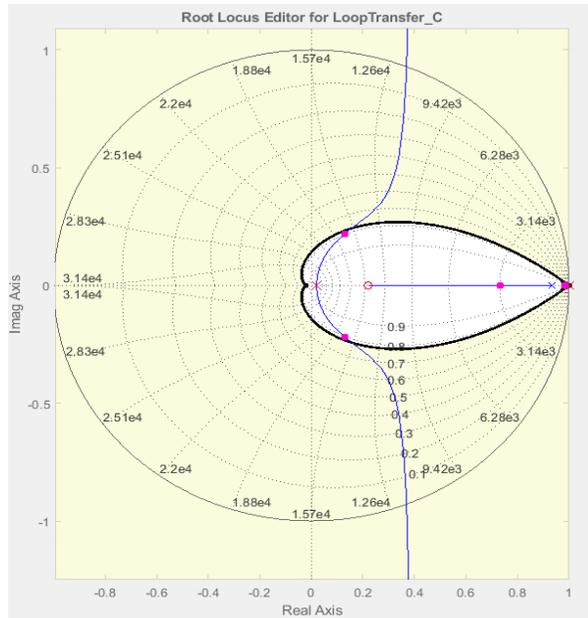


Figura 4.5 Lugar de las raíces de la planta en lazo cerrado con el compensador de atraso con integrador

4.2 Simulación en Matlab/Simulink con perturbaciones a la salida

Regulador PI:

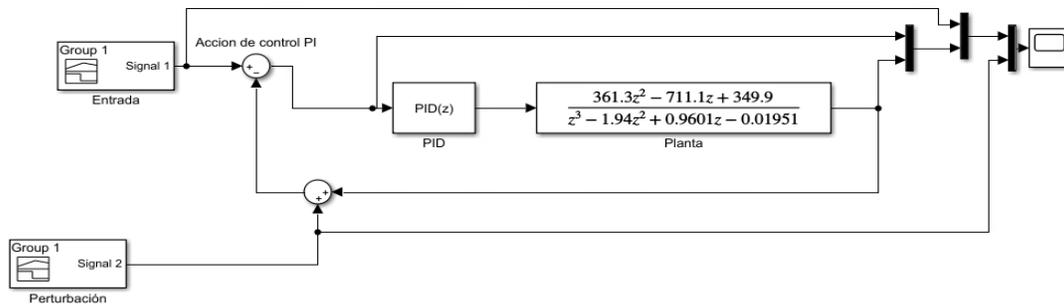


Figura 4.6 Diagrama de bloques en Simulink del control en lazo cerrado para el controlador PI

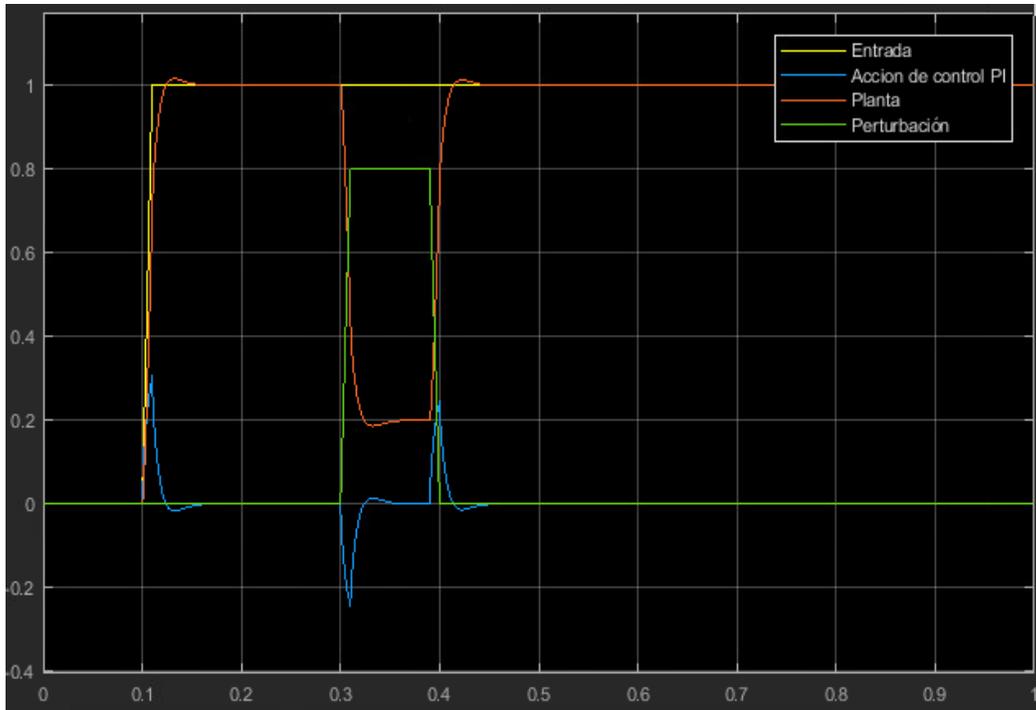


Figura 4.7 Respuesta ante el impulso y a perturbaciones del sistema de control PI

En la simulación con perturbaciones en Simulink sí hay un sobreimpulso pequeño menor cuyo valor máximo alcanza 1.05, en porcentajes esto representa un 5% aproximadamente. La acción de control se mantiene dentro de límites razonables, (cabe recordar que la acción de control está en términos de ciclo de trabajo) los puntos máximos de esta acción alcanzan el 20% en ciclo de trabajo.

Compensador de adelanto con integrador:

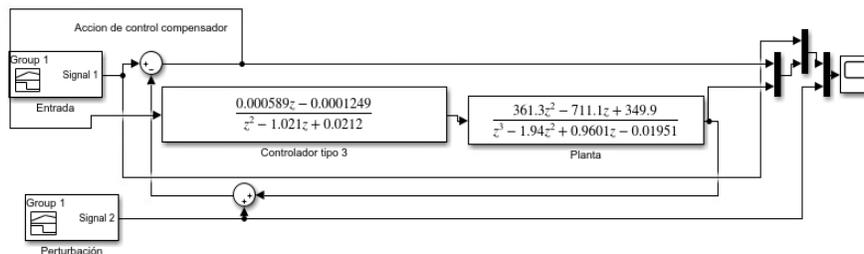


Figura 4.8 Diagrama de bloques en Simulink del control en lazo cerrado para el compensador de adelanto con integrador

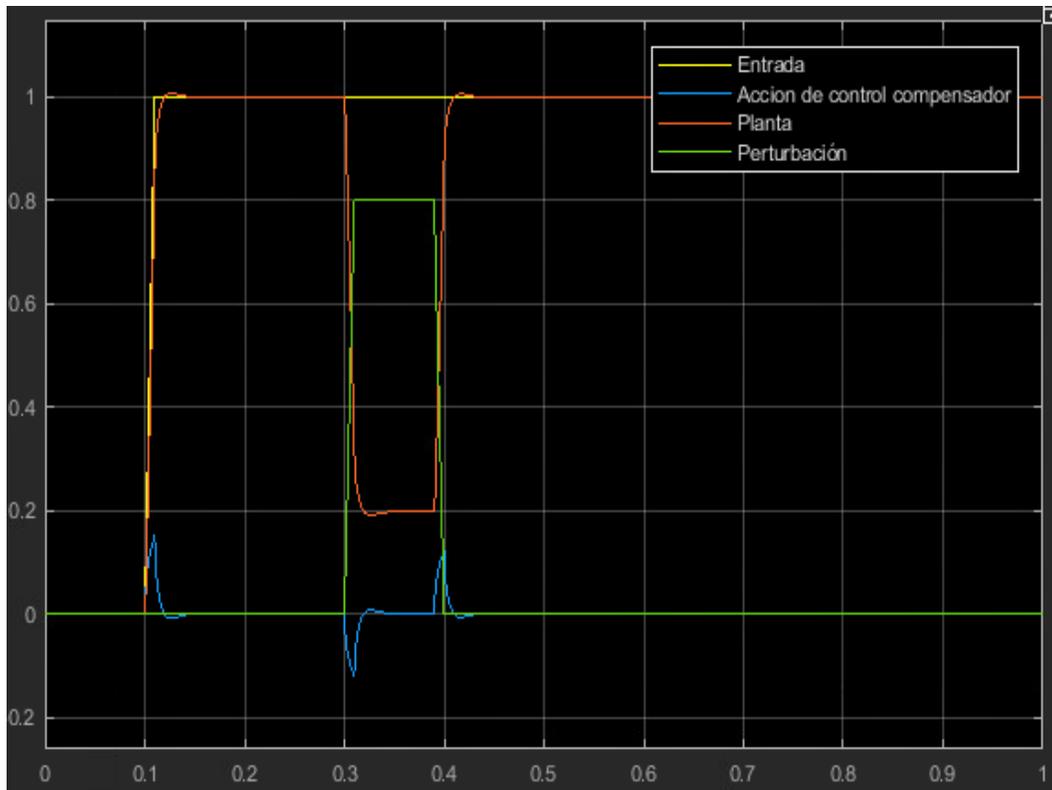


Figura 4.9 Respuesta ante el impulso y a perturbaciones del compensador de adelanto con integrador

La inclusión de un compensador de adelanto permite obtener una respuesta más rápida del sistema con una acción de control menor y un sobreimpulso casi despreciable. Se nota que la acción de control requiere una modificación máxima de 8% a 10% aproximadamente y el sobreimpulso es menor que el 5% obtenido con el PI anterior.

Capítulo 5: Análisis de resultados

5.1. Análisis del sistema fotovoltaico

Se tiene que para cargar un vehículo al 50% se necesitan 15 kWh aproximadamente, a partir del dimensionamiento del banco de baterías del sistema fotovoltaico se tiene se ocuparían 157 A por hora, este valor coincide con la corriente dimensionada para el convertidor la cual se ubica en 153 A como la corriente total que puede fluir por el convertidor, dado el ciclo de trabajo, la carga y la tensión de entrada. La cantidad real de baterías mencionada que aumenta las especificaciones del banco al doble (a 314 Ah), tienen que ver con la profundidad de carga del banco, para que las baterías entreguen 157 A por una hora, al término de esta hora las baterías quedarían técnicamente descargadas si se utiliza un banco de 157 Ah, lo cual es indeseado en cualquier sistema fotovoltaico ya que para alargar la vida útil de cualquier batería que se encuentra en continua carga y descarga, se recomienda como máximo una profundidad de carga del 50%, por lo tanto se necesita en realidad un banco de baterías con 314 Ah para que al término de una hora se hayan entregado 157 A y su nivel de carga se encuentre al 50%.

Ahora, 157 A de entrega continua durante una hora, puede ser un valor bastante elevado para un banco de baterías, al menos desde el aspecto económico este tipo de baterías son bastante costosas y por lo general la corriente máxima de descarga ronda los 100 A. Por otro lado, esta cantidad de corriente es típica de un cargador DC de nivel 2 no de nivel 1 como se pretende, por lo tanto no es necesario apuntar a un valor tan elevado de corriente, pueden reducirse las especificaciones de capacidad de las baterías al aumentar el tiempo de carga y disminuyendo la corriente máxima de descarga que pueden proveer las baterías. Por ejemplo, con los cálculos actuales se pretende cargar el vehículo eléctrico al 50% en una hora, si en vez se apunta a cargar al vehículo en dos horas, se obtiene que la capacidad de las baterías sería de 157 Ah en total, la mitad del dato anterior, esto entregaría 78,5 A por hora, pero duraría más en cargar el vehículo. Con los cálculos realizados para el convertidor DC-DC, la corriente entregada a la carga, se situó a 40 A, esto alcanzaría una potencia de salida de 16 kW, el cual es un valor adecuado para un cargador de nivel 1, así que se puede construir el banco de baterías para que tenga una corriente de descarga alrededor de 40 A y con una alta capacidad para que pueda proveer esta cantidad por varias horas.

Propuesta de implementación física para el sistema fotovoltaico

Un factor en contra para la adquisición del banco de baterías, es la tensión nominal que debe alcanzarse, normalmente las baterías poseen una tensión nominal de 12 V o menos, por lo tanto, como mínimo deben colocarse unas 8 celdas en serie para obtener los 96 V de entrada del convertidor DC-DC.

Cabe recordar que esta tensión se escogió porque permitía un ciclo de trabajo ligeramente menor al 80%, disminuir la tensión de entrada para disminuir la cantidad de celdas en serie requeridas, es inversamente proporcional al ciclo de trabajo a utilizar, lo cual puede en gran medida complicar el control y la implementación precisa del convertidor ya que la relación de conversión posee una curva exponencial que incrementa su pendiente conforme se acerca el valor al 100%, con base a esto no se recomienda disminuir la tensión de entrada para disminuir los costos de la estación visualizada.

Una capacidad alta como serían unos 300 Ah es común de encontrar en las tiendas, sin embargo su valor ronda como mínimo los 3 mil dólares por batería, a una tensión de 12 V [18], [19]. Como se analizó en la sección anterior, este es el escenario calculado teóricamente, enfocando el análisis para un banco de baterías más conservador donde se utilice una corriente de 40 A por dos horas, se ocuparía una capacidad de 160 Ah a una tensión nominal de 96 V para un porcentaje de descarga del 50%.

Según las fuentes consultadas estas baterías se encuentran en precios variables pero menores a los mil dólares, por ejemplo la compañía estadounidense Whole Solar posee en su catálogo el modelo Full River de 12 V a 160 Ah en \$500.

Por otro lado la cantidad de paneles como máximo es de 13 paneles de 350 W, los cuales pueden rondar entre \$200 y \$500 cada unidad [20], una compañía conocida mundialmente que compite en este mercado es LG Solar y su línea de productos Neon [21] o de menor costo, por ejemplo la compañía Canadian Solar, ambos tipos de paneles poseen ligeras diferencias, por ejemplo para el modelo LG320N1K-A5 de LG Solar y el modelo CS6U-320P de Canadian Solar, la diferencia es que LG Solar logra los 320 W aportado un poco más de corriente que el Canadian Solar, poco más de 1 A, sin embargo la diferencia de precios es de unos \$103 dólares.

Tabla 5.1. Costo aproximado de la implementación del sistema fotovoltaico

Tipo de recurso	Costo unitario aprox.	Costo según cantidad necesitada
Banco de baterías	\$500 - \$3000	\$4000 - \$24 000
Panel Solar	\$200 - \$500	\$2600 - \$6500

El rango de precios es bastante flexible, el total podría ser unos \$6600 o unos \$30 500 y su elección depende de la calidad del objeto y las capacidades del sistema deseado. En proveedores en línea como Alibaba se pueden obtener baterías de litio de alta capacidad en precios sumamente bajos, especialmente por ser este país uno de los grandes fabricantes de esta tecnología, sin embargo, al tratarse de un recurso de alta peligrosidad debido a su naturaleza inflamable y tóxica, se recomienda cautela al tratar de disminuir costos de implementación tal y como se advierte en el caso de la tensión de entrada del convertidor, en parte también porque no es un sistema aislado, utilizar una fuente de poder inestable podría dañar tanto el convertidor como la carga conectada a este.

5.2. Análisis del dimensionamiento del convertidor DC-DC

Función de transferencia en tiempo continuo y tiempo discreto

La forma de la función de transferencia muestra un comportamiento bastante diferente al esperado en las simulaciones del circuito, respecto a esto, primero se debe destacar que esta función de transferencia es tensión de salida versus ciclo de trabajo, no tensión de salida versus tensión de entrada como sería el caso de las simulaciones del circuito. Además, se puede apreciar que el valor máximo alcanzado asciende a los 360 V y luego disminuye a los 90 V, estos valores son muy similares a los valores máximos y mínimos que puede alcanzar el convertidor, siendo la tensión máxima de salida de unos 377 V (valor en estado estacionario) y la tensión mínima de unos 96 V que posee la fuente. Por lo tanto esta función de transferencia es representativa de estos valores pero no del efecto acumulativo de energía que le permite al convertidor mantener un estado estacionario similar a su valor máximo debido a que no contiene en su dinámica los efectos de la conmutación de los transistores.

También, se nota que el tiempo de la estabilización de la función de transferencia es de 0.006 ms el cual coincide con el tiempo de estabilización obtenido en las simulaciones del circuito. Como se mencionó en la sección 3.1, este modelo puede ajustarse en términos de ganancia utilizando la resistencia parásita de cada componente según los modelos que se utilizarán en la implementación. El análisis en espacio de estados realizado en el apéndice A.1 se obtuvo considerando cada resistencia parásita como un valor único, esto se diseñó de esta manera para efectos de simplicidad para obtener la función de transferencia.

Para las simulaciones en PSIM, se utilizó un mismo valor de resistencia parásita para todos los componentes, un valor de 20 m Ω el cual es en realidad elevado para los estándares de diodos y transistores de rápida conmutación o de alta potencia, algunos modelos de estos componentes pueden tener asociada una resistencia parásita menor a los 10 m Ω . Sin embargo, el variar este valor sólo afecta la ganancia del sistema, no su dinámica, por lo que los ajustes en este sentido deben hacerse con miras a calibrar el modelo propuesto en este proyecto para la implementación física real según los componentes adquiridos para la construcción del circuito.

Simulaciones en PSIM y comparación con el convertidor boost tradicional

El convertidor diseñado, posee una tensión mínima de 377 V y una tensión máxima de 387 V, según el rizado obtenido de 10V, el cual es ligeramente más elevado que la tensión de 7.6 V calculada teóricamente. Como se indicó en la Tabla 1.1, este valor no puede representar un peligro al banco de baterías del vehículo, y en efecto esto no se cumple, tomando en consideración las tensiones máximas y mínimas de una celda de ión litio y utilizando por ejemplo la configuración del banco de baterías del Nissan Leaf, se tiene que por cada módulo (48 en total), dos celdas están en serie y dos en paralelo [11], para la tensión nominal más pequeña asociada a una celda de ion litio - manganeso que es 3.7 V (posee una menor resistencia y una mayor tensión que la batería de ion litio - cobalto), se tendría que la tensión mínima de carga es $48 \times 2 \times 3.7$ V, o 355.2 V y la tensión máxima sería de $48 \times 2 \times 4.2$ V, o 403.2 V [2]. Nuestro convertidor se encuentra con seguridad dentro de este rango en su estado de equilibrio. Pero el sobreimpulso generado durante las simulaciones de PSIM que ascienden a los casi 550 V debe eliminarse casi por completo mediante el sistema de control implementado, razón por la cual estos fueron diseñados para un

sobreimpulso bastante reducido, específicamente este debe ser menor que un 4% para evitar sobrepasar la tensión máxima de carga calculada.

Respecto a la comparación entre ambos tipos de convertidor elevador, los resultados arrojan un desempeño esperado en el rizado de salida, el cual es menor en el caso entrelazado y la gran cantidad de corriente, que en este caso es de 153 A en total, se bifurca en las dos ramas del convertidor entrelazado reduciendo la carga de potencia que deben soportar los componentes semiconductores, además los valores de tensión y corriente en equilibrio son mayores para el caso entrelazado, sin embargo, el precio de estos beneficios es un aumento del doble en el valor del inductor y el capacitor. Aunque sin duda, es más sencillo aumentar el valor de los componentes que aumentar la potencia máxima que pueden soportar así que el precio a pagar continúa sin ser una desventaja. Otra ventaja de entrelazar el convertidor es que si bien a primera vista el convertidor tradicional parece proveer una mejor respuesta temporal al poseer un sobre impulso menor y un tiempo de estabilización menor, estos son factores modificables a partir de una red de lazo cerrado como la diseñada en el sistema de control, sin embargo los demás atributos, como el nivel de rizado, el estrés sobre los componentes y la eficiencia del convertidor, no son modificables fácilmente, sino que necesitan de recursos más robustos o de modificaciones en el diseño de convertidor para ser compensadas.

Finalmente, la eficiencia obtenida para el caso entrelazado es de 97.18% frente a la eficiencia teórica calculada del 98.86%, una diferencia de 1.68%. Para el caso tradicional se tiene una eficiencia de 94.16%, lo cual arroja una diferencia de 4.7% respecto al cálculo teórico o una diferencia casi 3 veces más elevada que la obtenida con el caso entrelazado.

5.3. Análisis de los sistemas de control propuestos

En esta sección se propusieron dos tipos de control, un PI y un compensador de adelanto con integrador. Ambos compensadores poseen una respuesta adecuada ante perturbaciones y entrada del sistema, el sobreimpulso es disminuido y los tiempos de estabilización no superan los 0.04 s, sin embargo las diferencias entre ambos sí son pronunciadas.

La planta posee un sobreimpulso de cerca de 300%, con la adición de un integrador y la disminución de la ganancia ya se puede disminuir este valor de sobreimpulso casi a cero, el cual es el caso obtenido con el diseño del PI.

Sin embargo, aún con este diseño el tiempo de estabilización de 4 ms es elevado, se puede observar en las simulaciones del convertidor que el tiempo de estabilización se da cercano a los 6 ms en lazo abierto, por lo que el tiempo de estabilización que ofrece el PI es favorable pero podría mejorarse. Respecto al sobreimpulso obtenido que es cercano al 5%, según las simulaciones realizadas en PSIM y para una tensión en estado estable de 387 V, se tendría que la tensión pico alcanzada es de 406 V, poco más del máximo estipulado que son 403 V.

Como una forma de mejorar el PI obtenido, se diseña un compensador de adelanto que debido a sus características de diseño, que provocan un alejamiento de los polos de lazo cerrado del eje imaginario, se utiliza para disminuir el tiempo de estabilización de la planta [4]. Los resultados son los esperados ya que el tiempo de estabilización es menor que el obtenido con el PI y además el valor pico se alcanza a la mitad del tiempo que el PI. Una modificación de la ganancia y un corrimiento del cero hacia la izquierda del plano complejo permite disminuir aún más este tiempo de estabilización sin embargo esto debe sustentarse con pruebas experimentales ya que se debe conocer la respuesta real de la planta y sus limitantes físicas de funcionamiento.

Respecto al sobreimpulso obtenido con este controlador se puede observar a partir de las simulaciones en Simulink que el sobreimpulso es menor del 5% obtenido con el PI, por lo que con seguridad se alcanzaría una tensión máxima menor a los 403 V calculados como el máximo aceptable en la sección 5.2.

Capítulo 6: Conclusiones

6.1 Conclusiones

El sistema fotovoltaico fue diseñado para entregar una potencia diaria de 15 kWh y estar situado en la Escuela de Ingeniería en Electrónica, sede central Cartago, los resultados del dimensionamiento arrojan un arreglo de 13 paneles solares de 350 W y un banco de baterías de 96V@314 Ah, sin embargo se concluye que las especificaciones del banco de batería pueden disminuirse aumentando el tiempo de carga y fijando una corriente de descarga cercana a los 40 A, la cantidad de paneles también puede reducirse realizando un pequeño estudio que revele cuántas veces por día o por semana se podría requerir el uso de esta estación y por ende cuán a menudo deben los paneles recargar las baterías,

El convertidor cumple con las especificaciones de diseño al no poseer un rizado de tensión o corriente que amenace la integridad del banco de baterías del vehículo, además su eficiencia se mantiene superior al 90%, específicamente a un 97.18%. La superioridad de la topología entrelazada sobre la topología tradicional de un convertidor elevador fue comprobada mediante una serie de simulaciones que demostraron que el entrelazar un convertidor provee los beneficios de: una mayor eficiencia, menor de rizado de tensión y corriente y menor estrés sobre las especificaciones de los componentes en general.

El sistema de control por PI ofrece grandes beneficios pero aún cuenta con un sobreimpulso mayor al 4% calculado y tiene un tiempo de estabilización adecuado pero mejorable, por esta razón se realizó el diseño de un compensador de adelanto que mejore tanto el tiempo de estabilización de la planta como el sobreimpulso obtenido. Los resultados fueron positivos y ambas metas fueron satisfechas. El compensador de adelanto con compensador posee un tiempo de estabilización de 2 ms y un sobreimpulso menor al 4% necesario. Además el tiempo de estabilización puede ajustarse a las necesidades de la planta física con el reposicionamiento del cero que lo compone.

Finalmente se concluye que la estación de carga diseñada es viable de realizar, los elementos que componen el sistema fotovoltaico se mantienen en cantidades razonables y el tiempo de carga aún si se propone extenderlo a dos horas en promedio, se destaca que esto es por una limitante puramente económica asociada a la adquisición del banco de baterías, ya que se resalta que el banco de baterías propuesto en este diseño sí es adquirible y e incluso capaz de llegar a catalogar el convertidor como uno de nivel 2 en vez de nivel 1, como se analizó anteriormente,

pero que su costo asciende incluso a los miles de dólares por unidad y que en términos de las capacidades adquisitivas de LIVE, el SESLab y el ITCR, esto escapa de las posibilidades.

6.2 Recomendaciones

Como se mencionó en la sección 3.2, el software PSIM posee paquetes especializados para la simulación de sistemas fotovoltaicos y electrónica de potencia en general, sin embargo por falta de recursos, esta licencia no ha sido adquirida. Se recomienda integrar el sistema fotovoltaico con el convertidor dimensionado y realizar simulaciones del conjunto de estos dos sistemas para evaluar con datos más robustos el desempeño de los diseños acá presentados.

Capítulo 7: Bibliografía

- [1] Battery University. (2018). BU-1003: Electric Vehicles. Disponible en internet en la página web https://batteryuniversity.com/learn/article/electric_vehicle_ev
- [2] Battery University. (2018). BU-303: Confusion with voltages. Disponible en internet en la página web https://batteryuniversity.com/learn/article/confusion_with_voltages
- [3] Chitra, P, Seyezhai, R. (2014). Basic Design and Review of Two Phase and Three Phase Interleaved Boost Converter for Renewable Energy Systems. International Journal of Applied Science. Disponible en internet en la página web <http://www.imedpub.com/articles/basic-design-and-review-of-two-phase-and-three-phase-interleaved-boost-converter-for-renewable-energy-systems.pdf>
- [4] Davidson, T. (2018). EE3CL4: Introduction to Linear Control Systems. Section 6: Design of Lead and Lag Controllers using Root Locus. McMaster University. Disponible en internet en http://www.ece.mcmaster.ca/~davidson/EE3CL4/slides/Lead_Lag_handout.pdf
- [5] Electromaps. (s.f) Puntos recarga en Costa Rica. Disponible en internet en la página web <https://www.electromaps.com/puntos-de-recarga/costa-rica>
- [6] Erickson, R. Maksimovic, D. (2004). *Fundamentals of Power Electronics*. 2nd edition. Kluwer Academic Publishers: New York.
- [7] Gobierno de Costa Rica. (2015). Contribución prevista y determinada a nivel nacional de Costa Rica. Ministerio de Ambiente y Energía. Disponible en internet en la página web <http://www4.unfccc.int/Submissions/INDC/Published%20Documents/Costa%20Rica/1/INDC%20Costa%20Rica%20Version%202%200%20final%20ES.pdf>
- [8] H. M. M. Swamy, K. P. Guruswamy and S. P. Singh. (2013). Design, Modeling and Analysis of Two Level Interleaved Boost Converter. *International Conference on Machine Intelligence and Research Advancement*, Katra, 2013, pp. 509-514. Disponible en internet en la página web <https://ieeexplore.ieee.org/document/6918884/>
- [9] J. K. Sahoo and A. T. Mathew. (2017). Design of a ZCS full Bridge DC-DC converter for PV based electric vehicle fast charging station. *2017 IEEE Region 10 Symposium (TENSYMP)*, Cochin, 2017, pp. 1-5. Disponible en internet en la página web <https://ieeexplore.ieee.org/document/8070079>
- [10] M. F. N. Tajuddin, N. A. Rahim, I. Daut, B. Ismail and M. F. Mohammed. (2009). State space averaging technique of power converter with digital PID controller. *TENCON 2009 - 2009*

- IEEE Region 10 Conference*, Singapore, 2009, pp. 1-6. Disponible en internet en la página web <https://ieeexplore.ieee.org/document/5395907/>
- [11] Nissan. (2012). EV/HEV Safety. Nissan Motor Co. Disponible en internet en la página web https://www.nhtsa.gov/sites/nhtsa.dot.gov/files/nissan_presentation-bob_yakushi.pptx
- [12] O. Hegazy, M. A. Monem, P. Lataire and J. Van Mierlo. (2015). Modeling and analysis of a hybrid PV/Second-Life battery topology based fast DC-charging systems for electric vehicles. *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Geneva, 2015, pp. 1-11. Disponible en internet en la página web <https://ieeexplore.ieee.org/document/7311727>
- [13] O. Ibrahim, N. Z. Yahaya and N. Saad. (2016). Comparative studies of PID controller tuning methods on a DC-DC boost converter. *6th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS)*, Kuala Lumpur, 2016, pp. 1-5. Disponible en internet en la página web <https://ieeexplore.ieee.org/document/7824044>
- [14] Reddy, T. (2011). *Linden's Handbook of Batteries*. 4ta edición. McGraw-Hill: EE.UU
- [15] Refeel Costa Rica. Perfil. Disponible en internet en la página web <https://www.refeel.eu/es/local/costa-rica/>
- [16] SESLab. Proyectos. Disponible en internet en la página web <http://www.ie.tec.ac.cr/seslab/#work>
- [17] The World Bank Group. (2018). *Global Solar Atlas*. Disponible en internet en la página web <http://globalsolaratlas.info/?c=9.281043,-83.656769,9&s=9.854938,-83.907267>
- [18] Wholesale Solar. (s.f). Full River DC 160-12 AGM Sealed 12V 160 Ah Battery. Tomado de internet de la página web <https://www.wholesalesolar.com/9949470/fullriver/batteries/fullriver-dc160-12-agm-sealed-12v-160ah-battery>
- [19] Smart Battery (s.f). 12V 300 Ah Lithium Ion Battery | Deep Cycle | Starting Battery | 8D Tomado de internet de la página web <https://www.lithiumion-batteries.com/products/12v-300ah-lithium-ion-battery/>

- [20] EcoDirect (s.f). 300+ Watt Solar Panels. Tomado de internet de la página web <https://www.ecodirect.com/Biggest-Solar-Panels-s/922.htm?searching=Y&sort=5&cat=922&show=30&page=1>
- [21] LG Solar. (s.f). NeON R. Producto. Tomado de internet de la página web <http://www.lg-solar.com/es/product/neon-r.jsp>

Capítulo 8: Anexos

Anexo A.1: Tiempos de carga y capacidad de baterías.

Tabla A.1 Capacidad de la batería según el modelo del vehículo eléctrico

	Modelo del vehículo eléctrico	Capacidad de la batería (kWh)
Elaborado por ClipperCreek, Inc	BMW ActiveE	32
	2014-2016 BMW i3	23
	2017 BMW i3 (60 Ah battery)	23
	2017 BMW i3 (90 Ah battery)	32
	Chevy Bolt	60
	Chevy Spark	23
	Coda	31
	Fiat 500E	24
	Ford Focus EV	23
	2017 Ford Focus EV	33.5
	Honda Clarity	25.5
	Hyundai Ioniq	28
	Kia Soul	27
	Mercedes B Class B250e	28
	Mitsubishi MiEV	16
	2011-2012 Nissan Leaf (3.3kW onboard charger - S, SL & SV Model)	24
	2013-2016 Nissan Leaf (3.3kW onboard charger - S Model)	24
	2013-2015 Nissan Leaf (6.6kW onboard charger - S Upgrade, SL & SV Model)	24
	2016 Nissan Leaf (6.6kW onboard charger - S Upgrade Model)	24
	2016 Nissan Leaf (6.6kW onboard charger - SL & SV Model)	30
	2017 Nissan Leaf (3.3kW onboard charger - S Model)	30
	2017 Nissan Leaf (6.6kW onboard charger - S Upgrade, SL & SV Model)	30
	2018 Nissan Leaf S (3.3kW onboard charger)	40
	2018 Nissan Leaf (6.6kW charger S upgrade, SL & SV Model)	40
	Smart Car	17.6
	2017 Smart Fortwo	17.6
	Tesla Model 3 Standard	50
	Tesla Model 3 Long Range	70
	Tesla Model S 60 Single	60
	Tesla Model S 70 Single	70
	Tesla Model S 75 & 75D	75
	Tesla Model S 85 Single	85
	Tesla Model S 90 Single	90
	Tesla Model S 60 Dual	60
	Tesla Model S 70 Dual	70
	Tesla Model S 85 Dual	85
	Tesla Model S 90 Dual	90
	Tesla Model S 100D & P100D	100
	Tesla Model X 60 Single	60
	Tesla Model X 75 Single	75
	Tesla Model X 90 Single	90
	Tesla Model X 60 Dual	60
	Tesla Model X 75 Dual	75
	Tesla Model X 90 Dual	90
	Tesla Model X 100D & P100D	100
Tesla Roadster	56	
Toyota Rav4	41.8	
VW e-Golf (3.6kW onboard charger)	24	
VW e-Golf (7.2kW onboard charger)	24	
2017 VW e-Golf (7.2kW onboard charger)	35.8	
Zenith 350 Van	62.5	
Zenith 350 Van Upgrade	62.5	

Capítulo 9: Apéndices

Apéndice A.1: Representación en espacio de estados de los cuatro modos de operación del convertidor elevador entrelazado de dos fases

Modo 1:

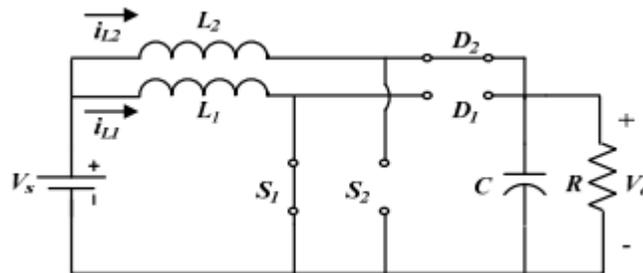


Figura 9.1. Modo de operación 1.

Las variables de estado son: i_{L1} , i_{L2} y V_o , la salida del sistema es V_o .

Se analiza el circuito para la variable de estado i_{L1} :

$$V_s = V_{L1} + V_{rL} + V_{rs}$$

$$V_s = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + i_{L1} \cdot r_L + i_{L1} \cdot r_s$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_s - i_{L1}(r_L + r_s)}{L_1} \quad (1)$$

Se analiza el circuito para la variable de estado i_{L2} :

$$V_s = V_{L2} + V_{rL} + V_{rd} + V_o$$

$$V_s = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + i_{L2} \cdot r_L + i_{L2} \cdot r_s + V_o$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_s - i_{L2}(r_L + r_s) - V_o}{L_2} \quad (2)$$

Se analiza el circuito para la variable de estado V_o :

$$i_{L2} = i_c + i_R$$

$$i_{L2} = C \frac{dV_C}{dt} + \frac{V_o}{R} \quad (3)$$

Para este caso también se tiene que:

$$V_C = V_o - V_{rc}$$

$$V_C = V_o - i_c \cdot rc$$

$$V_C = V_o - rc(i_{L2} - i_R)$$

$$V_C = V_o - rc \left(i_{L2} - \frac{V_o}{R} \right)$$

Se derivan ambos lados de la ecuación y se obtiene:

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{dV_o}{dt} - rc \frac{di_{L2}}{dt} + \frac{rc}{R} \frac{dV_o}{dt} \quad (4)$$

Se sustituye (4) en (3):

$$i_{L2} = C \left(\frac{dV_o}{dt} \left(1 + \frac{rc}{R} \right) - rc \frac{di_{L2}}{dt} \right) + \frac{V_o}{R}$$

Se desarrolla la ecuación para lograr despejar la derivada de Vo:

$$i_{L2} - \frac{V_o}{R} + rc \cdot C \frac{di_{L2}}{dt} = C \left(\frac{dV_o}{dt} \left(1 + \frac{rc}{R} \right) \right) \quad (5)$$

Se sustituye (2) en (5):

$$i_{L2} - \frac{V_o}{R} + rc \cdot C \left(\frac{V_s - i_{L2}(r_L + rd) - V_o}{L_2} \right) = C \left(\frac{dV_o}{dt} \left(1 + \frac{rc}{R} \right) \right)$$

$$i_{L2} \left(1 - \frac{rc \cdot C(r_L + rd)}{L_2} \right) - V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{rc \cdot C}{L_2} \right) + rc \cdot C \frac{V_s}{L_2} = \left(\frac{C(R + rc)}{R} \right) \frac{dV_o}{dt}$$

$$\frac{dV_o}{dt} = i_{L2} \left(\frac{L_2 - rc \cdot C(r_L + rd)}{L_2} \right) \left(\frac{R}{C(R + rc)} \right) - V_o \left(\frac{L_2 + R \cdot rc \cdot C}{R \cdot L_2} \right) \left(\frac{R}{C(R + rc)} \right) + \frac{V_s}{L_2} \left(\frac{R \cdot rc \cdot C}{C(R + rc)} \right)$$

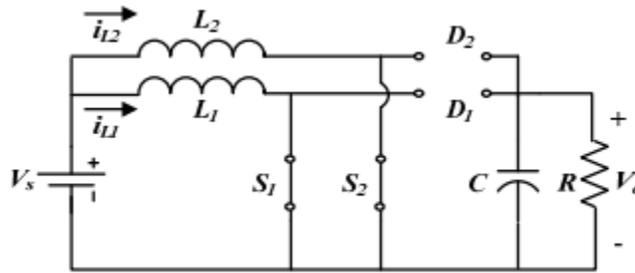
$$\frac{dV_o}{dt} = i_{L2} \left(\frac{L_2 \cdot R - rc \cdot R \cdot C(r_L + rd)}{L_2 \cdot C(R + rc)} \right) - V_o \left(\frac{L_2 + R \cdot rc \cdot C}{L_2 \cdot C(R + rc)} \right) + V_s \left(\frac{R \cdot rc}{L_2(R + rc)} \right) \quad (6)$$

A partir de las ecuaciones (1), (2) y (6) se obtiene la representación en espacio de estados:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + rd}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_L + rd}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{L_2 \cdot R - rc \cdot R \cdot C(r_L + rd)}{L_2 \cdot C(R + rc)} & -\frac{L_2 + R \cdot rc \cdot C}{L_2 \cdot C(R + rc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ \frac{R \cdot rc}{L_2(R + rc)} \end{bmatrix} V_s$$

$$V_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix}$$

Modo 2:



9.2. Modo de operación 2.

Las variables de estado son: i_{L1} , i_{L2} y V_o , la salida del sistema es V_o .

Se analiza el circuito para la variable de estado i_{L1} :

$$V_s = V_{L1} + V_{rL} + V_{rs}$$

$$V_s = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + i_{L1} \cdot r_L + i_{L1} \cdot r_s$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_s - i_{L1}(r_L + rd)}{L_1} \quad (7)$$

Se analiza el circuito para la variable de estado i_{L2} :

$$V_s = V_{L2} + V_{rL} + V_{rd}$$

$$V_s = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + i_{L2} \cdot r_L + i_{L2} \cdot r_s$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_s - i_{L2}(r_L + r_d)}{L_2} \quad (8)$$

Se analiza el circuito para la variable de estado V_o :

$$V_o = V_C + V_{rc}$$

$$V_o = -i_c \cdot R - i_c \cdot r_c$$

$$V_o = -C \frac{dV_o}{dt} \cdot R - C \frac{dV_o}{dt} \cdot r_c$$

$$\frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{(R + r_c) \cdot C} \quad (9)$$

A partir de las ecuaciones (7), (8) y (9) se obtiene la representación en espacio de estados:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + rd}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_L + rd}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C(R + rc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_s$$

$$V_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix}$$

Modo 3:

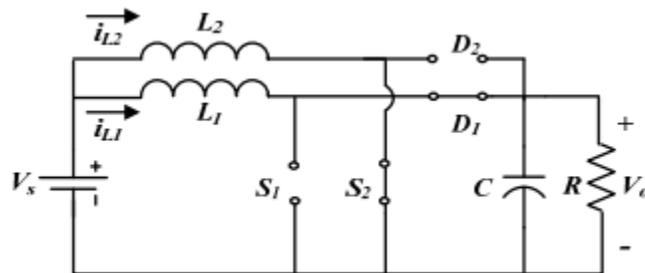


Figura 9.3 Modo de operación 3

Las variables de estado son: i_{L1} , i_{L2} y V_o , la salida del sistema es V_o .

Se analiza el circuito para la variable de estado i_{L1} :

$$V_s = V_{L1} + V_{r_L} + V_{r_s} + V_o$$

$$V_s = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + i_{L1} \cdot r_L + i_{L1} \cdot r_s + V_o$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_s - i_{L1}(r_L + r_s) - V_o}{L_1} \quad (10)$$

Se analiza el circuito para la variable de estado i_{L2} :

$$V_s = V_{L2} + V_{r_L} + V_{r_d}$$

$$V_s = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + i_{L2} \cdot r_L + i_{L2} \cdot r_s$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_s - i_{L2}(r_L + r_s)}{L_2} \quad (11)$$

Se analiza el circuito para la variable de estado V_o :

$$i_{L2} = i_c + i_R$$

$$i_{L2} = C \frac{dV_C}{dt} + \frac{V_o}{R} \quad (12)$$

Para este caso también se tiene que:

$$V_C = V_o - V_{r_c}$$

$$V_C = V_o - i_c \cdot r_c$$

$$V_C = V_o - r_c(i_{L1} - i_R)$$

$$V_C = V_o - r_c \left(i_{L1} - \frac{V_o}{R} \right)$$

Se derivan ambos lados de la ecuación y se obtiene:

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{dV_o}{dt} - r_c \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{r_c}{R} \frac{dV_o}{dt} \quad (4)$$

Se sustituye (4) en (3):

$$i_{L1} = C \left(\frac{dV_o}{dt} \left(1 + \frac{rc}{R} \right) - rc \frac{di_{L1}}{dt} \right) + \frac{V_o}{R}$$

Se desarrolla la ecuación para lograr despejar la derivada de Vo:

$$i_{L1} - \frac{V_o}{R} + rc \cdot C \frac{di_{L1}}{dt} = C \left(\frac{dV_o}{dt} \left(1 + \frac{rc}{R} \right) \right) \quad (13)$$

Se sustituye (11) en (13):

$$i_{L1} - \frac{V_o}{R} + rc \cdot C \left(\frac{V_s - i_{L1}(r_L + rd) - V_o}{L_1} \right) = C \left(\frac{dV_o}{dt} \left(1 + \frac{rc}{R} \right) \right)$$

$$i_{L1} \left(1 - \frac{rc \cdot C(r_L + rd)}{L_1} \right) - V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{rc \cdot C}{L_1} \right) + rc \cdot C \frac{V_s}{L_1} = \left(\frac{C(R + rc)}{R} \right) \frac{dV_o}{dt}$$

$$\frac{dV_o}{dt} = i_{L1} \left(\frac{L_1 - rc \cdot C(r_L + rd)}{L_1} \right) \left(\frac{R}{C(R + rc)} \right) - V_o \left(\frac{L_1 + R \cdot rc \cdot C}{R \cdot L_1} \right) \left(\frac{R}{C(R + rc)} \right) + \frac{V_s}{L_1} \left(\frac{R \cdot rc \cdot C}{C(R + rc)} \right)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = i_{L1} \left(\frac{L_1 \cdot R - rc \cdot R \cdot C(r_L + rd)}{L_1 \cdot C(R + rc)} \right) - V_o \left(\frac{L_1 + R \cdot rc \cdot C}{L_1 \cdot C(R + rc)} \right) + V_s \left(\frac{R \cdot rc}{L_1(R + rc)} \right) \quad (14)$$

A partir de las ecuaciones (11), (12) y (14) se obtiene la representación en espacio de estados:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + rd}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_L + rd}{L_2} & 0 \\ \frac{L_1 \cdot R - rc \cdot R \cdot C(r_L + rd)}{L_1 \cdot C(R + rc)} & 0 & -\frac{L_1 + R \cdot rc \cdot C}{L_1 \cdot C(R + rc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ \frac{R \cdot rc}{L_1(R + rc)} \end{bmatrix} V_s$$

$$V_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix}$$

Modo 4:

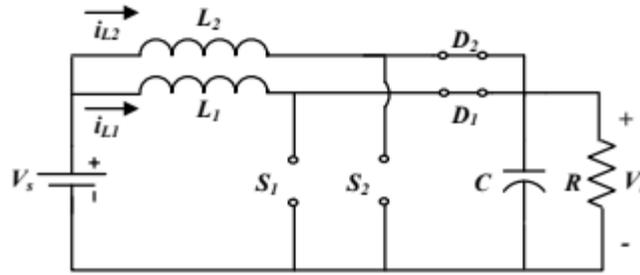


Figura 9.4 Modo de operación 4

Las variables de estado son: i_{L1} , i_{L2} y V_o , la salida del sistema es V_o .

Se analiza el circuito para la variable de estado i_{L1} :

$$V_s = V_{L1} + V_{rL} + V_{rs} + V_o$$

$$V_s = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + i_{L1} \cdot r_L + i_{L1} \cdot r_s + V_o$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_s - i_{L1}(r_L + r_s) - V_o}{L_1} \quad (15)$$

Se analiza el circuito para la variable de estado i_{L2} :

$$V_s = V_{L2} + V_{rL} + V_{rd} + V_o$$

$$V_s = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + i_{L2} \cdot r_L + i_{L2} \cdot r_s + V_o$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_s - i_{L2}(r_L + r_s) - V_o}{L_2} \quad (16)$$

Se analiza el circuito para la variable de estado V_o :

$$i_{L2} = i_c + i_R$$

$$i_{L2} = C \frac{dV_C}{dt} + \frac{V_o}{R} \quad (17)$$

Para este caso también se tiene que:

$$V_C = V_o - V_{rc}$$

$$V_C = V_o - ic \cdot rc$$

$$V_C = V_o - rc(i_{L1} + i_{L2} - i_R)$$

$$V_C = V_o - rc \left(i_{L1} + i_{L2} - \frac{V_o}{R} \right)$$

Se derivan ambos lados de la ecuación y se obtiene:

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{dV_o}{dt} - rc \frac{di_{L1}}{dt} - rc \frac{di_{L2}}{dt} + \frac{rc}{R} \frac{dV_o}{dt} \quad (18)$$

Se sustituye (18) en (17):

$$i_{L2} + i_{L1} = C \left(\frac{dV_o}{dt} \left(1 + \frac{rc}{R} \right) - rc \frac{di_{L1}}{dt} - rc \frac{di_{L2}}{dt} \right) + \frac{V_o}{R}$$

Se desarrolla la ecuación para lograr despejar la derivada de Vo:

$$i_{L2} + i_{L1} - \frac{V_o}{R} + rc \cdot C \frac{di_{L1}}{dt} + rc \cdot C \frac{di_{L2}}{dt} = C \left(\frac{dV_o}{dt} \left(1 + \frac{rc}{R} \right) \right) \quad (19)$$

Se sustituye (15) y (16) en (19):

$$i_{L2} + i_{L1} - \frac{V_o}{R} + rc \cdot C \left(\frac{V_s - i_{L1}(r_L + rd) - V_o}{L_1} \right) + rc \cdot C \left(\frac{V_s - i_{L2}(r_L + rd) - V_o}{L_2} \right) = C \left(\frac{dV_o}{dt} \left(1 + \frac{rc}{R} \right) \right)$$

Se agrupan los términos semejantes:

$$\begin{aligned} i_{L1} \left(1 - \frac{rc \cdot C(r_L + rd)}{L_1} \right) + i_{L2} \left(1 - \frac{rc \cdot C(r_L + rd)}{L_2} \right) - V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{rc \cdot C}{L_1} + \frac{rc \cdot C}{L_2} \right) + rc \cdot C \cdot V_s \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) &= \left(\frac{C(R + rc)}{R} \right) \frac{dV_o}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} = i_{L1} \left(\frac{L_1 - rc \cdot C(r_L + rd)}{L_1} \right) \left(\frac{R}{C(R + rc)} \right) + i_{L2} \left(\frac{L_2 - rc \cdot C(r_L + rd)}{L_2} \right) \left(\frac{R}{C(R + rc)} \right) - V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{rc \cdot C}{L_1} + \frac{rc \cdot C}{L_2} \right) \left(\frac{R}{C(R + rc)} \right) + & \\ &rc \cdot C \cdot V_s \left(\frac{L_2 + L_1}{L_2 \cdot L_1} \right) \left(\frac{R}{C(R + rc)} \right) \\ \frac{dV_o}{dt} = i_{L1} \left(\frac{L_1 \cdot R - rc \cdot R \cdot C(r_L + rd)}{L_1 \cdot C(R + rc)} \right) + i_{L2} \left(\frac{L_2 \cdot R - rc \cdot R \cdot C(r_L + rd)}{L_2 \cdot C(R + rc)} \right) - V_o \left(\frac{1}{C(R + rc)} + \frac{rc \cdot R}{L_1(R + rc)} + \frac{rc \cdot R}{L_2(R + rc)} \right) + & \\ &rc \cdot R \left(\frac{L_2 + L_1}{L_2 \cdot L_1(R + rc)} \right) V_s \quad (20) \end{aligned}$$

A partir de las ecuaciones (15), (16) y (20) se obtiene la representación en espacio de estados:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + rd}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_L + rd}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{L_1 \cdot R - rc \cdot R \cdot C(r_L + rd)}{L_1 \cdot C(R + rc)} & \frac{L_2 \cdot R - rc \cdot R \cdot C(r_L + rd)}{L_2 \cdot C(R + rc)} & -\frac{1}{C(R + rc)} - \frac{rc \cdot R}{L_1(R + rc)} - \frac{rc \cdot R}{L_2(R + rc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ \left(\frac{rc \cdot R(L_2 + L_1)}{L_2 \cdot L_1(R + rc)} \right) \end{bmatrix} V_s \quad V_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_o \end{bmatrix}$$

Apéndice B.1: Función de transferencia del convertidor elevador entrelazado de dos fases

Se tienen las matrices A, B y C del espacio de estados en su forma promedio según el ciclo de trabajo asociado a cada modo:

$$A = (A_1 + A_3) \cdot D + (A_2 + A_4) (0.5 - D) \quad (\text{B.1.1})$$

$$B = (B_1 + B_3) \cdot D + (B_2 + B_4) (0.5 - D) \quad (\text{B.1.2})$$

$$C = (C_1 + C_3) \cdot D + (C_2 + C_4) (0.5 - D) \quad (\text{B.1.3})$$

Se tiene también la forma estándar de un espacio de estados:

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (\text{B.1.4})$$

$$y = CX + EU \quad (\text{B.1.5})$$

$$E = 0 \quad (\text{B.1.6})$$

$$U = V_s \quad (\text{B.1.7})$$

$$y = V_o \quad (\text{B.1.8})$$

Para obtener la función de transferencia se introducen pequeñas variaciones en a_c a las variables de estado y al ciclo de trabajo. La entrada se toma como una constante. Sustituyendo las ecuaciones (B.1.1), (B.1.2) y (B.1.7) en (B.1.4) y (B.1.3), (B.1.6) y en (B.1.5) e introduciendo las perturbaciones antes mencionadas se tiene que:

$$\frac{d(X+\bar{x})}{dt} = [(A_1+A_3) \cdot D + (A_2+A_4)(0.5-D)][X-\bar{x}] + [(B_1+B_3) \cdot D + (B_2+B_4)(0.5-D)]Vs + [(A_1+A_3) \cdot \tilde{d} + (A_2+A_4)(0.5-\tilde{d})][X-\bar{x}] + [(B_1+B_3) \cdot \tilde{d} + (B_2+B_4)(0.5-\tilde{d})]Vs \quad (\text{B.1.9})$$

$$y = [(C_1+C_3) \cdot D + (C_2+C_4)(0.5-D)][X+\bar{x}] + [(C_1+C_3) \cdot \tilde{d} + (C_2+C_4)(0.5-\tilde{d})][X+\bar{x}] \quad (\text{B.1.10})$$

Se procede a agrupar los términos semejantes, primero la ecuación (B.1.9) :

$$\begin{aligned} \frac{d(X+\bar{x})}{dt} &= AX + A\bar{x} + BVs + (A_1\tilde{d} + A_3\tilde{d} + 0.5A_2 + 0.5A_4 - A_2\tilde{d} + A_4\tilde{d})(X+\bar{x}) + (B_1\tilde{d} + B_3\tilde{d} + 0.5B_2 + 0.5B_4 - B_2\tilde{d} - B_4\tilde{d})Vs \\ \frac{d(X+\bar{x})}{dt} &= ((A_1+A_3) \cdot D + (A_2+A_4)(1-D)) \cdot X + ((A_1+A_3) \cdot D + (A_2+A_4)(1-D)\bar{x} + ((B_1+B_3) \cdot D + (B_2+B_4)(1-D))Vs + (A_1+A_3-A_2-A_4)\bar{x} \cdot \tilde{d} + (A_1+A_3-A_2-A_4)X \cdot \tilde{d} + (B_1+B_3-B_2-B_4)Vs \cdot \tilde{d} \end{aligned} \quad (\text{B.1.11})$$

Se agrupa la ecuación (B.1.10):

$$\begin{aligned} Vo &= [(C_1+C_3) \cdot D + (C_2+C_4)(0.5-D)][X+\bar{x}] + [C_1\tilde{d} + C_3\tilde{d} + 0.5C_2 + 0.5C_4 - C_2\tilde{d} - C_4\tilde{d}][X+\bar{x}] \\ Vo &= [(C_1+C_3) \cdot D + (C_2+C_4)(0.5-D)][X+\bar{x}] + [0.5C_2 + 0.5C_4][X+\bar{x}] + [C_1\tilde{d} + C_3\tilde{d} - C_2\tilde{d} - C_4\tilde{d}][X+\bar{x}] \\ Vo &= (C_1+C_3) \cdot D + (C_2+C_4)(1-D)X + (C_1+C_3) \cdot D + (C_2+C_4)(1-D)\bar{x} + (C_1+C_3-C_2-C_4)X\tilde{d} + (C_1+C_3-C_2-C_4)\bar{x}\tilde{d} \end{aligned} \quad (\text{B.1.12})$$

Se facilita la lectura haciendo uso de variables auxiliares:

$$\begin{aligned} M &= (A_1+A_3) \cdot D + (A_2+A_4)(1-D) \\ N &= (B_1+B_3) \cdot D + (B_2+B_4)(1-D) \\ O &= (C_1+C_3) \cdot D + (C_2+C_4)(1-D) \\ m &= A_1+A_3-A_2-A_4 \\ n &= B_1+B_3-B_2-B_4 \\ o &= C_1+C_3-C_2-C_4 \end{aligned}$$

Las ecuaciones (B.1.11) y (B.1.12) poseen términos en DC y en AC por lo que se analizan ambos casos por separado:

Caso DC:

$$\frac{dX}{dt} = 0$$

$$0 = MX + NVs$$

$$X = M^{-1} \cdot N \cdot Vs \quad (\text{B.1.13})$$

$$Vo = OX \quad (\text{B.1.14})$$

Caso AC:

$$\frac{d(\tilde{x})}{dt} = M\tilde{x} + mX \cdot \tilde{d} + nVs \cdot \tilde{d} \quad (\text{B.1.15})$$

$$Vo = O\tilde{x} + oX\tilde{d} + o\tilde{x}\tilde{d} \quad (\text{B.1.16})$$

Se aplica la Transformada de Laplace a (B.1.15) y a (B.1.16):

$$\begin{aligned} sX(s) &= MX(s) + mX \cdot d(s) + nVs \cdot d(s) \\ X(s)(sI - M) &= (mX \cdot + nVs \cdot)d(s) \\ X(s) &= (sI - M)^{-1} \cdot (mX \cdot + nVs \cdot)d(s) \end{aligned} \quad (\text{B.1.17})$$

$$Vo(s) = OX(s) + oXd(s) \quad (\text{B.1.18})$$

Se sustituye (B.1.17) en (B.1.18):

$$Vo(s) = O(sI - M)^{-1}(m \cdot X \cdot + nVs)d(s) + oXd(s)$$

Finalmente la función de transferencia de la tensión de salida respecto al ciclo de trabajo es:

$$\frac{Vo(s)}{d(s)} = O(sI - M)^{-1}(nVs + mX) + oX$$

Donde X es:

$$X = -M^{-1} \cdot N \cdot Vs$$

Que se obtiene del caso en DC.