



IPICYT

**INSTITUTO POTOSINO DE INVESTIGACIÓN
CIENTÍFICA Y TECNOLÓGICA, A.C.**

POSGRADO EN CONTROL Y SISTEMAS DINÁMICOS

**REGULADOR PARA EL SISTEMA ELÉCTRICO
AUTOMOTRIZ DE VOLTAJE DUAL DE 42 V/14 V.**

Tesis que presenta:

Carlos Arturo Antuna Fiscal

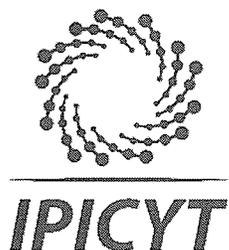
Para obtener el grado de:

Maestro en Control y Sistemas Dinámicos

Director de la Tesis:

Dr. Jesús Leyva Ramos

San Luis Potosí, S.L.P., 3 de agosto de 2018



Constancia de aprobación de la tesis

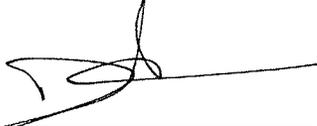
La tesis "**Regulador para el sistema eléctrico automotriz de voltaje dual de 42 V/14 V**" presentada para obtener el Grado de Maestro en Control y Sistemas Dinámicos, fue elaborada por **Carlos Arturo Antuna Fiscal** y aprobada el **tres de agosto del dos mil dieciocho** por los suscritos, designados por el Colegio de Profesores de la División de Matemáticas Aplicadas del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C.



Dr. Jesús Leyva Ramos
Director de la tesis



Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña
Jurado en el Examen



Dr. Diego Langarica Córdoba
Jurado en el Examen



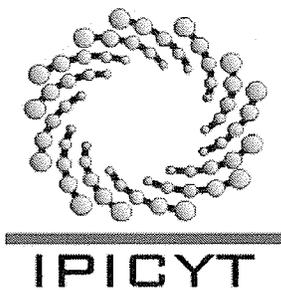
Dr. Hugo Cabrera Ibarra
Jurado en el Examen



Créditos Institucionales.

Esta tesis fue elaborada en el Laboratorio de Procesamiento Eficiente de Energía de la División de Matemáticas Aplicadas del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C., bajo la dirección del Dr. Jesús Leyva Ramos.

Durante la realización del trabajo el autor recibió una beca académica del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología 614339 y del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A. C.



Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C.

Acta de Examen de Grado

El Secretario Académico del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C., certifica que en el Acta 032 del Libro Primero de Actas de Exámenes de Grado del Programa de Maestría en Control y Sistemas Dinámicos está asentado lo siguiente:

En la ciudad de San Luis Potosí a los 3 días del mes de agosto del año 2018, se reunió a las 12:00 horas en las instalaciones del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C., el Jurado integrado por:

Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña	Presidente	UASLP
Dr. Jesús Leyva Ramos	Secretario	IPICYT
Dr. Diego Langarica Córdoba	Sinodal	IPICYT
Dr. Hugo Cabrera Ibarra	Sinodal	IPICYT

a fin de efectuar el examen, que para obtener el Grado de:

MAESTRO EN CONTROL Y SISTEMAS DINÁMICOS

sustentó el C.

Carlos Arturo Antuna Fiscal

sobre la Tesis intitulada:

Regulador para el sistema eléctrico automotriz de voltaje dual de 42 V/14 V

que se desarrolló bajo la dirección de

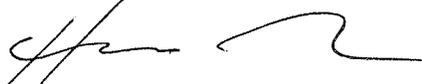
Dr. Jesús Leyva Ramos

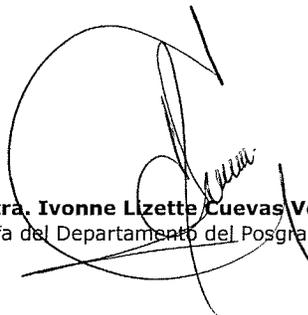
El Jurado, después de deliberar, determinó

APROBARLO

Dándose por terminado el acto a las 14:00 horas, procediendo a la firma del Acta los integrantes del Jurado. Dando fe el Secretario Académico del Instituto.

A petición del interesado y para los fines que al mismo convengan, se extiende el presente documento en la ciudad de San Luis Potosí, S.L.P., México, a los 3 días del mes de agosto de 2018.


Dr. Horacio Flores Zañiga
Secretario Académico


Mtra. Ivonne Lizette Cuevas Vélez
Jefa del Departamento del Posgrado



Dedicatoria.

Dedicado a toda mi familia, especialmente a mi hijo Carlos Santiago por ser mi motivación para superarme y seguir adelante.

Agradecimientos.

Al Dr. Jesús Leyva Ramos por haber aceptado ser mi asesor de tesis, además de su apoyo y conocimientos brindados, a la Dra. Guadalupe Ortiz Lopez por su apoyo y consejos ofrecidos durante la escritura de la tesis, al estudiante de doctorado Ricardo Mota Varona por su disposición y por su valioso asesoramiento durante todo el desarrollo del proyecto, al encargado del laboratorio M.C. Luis Humberto Diaz Saldierna por su apoyo brindado en la implementacion del proyecto.

A los profesores de la DMAp por los conocimientos brindados.

Al CONACYT por la beca otorgada.

A mi familia por apoyarme en todo momento.

Contenido.

Constancia de aprobación de la tesis.	ii
Créditos Institucionales.	iii
Dedicatoria.	v
Agradecimientos.	vi
Contenido.	vii
Lista de tablas.	ix
Lista de figuras.	x
Resumen.	xiii
Abstract.	xiv
CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN	1
1.1. Antecedentes.	1
1.2. Planteamiento del problema y motivación.	3
1.3. Organización del documento.	7
CAPÍTULO 2 DESCRIPCIÓN DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR	8
2.1. Convertidores conmutados.	8
2.2. Adición del filtro de entrada.	12
2.3. Parámetros del convertidor.	13
2.4. Parámetros del filtro de entrada.	15
2.5. Resultados experimentales en lazo abierto.	20
2.6. Análisis ante cambios de carga.	25
CAPÍTULO 3 MODELADO DEL CONVERTIDOR	27
3.1. Modelado.	27
3.2. Respuesta en frecuencia.	32
CAPÍTULO 4 CONTROLADOR	37
4.1. Diseño del controlador.	37
4.2. Control por retroalimentación.	38
4.3. Control por prealimentación.	41
4.4. Resultados experimentales en lazo cerrado.	44

CAPÍTULO 5 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	48
5.1. Conclusiones.	48
5.2. Trabajo futuro.	49
REFERENCIAS	50

Lista de tablas.

Tabla 1.1. Tabla comparativa entre tipos de vehículos. Fuente: Ministerio de Transporte / Nissan / Toyota / Chevrolet.	5
Tabla 2.1. Parámetros usados en simulación y valores usados experimentalmente.	21
Tabla 3.1. Ecuaciones diferenciales correspondientes a cada uno de los diferentes modos de operación.	28
Tabla 3.2. Valor de $R_{esr-Crítico}$ conforme a variaciones en la carga y ciclo de trabajo.	36
Tabla 4.1. Parámetros del controlador por prealimentación y retroalimentación.	44

Lista de figuras.

Figura 1.1. Arquitectura del sistema automotriz de voltaje dual con batería dual.	6
Figura 1.2. Arquitectura del sistema automotriz de voltaje dual con batería única.	6
Figura 2.1. Convertidor reductor.	9
Figura 2.2. Convertidor elevador.	9
Figura 2.3. Convertidor reductor síncrono.	10
Figura 2.4. Convertidor reductor síncrono con filtro de entrada.	12
Figura 2.5. Formas de onda de la corriente en el inductor de salida (arriba) y voltaje en el capacitor de salida (abajo).	13
Figura 2.6. Diagrama de Bode de la función de transferencia voltaje de salida-control del convertidor reductor con filtro de entrada (línea sólida). Función de transferencia voltaje de salida-control del convertidor reductor sin filtro de entrada (línea punteada).	16
Figura 2.7. Esquema del sistema considerando impedancia del filtro de entrada e impedancia del convertidor.	17
Figura 2.8. Magnitudes de las impedancias para valores de capacitancias, inductancias y resistencias.	17
Figura 2.9. Diagrama de Bode de impedancia de: (a) entrada del convertidor en lazo abierto $Z_{lazo_abierto}$ (línea sólida), (b) entrada del convertidor bajo la suposición de que el controlador por retroalimentación opera idealmente $Z_{lazo_cerrado}$ (línea a trazos), (c) impedancia del filtro de entrada teórico Z_{filtro} (línea punteada), (d) impedancia del filtro de entrada real $Z_{filtro(ESR)}$ (línea compuesta punto-línea).	19
Figura 2.10. Método para amortiguar la impedancia del filtro de entrada.	19
Figura 2.11. Tiempos muertos para las señales de control de los MOSFET PWM_1 y PWM_2 . (eje-y: 5 V/div) (eje-x: 2 μ s/div).	22
Figura 2.12. Circuito eléctrico implementado en el laboratorio.	23

Figura 2.13. Voltaje de drenaje a fuente de: M_1 (eje-y: 20 V/div), M_2 (eje-y: 25 V/div) (arriba) y señales de control de los MOSFET PWM_1 y PWM_2 (eje-y: 5 V/div) (abajo). (eje-x: 2 μ s/div): (a) Sin red snubber. (b) Con red snubber.	24
Figura 2.14. Respuesta del convertidor en lazo abierto: a) Resultados obtenidos en simulación: (De arriba a abajo). Corriente en el inductor de salida i_{L_s} (eje-y: 5 A/div), voltaje de salida v_{C_s} (eje-y: 5 V/div), corriente en el inductor de entrada i_{L_e} (eje-y: 5 A/div) y señal de control para el MOSFET de lado alto M_1 (eje-y: 5 V/div), y b) Resultados obtenidos experimentalmente: (De arriba a abajo). Corriente en el inductor de entrada i_{L_e} (eje-y: 2.5 A/div), corriente en el inductor de salida i_{L_s} (eje-y: 10 A/div), voltaje de salida v_{C_s} (eje-y: 5 V/div), y señal de control para el MOSFET de lado alto M_1 (eje-y: 10 V/div), (eje-x: 100 μ s/div).	24
Figura 2.15. Eficiencia del convertidor a diferentes valores de potencia de salida.	25
Figura 2.16. Circuito para cambios de carga.	26
Figura 2.17. Respuesta del convertidor en lazo abierto. (De arriba a abajo) Voltaje de salida v_{C_s} (eje-y: 5 V/div) y señal de disparo de M_{carga} (eje-y: 10 V/div), (eje-x: 400 ms/div).	26
Figura 3.1. Modos de operación del convertidor reductor.	28
Figura 3.2. Convertidor reductor síncrono con filtro de entrada considerando el ESR del capacitor de entrada.	32
Figura 3.3. Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{1(ESR)}$ con: $R_{esr} = 0.0584 \Omega$ (línea sólida) y $R_{esr} = 0.0586 \Omega$ (línea punteada).	35
Figura 3.4. Capacitor C_e usado en el prototipo del laboratorio.	35
Figura 3.5. Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{1(ESR)}$: (a) Teórica (línea punteada) y (b) experimental (línea sólida).	36
Figura 4.1. Conmutación por modulación de ancho de pulsos: a) Formas de onda y b) Diagrama de bloques.	38
Figura 4.2. Diagrama de bloques del sistema retroalimentado con controlador PI .	39
Figura 4.3. Sensor de voltaje H conectado al controlador PI .	40

Figura 4.4. Diagrama de bloques del convertidor con retroalimentación de voltaje de salida y un lazo de prealimentación de voltaje de entrada.	41
Figura 4.5. Diagrama de bloques de un convertidor con filtro de entrada regulado por prealimentación de voltaje de entrada y con retroalimentación del voltaje de salida.	42
Figura 4.6. Sensor de voltaje N conectado al regulador de ganancia F .	43
Figura 4.7. Diagrama del circuito eléctrico del regulador conmutado.	45
Figura 4.8. Diagrama de Bode de la respuesta en frecuencia experimental del sistema en lazo cerrado.	46
Figura 4.9. Analizador de respuesta en frecuencia 300 de AP Instruments.	46
Figura 4.10. Respuesta del convertidor en lazo cerrado (sin prealimentación). (De arriba a abajo) Voltaje de salida v_{C_s} (eje-y: 5 V/div) y señal de disparo de M_{carga} (eje-y: 10 V/div) (eje-x: 400 ms/div).	47
Figura 4.11. Respuesta del convertidor en lazo cerrado (con prealimentación). (De arriba a abajo) Voltaje de salida v_{C_s} (eje-y: 5 V/div) y señal de disparo de M_{carga} (eje-y: 10 V/div) (x: 400 ms/div).	47

Resumen.

REGULADOR PARA EL SISTEMA ELÉCTRICO AUTOMOTRIZ DE VOLTAJE DUAL DE 42 V/14 V.

Debido a la tendencia experimentada durante las últimas décadas en el aumento en el requerimiento de energía en vehículos, se espera que, durante los próximos años, esta demanda de energía continúe creciendo significativamente, sin dejar de lado la importancia del impacto ambiental que la industria automotriz ha estado desempeñando a lo largo de las últimas décadas. Esto ha inspirado el diseño y el desarrollo de nuevas soluciones para mejorar la eficiencia en el sistema de distribución de energía en vehículos. Una de esas posibles soluciones es el llamado sistema eléctrico de voltaje dual de 42 V/14 V. La función principal del convertidor en este sistema eléctrico es proveer de energía a los dispositivos de bajo voltaje existentes a partir de un voltaje más elevado en un automóvil. De esta manera los dispositivos de mayor demanda de potencia puedan ser conectados directamente a un voltaje más alto, disminuyendo la corriente que circula por el cableado eléctrico, lo que reduciría el diámetro y el peso del mismo, aumentando así la eficiencia del vehículo. En esta tesis se presenta el desarrollo de un convertidor reductor con filtro de entrada para aplicaciones automotrices, específicamente para el sistema eléctrico automotriz de 42 V/14 V. Para el diseño del convertidor se realizó el modelado del sistema en sus distintos modos de operación, así como también se obtuvo el modelo conmutado. El controlador utilizado fue un controlador compuesto por una retroalimentación del voltaje de salida y una prealimentación del voltaje de entrada, para de esta manera mantener una buena regulación en el voltaje de salida pese a cambios de carga. El regulador fue simulado e implementado según los parámetros obtenidos, se realizó una validación del modelo, así como también un análisis de estabilidad usando métodos de análisis de respuesta en frecuencia.

Abstract.

SWITCHING REGULATOR FOR THE DUAL VOLTAGE AUTOMOTIVE ELECTRIC SYSTEM POWER NET 42 V / 14 V.

Due to the trend experienced in the last decades in the increase of the energy requirements in vehicles, it is expected that, during the coming years, the demand for energy will continue to grow significantly, without neglecting the importance of the environmental impact that the automotive industry has been performing throughout the last decades. This has inspired the design and development of new solutions to improve the efficiency in the vehicle power distribution system. One of those possible solutions is the so-called dual-voltage electrical system Power Net. The main function of the converter is to provide power to the existing low-voltage devices from a higher voltage in a vehicle, so that the devices with the highest power demand can be directly connected to a bus of a higher voltage, in order to decreasing the weight of the electrical wiring and increase the efficiency of the vehicle. This work presents the development of a step-down converter with input filter for automotive applications, specifically for the automotive electrical system Power Net 42 V/14 V. For the design of the converter, modeling of the system was carried out in its different modes of operation to obtain the commuted system. The controller used was a controller composed of a feedback path of the output voltage and a feedforward path of the input voltage to maintain a good regulation of the output voltage despite changes in load. The regulator was simulated and implemented according to the design parameters, a validation of the model was carried out, as well as a stability analysis using experimental frequency response.

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

En este capítulo se aborda de manera general los antecedentes del sistema eléctrico automotriz, el planteamiento del problema, una breve justificación del trabajo de investigación y la organización del documento.

1.1. Antecedentes.

El constante aumento en el requerimiento de potencia en los automóviles no es un tema nuevo, se ha presentado a través de la historia como la industria automotriz ha tenido la necesidad de evolucionar para adaptarse a las nuevas necesidades tecnológicas. Durante los años cincuenta, dichos requerimientos ofrecieron la oportunidad perfecta para el primer rediseño en el sistema eléctrico automotriz en donde se reemplazó el sistema que en ese entonces se utilizaba basado en un voltaje de 6 V, por uno de 12 V y que es el que actualmente se utiliza [1].

Debido a la creciente demanda en la energía consumida en los vehículos no pasó mucho tiempo para que la industria considerara nuevamente un rediseño en el sistema eléctrico. El concepto de un nuevo sistema de distribución de energía automotriz distinto al convencional de 12 V ha tomado fuerza de manera importante hace poco menos de dos décadas. Desde entonces, se han buscado diversas formas para introducir y estandarizar dicho sistema eléctrico. Los esfuerzos de grandes empresas se han sumado para llevar a cabo este objetivo, con el mismo propósito que llevó el primer cambio en los años cincuenta, reducir costos y mejorar la eficiencia en la distribución de la energía en los automóviles.

En 1994, por iniciativa de Daimler-Benz, se llevó a cabo el primer taller sobre arquitecturas avanzadas para sistemas de distribución eléctrica automotriz en el Laboratorio del Instituto Tecnológico de Massachusetts para Sistemas Electromagnéticos y Electrónicos (MIT/LEES) en Cambridge, Massachusetts, E.U.A. con el objetivo de definir la arquitectura para un futuro sistema eléctrico. Los participantes en este taller incluyeron proveedores, así como las compañías automotrices Daimler-Benz, Ford y General Motors. En septiembre de 1995, se compararon varias arquitecturas de sistemas eléctricos y en diciembre del mismo año, en las conclusiones de este estudio, se definió un nivel de voltaje futuro de aproximadamente 40 V. A principios de 1996, se creó el consorcio de sistemas eléctricos y electrónicos automotrices avanzados. En el taller subsiguiente de marzo de 1996, se confirmó la tensión nominal futura de 42 V [2].

Aunque una transición a escala global para la estandarización de un nuevo sistema eléctrico automotriz no es tarea sencilla, debido al alto número de vehículos producidos en las últimas décadas, los nuevos desarrollos en años recientes han demostrado cual es la tendencia hacia años futuros. Por primera vez en la historia, un sistema híbrido usó un sistema de distribución de energía de 42 V para una mejor economía de combustible y menores emisiones al entorno urbano. El Toyota Mild-Hybrid System (THS-M) fue el primer vehículo con voltaje dual de 42 V/14 V de producción en masa, el cual fue lanzado al mercado japonés en agosto del 2001 [3].

El fabricante de automóviles alemán Volkswagen (VW) equipará con un sistema similar al implementado por Toyota al Golf de octava generación en 2019. La empresa Volkswagen anunció que el sistema híbrido para el próximo Golf es el punto de partida para la electrificación integral de las unidades convencionales, y que electrizará gradualmente a casi todos los vehículos de su gama de modelos [4].

1.2. Planteamiento del problema y motivación.

Debido a la tendencia de los últimos años, se espera que el crecimiento en la demanda de energía eléctrica en vehículos futuros exceda significativamente los aumentos anuales de cuatro a cinco por ciento experimentados en las últimas dos décadas. Dado que los nuevos requerimientos de confort, seguridad y entretenimiento que los fabricantes de autos han ido incorporando a los nuevos modelos de sus vehículos, se tienen hoy en día más de 200 cargas eléctricas como son lamparas interiores, exteriores, motores eléctricos de ventanillas, dirección asistida, calentadores para asientos, desempañado de parabrisa, equipo de entretenimiento, sensores, GPS, solo por mencionar algunos [5].

No solo las empresas manufactureras de vehículos dotan cada vez mas de todo tipo de componentes electrónicos a los vehículos actuales. Adicionalmente, algunos fabricantes de automóviles están optando por sustituir cargas que antes se alimentaban de manera mecánica, tales como las utilizadas en movimientos angulares del motor, por cargas que son alimentadas por medio de energía eléctrica [6].

Este incremento inminente en el requerimiento actual y futuro de potencia en los automóviles, sobrecargarán el sistema convencional de generación y distribución de energía de 14 V. Cualquier nueva adición a la carga eléctrica requerirá un aumento de la capacidad de la red eléctrica, por lo que se necesitará un voltaje más alto en el sistema eléctrico para cumplir con estas cargas crecientes y ayudar a reducir el costo del cableado eléctrico [7].

Por otro lado, el tema del impacto ambiental a nivel mundial ha tomado fuerza como nunca en la historia, primordialmente por el cambio climático. Aunque si bien el clima de nuestro planeta nunca ha sido constante, actualmente existe un reconocimiento a nivel mundial, que una de las causas primarias del calentamiento global se debe al llamado efecto invernadero, causado principalmente por la abundancia de las emisiones CO_2 . La industria automotriz sin duda contribuye de manera negativa en este aspecto, ya que las emisiones de los vehículos constituyen

con un porcentaje significativo en la contaminación mundial. Se estima que aproximadamente el 60% de las emisiones de CO_2 provienen de la quema de combustibles fósiles, esto en gran parte por que el grueso del tráfico mundial actual está conformado principalmente por vehículos convencionales a gasolina. Recientemente se ha tenido la introducción de vehículos híbridos y eléctricos

Un vehículo convencional con motor de combustión interna adquiere la energía necesaria para funcionar proveniente del combustible fósil (gasolina o diésel) liberada a través de la combustión. Dicha combustión es la causante de las emisiones de CO_2 en un vehículo.

Los vehículos híbridos son automóviles con un doble motor: uno de combustión interna y otro eléctrico. Estos automóviles utilizan un motor eléctrico pero disponen del motor convencional para complementar las carencias de potencia y de autonomía del motor eléctrico. Existen diferentes tipos en función de cómo se recarga la batería y del papel desarrollado por cada uno de los motores. En cualquier caso, son por lo general automóviles que aprovechan bastante mejor la energía que los convencionales; y que por lo tanto, presentan menores emisiones de CO_2 .

Por último, tenemos a los vehículos eléctricos, los cuales carecen de un motor de combustión interna, por lo que toda la energía que demandan la obtienen de un banco de baterías, previamente cargadas generalmente a través de un cable de energía eléctrica externa. En la Tabla 1.1 se presenta una comparación entre estos tipos de vehículos y sus emisiones.

La eficiencia de un sistema eléctrico de voltaje dual en los automóviles radica principalmente en que tiene un efecto en el volumen, peso y precio de los cables del sistema eléctrico. Se estima que con este sistema, la reducción del peso del cable podría ser entre 47% y 67% [6]. Una red eléctrica de 42 V logrará reducir el peso del vehículo, a su vez reduciría el consumo de combustible y por ende las emisiones de CO_2 [8].

Marca/Modelo	Tipo de vehículo	Motor (litros)	Emisiones CO_2 (ton/año)
Chevrolet Sail	Convencional (Gasolina)	1.5 (Gasolina)	3
Toyota Prius	Híbrido	1.8 (Gasolina) +Eléctrico	1.8
Nissan Leaf	Eléctrico	Eléctrico	0

Tabla 1.1. Tabla comparativa entre tipos de vehículos. Fuente: Ministerio de Transporte / Nissan / Toyota / Chevrolet.

Una alternativa para lograr migrar a un sistema eléctrico de 42 V es rediseñar todas las cargas eléctricas para que sean compatibles con dicho voltaje, pero esto causaría la discontinuidad de los componentes que actualmente existen en los automóviles. Lo anterior implicaría un gran problema para los fabricantes de equipos originales OEM (Original equipment manufacturer), aquí es donde la electrónica de potencia juega un papel muy importante en la transición entre los sistemas de 12 V y 42 V. Los convertidores conmutados ofrecen la posibilidad de proporcionar compatibilidad sin la necesidad de sustituir por completo y repentinamente el sistema actual de 12 V.

Durante los últimos años, los OEM están buscando varios medios para reducir las emisiones de CO_2 requeridas para 2020 y 2025. Por lo que, desde 2015 los OEM están considerando migrar a una red eléctrica de un voltaje más elevado utilizando un sistema de voltaje dual como transición. Para más información al respecto, en esta cita [9] se investiga el mercado actual y futuro de la red eléctrica con un voltaje más elevado en el mercado de vehículos de pasajeros, incluidos los desafíos de adopción. El período del estudio es de 2014 a 2025, mientras que el período de pronóstico es de 2017 a 2025.

El sistema eléctrico de voltaje dual se ha implementado con éxito tanto en vehículos convencionales como en vehículos híbridos (Japón 2001). Un sistema dual de alimentación eléctrico consta de una línea de alto voltaje de 42 V y un sistema convencional de alimentación de 14 V [5], [6], [8],[10], [11].

Esta estructura tiene prácticamente dos alternativas de diseño. La Figura 1.1 muestra un sistema de batería dual, mientras que en la Figura 1.2 se puede apreciar una arquitectura con una sola batería de 36 V.

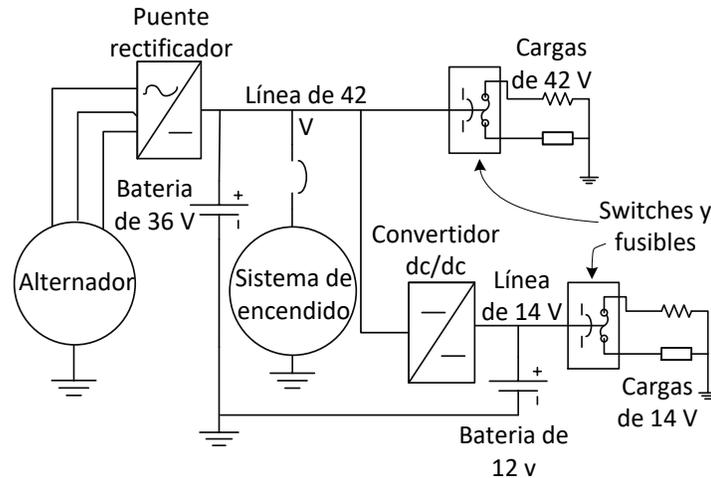


Figura 1.1. Arquitectura del sistema automotriz de voltaje dual con batería dual.

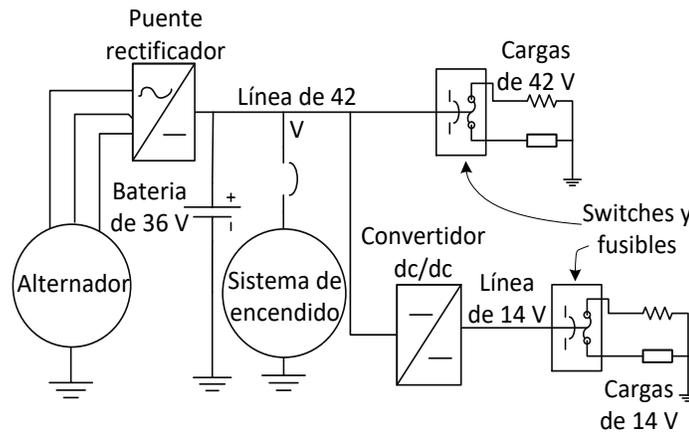


Figura 1.2. Arquitectura del sistema automotriz de voltaje dual con batería única.

Cada uno de estos diseños tiene ventajas y desventajas con respecto al costo, la confiabilidad y la flexibilidad, debido principalmente a los diferentes requisitos que se le imponen a la electrónica de potencia en cada uno de ellos. Una característica común de ambos es la presencia de una red de 14 V. La filosofía detrás del sistema de batería dual es que la función de arranque debe aislarse de la función de almacenamiento requerida para las cargas que funcionan cuando el interruptor de arranque del automóvil está apagado. Estas son las cargas eléctricas

que consumen energía cuando el vehículo está apagado, por ejemplo la alarma de robo o reloj. Por el contrario, la arquitectura de batería única se basa en el deseo de reducir el costo, el peso y los problemas de embalaje creados por una segunda batería de 12 V [12].

Cualquier opción que los OEM elijan, ya sea el sistema de distribución de energía de batería dual o de batería única, ambos requieren un convertidor CD-CD para unir los subsistemas de 14 V y 42 V. Por lo que, el estudio y la constante mejora de los convertidores conmutados es un factor esencial para el desarrollo, mejora e implementación de este tipo de sistemas de distribución de energía en un futuro cercano.

1.3. Organización del documento.

Este trabajo está estructurado en un total de cinco capítulos. El primero aborda de manera general los antecedentes del sistema eléctrico automotriz, el planteamiento del problema desde el punto de vista de la industria automotriz y su impacto ecológico, así como también una breve justificación del trabajo. En el segundo Capítulo se da una introducción a los convertidores conmutados, con un énfasis especial en los convertidores reductores síncronos, así como la justificación de la inclusión del filtro de entrada, su diseño, parámetros del convertidor y posteriormente se presentan los resultados obtenidos del sistema en lazo abierto, tanto en simulación como experimentalmente. En el tercer Capítulo se analizan los distintos modos de operación, de donde se obtienen los distintos modelos del sistema: conmutado, promediado y linealizado. Posteriormente se presenta la respuesta en frecuencia de las funciones de transferencia tanto experimentalmente como en simulación. En el cuarto Capítulo se presenta el diseño e implementación del sistema de control por retroalimentación de voltaje de salida y prealimentación de voltaje de entrada, se valida el modelo y verifica su correcto funcionamiento por medio de respuesta en frecuencia experimental. Finalmente, en el quinto Capítulo se mencionan las conclusiones y posibles trabajos futuros.

CAPÍTULO 2

DESCRIPCIÓN DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR

En este capítulo se da una breve introducción a los convertidores conmutados, con un énfasis especial en los convertidores reductores síncronos, así como el diseño del filtro de entrada, su justificación y los parámetros del convertidor.

2.1. Convertidores conmutados.

Los convertidores de CD-CD se usan extensamente en sistemas de suministro de energía y en aplicaciones de accionamiento motrices. Como se muestra en la Figura 1.1, la entrada a estos convertidores es un voltaje de CD no regulado que se obtiene mediante la rectificación del voltaje generado por el alternador; y por tanto, fluctuará debido a los cambios en la magnitud del voltaje de entrada. Los convertidores de conmutación de CD-CD se usan para convertir la entrada de CD de un nivel a otro en el nivel de voltaje deseado [13].

El convertidor conmutado consta de varios elementos de almacenamiento e interruptores que están conectados de modo que las acciones de conmutación periódicas de los interruptores controlan la transferencia dinámica de potencia desde la entrada a la salida para producir una conversión de CD deseada en la salida. Los elementos de almacenamiento (inductor y condensador), en general, deben conectarse de tal forma que formen un filtro pasa-baja para producir un rizo de voltaje de salida bajo. Las dos topologías fundamentales de los convertidores de conmutación son el convertidor reductor mostrado en la Figura 2.1, y el convertidor elevador mostrado en la Figura 2.2 donde: L es el inductor, C es el capacitor, M

es el MOSFET de conmutación, R es la carga, E es el voltaje de entrada, y D_B es el diodo de bloqueo. La mayoría de las otras topologías son convertidores derivados de estas topologías básicas. Es importante tener en cuenta que los convertidores conmutados son intrínsecamente sistemas electrónicos no lineales debido a sus acciones de conmutación [14].

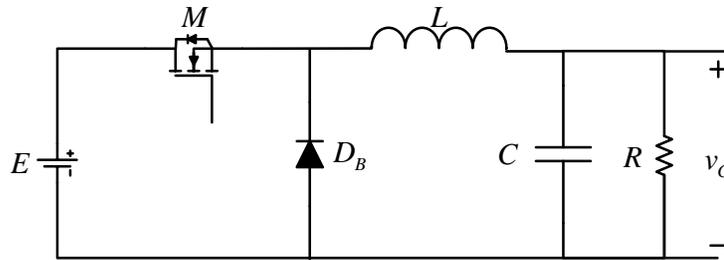


Figura 2.1. Convertidor reductor.

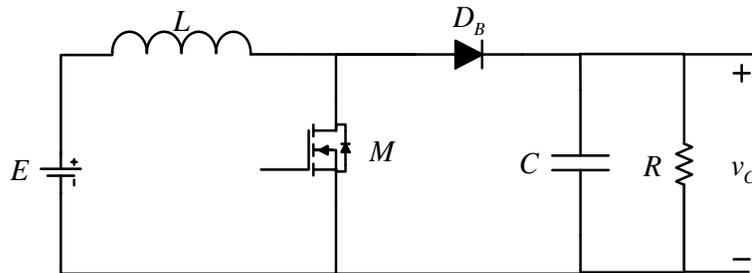


Figura 2.2. Convertidor elevador.

La elección del tipo de convertidor conmutado está puramente impulsada por el tipo de aplicación para la cual es requerido. Como se mencionó anteriormente, se requiere reducir el voltaje de alto valor proveniente del alternador para proporcionar compatibilidad a los dispositivos de bajo voltaje existentes en el automóvil, por lo que se trabajará solo con el convertidor reductor.

Como se puede apreciar en la Figura 2.1, el circuito del convertidor reductor típicamente emplea un MOSFET en el lado de valor alto de voltaje y un diodo de rodamiento libre. Estos dispositivos semiconductores tienen pérdidas de conducción debido a sus resistencias en el estado de encendido. El diodo tiene una tensión de aproximadamente 0.5 V a 1 V que conduce a pérdidas de energía en el convertidor. Con la demanda de una mayor eficiencia en aplicaciones donde los convertidores conmutados son utilizados, se buscan mejores diseños que maximicen el

rendimiento. La topología del convertidor reductor síncrono mostrado en la Figura 2.3, donde el diodo se reemplaza con un MOSFET M_2 , a menudo se emplea para lograr una mayor eficiencia y rendimiento. Reemplazar el diodo con otro MOSFET reduce la caída de tensión a aproximadamente 0.3 V o menos, lo que da como resultado mejoras en la eficiencia del circuito de alrededor del 5% o más.

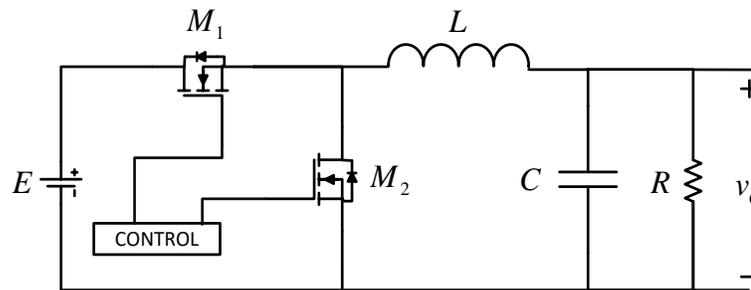


Figura 2.3. Convertidor reductor síncrono.

Esta topología específica del reductor deriva su nombre del método de control de los dos MOSFET de potencia; ya que el MOSFET del lado de bajo voltaje no se enciende de manera automática, los MOSFET se controlan de forma sincronizada-complementaria para evitar corto circuito. El corto circuito se produce cuando los dos MOSFET están encendidos al mismo tiempo, proporcionando un corto directo a tierra [15]. La ventaja principal del convertidor reductor convencional es que utiliza solo un MOSFET en el lado superior como interruptor de control. No existe el llamado problema del corto circuito y a su vez facilita en gran medida el circuito de control de disparo.

En el convertidor síncrono, la menor resistencia del MOSFET del lado de bajo voltaje del drenaje a la fuente ($R_{DS(ON)}$) ayuda a reducir las pérdidas de manera significativa; y por lo tanto, optimiza la eficiencia de conversión en general. Sin embargo, todo esto exige un circuito de disparo más complicado para controlar ambos interruptores. Se debe tener cuidado para asegurar que ambos MOSFET no se enciendan al mismo tiempo, ya que como se mencionó anteriormente, se provocaría un corto circuito.

Algunas consideraciones se enumeran a continuación para ayudar a determinar qué topología se adapta mejor a la aplicación:

- 1). El ciclo de trabajo (D) es un factor clave. Un ciclo de trabajo más pequeño significa que el convertidor pasa más tiempo en el modo de rodamiento libre. La topología asíncrona generalmente tiene una mayor caída de voltaje en el interruptor inferior. Esto significa que, para un sistema equivalente, en la topología asíncrona se disipa más potencia.
- 2). El voltaje de salida es otro factor clave. Cuanto menor es la tensión de salida, más se acerca al voltaje de caída del diodo del lado inferior; por lo tanto, en porcentaje, un voltaje de salida más bajo significa una pérdida mayor.
- 3). El tercer factor es el problema térmico asociado con la disipación de potencia [16].

Para el análisis de los distintos modos de conducción de este convertidor, es necesario introducir el concepto de “estado estable”. Este término significa que el ciclo de trabajo se mantiene constante durante todo el periodo de conmutación T_s para lograr un voltaje de salida constante. Si durante el estado estable la corriente del inductor permanece en cero (por cierto tiempo) en cada ciclo, esto se denomina modo de conducción discontinua (DCM, por sus siglas en inglés), se sabe que en convertidores asíncronos esto es posible debido al diodo de bloqueo. En cambio, si la corriente permanece en algún valor distinto de cero durante todo el periodo de conmutación, se tendrá modo de conducción continua (CCM, por sus siglas en inglés), este es el modo de operación más común encontrado en la conversión de potencia.

Existe un tercer modo de operación propio a convertidores síncronos, llamado modo de conducción continua forzada (FCCM, por sus siglas en inglés), esto ocurre debido a que el MOSFET en lugar del diodo permite la conducción inversa de la corriente del inductor, por lo que no se obtiene DCM [17].

2.2. Adición del filtro de entrada.

Los convertidores conmutados tienen una notoria reputación de poseer fuertes interferencias electromagnéticas (EMI) debido a su forma de onda de corriente de entrada pulsante y la acción de conmutación de sus interruptores semiconductores. La interferencia electromagnética es la generación no intencional de energía conducida o radiada. Para preservar la integridad de la fuente de poder a menudo se requiere un filtro EMI de entrada colocado entre la fuente de potencia y el convertidor de conmutación. El principal objetivo del filtro EMI de entrada es evitar que la forma de onda pulsante de la corriente de entrada del interruptor del convertidor interfiera con la fuente de alimentación.

Hay dos modos de conducción de EMI: común y diferencial. El modo común EMI es el componente de la corriente de ruido que existe en cualquier o todas las líneas de suministro o salida con respecto a un plano de tierra común, como un chasis o un bus de tierra de retorno. El modo diferencial EMI, también conocido como modo de EMI longitudinal, se produce entre dos líneas de suministro o de salida. La fuente principal de emisión en modo diferencial son los dispositivos de conmutación. La magnitud y el contenido espectral del EMI son a menudo dictado por las características de recuperación inversa de estos dispositivos de conmutación [14].

El filtro de entrada también puede proteger al convertidor y su carga de posibles transitorios que aparecen en la tensión de entrada E , mejorando así la confiabilidad del sistema [13]. Por este motivo es necesaria la inclusión de un filtro de entrada tal como se muestra en la Figura 2.4.

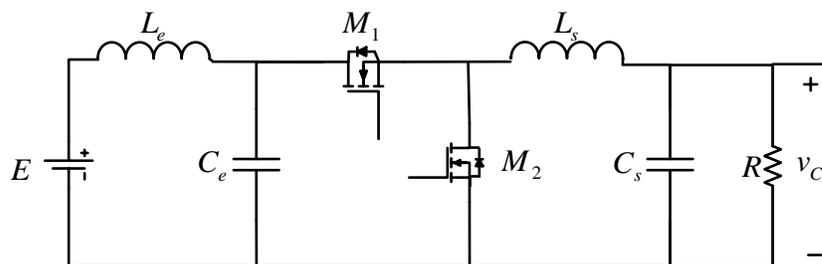


Figura 2.4. Convertidor reductor síncrono con filtro de entrada.

2.3. Parámetros del convertidor.

Para el diseño del convertidor en cuanto a los valores de los parámetros es necesario considerar el punto de operación del sistema conmutado en estado estable. Considerando los valores en CD del sistema y realizando un análisis resultan las siguientes ecuaciones:

$$V_{C_e} = E, \quad (2.1)$$

$$V_{C_s} = ED, \quad (2.2)$$

$$I_{L_e} = \frac{ED^2}{R}, \quad (2.3)$$

$$I_{L_s} = \frac{ED}{R}, \quad (2.4)$$

donde D es el ciclo de trabajo.

Para un análisis más claro, se ilustra la forma de onda de la corriente en el inductor de salida i_{L_s} , así como también la del voltaje en el capacitor de salida v_{C_s} mostrado en la Figura 2.5.

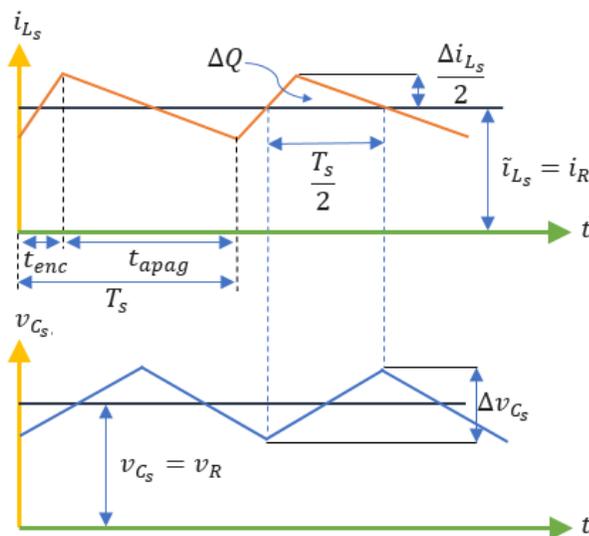


Figura 2.5. Formas de onda de la corriente en el inductor de salida (arriba) y voltaje en el capacitor de salida (abajo).

Si se supone que todo el componente de rizo en i_{L_s} fluye a través del capacitor, y su componente medio a través de la carga, el área ΔQ en la Figura 2.5 representa una carga adicional. Por tanto, el rizo de voltaje Δv_{C_s} se escribe como [13]:

$$\Delta v_{C_s} = \frac{\Delta Q}{C_s} = \frac{C_s T_s \Delta i_{L_s}}{8}, \quad (2.5)$$

donde T_s es el periodo de conmutación y a su vez es igual a la inversa de la frecuencia de conmutación f_s es decir:

$$T_s = \frac{1}{f_s}. \quad (2.6)$$

Debido a que un convertidor debe diseñarse bajo ciertas especificaciones, es importante conocer las relaciones del rizo de la corriente del inductor de salida Δi_{L_s} , y del voltaje del capacitor de salida Δv_{C_s} . La relación del rizo en un inductor está dada por $\varepsilon_L = (\Delta i_{L_s}/2)/I_L$, y en un convertidor convencional se sugiere que esté en un rango del 10% al 20%, mientras que el rizo del voltaje del capacitor está dado por $\varepsilon_C = (\Delta v_{C_s}/2)/V_C$ y se sugiere un valor de 1% a 2%.

El rizo de la corriente del inductor de salida, asumiendo que los dispositivos de conmutación son ideales y no presentan pérdidas, se calcula por medio de la expresión:

$$\Delta i_{L_s} = \frac{1-D}{L_s f_s} ED. \quad (2.7)$$

Si sustituimos (2.7) en (2.5) se obtiene la siguiente expresión para calcular el rizo del voltaje del capacitor de salida.

$$\Delta v_{C_s} = \frac{1-D}{8C_s L_s f_s^2} ED. \quad (2.8)$$

2.4. Parámetros del filtro de entrada.

Dada la aplicación para la cual está pensado el convertidor, es necesario tomar en cuenta algunas características básicas de alternadores trifásicos automotrices para poder determinar adecuadamente los valores del filtro de entrada L_e y C_e . La velocidad del alternador para distintas condiciones de operación se muestran a continuación [18]:

	Velocidad en rpm.	Descripción.
n_0	1000	Velocidad del alternador con amperaje nulo.
n_L	1500	Velocidad del alternador cuando el motor de combustión interna gira en ralentí.
n_N	6000	Velocidad de rotación nominal.
n_{max}	20000	Velocidad de rotación máxima.

Se sabe que la frecuencia de la corriente alterna del alternador del automóvil está dada por la siguiente expresión:

$$f = \frac{pn}{60}, \quad (2.9)$$

donde n es la velocidad en rpm y p es el número de pares de polos del alternador. Se sabe que la frecuencia típica de la corriente de CA cuando el motor de combustión interna gira en ralentí es:

$$f_{ralentí} = \frac{1500 \cdot 6}{60} = 150 \text{ Hz.}$$

Debido a que la rectificación es generalmente de onda completa, la componente de CA resultante de la rectificación trifásica es seis veces la frecuencia de la señal trifásica original. Por lo que el filtro de entrada debe de tener valores de L_e y C_e tales que la frecuencia de corte f_{corte} sea menor que $6f_{ralentí}$, es decir, se requiere que se satisfaga la siguiente desigualdad:

$$f_{corte} < 6f_{ralentí}. \quad (2.10)$$

Por otro lado, si la frecuencia de corte del lazo de realimentación del regulador es cercana o mayor que la frecuencia de resonancia del filtro de entrada, entonces el margen de fase del lazo se volverá negativo y se generará inestabilidad. Para ilustrar éste punto, en la Figura 2.6 se muestra la comparación en simulación de respuesta en frecuencia de la función de transferencia voltaje de salida-control del convertidor reductor convencional de la Figura 2.1 y de la función de transferencia del convertidor con filtro de entrada de la Figura 2.4 con los siguientes valores: $D = 0.5$, $L_s = 100 \mu H$, $C_s = 100 \mu F$, $R = 3 \Omega$, $L_e = 330 \mu H$ y $C_e = 470 \mu F$. En la cual se puede apreciar dicho cambio en la fase de -360 grados, esto a consecuencia de la inclusión del filtro de entrada [19].

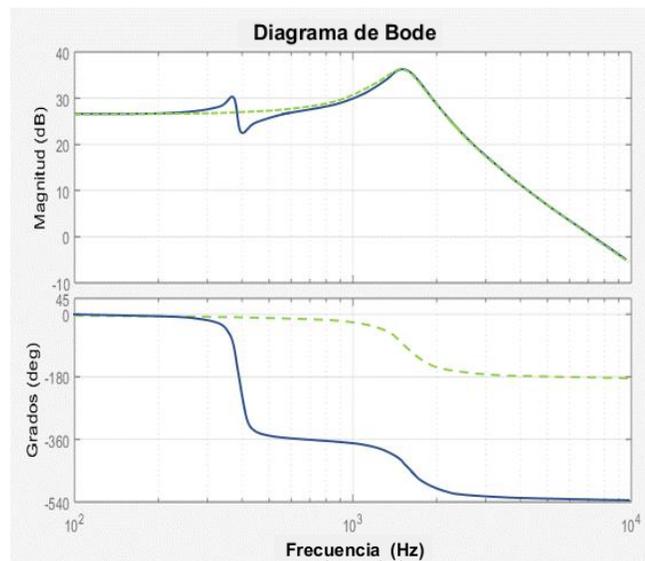


Figura 2.6. Diagrama de Bode de la función de transferencia voltaje de salida-control del convertidor reductor con filtro de entrada (línea sólida). Función de transferencia voltaje de salida-control del convertidor reductor sin filtro de entrada (línea punteada).

Este problema se puede simplificar mediante el uso de desigualdades de impedancia mostradas en (2.11), las cuales involucran la impedancia de entrada del convertidor en lazo abierto $Z_{lazo_abierto}$ y en lazo cerrado $Z_{lazo_cerrado}$, y la impedancia de salida del filtro Z_{filtro} . El esquema con las impedancias mencionadas se muestra en la Figura 2.7.

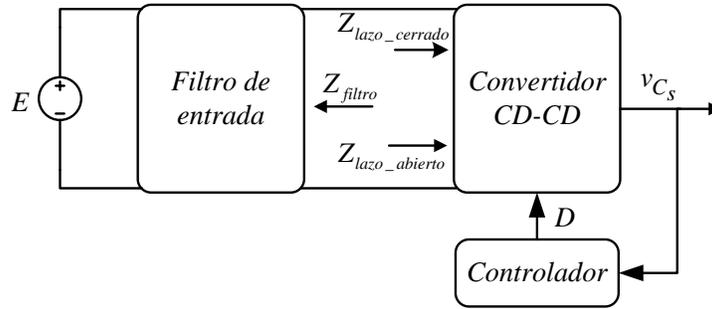


Figura 2.7. Esquema del sistema considerando impedancia del filtro de entrada e impedancia del convertidor.

$$\begin{aligned} \|Z_{\text{filtro}}\| &\ll \|Z_{\text{lazo_abierto}}\|, \\ \|Z_{\text{filtro}}\| &\ll \|Z_{\text{lazo_cerrado}}\|. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Estas desigualdades se basan en el teorema del elemento extra de Middlebrook.

Por lo tanto, es necesario diseñar el filtro de entrada con una impedancia de salida lo suficientemente pequeña. El método de construcción gráfica para magnitudes de impedancia es bien conocido. Las magnitudes de las impedancias para un amplio rango de valores de capacitancias, inductancias y resistencias se muestran en la Figura 2.8. Las asíntotas para redes RLC pueden ser dibujadas directamente en estos ejes, así como también valores numéricos de frecuencias de corte se pueden determinar gráficamente. Otra manera más precisa es graficar el diagrama de Bode de $Z_{\text{lazo_abierto}}(j\omega)$ y $Z_{\text{lazo_cerrado}}(j\omega)$ y compararlo con el diagrama de Bode de $Z_{\text{filtro}}(j\omega)$.

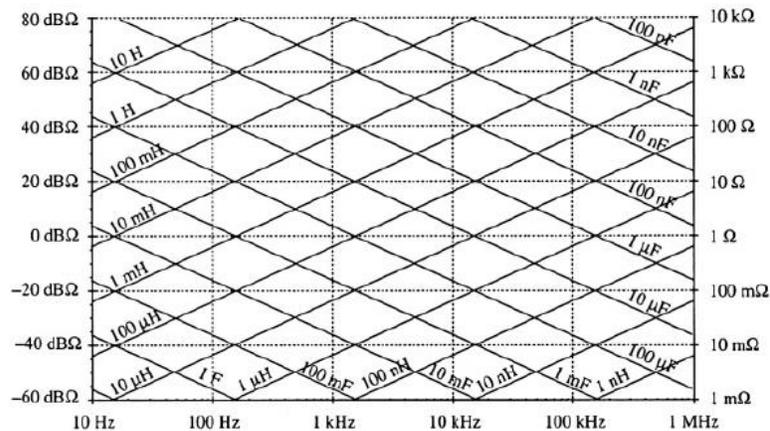


Figura 2.8. Magnitudes de las impedancias para valores de capacitancias, inductancias y resistencias.

La impedancia Z_{filtro} se calcula con la combinación en paralelo de las impedancias individuales de los componentes del filtro de entrada, que resulta en la expresión mostrada a continuación.

$$Z_{\text{filtro}}(s) = sL_e \parallel \frac{1}{sC_e} = \frac{sL_e}{s^2C_eL_e + 1}. \quad (2.12)$$

La impedancia $Z_{\text{lazo_cerrado}}$ la cual se considera bajo la suposición de que el controlador por retroalimentación opera idealmente está dado por:

$$Z_{\text{lazo_cerrado}}(s) = \frac{R}{D^2}. \quad (2.13)$$

La impedancia $Z_{\text{lazo_abierto}}$ se obtiene de la siguiente expresión [19]:

$$Z_{\text{lazo_abierto}}(s) = \frac{R \left(s^2L_sC_s + s \frac{L_s}{R} + 1 \right)}{D^2 (sRC_s + 1)}. \quad (2.14)$$

El diagrama de Bode de las impedancias para los valores del filtro de entrada $L_e = 100 \mu H$ y $C_e = 470 \mu F$. se muestran en la Figura 2.9 en donde se puede apreciar que en la frecuencia de corte, la impedancia del filtro de entrada es teóricamente infinita, por lo que las desigualdades de (2.11) no podrían satisfacerse.

Un método para amortiguar la impedancia del filtro se presenta en [19]. Esta técnica consiste básicamente en agregar nuevos elementos al sistema L_x , C_x , y R_x tal como se muestra en la Figura 2.10. Aunque si bien las desigualdades se logran satisfacer, existen pérdidas de energía adicionales debido a los nuevos elementos, y en un sistema en donde la eficiencia es un factor importante, este método no resulta tan viable.

Al considerar la resistencia en serie equivalente (ESR) del capacitor de entrada, se puede observar que esta propiedad intrínseca proporciona un amortiguamiento natural a la impedancia del filtro, la cual es representada por $Z_{\text{filtro}(ESR)}$, y cuyo valor queda dado por:

$$Z_{\text{filtro}(ESR)}(s) = sL_e \parallel \left(\frac{1}{sC_e} + R_{esr} \right) = \frac{s^2 C_e L_e R_{esr} + sL_e}{s^2 C_e L_e + sC_e R_{esr} + 1}. \quad (2.15)$$

En la Figura 2.9 se puede observar que $Z_{\text{filtro}(ESR)}$ en efecto cumple con las desigualdades dadas en (2.11).

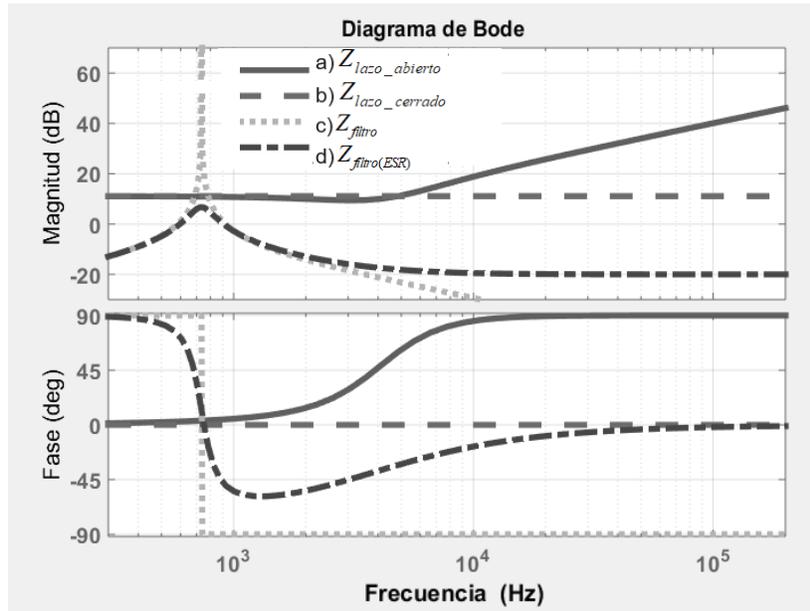


Figura 2.9. Diagrama de Bode de impedancia de: (a) entrada del convertidor en lazo abierto $Z_{\text{lazo_abierto}}$ (línea sólida), (b) entrada del convertidor bajo la suposición de que el controlador por retroalimentación opera idealmente $Z_{\text{lazo_cerrado}}$ (línea a trazos), (c) impedancia del filtro de entrada teórico Z_{filtro} (línea punteada), (d) impedancia del filtro de entrada real $Z_{\text{filtro}(ESR)}$ (línea compuesta punto-línea).

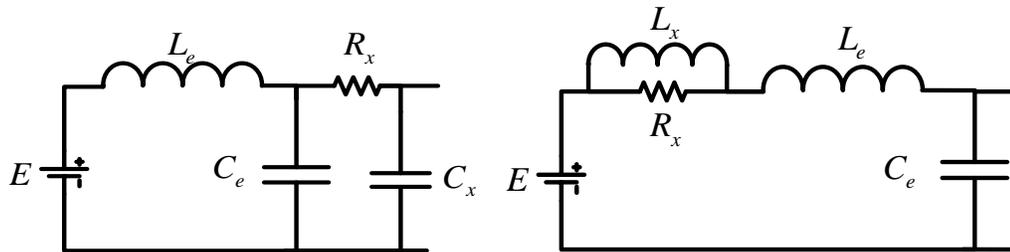


Figura 2.10. Método para amortiguar la impedancia del filtro de entrada.

La frecuencia de corte del filtro está dada por la siguiente expresión.

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_e \cdot C_e}}, \quad (2.16)$$

por lo que la frecuencia de corte con los valores propuestos será:

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi\sqrt{100 \mu H \cdot 470 \mu F}} = 734.1 Hz.$$

De esta manera la condición representada por la expresión (2.10) también se cumple. Por otro lado, los valores L_s y C_s están dados por las expresiones (2.7) y (2.8), quedando de la siguiente forma:

$$L_s = \frac{1-D}{\Delta i_{L_s} f_s} ED = 17.5 \mu H,$$

$$C_s = \frac{1-D}{8\Delta v_{C_s} L_s f_s^2} ED = 84.2 \mu F.$$

2.5. Resultados experimentales en lazo abierto.

El voltaje de salida v_{C_s} depende tanto del ciclo de trabajo D , como del valor del voltaje de entrada, representado por la siguiente expresión.

$$v_{C_s} = ED, \quad (2.17)$$

por lo que, para obtener el voltaje de salida deseado de 14 V, el ciclo de trabajo debiera ser:

$$D = \frac{v_{C_s}}{E} = \frac{14}{42} = 0.33$$

El convertidor fue simulado e implementado en lazo abierto según los parámetros obtenidos en la sección anterior y resumidos en la Tabla 2.1.

Parámetro.	Valores en simulación.	Valores en implementación.
E	42 V	42 V
C_e	470 μF	470 μF
L_e	100 μH	96 μH
M_1	<i>Switch ideal</i>	<i>IRFPS 3815</i>
M_2	<i>Switch ideal</i>	<i>STP315N10F7</i>
L_s	17.5 μH	19.5 μH
C_s	84.2 μF	100 μF
R	0.39 Ω	0.39 Ω
v_{C_s}	14 V	14 V
f_s	75 kHz	75 kHz
D	0.33	0.33

Tabla 2.1. Parámetros usados en simulación y valores usados experimentalmente.

El método para controlar el voltaje de salida emplea la conmutación con una frecuencia constante y, por lo tanto, un periodo de conmutación constante:

$$T_s = t_{enc} + t_{apag},$$

donde t_{apag} es el tiempo en estado ON de la señal PWM_2 como se mencionó antes,

t_{enc} es el tiempo en estado ON de la señal PWM_1 .

Para evitar el antes mencionado problema de corto circuito, la señal PWM_2 debe de ser igual al complemento de PWM_1 con un tiempo de retraso entre ambas señales t_{m-1} y t_{m-2} (tiempo muerto), el cual se ajusta de acuerdo a los tiempos de encendido $t_{onM_{1,2}}$ y de apagado $t_{offM_{1,2}}$ de cada uno de los MOSFET; es decir, se tiene que cumplir las siguientes desigualdades:

$$t_{m-1} > t_{off M_1} - t_{on M_1}, \quad (2.18)$$

$$t_{m-2} > t_{off M_2} - t_{on M_1}.$$

Dichas señales PWM_1 y PWM_2 se muestran en la Figura 2.11 en donde se empleó el circuito *IR2110* y los valores para t_{m-1} y t_{m-2} se establecieron en 200 ns y 400 ns respectivamente.

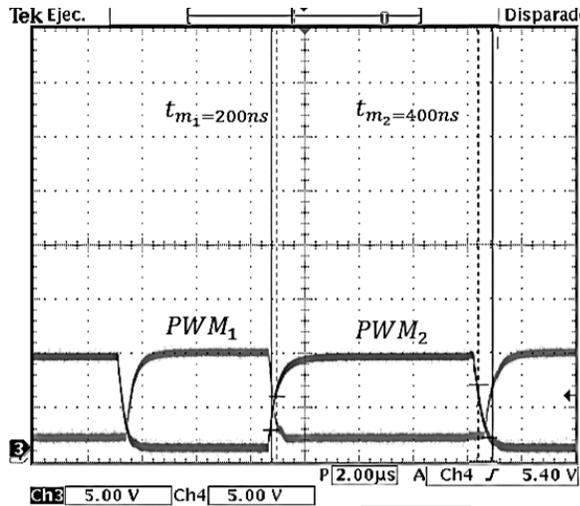


Figura 2.11. Tiempos muertos para las señales de control de los MOSFET PWM_1 y PWM_2 . (eje-y: 5 V/div) (eje-x: 2 μs/div).

Una vez que el convertidor está en estado estable, durante la parte del ciclo de conmutación cuando M_2 está activado, la potencia a la carga se proporciona solo desde la inductancia de salida L_s y la capacitancia C_s . En este punto, la energía se almacena en las inductancias parásitas de M_2 en relación con $i_R^2 L_s / 2$. Al final del ciclo de conmutación, el convertidor se prepara para desconectar M_2 y volver a encender M_1 para reponer la potencia a la salida. Suponiendo que las condiciones de carga son suficientes para mantener la corriente del inductor fluyendo a la salida, la corriente se pasa al diodo del cuerpo de M_2 y la energía permanece en las inductancias y capacitancias parasitas de drenaje y fuente de M_2 . Después de un tiempo muerto fijo t_{m_2} , M_1 se enciende y la energía de las

inductancias parásitas de M_1 y M_2 aparece como una forma de oscilación en el nodo del interruptor [20].

El método que se eligió para lidiar con este problema fue agregar un circuito de amortiguamiento o red snubber conformado con un diodo, un capacitor y una resistencia, cuyos valores son: $R_{snubber1} = 0.8 \Omega$, $C_{snubber1} = 22 \eta F$, $R_{snubber2} = 0.1 \Omega$, y $C_{snubber2} = 10 \eta F$, los cuales fueron obtenidos según [21]. El diagrama eléctrico del circuito implementado en el laboratorio se muestra en la Figura 2.12, a su vez, en la Figura 2.13 se puede observar el voltaje de drenaje a fuente medidos experimentalmente de M_1 y M_2 sin y con red snubber.

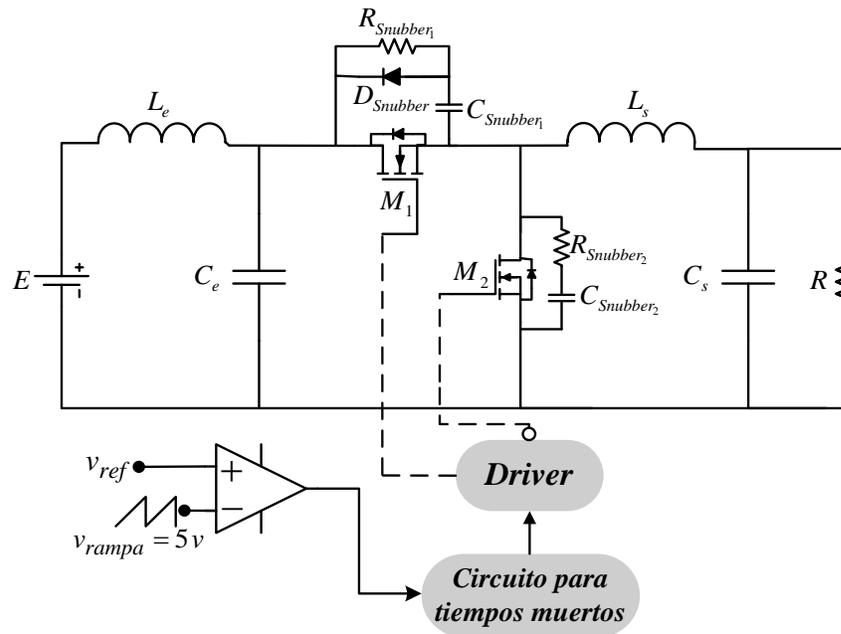


Figura 2.12. Circuito eléctrico implementado en el laboratorio.

Se realizó una prueba en lazo abierto, en donde el ciclo de trabajo se ajustó de forma manual hasta llegar al voltaje deseado. Se puede observar la respuesta del convertidor en la Figura 2.14, en la cual se muestran tanto los resultados obtenidos en simulación, como las formas de onda de las mediciones realizadas experimentalmente, en donde $\Delta i_{L_s} = 8.7 A$, el cual representa un 23% de I_{L_s} .

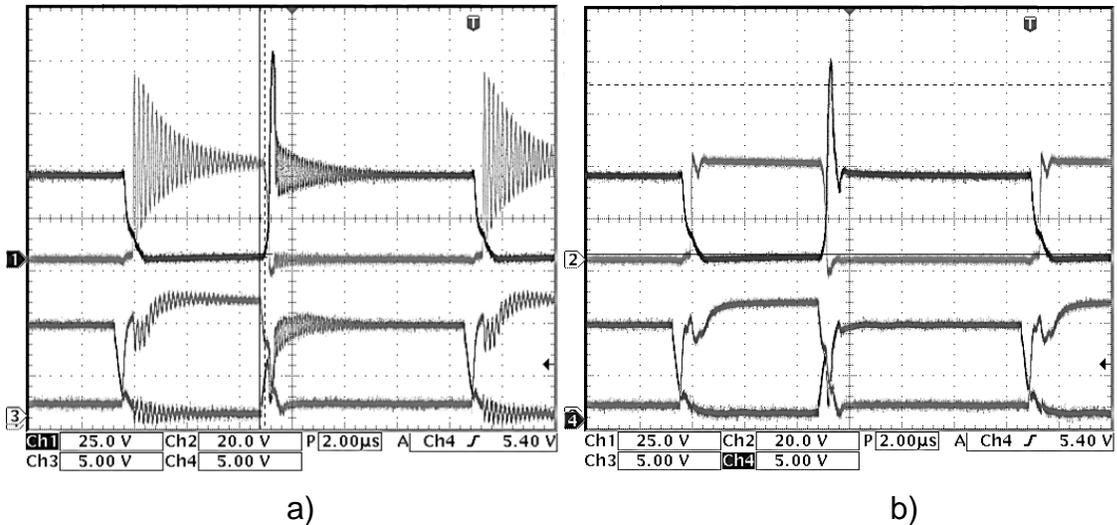


Figura 2.13. Voltaje de drenaje a fuente de: M_1 (eje-y: 20 V/div), M_2 (eje-y: 25 V/div) (arriba) y señales de control de los MOSFET PWM_1 y PWM_2 (eje-y: 5 V/div) (abajo). (eje-x: 2 μ s/div): (a) Sin red snubber. (b) Con red snubber.

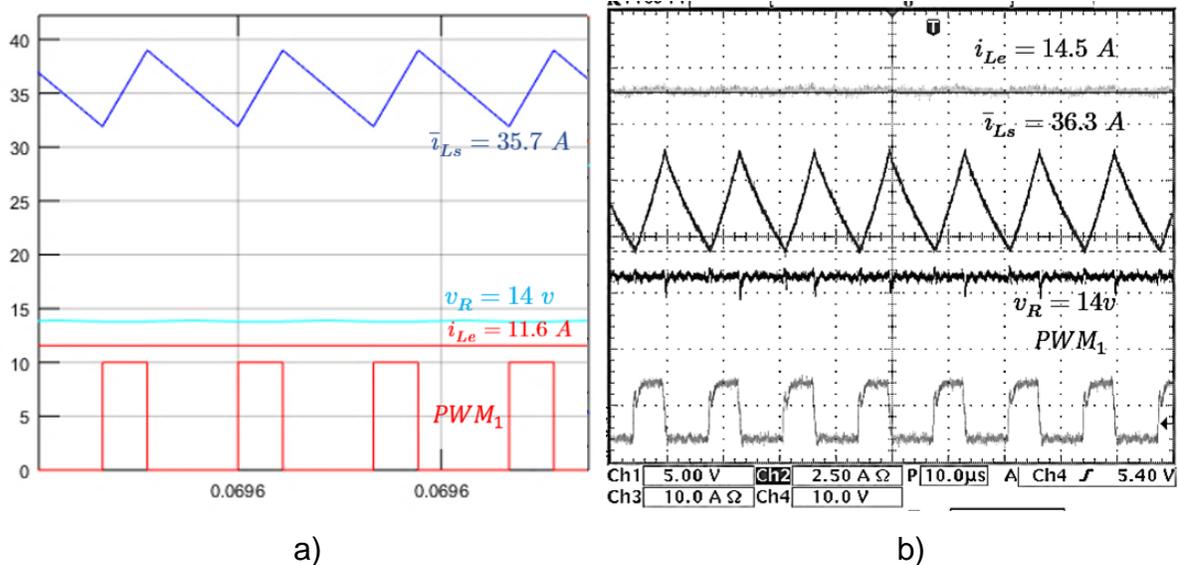


Figura 2.14. Respuesta del convertidor en lazo abierto: a) Resultados obtenidos en simulación: (De arriba a abajo). Corriente en el inductor de salida i_{L_s} (eje-y: 5 A/div), voltaje de salida v_{C_s} (eje-y: 5 V/div), corriente en el inductor de entrada i_{L_e} (eje-y: 5 A/div) y señal de control para el MOSFET de lado alto M_1 (eje-y: 5 V/div), y b) Resultados obtenidos experimentalmente: (De arriba a abajo). Corriente en el inductor de entrada i_{L_e} (eje-y: 2.5 A/div), corriente en el inductor de salida i_{L_s} (eje-y: 10 A/div), voltaje de salida v_{C_s} (eje-y: 5 V/div), y señal de control para el MOSFET de lado alto M_1 (eje-y: 10 V/div), (eje-x: 100 μ s/div).

Lo anterior para una carga que permita una potencia de salida nominal del convertidor cercana a 500 W, para la cual se tiene una potencia de entrada y de salida de: $P_e = (42 V)(14.5 A) = 609 W$ y $P_s = (14 V)(36.3 A) = 508 W$ respectivamente. Lo cual resulta en una eficiencia de: $P_s/P_e = (508 W/609 W)(100) = 83\%$. La eficiencia del convertidor a diferentes valores de potencia de salida se muestra en la Figura 2.15.

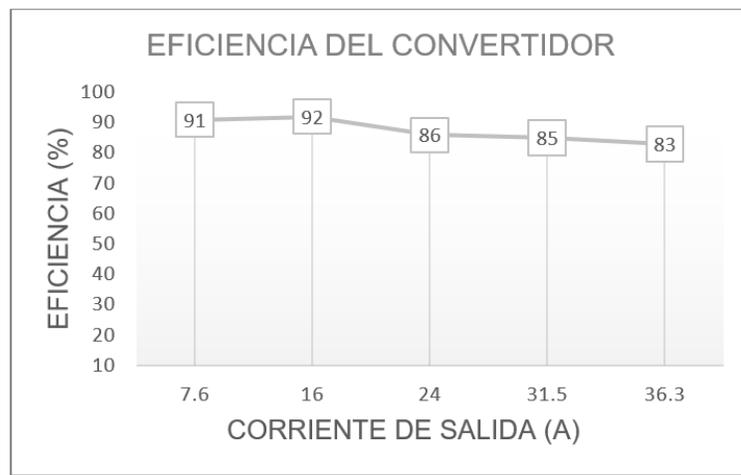


Figura 2.15. Eficiencia del convertidor a diferentes valores de potencia de salida.

2.6. Análisis ante cambios de carga.

Con el fin de complementar la prueba experimental en lazo abierto, el convertidor fue sometido a cambios de carga reemplazando la carga nominal R por el circuito de la Figura 2.16, en donde $R_a = 2 \Omega$ y $R_b = 0.5 \Omega$. Cuando el pulso que controla M_{carga} es alto, la carga del convertidor es $R = R_a \parallel R_b = 0.39 \Omega$ (carga nominal), de otro modo la carga del convertidor es R_a , lo cual representa 20% de la carga nominal.

A pesar de que en la expresión (2.17) no se indica que el voltaje de salida depende de la carga, en realidad si resulta afectado. Debido a que la demanda de corriente en la carga se encuentra en variación, existen también cambios en las

caídas de tensión en cada uno de los dispositivos del sistema, por este motivo el voltaje de salida v_{C_s} cambia de 14 V (con carga nominal) a 15 V (con la carga a 20%) y presenta sobretiros de hasta 18 V y 9 V. La respuesta del convertidor cuando los cambios de carga son aplicados se muestra en la Figura 2.17.

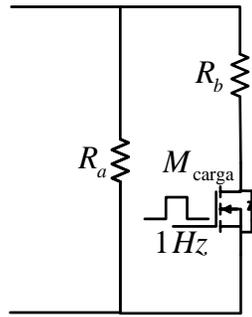


Figura 2.16. Circuito para cambios de carga.

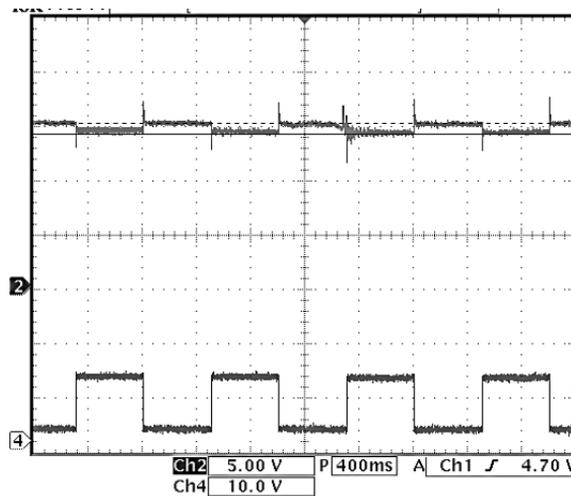


Figura 2.17. Respuesta del convertidor en lazo abierto. (De arriba a abajo) Voltaje de salida v_{C_s} (eje-y: 5 V/div) y señal de disparo de M_{carga} (eje-y: 10 V/div), (eje-x: 400 ms/div).

CAPÍTULO 3

MODELADO DEL CONVERTIDOR

En este capítulo se analizan los distintos modos de operación del convertidor de donde se obtienen los distintos modelos del sistema: conmutado, promediado y linealizado. Posteriormente se presenta la respuesta en frecuencia de las funciones de transferencia en Matlab.

3.1. Modelado.

Para el modelado del sistema se obtuvieron las ecuaciones dinámicas del sistema mediante la ley de voltajes y corrientes de Kirchhoff, para esto se analizó el circuito en sus diferentes modos de operación como se muestra en la Figura 3.1. Las distintas ecuaciones diferenciales correspondientes a cada uno de ellos se resumen en la Tabla 3.1.

Es importante mencionar que por construcción un MOSFET posee un diodo de cuerpo intrínseco, el cual permite el flujo de corriente en sentido fuente-drenaje aunque el dispositivo se encuentre apagado, tal como se muestra en la Figura 3.1b. Desde el punto de vista dinámico, no existe diferencia entre el modo de operación 2 y 3. La principal diferencia radica en la eficiencia del sistema. Al tener el diodo de cuerpo una mayor caída de tensión que el MOSFET, mientras más tiempo pase el sistema en el modo de operación 2; es decir, mientras más grande sea el tiempo muerto el dispositivo disipará más energía en forma de calor y en consecuencia la eficiencia es afectada por este factor.

Modo de operación	M_1	M_2	Ecuaciones	Figura
1	ON	OFF	(3.1), (3.2), (3.3) y (3.4)	Figura 3.1a
2	OFF	OFF	(3.5), (3.6), (3.7) y (3.8).	Figura 3.1b
3	OFF	ON	(3.5), (3.6), (3.7) y (3.8).	Figura 3.1c

Tabla 3.1. Ecuaciones diferenciales correspondientes a cada uno de los diferentes modos de operación.

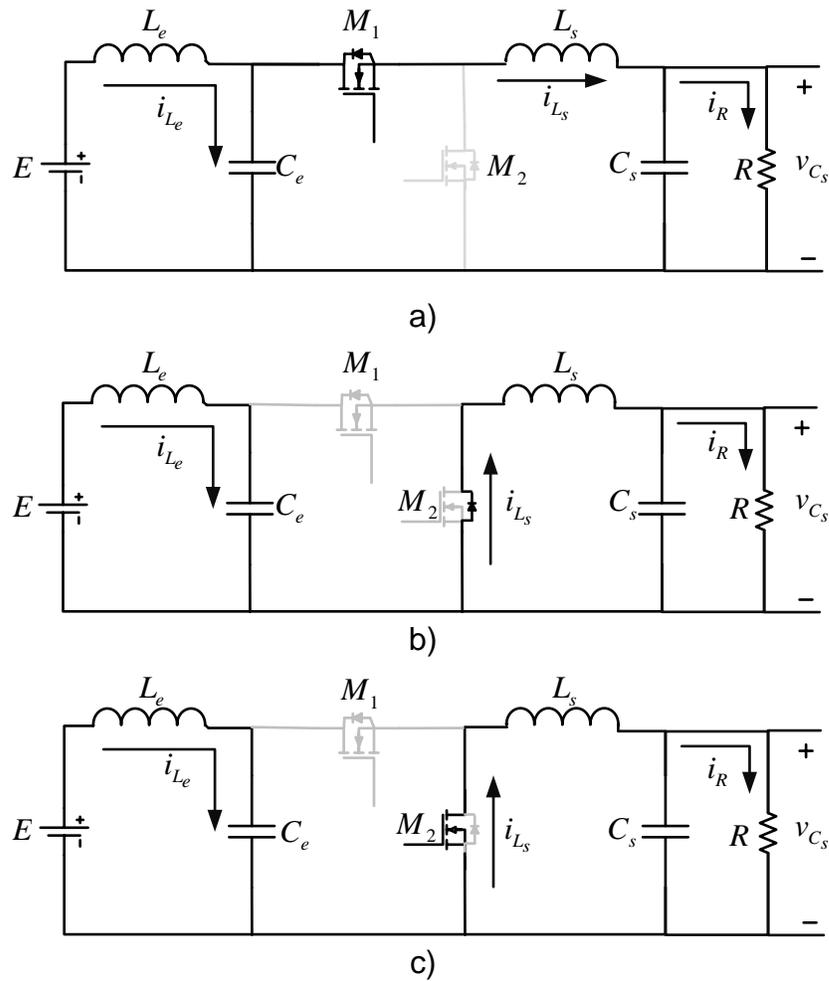


Figura 3.1. Modos de operación del convertidor reductor.

$$\dot{i}_{L_e} = \frac{E - v_{C_e}}{L_e}, \quad (3.1)$$

$$\dot{v}_{C_e} = \frac{i_{L_e} - i_{L_s}}{C_e}, \quad (3.2)$$

$$\dot{i}_{L_s} = \frac{v_{C_e} - v_{C_s}}{L_s}, \quad (3.3)$$

$$\dot{v}_{C_s} = \frac{i_{L_s}}{C_s} - \frac{v_{C_s}}{RC_s}, \quad (3.4)$$

$$\dot{i}_{L_e} = \frac{E - v_{C_e}}{L_e}, \quad (3.5)$$

$$\dot{v}_{C_e} = \frac{i_{L_e}}{C_e}, \quad (3.6)$$

$$\dot{i}_{L_s} = -\frac{v_{C_s}}{L_s}, \quad (3.7)$$

$$\dot{v}_{C_s} = \frac{i_{L_s}}{C_s} - \frac{v_{C_s}}{RC_s}. \quad (3.8)$$

Posteriormente es necesario definir una función de conmutación q , cuyo valor representa la señal PWM_1 de disparo para M_1 (ciclo de trabajo), es decir: $q=1$ cuando M_1 está encendido y $q=0$ cuando está apagado. De esta forma con las ecuaciones (3.3) y (3.7) se obtiene (3.9), propiamente con (3.2) y (3.6) se obtiene (3.10).

$$\dot{i}_{L_s} = q \frac{v_{C_e}}{L_s} - \frac{v_{C_s}}{L_s}, \quad (3.9)$$

$$\dot{v}_{C_e} = \frac{i_{L_e}}{C_e} - q \frac{i_{L_s}}{C_e}. \quad (3.10)$$

De esta manera se puede construir un sistema matricial de ecuaciones diferenciales, dicho sistema representa un modelo lineal conmutado, el cual se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_e} \\ \dot{i}_{L_s} \\ \dot{v}_{C_e} \\ \dot{v}_{C_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_e} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{q}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_e} & -\frac{q}{C_e} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_s} & 0 & -\frac{1}{C_s R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_e} \\ i_{L_s} \\ v_{C_e} \\ v_{C_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e. \quad (3.11)$$

Si a su vez tomamos el valor promedio de los estados, representados con " $\bar{\quad}$ " así como también el valor promedio del ciclo de trabajo denotado como \bar{d} obtenemos el modelo promediado mostrado en (3.12). Esta representación es no lineal ya que depende del ciclo de trabajo.

$$\begin{bmatrix} \bar{\dot{i}}_{L_e} \\ \bar{\dot{i}}_{L_s} \\ \bar{\dot{v}}_{C_e} \\ \bar{\dot{v}}_{C_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_e} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\bar{d}}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_e} & -\frac{\bar{d}}{C_e} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_s} & 0 & -\frac{1}{C_s R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{L_e} \\ \bar{i}_{L_s} \\ \bar{v}_{C_e} \\ \bar{v}_{C_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{e}. \quad (3.12)$$

En general es complicado analizar y/o resolver sistemas no lineales, por lo que es necesario llevar a cabo un proceso matemático que permite aproximar el sistema no-lineal a un sistema lineal, dicho proceso se le conoce como linealización. La linealización de manera general consiste en una expansión en series de Taylor de la ecuación de estado no-lineal alrededor de un punto o trayectoria de operación definido naturalmente por el sistema, o seleccionado arbitrariamente para satisfacer alguna necesidad de control. De la linealización del sistema no lineal (3.12) se obtiene el modelo promediado linealizado, el cual se muestra a continuación y cuyas variables de estado se denotan con " $\tilde{\quad}$ ".

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_e} \\ \tilde{i}_{L_s} \\ \tilde{v}_{C_e} \\ \tilde{v}_{C_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_e} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_e} & -\frac{D}{C_e} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_s} & 0 & -\frac{1}{C_s R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_e} \\ \tilde{i}_{L_s} \\ \tilde{v}_{C_e} \\ \tilde{v}_{C_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L_s} \\ \frac{ED}{R} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d}. \quad (3.13)$$

En el Capítulo anterior se introdujo la discusión del problema de fase en la función de transferencia voltaje del capacitor de salida-señal de control a causa del filtro de entrada, así como también el efecto que produce el ESR del capacitor de entrada en la impedancia del mismo. Para obtener resultados más precisos, se realizó nuevamente el proceso descrito anteriormente, esta vez para el sistema de la Figura 3.2, el cual contempla el ESR del capacitor de entrada. El sistema promediado linealizado se muestra en la siguiente representación matricial:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_e} \\ \tilde{i}_{L_s} \\ \tilde{v}_{C_e} \\ \tilde{v}_{C_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{esr}}{L_e}\right) & \left(\frac{R_{esr}}{L_e}\right)D & -\frac{1}{L_e} & 0 \\ \left(\frac{R_{esr}}{L_s}\right)D & -\left(\frac{R_{esr}}{L_s}\right)D & \frac{D}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_e} & -\frac{D}{C_e} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_s} & 0 & -\frac{1}{C_s R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_e} \\ \tilde{i}_{L_s} \\ \tilde{v}_{C_e} \\ \tilde{v}_{C_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{ER_{esr}D}{L_e(-R_{esr}D^2 + R_{esr}D + R)} \\ \frac{E}{L_s} + \frac{ER_{esr}D^2}{L_s(-R_{esr}D^2 + R_{esr}D + R)} - \frac{ER_{esr}D}{L_s(-R_{esr}D^2 + R_{esr}D + R)} \\ -\frac{ED}{C_e(-R_{esr}D^2 + R_{esr}D + R)} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d}. \quad (3.14)$$

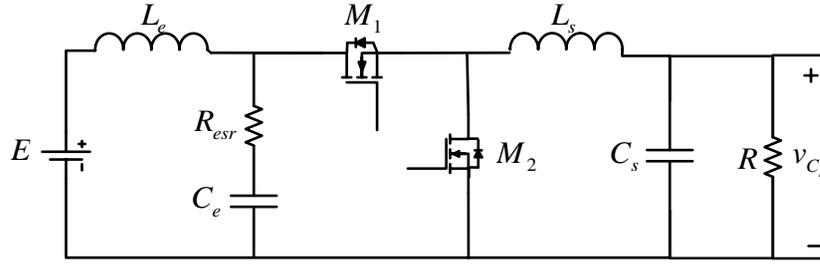


Figura 3.2. Convertidor reductor síncrono con filtro de entrada considerando el ESR del capacitor de entrada.

3.2. Respuesta en frecuencia.

Dado que el sistema será sometido a una acción de control, la cual es esencialmente una variación del ciclo de trabajo, es importante estudiar las propiedades dinámicas del sistema. Dicho estudio consta básicamente en el análisis de la función de transferencia obtenida a partir de la representación en espacio de estados. En este trabajo se analizan las características dinámicas de las funciones de transferencia por medio del análisis de respuesta en frecuencia utilizando el diagrama de Bode.

Para la implementación del controlador con prealimentación, se alimenta el voltaje de entrada, a través del filtro LC lo que resulta en el voltaje del capacitor de entrada v_{C_e} . La función de transferencia voltaje del capacitor de entrada-señal de control G_1 está dada por:

$$G_1 = \frac{\tilde{v}_{C_e}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (3.15)$$

donde:

$$a_0 = \frac{1}{C_e C_s L_e L_s}, \quad a_1 = \frac{L_s + L_e D^2}{C_e C_s L_e L_s R}, \quad a_2 = \frac{C_e L_e + C_s L_s + C_s L_e D^2}{C_e C_s L_e L_s}, \quad a_3 = \frac{1}{C_s R}, \quad b_1 = -\frac{2ED}{C_e C_s L_s R},$$

$$b_2 = -\frac{ED C_s R^2 - ED L_s}{C_e C_s L_s R^2}, \quad b_3 = -\frac{ED}{C_e R}.$$

Nótese que la función de transferencia G_1 es de cuarto orden. Utilizando los valores de los parámetros de la Tabla 2.1, los polos están localizados en el lado izquierdo del plano-s en: $\{-1.4957 \pm j2.1245\} \times 10^4$ y $\{-0.0305 \pm j0.4620\} \times 10^4$. La función de transferencia G_1 es estable; por otra parte, cuenta con tres ceros, dos de ellos localizados en el lado izquierdo del plano-s en: $\{-2.6405 \pm j2.5755\} \times 10^4$, y el restante está situado en el origen. Lo cual indica que el sistema tiene un comportamiento de fase mínima, por lo que agregar un lazo de control por prealimentación del voltaje de entrada es adecuado.

La función de transferencia voltaje del capacitor de salida-señal de control G_2 está dada por:

$$G_2 = \frac{\tilde{v}_{C_s}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{c_2 s^3 + c_1 s^2 + c_0 s}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (3.16)$$

donde:

$$c_0 = \frac{E}{C_e C_s L_e L_s}, \quad c_1 = -\frac{ED^2}{C_e C_s L_s R}, \quad c_2 = \frac{E}{C_s L_s}.$$

De acuerdo con los parámetros de la Tabla 2.1, los polos están localizados en el lado izquierdo del plano-s, por lo tanto, la función de transferencia G_2 es estable. Por otro lado, tiene dos ceros localizados en el semiplano derecho del plano-s en: $\{0.2971 \pm j4.6031\} \times 10^3$, lo cual indica que el sistema tiene un comportamiento de fase no mínima. Como se ha mencionado anteriormente, este par de ceros en el lado derecho del plano complejo son introducidos por la dinámica del filtro de entrada, y tienen que ver directamente con el problema de fase discutido en el Capítulo dos. Lo anterior generaría un problema ya que resultaría más difícil obtener estabilidad en lazo cerrado.

Del análisis del sistema promediado linealizado que considera el ESR del capacitor de entrada de la representación matricial (3.14) se obtiene la función de transferencia voltaje del capacitor de salida-señal de control $G_{1(ESR)}$ dada por:

$$G_{1(ESR)} = \frac{V_{(ESR)C_s}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{g_2 s^3 + g_1 s^2 + g_0 s}{e_4 s^4 + e_3 s^3 + e_2 s^2 + e_1 s + e_0},$$

donde:

$$g_2 = C_e E L_e R^2, \quad g_1 = ER(C_e R_{esr}^2 D^2 + RC_e R_{esr} - L_e D^2), \quad g_0 = ER(R_{esr} D^2 + R),$$

$$e_4 = C_e C_s L_e L_s R(-R_{esr} D^2 + R_{esr} D + R),$$

$$e_3 = C_e(-R_{esr} D^2 + R_{esr} D + R)(L_e L_s + C_s R L_s R_{esr} + C_s R L_e R_{esr} D),$$

$$e_2 = (-R_{esr} D^2 + R_{esr} D + R) \left(\frac{-C_e R C_s R_{esr}^2 D^2 + C_e R C_s R_{esr}^2 D + C_e L_e R_{esr} D + C_e L_s R_{esr} +}{C_s L_e R D^2 + C_e L_e R + C_s L_s R} \right),$$

$$e_1 = (-R_{esr} D^2 + R_{esr} D + R) \left(\frac{-C_e R_{esr}^2 D^2 + C_e R_{esr}^2 D - RC_s R_{esr} D^2 + RC_s R_{esr} D + RC_e R_{esr} +}{L_e D^2 + L_s} \right),$$

$$e_0 = (-R_{esr} D^2 + R_{esr} D + R)^2.$$

Mediante un análisis de la función de transferencia $G_{1(ESR)}$, se obtiene el valor de ESR crítico para el cual el sistema pasa de ser de fase no mínima a ser de fase mínima, el cual está dado por la siguiente expresión:

$$R_{esr-Crítico} = \frac{\sqrt{(C_e(C_e R^2 + 4L_2 D^4)) - C_e R}}{2C_e D^2}. \quad (3.17)$$

Para valores de ESR mayores a $R_{esr-Crítico}$ el par de ceros del sistema estarán localizados en el lado izquierdo del plano-s, en consecuencia, se tendrá el sistema de fase mínima.

Utilizando los valores de los parámetros contenidos en Tabla 2.1 se tiene $R_{esr-Crítico} = 0.0585 \Omega$. Para corroborar e ilustrar este resultado, en la Figura 3.3 se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{1(ESR)}$ con dos valores: $R_{esr} = 0.0584 \Omega$ y $R_{esr} = 0.0586 \Omega$, los cuales son de valor menor y mayor a $R_{esr-Crítico}$ respectivamente. Se puede observar que, efectivamente, con el valor de 0.0585Ω se soluciona el problema de cambio de fase.

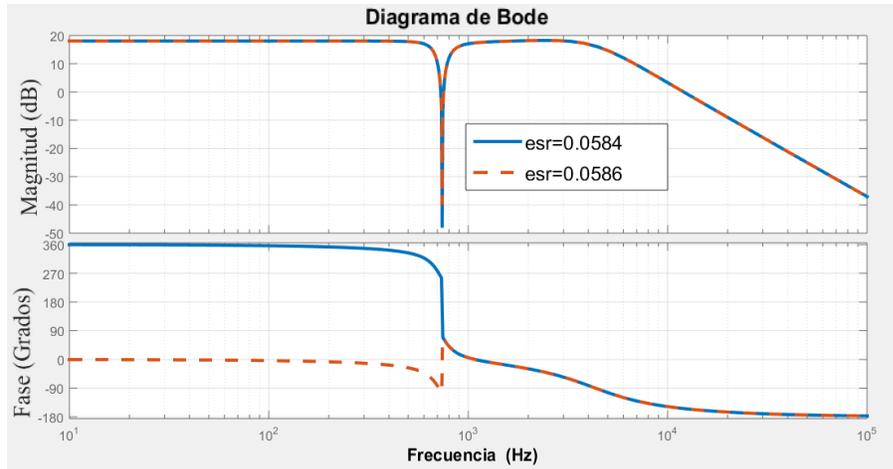


Figura 3.3. Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{1(ESR)}$ con: $R_{esr} = 0.0584 \Omega$ (línea solida) y $R_{esr} = 0.0586 \Omega$ (línea punteada).

El capacitor de entrada utilizado en el prototipo de laboratorio se muestra en la Figura 3.4, el cual, según el fabricante tiene un valor de ESR mínimo de $R_{esr-Real} = 0.074 \Omega$. Debido que $R_{esr-Real} > R_{esr-Crítico}$, naturalmente la función de transferencia $G_{1(ESR)}$ tiene el par de ceros localizados en el lado izquierdo del plano-s en: $\{-0.2169 \pm j4.6031\} \times 10^3$. Lo cual indica que, en efecto, el sistema tiene comportamiento de fase mínima. Por lo que, con un sistema de control modo voltaje es posible asegurar estabilidad del sistema en lazo cerrado.



Figura 3.4. Capacitor C_e usado en el prototipo del laboratorio.

Los únicos parámetros de la ecuación (3.17) que pueden tener variaciones son la carga R y el ciclo de trabajo D . Teniendo esto en consideración, se tiene que el valor $R_{esr-Crítico} = 0.0585 \Omega$ es el máximo posible, ya que para que éste aumente, la

carga R tendría que disminuir, situación que no es recomendable ya que la potencia aumentaría, y el convertidor se diseñó para una potencia máxima de 500 W. Por lo tanto, al presentarse cualquier variación en la carga dentro del rango permisible del convertidor, $R_{esr-Real}$ continuará siendo mayor a $R_{esr-Critico}$. En la Tabla 3.2 se muestra el valor que toma $R_{esr-Critico}$ conforme a las variaciones de la carga y el ciclo de trabajo.

Potencia (W)	Porcentaje de la potencia nominal total (%)	$R(\Omega)$	D	$R_{esr-Critico} (\Omega)$
550	110	0.35	0.34	0.0687
500	100	0.39	0.33	0.0585
300	60	0.75	0.31	0.0272
100	20	2	0.29	0.0089

Tabla 3.2. Valor de $R_{esr-Critico}$ conforme a variaciones en la carga y ciclo de trabajo.

La comparación entre el diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{1(ESR)}$ obtenida numéricamente y la obtenida experimentalmente se muestra en la Figura 3.5. Como se puede observar, no existe discrepancia significativa en la fase del sistema.

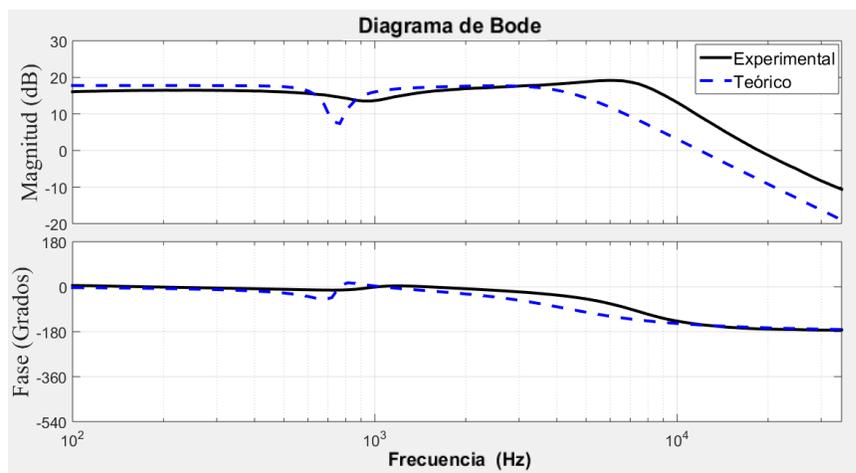


Figura 3.5. Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{1(ESR)}$: (a) Teórica (línea punteada) y (b) experimental (línea sólida).

CAPÍTULO 4

CONTROLADOR

En este capítulo se presenta el diseño del controlador por conmutación PWM, el cual consta de un lazo de retroalimentación de voltaje de salida con un controlador de tipo proporcional-integral, también se presenta el procedimiento para obtener la ganancia del controlador por prealimentación. El regulador se implementa físicamente y se verifica su comportamiento de manera experimental para diversas condiciones de operación.

4.1. Diseño del controlador.

Los convertidores conmutados necesitan un controlador adicional que varíe de forma automática el ciclo de trabajo para lograr una regulación en el voltaje de salida pese a cambios en la carga o algún otro tipo de perturbación. El controlador debe proporcionar al convertidor estabilidad, robustez y una rápida respuesta dinámica.

Como se mencionó anteriormente, el método utilizado para controlar el voltaje de salida emplea una frecuencia de conmutación constante. Este método es llamado conmutación por modulación de ancho de pulsos *PWM* por sus siglas en inglés, el cual se basa esencialmente en la variación del ciclo de trabajo. Este método radica en el ajuste de la proporción de tiempo que permanece activa la señal de control del MOSFET de lado alto PWM_1 .

En la conmutación de *PWM* con una frecuencia de conmutación constante, la señal de control del interruptor que controla el estado (encendido o apagado) del interruptor se genera por medio de la comparación de un voltaje de error v_{err} . Este

voltaje es igual al voltaje de control v_c , el cual se compara con una forma de onda repetitiva V_{rampa} , en este caso una onda tipo diente de sierra. Durante el tiempo en el que la señal de control v_c es mayor que la forma de onda de diente de sierra, la señal de control del interruptor se vuelve alta, lo que causa que el interruptor se encienda, tal como se muestra en la Figura 4.1a [13]. La señal del voltaje de control se obtiene por lo general mediante la diferencia entre el voltaje de salida real v_{C_s} y un valor deseado v_{ref} como se muestra en la Figura 4.1b

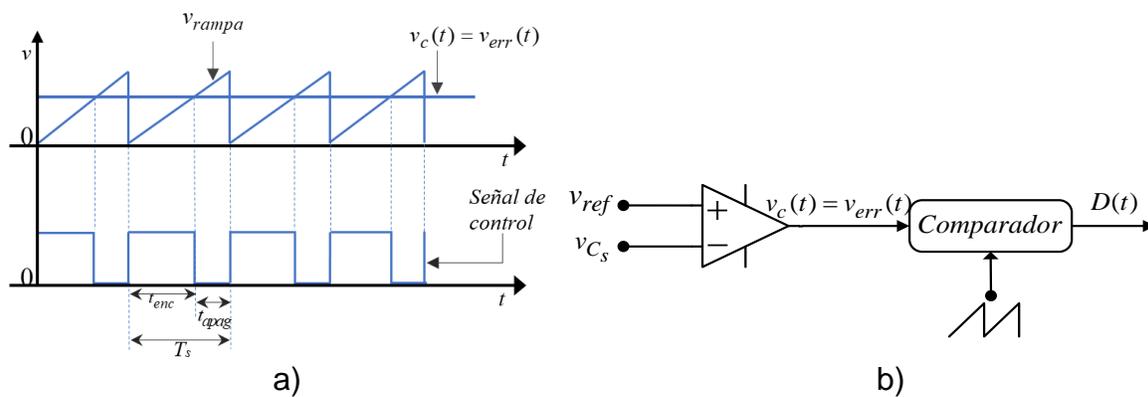


Figura 4.1. Conmutación por modulación de ancho de pulsos: a) Formas de onda y b) Diagrama de bloques.

4.2. Control por retroalimentación.

Como se vio anteriormente, no se puede establecer el ciclo de trabajo a un valor fijo y esperar obtener un voltaje de salida constante bajo las diferentes posibles condiciones a las que el convertidor puede ser sometido. La idea del control por retroalimentación es construir un circuito que compense y ajuste de manera automática el ciclo de trabajo según sea necesario, para que de esta manera, se pueda obtener el voltaje deseado de manera precisa independientemente si hay o no perturbaciones relacionadas con cambios en la corriente de salida.

El diagrama de bloques del sistema retroalimentado se muestra en la Figura 4.2. El voltaje de salida v_{C_s} es atenuado con un sensor de ganancia H y la señal Hv_{C_s} es comparada con un voltaje de referencia v_{ref} . El objetivo de la comparación es hacer $Hv_{C_s} = v_{ref}$. Si el convertidor retroalimentado funcionara de manera ideal, dicho objetivo podría cumplirse al grado de poder tener $v_{err}(t) = 0$, pero en la práctica, la señal de error usualmente es distinta de cero. Por lo que se diseñó un controlador de tipo proporcional integral (PI) para incrementar la ganancia de lazo a bajas frecuencias, lo cual mejora la robustez ante perturbaciones y reduce el error del convertidor en estado estable. Nótese que el voltaje de salida ahora depende también de la ganancia del compensador PI ; por lo que, si la ganancia del compensador es lo suficientemente grande en magnitud, la señal v_{err} será lo suficientemente pequeña para lograr una regulación más precisa.

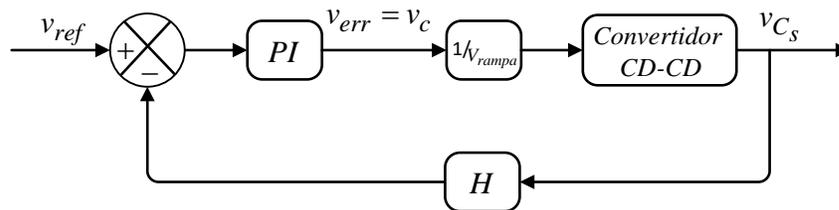


Figura 4.2. Diagrama de bloques del sistema retroalimentado con controlador PI .

Una de las especificaciones de diseño que involucra al controlador PI para que haya un buen sistema de control, es que la ganancia del controlador debe satisfacer la siguiente desigualdad:

$$K_p \frac{1}{V_{rampa}} \frac{v_{C_s}}{D} H < 1. \quad (4.1)$$

A su vez, se busca que el sensor H atenúe el voltaje de salida tal que $Hv_{C_s} = v_{ref} = 4.9 \text{ V}$. Dicho sensor es un divisor de voltaje, como se muestra en la Figura 4.3 cuyo valor está dado por la relación:

$$H = \frac{R_2 \parallel R_i}{(R_2 \parallel R_i) + R_1}. \quad (4.2)$$

En el regulador propuesto $R_1 = 34.8 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$, $R_i = 180 \text{ k}\Omega$, por lo que $H=0.35$. Mientras que el controlador PI se construyó con un amplificador operacional $TL081$. Este circuito analógico se muestra en la Figura 4.3.

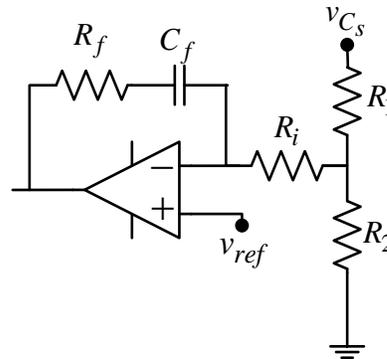


Figura 4.3. Sensor de voltaje H conectado al controlador PI .

La función de transferencia del controlador PI es representada por:

$$PI(s) = K_p(1 + 1/T(s)),$$

donde $T_i = R_f C_f$ representa el tiempo de integración, cuya frecuencia de corte f_f se busca establecer a aproximadamente 3 kHz tal que $1/T_i$ se situé al menos una década por debajo de la frecuencia de conmutación f_s . La ganancia proporcional K_p está dada por R_f/R_i , la cual, según la expresión (4.1) se tiene que seleccionar tal que $K_p < 0.336$. Por lo que se proponen los valores $R_f = 10.6 \text{ k}\Omega$ y $C_f = 4.7 \mu\text{F}$, para un tiempo de integración de $T_i = 49.8 \mu\text{s}$, una ganancia $K_p = 0.058$, y una frecuencia de corte $f_f = 3194 \text{ Hz}$.

4.3. Control por prealimentación.

El control por prealimentación es una técnica altamente efectiva y extremadamente robusta, pero no muy conocida o apreciada, la cual puede mejorar en gran medida la regulación dinámica de los reguladores de conmutación. El control por retroalimentación regula la tensión de salida del convertidor con un circuito de retroalimentación negativo utilizando la tensión de salida, mientras que el control de prealimentación utiliza la tensión de entrada para una regulación predictiva de la tensión de salida. Dado que en caso de la implementación con solamente el lazo de control por prealimentación no se detecta la tensión de salida, la regulación tiende a ser poco apropiada, y por esta razón se combina con el control retroalimentado [22].

El diagrama de bloques del convertidor regulado con retroalimentación y prealimentación se muestra en la Figura 4.4. Nótese que ahora que se ha añadido un nuevo lazo de control, la señal de control v_c es distinta a la señal de error v_{err} debido a que ahora v_c depende también del voltaje de prealimentación v_p tal que

$$v_c = v_{err} - Fv_p. \quad (4.3)$$

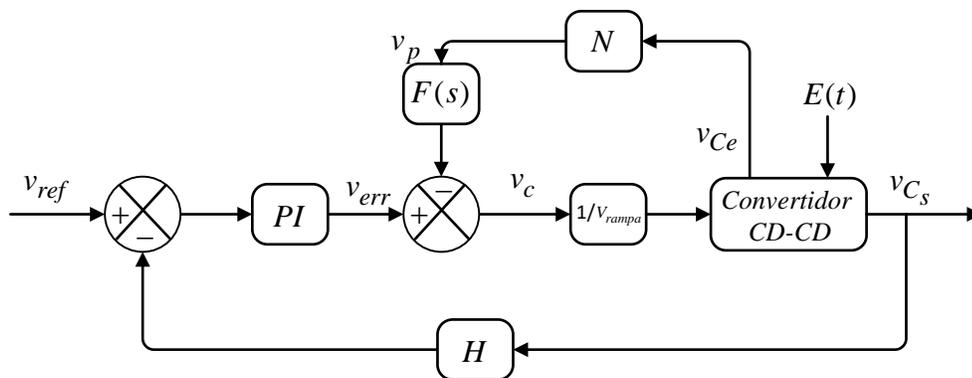


Figura 4.4. Diagrama de bloques del convertidor con retroalimentación de voltaje de salida y un lazo de prealimentación de voltaje de entrada.

La principal ventaja del control prealimentado es una dinámica de regulación rápida; es decir, la corrección para una perturbación de voltaje de entrada o

corriente de carga ocurre muy rápidamente, prácticamente al mismo tiempo que comienza la perturbación. Por otro lado, con el control retroalimentado, la acción de corrección comienza solo después de que la tensión de salida ha cambiado debido a la perturbación. Una de las principales razones por las que se optó por un controlador de este tipo, es que el control por prealimentación se puede utilizar de manera efectiva para eliminar la sensibilidad a los cambios de la fuente de entrada. El diagrama de bloques del convertidor con filtro de entrada, regulado por prealimentación de voltaje de entrada y con retroalimentación del voltaje de salida se muestra en la Figura 4.5.

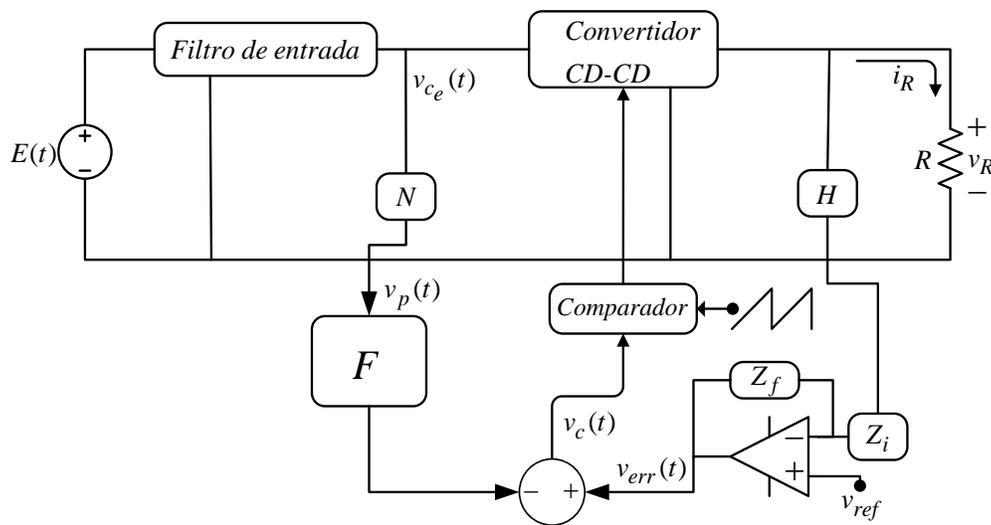


Figura 4.5. Diagrama de bloques de un convertidor con filtro de entrada regulado por prealimentación de voltaje de entrada y con retroalimentación del voltaje de salida.

De forma similar que en el caso del diseño del controlador *PI*, el sensor de ganancia de voltaje *N* conectado al regulador de ganancia *F* se muestra en la Figura 4.6. Su valor está dado por la relación:

$$N = \frac{R_4 \parallel R_j}{(R_4 \parallel R_j) + R_3} = \frac{v_p}{E},$$

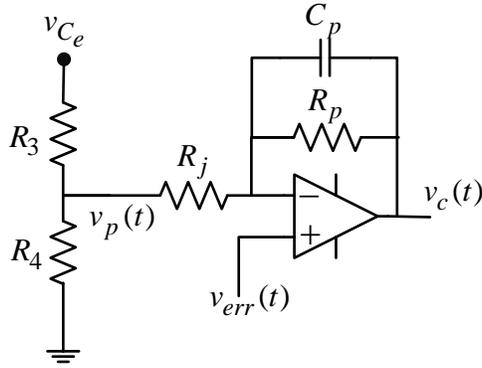


Figura 4.6. Sensor de voltaje N conectado al regulador de ganancia F .

donde R_3, R_4 y R_j , se establecen tal que $v_p = 4.9 \text{ V}$, por lo que el valor de la ganancia de voltaje N es:

$$N = \frac{5 \text{ k}\Omega \parallel 30 \text{ k}\Omega}{(5 \text{ k}\Omega \parallel 30 \text{ k}\Omega) + 21.4 \text{ k}\Omega} = 0.1169$$

El valor de v_p resultante estará dado por $v_p = 0.1169E$.

Por medio del análisis de la representación de pequeña señal del sistema de la Figura 4.5 se determina la ganancia F de la señal de control. La siguiente expresión es válida para el convertidor reductor en CCM [22]:

$$F = \frac{V_{rampa} \cdot v_{Cs}}{N \cdot E^2} = 0.3394 \quad (4.4)$$

Mediante un análisis del circuito de la Figura 4.6 se tiene que:

$$v_c(s) = v_{err}(s) \left(1 + \frac{R_p}{R_j} \right) - \frac{R_p}{R_j} v_p(s),$$

y considerando que R_p/R_j es pequeño resulta en:

$$v_c(s) = v_{err}(s) - \frac{R_p}{R_j} v_p(s). \quad (4.5)$$

Combinando las expresiones (4.3), (4.4) y (4.5) es posible obtener el valor de R_p , el cual es: $R_p = 0.3394R_j = 7.26 \text{ k}\Omega$.

Como se puede observar en la Figura 4.6, los parámetros R_p y C_p representan al filtro con frecuencia de corte $f_p = 1/(2\pi R_p C_p)$. Según requerimientos de diseño, se busca establecer a la mitad de la frecuencia de conmutación, por lo que el valor del capacitor C_p es 580 pF.

4.4. Resultados experimentales en lazo cerrado.

El regulador fue implementado según los valores de los parámetros del controlador tanto de retroalimentación como de prealimentación obtenidos en la sección anterior, los cuales se resumen en la Tabla 4.1. El diagrama del circuito eléctrico del regulador se muestra en la Figura 4.7.

Parámetro.	Valores en implementación.
R_a	2 Ω
R_b	0.5 Ω
R_1	33 k Ω
R_2	22 k Ω
H	0.35
R_i	180 k Ω
R_f	10 k Ω
C_f	4.7 nF
R_3	33 k Ω
R_4	4.7 k Ω
N	0.1169
R_j	22 k Ω
R_p	7.5 k Ω
C_p	560 pF

Tabla 4.1. Parámetros del controlador por prealimentación y retroalimentación.

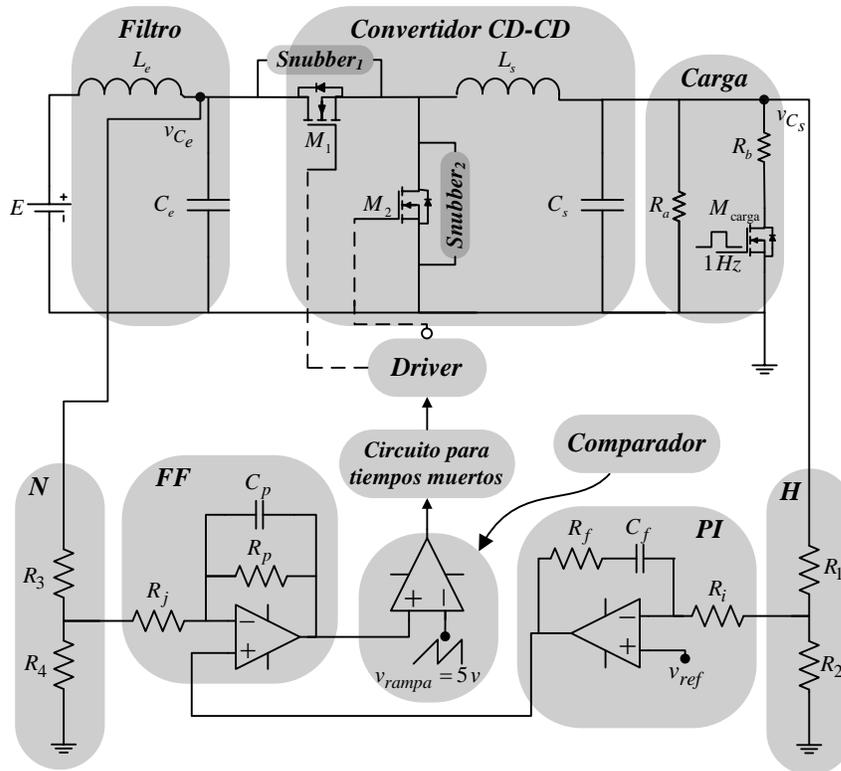


Figura 4.7. Diagrama del circuito eléctrico del regulador conmutado.

Es bien sabido que agregar un lazo de retroalimentación puede hacer que un sistema estable se vuelva inestable. A pesar de que tanto la función de transferencia del convertidor original, así como de la ganancia de lazo no contengan polos en el lado derecho del plano-s, es posible que las funciones de transferencia del sistema en lazo cerrado si los contengan. El criterio que se utilizó para garantizar que el sistema de retroalimentación sea estable y tenga un buen comportamiento, está dado por el criterio de margen de fase y de ganancia, el cual se reduce a analizar una prueba de respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado, el cual dice que cuando el margen de fase de la ganancia de lazo es positivo, entonces el sistema retroalimentado es estable. Además, a un mayor margen de fase, la respuesta transitoria del sistema se comporta mejor, con menor sobre impulso y oscilación.

El diagrama de Bode de la respuesta en frecuencia experimental del sistema en lazo cerrado con carga nominal $R = 0.39 \Omega$ se muestra en la Figura 4.8. Como se puede apreciar, la ganancia de lazo es dominada por el controlador *PI*, ya que en la frecuencia de corte (cruce por 0 dB), se tiene una pendiente de -20 dB/dec, un

margen de fase de aproximadamente 90 grados. Mas aún, la ganancia de lazo muestra una alta ganancia a bajas frecuencias y un ancho de banda de aproximadamente 800 Hz . Estos diagramas fueron obtenidos de manera experimental con el analizador de respuesta en frecuencia 300 de AP Instruments mostrado en la Figura 4.9.

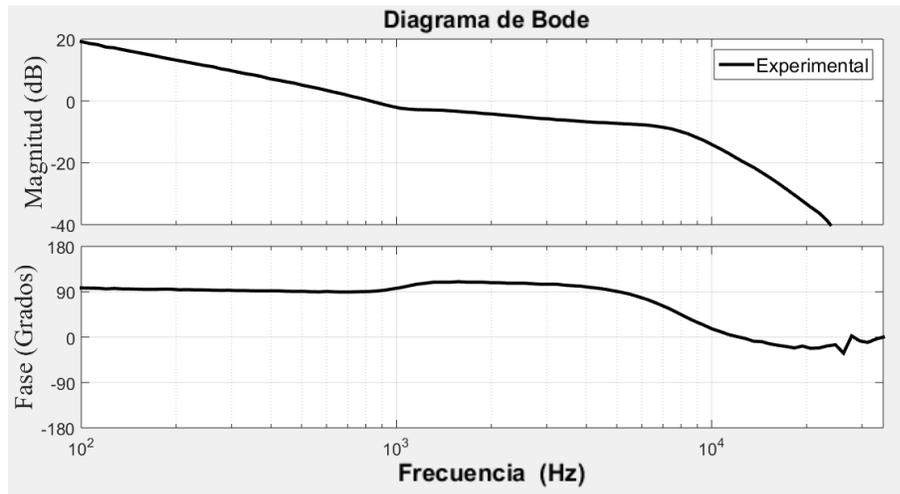


Figura 4.8. Diagrama de Bode de la respuesta en frecuencia experimental del sistema en lazo cerrado.



Figura 4.9. Analizador de respuesta en frecuencia 300 de AP Instruments.

El desempeño del regulador fue puesto a prueba con variaciones de carga de igual forma como se realizó en lazo abierto; es decir, de 100% a 20% de carga nominal. El voltaje de salida y la señal de disparo de M_{carga} se muestran en la Figura 4.10 controlado solamente con el lazo de retroalimentación. Si bien el voltaje de salida es regulado satisfactoriamente en el valor deseado, se puede observar sobre impulsos de voltaje de 16.2 V y 11.9 V cuando los cambios de carga son aplicados.

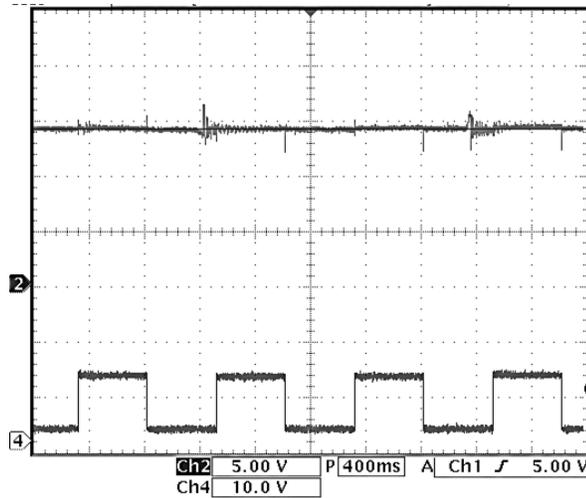


Figura 4.10. Respuesta del convertidor en lazo cerrado (sin prealimentación). (De arriba a abajo) Voltaje de salida v_{C_s} (eje-y: 5 V/div) y señal de disparo de M_{carga} (eje-y: 10 V/div) (eje-x: 400 ms/div).

Así mismo, las mismas señales con el lazo de prealimentación agregado al regulador se muestran en la Figura 4.11, en donde se puede apreciar de igual manera una buena regulación de voltaje al valor deseado, más aun, los sobre impulsos de voltaje bajan de manera considerable.

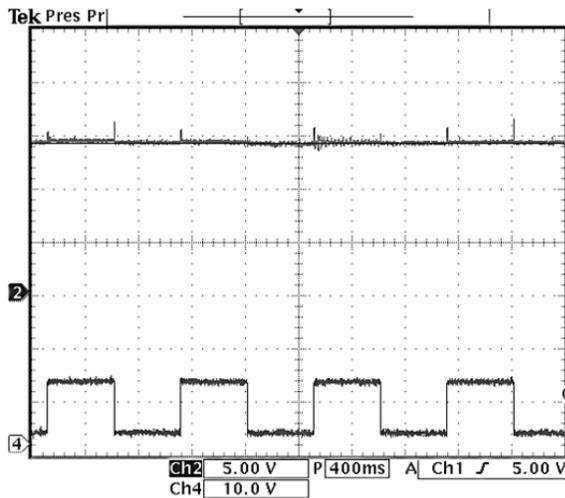


Figura 4.11. Respuesta del convertidor en lazo cerrado (con prealimentación). (De arriba a abajo) Voltaje de salida v_{C_s} (eje-y: 5 V/div) y señal de disparo de M_{carga} (eje-y: 10 V/div) (x: 400 ms/div).

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y TRABAJO

FUTURO

5.1. Conclusiones.

La demanda constante en el incremento de potencia en vehículos y el impacto ambiental que esto conlleva, ha obligado a considerar diversas medidas correctivas y preventivas para mejorar la eficiencia en el sistema de generación y distribución de energía en automóviles. Una de estas medidas es la implementación del sistema eléctrico de distribución de energía de voltaje dual, ya que logra reducir el peso del vehículo de forma significativa. La eficiencia de dicho sistema depende en gran medida del funcionamiento del convertidor conmutado que éste posea.

En esta tesis se presenta el diseño e implementación de un convertidor reductor síncrono con filtro de entrada. Se discuten las condiciones para la impedancia del filtro a fin de que éste no altere negativamente la dinámica del sistema en lazo cerrado. Mas aún, se obtuvo el valor crítico de ESR para el cual la estabilidad del regulador no resulte afectada, sin la necesidad de agregar elementos adicionales al sistema. Se realizan pruebas experimentales en lazo abierto y mediante un análisis de respuesta en frecuencia experimental se obtiene la validez del modelo, se muestra que, debido a las consideraciones tomadas para el diseño del filtro, la estabilidad del regulador no resulta afectada por la inclusión del mismo. Se presenta el desarrollo del sistema de control compuesto por retroalimentación de voltaje de salida y prealimentación del voltaje de entrada, el cual da al regulador conmutado una buena regulación del voltaje de salida ante cambios en la carga. Finalmente, mediante el criterio de margen de fase y de ganancia, se demuestra la estabilidad y robustez que el controlador propuesto proporciona al convertidor.

5.2. Trabajo futuro.

En la realización de esta tesis, se usó una fuente de entrada que proporciona un voltaje constante; sin embargo, se debe de usar una fuente constituida por un alternador trifásico a frecuencia variable. Posteriormente, rectificar la señal mediante un puente de diodos, de esta manera se pondría a prueba la efectividad que tiene el filtro de entrada para filtrar las componentes de CA provenientes de la fuente de entrada a diversos valores de frecuencia. Además, por medio del modelado del sistema contemplando el ESR del capacitor de entrada se realizó un análisis más completo, por lo que los resultados teóricos son considerablemente similares a los obtenidos experimentalmente. Un ejercicio interesante es realizar el modelado considerando más elementos parásitos que los componentes electrónicos contienen, aunque los cálculos y el modelado se complica considerablemente, en algunas ocasiones se pueden entender con más claridad los efectos (negativos y/o positivos) que pueden llegar a tener en el sistema, además de obtener resultados en simulación lo más cercanos posibles a la realidad.

Con la finalidad de mejorar la eficiencia del regulador, el uso de dispositivos semiconductores de última generación es una buena alternativa, ya que se ha mostrado en [23] que es posible mejorar la eficiencia de los convertidores conmutados al usar dispositivos basados en carburo de silicio. Un factor que también afecta de manera importante la eficiencia del regulador es el uso de redes de amortiguamiento (snubber) constituidas por dispositivos disipativos (diodos y resistencias), por lo que otra posible alternativa es el uso de redes de amortiguamiento no disipativas. Aunque si bien son circuitos más complejos en diseño, presentan una mejora considerable en la eficiencia de los convertidores conmutados.

REFERENCIAS

- [1] S. M. Terry, "12 Volts Presents Its Case," *SAE Journal*. 1954.
- [2] T. A. Keim, "42 Volts-The View from Today," *SAE Technical Paper*. 2004.
- [3] T. Teratani, K. Kuramochi, H. Nakao, T. Tachibana, K. Yagi, and S. Abou, "Development of Toyota Mild Hybrid System (THS-M) with 42V PowerNet," in *IEMDC'03 - IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2003, vol. 1, pp. 3–10.
- [4] IHS Markit, "Volkswagen's eighth-generation Golf to feature 48V mild hybrid system in 2019," London, England, 2018.
- [5] M. Rashid, *Power Electronics Handbook.*, Third Ed. Massachusetts, USA: Butterworth-Heinemann, 2011.
- [6] D. J. Perreault and V. Caliskan, "Automotive Power Generation and Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 3, pp. 618–630, 2004.
- [7] H. Nicastrì, P. and Huang, "42V PowerNet: Providing the Vehicle Electrical Power for the 21st Century," *SAE Technical Paper 2000-01-3050*, 2000. .
- [8] A. Emadi, *Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives*. Boca Raton FL, USA: CRC Press, 2005.
- [9] Frost & Sullivan, "Strategic Analysis of the Global 48v Power-net Market," San Antonio, TX, USA, 2016.
- [10] G. Hassan, D. J. Perreault, and T. A. Keim, "Design of dual-output alternators with switched-mode rectification," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 1, pp. 164–172, 2005.
- [11] C. S. Namuduri, B. V. Murty, and M. G. Reynolds, "Load dump transient control of a 42 V automotive generator," in *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004, pp. 389–394.
- [12] J. G. Kassakian, "Automotive electrical systems-the power electronics market of the future," in *APEC 2000, Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2000, vol. 1, pp. 3–9.
- [13] M. Ned, R. William, and T. Undeland, *Power electronics: converters, applications, and design*, Third Ed. Mc Graw Hill, 2009.
- [14] S. Ang and A. Oliva, *Power-Switching Converters*, Second Ed. Boca Raton, Florida, EUA: CRC Press, 2005.
- [15] E. Taddy and V. Lazarescu, "Modeling and simulation of a switch-mode

synchronous buck converter,” in *Proceedings of the 2014 6th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, 2014, pp. 43–48.

- [16] A. Jain, “Synchronous vs Asynchronous Buck Regulators,” Camarillo, CA, EUA: Semtech Corporation, Retrieved: March 2018, [online] Available: https://www.digikey.com/WebExport/SupplierContent/Semtech_600/PDF/Semtech_synchronous-vs-asynchronous-buck-regulators.pdf.
- [17] S. Maniktala, *Switching Power Supplies A-Z*, Second Ed. Great Britain: Elsevier, 2012.
- [18] K. G. Bürger, “Electricidad y Electronica del Automóvil-Alternadores,” *Instrucción técnica*. Bosch, Stuttgart, Alemania, 2000.
- [19] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamental of Power Electronics*, Second Ed. Boston USA: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [20] R. Taylor and R. Manack, “Controlling switch-node ringing in synchronous buck converters,” *Analog Application note*. Texas Instruments Inc., Dallas, TX, EUA, 2012.
- [21] Rohm Corporation, “Snubber Circuit for Buck Converter IC,” *Analog Application note*. Kyoto, Japan, 2016.
- [22] R. Redl, “Feedforward control of switching regulators,” in *Proc. Prof. Educ. Semin. S.1 IEEE APEC*, 2009.
- [23] R. R. Duarte, G. F. Ferreira, M. A. Dalla Costa, and J. Marcos Alonso, “Performance comparison of Si and GaN transistors in a family of synchronous buck converters for LED lighting applications,” *IEEE Ind. Appl. Soc. IAS*, pp. 1–7, 2016.