UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO
FACULTAD DE INGENIERÍA

PROCESAMIENTO DE ENERGÍA DE CELDAS DE COMBUSTIBLE USANDO CONVERTIDORES CONMUTADOS DE ALTA GANANCIA

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
DOCTOR EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
OPCIÓN: ELECTRÓNICA DE POTENCIA PARA FUENTES ALTERNAS DE ENERGÍA

P R E S E N T A:

M.I. LUIS HUMBERTO DÍAZ SALDIERNA

A S E S O R:

DR. JORGE ALBERTO MORALES SALDAÑA

C O – A S E S O R:

DR. JESÚS LEYVA RAMOS

San Luis Potosí, S.L.P. Marzo de 2019

UASLP
Universidad Autónoma de San Luis Potosí

FACULTAD DE
INGENIERÍA

15 de noviembre de 2018

M.I. LUIS HUMBERTO DÍAZ SALDIERNA
P R E S E N T E.

En atención a su solicitud de Temario, presentada por los **Dres. Jorge Alberto Morales Saldaña y Jesús Leyva Ramos,** Asesor y Co-asesor de la Tesis que desarrollará Usted con el objeto de obtener el Grado de **Doctor en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la Sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 15 de noviembre del presente año, fue aprobado el Temario propuesto:

TEMARIO:

"PROCESAMIENTO DE ENERGÍA DE CELDAS DE COMBUSTIBLE USANDO CONVERTIDORES CONMUTADOS DE ALTA GANANCIA"

Introducción.

1. Características de la celda de combustible de membrana de intercambio protónico.
2. Procesamiento de energía con celdas de combustible.
3. Convertidores de alta ganancia para sistemas de energía renovable.
4. Reguladores conmutados con celdas de combustible.

Conclusiones.
Referencias.

"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"

A T E N T A M E N T E

M. I. JORGE ALBERTO PÉREZ GONZÁLEZ
DIRECTOR.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERIA
DIRECCION

Copia. Archivo.
*etn.

95 AÑOS DE AUTONOMÍA
Primera Universidad Autónoma de México

www.uaslp.mx

Av. Manuel Nava 8
Zona Universitaria • CP 78290
San Luis Potosí, S.L.P.
tel. (444) 826 2330 al39
fax (444) 826 2336

Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Doctorado en Ingeniería Eléctrica

Opción:
Electrónica de Potencia para Fuentes Alternas de Energía

"Procesamiento de energía de celdas de combustible usando convertidores conmutados de alta ganancia"

Presenta:

M.I. Luis Humberto Díaz Saldierna

Sinodales:

Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña (Asesor de Tesis)	Dr. Jesús Leyva Ramos (Co-asesor de Tesis)
Dra. Elvia Ruth Palacios Hernández	Dr. Rafael Peña Gallardo
Dr. Juan Segundo Ramírez	Dr. Rodrigo Loera Palomo

San Luis Potosí, S.L.P. Marzo de 2019.

Dedicatoria

A mi pequeña gran luchadora, siempre estaré contigo para superar los obstáculos.

A mi hermosa alegría, ejemplo continuo de cómo vivir la vida.

A mi gran amor, compañera de aventuras y locuras.

Agradecimientos

A mi madre, que siempre me ha dado todo sin esperar algo a cambio.

A mi padre, que en gran medida influyó para forjar mi personalidad.

A mis hermanos (Rosa Lilia, Leonel, Víctor, Alicia y Carlos), por todo el apoyo que siempre me han ofrecido.

Al Doctor Leyva, por la confianza que siempre ha depositado en mí, por su continua asesoría y por brindarme la oportunidad de seguir adelante en mi vida profesional.

Al Dr. Morales, por su amistad, asesoría, consejos y paciencia durante esta etapa.

A mis sinodales (Dra. Elvia Palacios, Dr. Enrique Carbajal, Dr. Rafael Peña, Dr. Rodrigo Loera y Dr. Juan Segundo), por las recomendaciones realizadas para mejorar este trabajo de tesis.

A mis compañeros del IPICYT, por la amistad brindada y las buenas experiencias (incluyéndote Diego).

A los Profesores del Posgrado en Ingeniería Eléctrica, por ampliar mis horizontes del saber.

A mis compañeros y amigos de la Autónoma, por las experiencias y enseñanzas que me han ofrecido.

A la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, por abrirme sus puertas para vivir esta experiencia.

Resumen

Las celdas de combustible de intercambio protónico (PEMFC, por sus siglas en inglés) son dispositivos que generan energía eléctrica a través de reacciones electroquímicas producidas al combinar hidrógeno y oxígeno. A diferencia de los generadores con motores de combustión, la generación de energía eléctrica basada en celdas de combustible es más eficiente y amigable con el medio ambiente, ya que los productos de desecho son calor y agua, además de generar altas densidades de corriente por unidad de área. La principal característica de las celdas de combustible es que generan bajos niveles de tensión y es necesario realizar arreglos en serie (módulos) para elevar los niveles de tensión de salida. Los módulos de celdas de combustible se comportan como fuentes de tensión no reguladas y de bajos niveles; además, presentan una dinámica lenta y pérdidas internas cuando se generan corrientes de baja frecuencia. Debido lo anterior, es necesario utilizar un sistema que procese la energía para adecuar y regular el nivel de voltaje que entrega la celda de combustible, además de compensar la dinámica lenta del módulo.

El presente trabajo de tesis se enfoca en el estudio de configuraciones y técnicas para lograr amplios rangos de conversión de voltaje en convertidores de CD-CD, con la finalidad de proponer esquemas para reguladores conmutados que procesen la energía generada por módulos de celdas de combustible. Las principales características que deben tener los convertidores para esta aplicación son: *i)* una dinámica adecuada para reducir el tiempo de procesamiento de energía entre la entrada y salida, *ii)* bajo rizo de corriente de entrada e *iii)* una alta eficiencia energética.

De acuerdo con lo anterior, se analizan tres configuraciones de convertidores elevadores (básico, amplia ganancia y cuadrático con celda multiplicadora de voltaje); además, se propone una estructura en no cascada que permite obtener una relación de conversión cuadrática. Se realiza el análisis y modelado de las cuatro configuraciones, así como la implementación de los prototipos correspondientes.

Índice general

Resumen I

Índice general III

Índice de tablas V

Índice de figuras VII

Acrónimos y abreviaturas XI

Lista de símbolos XIII

Introducción 1

1 Características de la celda de combustible de membrana de intercambio protónico 15
1.1. Modelado de la celda de combustible de intercambio protónico 17
1.2. Módulo de celda de combustible de intercambio protónico NEXA 23

2 Procesamiento de energía con celdas de combustible 27
2.1. Configuraciones propuestas en la literatura 27
2.2. Análisis y modelado de un sistema módulo de celda de combustible/convertidor elevador 31

3 Convertidores de alta ganancia para sistemas de energía renovable 37
3.1. Convertidor elevador con amplio rango de conversión 38
3.2. Convertidor cuadrático elevador con estructura en no cascada 46
3.3. Convertidor cuadrático elevador con un solo interruptor y celda multiplicadora de voltaje 67

4 Reguladores conmutados con celdas de combustible 73
4.1. Regulador conmutado con un convertidor elevador básico 75
4.2. Regulador conmutado con un convertidor de alta ganancia 87

Conclusiones 93
Análisis de resultados 93
Aportaciones del trabajo 96
Publicaciones generadas 96
Trabajo futuro 97

Referencias bibliográficas 99

Índice de tablas

1. Principales características de las celdas de combustible más comunes. 5

1.1. Especificaciones del módulo NEXA. 24

3.1. Cálculo de pérdidas en los componentes del convertidor. 59
3.2. Parámetros del convertidor diseñado. 60

4.1. Componentes del prototipo. 81
4.2. Parámetros del controlador. 88

Índice de figuras

1. Incremento en la capacidad de potencia con energías renovables instalada a nivel mundial. . 2
2. Incremento en la capacidad de potencia con energías renovables instalada en México. 2
3. Principio de operación de una celda de combustible. 4
4. Capacidad instalada a través de los sistemas de celdas de combustible vendidos durante el periodo 2014-2017. 5
5. Principales fuentes para la producción de hidrógeno a nivel global en el año 2016. 6
6. Clasificación de métodos para la producción de hidrógeno, según la fuente de energía primaria. 6
7. Primer sistema estacionario de celda de combustible con potencia de 100 kW para puertos marinos. 7
8. Sistema de respaldo de energía que incluye celdas fotovoltaica y celdas de combustible. . . . 8
9. Sistema de energía portátil modelo WPS20 para uso militar. 8
10. Fuente de poder portátil basada en celdas de combustible de la compañía Horizon Fuel Cell Technologies. 9
11. Automóviles eléctricos con tecnología de celdas de combustible que se comercializan en el mercado. 10
12. EL HY4 es el primer avión que opera con celdas de combustible, las cuales generan una potencia máxima de 80 kW y una autonomía hasta de 1500 km. 10
13. El Coradia iLint puede viajar a una velocidad máxima de 140 km/h y tiene una autonomía de 1000 km. 11

1.1. Modo de operación de la celda de combustible tipo PEMFC. 15
1.2. Diagrama a bloques para el procesamiento de energía generada por módulos de celdas de combustible. 17
1.3. Curva de polarización de una celda de combustible individual. 18
1.4. Módulo de celda de combustible de intercambio protónico modelo NEXA. 23
1.5. Pantalla de interfaz gráfica para la visualización de las variables del módulo NEXA. 25
1.6. Datos experimentales (puntos en azul) y curva de polarización (línea en rojo) del módulo NEXA. 25

2.1. Sistema módulo de celda de combustible/convertidor elevador. 33

3.1. Configuración de convertidor elevador no aislado con amplio rango de conversión. 39
3.2. Modos de operación en MCC. *a*) Circuito equivalente para t_{ENC} y *b*) circuito equivalente para t_{APAG}. 40
3.3. Plataforma experimental. 44
3.4. Función de transferencia de $\tilde{i}_L/\tilde{d}$. (Superior) Magnitud (20 dB/div), e (inferior) fase (50 °/div), (eje x en Hz). 45

3.5. Función de transferencia de $\tilde{v}_{C_0}/\tilde{d}$. (Superior) Magnitud (20 dB/div), e (inferior) fase (100 °/div), (eje x en Hz). 45
3.6. Formas de onda de corriente en los inductores del prototipo. (De superior a inferior) Corriente i_{L_1} (2.5 A/div) y corriente i_{L_1} (2.5 A/div) (10 μs/div). 46
3.7. Voltajes de entrada y salida del convertidor. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_0 (50 V/div) y voltaje de entrada E (20 V/div) (10 μs/div). 46
3.8. Gráficas de flujo de potencia para las cuatro principales estructuras de convertidores con P^2R^2. 47
3.9. Clasificación del convertidor propuesto. *a*) Diagrama esquemático del convertidor propuesto y *b*) gráfica de flujo de potencia para la configuración tipo I-IIIB. 48
3.10. Configuración propuesta de convertidor cuadrático elevador con P^2R^2. 48
3.11. Modos de operación de la configuración propuesta. *a*) Circuito equivalente cuando $d_a = d_b = 1$, y *b*) circuito equivalente cuando $d_a = d_b = 0$. 49
3.12. Formas de onda de corriente y voltaje para un periodo de conmutación. 50
3.13. Circuito equivalente del convertidor que incluye los elementos parásitos. 58
3.14. Diagrama de la plataforma experimental. 62
3.15. Prototipo de laboratorio de 500 W. 63
3.16. Eficiencia experimental para el convertidor cuadrático elevador con: (De superior a inferior) (a) Estructura en no cascada, (b) estructura en cascada y (c) un solo interruptor activo. . . 63
3.17. Función de transferencia de $\tilde{i}_{L_1}/\tilde{d}$. (Superior) Magnitud (20 dB/div), e (inferior) fase (100 °/div), (eje x en Hz). 64
3.18. Función de transferencia de $\tilde{v}_0/\tilde{d}$. (Superior) Magnitud (20 dB/div), e (inferior) fase (100 °/div), (eje x en Hz). 64
3.19. Formas de onda de corriente en los inductores del prototipo. (De superior a inferior) Corriente i_{L_2} (2.5 A/div) y corriente i_{L_1} (10 A/div) (10 μs/div). 65
3.20. Formas de onda de voltaje del prototipo. (De superior a inferior) Voltaje de salida del convertidor v_0 (100 V/div), voltaje v_{C_p} (100 V/div) y voltaje de entrada E. (20 V/div) (10 μs/div). 65
3.21. Formas de voltaje en las terminales de los dispositivos de conmutación del convertidor 1. (De superior a inferior) Voltaje en D_1 (50 V/div) y voltaje en S_1 (50 V/div) (10 μs/div). 66
3.22. Formas de voltaje en las terminales de los dispositivos de conmutación del convertidor 2. (De superior a inferior) Voltaje en D_2 (100 V/div) y voltaje en S_2 (100 V/div) (10 μs/div). . . . 66
3.23. Convertidor cuadrático elevador con un solo interruptor y celda multiplicadora. 67
3.24. Modos de operación del convertidor propuesto. *a*) Circuito equivalente cuando el interruptor está encendido y *b*) circuito equivalente cuando el interruptor está apagado. 68
3.25. Comparación entre las ganancias del convertidor elevador básico (gráfica en azul), el convertidor con amplio rango de conversión (gráfica en verde), el convertidor cuadrático elevador (gráfica en rojo) y el convertidor cuadrático elevador con celda multiplicadora de voltaje (gráfica en verde claro). 72

4.1. Esquema general de un regulador con retroalimentación de dos variables de estado. 73
4.2. Curva de polarización del módulo NEXA. Datos experimentales (círculos en azul) y modelo (línea en rojo). 76
4.3. Diagrama a bloques del control en modo corriente promedio. 77
4.4. Implementación del lazo de corriente. 78

4.5. Implementación del lazo de voltaje. 79
4.6. Regulador conmutado de 900 W implementado en el laboratorio. 80
4.7. Gráfica de eficiencia del convertidor. La eficiencia varía de 97.6 % a 91.1 %. 82
4.8. Respuesta en frecuencia experimental de $\tilde{i}_L/\tilde{d}$. (Gráfico en azul) Magnitud (5 dB/div) y (gráfico en rojo) fase (16.5 °/div) (eje x en Hz). 82
4.9. Respuesta en frecuencia experimental de $\tilde{v}_0/\tilde{d}$. (Gráfico en azul) Magnitud (7 dB/div) y (gráfico en rojo) fase (30 °/div) (eje x en Hz). 83
4.10. Respuesta del convertidor a lazo abierto con carga nominal. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_0 (20 V/div), corriente de inductor i_L (25 A/div) y voltaje de salida del módulo NEXA v_f (20 V/div) (10 μs/div). 83
4.11. Respuesta en lazo abierto ante cambios de carga. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_0 (20 V/div) y señal de disparo V_g del MOSFET S_2 (20 V/div) (200 ms/div). 84
4.12. Voltaje y corriente de salida del módulo ante cambios de carga. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_f (20 V/div) y corriente de salida i_f (10 A/div) (200 ms/div). 84
4.13. Voltajes en lazo cerrado con carga nominal. (De superior a inferior) Voltaje de salida del convertidor v_0 (20 V/div) y voltaje de salida del módulo NEXA v_f (20 V/div) (200 ms/div). 85
4.14. Respuesta del convertidor en lazo cerrado ante cambios de carga. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_0 (20 V/div) y señal de disparo V_g del MOSFET S_2 (20 V/div) (200 ms/div). 85
4.15. Respuesta del módulo en lazo cerrado ante cambios de carga. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_f (20 V/div) y corriente de salida i_f (10 A/div) (200 ms/div). 86
4.16. Rizo de corriente del módulo Δi_f a carga nominal (1 A/div) (10 μs/div). 86
4.17. Ganancia de lazo del regulador conmutado a carga nominal. (Gráfico en azul) Magnitud (5 dB/div) y (gráfico en rojo) fase (18 °/div) (eje x en Hz). 87
4.18. Regulador conmutado de 500 W. 88
4.19. Función de transferencia de $\tilde{i}_{L_1}/\tilde{d}$. (Superior) Magnitud (50 dB/div), e (inferior) fase (100 °/div), (eje x en Hz). 89
4.20. Función de transferencia de $\tilde{v}_0/\tilde{d}$. (Superior) Magnitud (50 dB/div), e (inferior) fase (200 °/div), (eje x en Hz). 89
4.21. Corrientes en los inductores de entrada y salida del convertidor. (De superior a inferior) Corriente de salida i_{L_3} (1 V/div) y corriente de entrada i_{L_1} (10 A/div) (10 μs/div). 90
4.22. Respuesta a lazo abierto del convertidor ante cambios de carga. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_0 (100 V/div) y señal de disparo V_g del MOSFET M_2 (20 V/div) (40 ms/div). . . 90
4.23. Voltajes del convertidor a carga nominal. (De superior a inferior) Voltaje de salida del módulo e_f (20 V/div), voltaje en el condensador intermedio v_{C_1} (50 V/div) voltaje en el condensador de salida v_0 (250 V/div) (10 μs/div). 91
4.24. Respuesta a lazo cerrado del convertidor ante cambios de carga. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_0 (100 V/div) y señal de disparo V_g del MOSFET M_1 (10 V/div) (40 ms/div). 91
4.25. Ganancia de lazo del regulador a carga nominal. (Superior) Magnitud (50 dB/div) e (inferior) fase (200 °/div), eje x en Hz. 92

Acrónimos y abreviaturas

Nomenclatura	Significado en español	Significado en inglés
AFC	Celda de combustible alcalina.	Alkaline fuel cell.
CA	Corriente alterna.	Alternate current.
CD	Corriente directa.	Direct current.
CD-CA	Corriente directa a corriente alterna.	Direct current to alternate current.
CD-CD	Corriente directa a corriente directa.	Direct current to direc current.
CMV	Celda multiplicadora de voltaje.	Voltage multiplier cell.
CO_2	Dióxido de carbono.	Carbon dioxide.
DMFC	Celda de combustible de metanol directo.	Direct methanol fuel cell.
DSP	Procesador digital de señales.	Digital signal processor.
dSPACE	Sistema embebido.	Embedded system.
e^-	Electrón.	Electron.
ESR	Resistencia serie equivalente.	Equivalent series resistance.
Flyback	Configuración de convertidor aislado.	Isolated converter configuration.
Forward	Configuración de convertidor aislado.	Isolated converter configuration.
FPGA	Matriz de puertas programables.	Field-programmable gate array.
H_2	Hidrógeno.	Hydrogen.
H_2O	Agua.	Water.
H^+	Protón de hidrógeno.	Proton of hydrogen.
KOH	Hidróxido de potasio.	Potassium hydroxide.
LCK	Ley de corrientes de Kirchhoff.	Kirchhoff's current law.
LVK	Ley de voltajes de Kirchhoff.	Kirchhoff's voltage law.
MCC	Modo de conducción continua.	Continuous conduction mode.
MCD	Modo de conducción discontinua.	Discontinuous conduction mode.
MCFC	Celda de combustible de carbonato fundido.	Molten carbonate fuel cell.
MEA	Montaje memebrana-electrodo.	Membrane-electrode assembly.

Nomenclatura	Significado en español	Significado en inglés
MOSFET	Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor.	Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor.
NEXA	Modelo de módulo de celda de combustible.	Fuel cell stack model.
O_2	Oxígeno.	Oxygen.
PAFC	Celda de combustible de ácido fosfórico.	Phosphoric acid fuel cell.
PEMFC	Celda de combustible de intercambio protónico.	Proton exchange membrane fuel cell.
PI	Controlador proporcional integral.	Proportional-integral controller.
PID	Controlador proporcional integral derivativo.	Proportional-integral-derivative controller.
PWM	Modulación por ancho de pulsos.	Pulse-width modulation.
P^2R^2	Principio de procesamiento de potencia redundante reducida.	Reduced reduntant power processing principle.
RMS	Valor eficaz.	Root mean square value.
SLPM	Litros estándares por minuto.	Standard liters per minute.
SOFC	Celda de combustible de óxido sólido.	Solid oxide fuel cell.
SPFC	Celda de combustible de polímero sólido.	Solid polymer fuel cell.
UPS	Sistema de alimentación ininterrumpida.	Uninterruptible power supply.

Lista de símbolos

Símbolo	Significado
A	Área de la celda (cm^2).
atm	Unidad de presión atmosférica.
a_c	Parámetro de actividad química en el cátodo de la celda.
b	Parámetro de Tafel para la reducción de oxígeno (V).
c	Parámetro dependiente de la potencia de salida del módulo (W/A^2).
$C_a,\ C_b$	Condensador del compensador (F).
C_c	Condensador del controlador (F).
C_f	Condensador de acoplamiento entre el módulo de celda de combustible y el convertidor (F).
$C^*_{H^+}$	Concentración de protones en la interfaz membrana/gas del cátodo de la celda (mol/cm^3).
$C^*_{H_2O}$	Concentración de agua en la interfaz membrana/gas en el cátodo de la celda.
C_{issj}	Capacitancia de entrada del $j-$ésimo interruptor activo (F).
C_{J_Dj}	Capacitancia de unión del $j-$ésimo diodo (F).
C_n	$n-$ésimo capacitor (F), donde $n = P,\ 0$.
$C^*_{O_2}$	Concentración de oxígeno en la interfaz de membrana/gas en el cátodo de la celda (mol/cm^3).
C_1	Condensador de la primera etapa (F).
$C_{1s},\ C_{2s},\ C_s$	Condensador de celda multiplicadora (F).
d	Párametro de ajuste.
$d,\ d_a,\ d_b$	Función de conmutación.
$D,\ D_a,\ D_b$	Ciclo de trabajo.
$D_{elevador}$	Ciclo de trabajo para convertidor en modo elevador.

Símbolo	Significado
D_f	Diodo de protección del módulo de celda de combustible.
D_j	$j-$ésimo diodo.
$D_{reductor}$	Ciclo de trabajo para convertidor en modo reductor.
δ	Parámetro dependiente de la humidificaión del gas de entrada del módulo de celda de combustible.
ΔG_e	Estado estándar de energía libre en la reacción del cátodo de la celda (J/mol).
ΔG_{ec}	Estado estándar de energía libre de quimisorción del estado del gas (J/mol).
Δi_L	Rizo de corriente del inductor (A).
Δi_{L_j}	Rizo de corriente del $j-$ésimo inductor (A).
Δv_{C_j}	Rizo de voltaje del $j-$ésimo condensador (V).
ΔQ_C	Variación de carga en un condensador (C).
Δv_0	Rizo de voltaje de salida (V).
e	Parámetro de ajuste de voltaje (V).
E	Voltaje de entrada (V).
E_{Nernst}	Voltaje de fuente ideal (V).
E_T	Potencial termodinámico (V).
E_0	Voltaje de circuito abierto (V).
ξ_j	$j-$ésimo coeficiente semi-empírico.
f_s	Frecuencia de conmutación (Hz).
F	Constante de Faraday (96,487 $^oC/mol$).
G_P	Ganancia del compensador.
H	Ganancia del lazo externo.
$H(s)$	Función de transferencia.
η	Eficiencia energética (%).
i	Densidad de corriente por unidad de área (A/cm^2).
i_{C_f}	Corriente en el condensador de acoplamiento (A).
i_{C_p}	Corriente en el condensador de transferencia (A).
i_{C_s}	Corriente en el condensador de la celda multiplicadora (A).
i_{C_0}	Corriente en el condensador de salida (A).
i_{C_1}	Corriente en el condensador de la primera etapa (A).
i_E	Corriente de entrada (A).

Símbolo	**Significado**
i_f	Corriente de salida del módulo de celda de combustible (A).
$i_{fexp}(k)$	$k-$ésimo dato experimental de corriente (A).
i_L	Corriente en el inductor (A).
i_{L_j}	Corriente en el $j-$ésimo inductor (A).
$I_{Cn_{RMS}}$	Valor RMS de la corriente del $n-$ésimo condensador (A), donde $n = P,\ 0$.
I_f	Valor promedio del voltaje de salida del módulo de celda de combustible (A).
I_h	Parámetro dependiente de la temperatura del módulo de celda de combustible (A).
I_L	Valor promedio de corriente en el inductor (A).
I_{L_j}	Valor promedio de corriente en el $j-$ésimo inductor (A).
$I_{Mj_{RMS}}$	Valor RMS de la corriente del $j-$ésimo interruptor activo (A).
I_{ref}	Corriente de referencia para el lazo interno de control (A).
$I_{SS_{D_j}}$	Estrés de corriente en el $j-$ésimo diodo (V).
$I_{SS_{M_j}}$	Estrés de corriente en el $j-$ésimo interruptor activo (V).
I_0	Corriente en la carga (A).
k_c^0	Constante de velocidad intrínseca para las reacciones en el cátodo.
K_P	Ganancia del controlador.
l	Espesor de la membrana (cm).
L	Inductor.
L_j	$j-$ésimo inductor .
LHV_{H_2}	Masa molecular del hidrógeno (kg/mol).
$m,\ n$	Coeficientes de la transferencia de masa (K).
m_a	Parámetro de difusión de la conductividad electrolítica (V).
M	Ganancia de voltaje.
MW_{H_2}	Valor mínimo calorífico del hidrógeno (J/kg).
n_a	Parámetro de difusión de la porosidad de la capa de difusión de gas (A^{-1}).
N	Ganancia del lazo interno.
$N,\ n_2,\ n_3$	Relaciones de vueltas en un transformador
$N_1,\ N_p$	Número de vueltas en el primario de un transformador.

Símbolo	Significado
$N_2,\ N_s$	Número de vueltas en el secundario de un transformador.
$P^*_{H_2}$	Presión parcial de hidrógeno en la interfaz de catalizador/gas en el ánodo de la celda (atm).
P_I	Potencia de entrada (W).
$P^*_{O_2}$	Presión parcial de oxígeno en la interfaz de catalizador/gas en el ánodo de la celda (atm).
P_{perd_Cn}	Potencia consumida por el $n-$ésimo capacitor (W), donde $n = P,\ 0$.
P_{perd_dvrj}	Potencia consumida por el $j-$ésimo controlador de compuerta (W).
P_{perd_Dj}	Potencia consumida por el $j-$ésimo diodo (W).
P_{perd_Lj}	Potencia consumida por el $j-$ésimo inductor (W).
P_{perd_Mj}	Potencia consumida por el $j-$ésimo interruptor activo (W).
P_{Tperd}	Potencia total consumida por los componentes del convertidor (W).
P_0	Potencia de salida (W).
Q_C	Carga en un condensador (C).
r_I	Valor de porcentaje del rizo de corriente (%).
r_M	Resistencia específica para el flujo de electrones hidratados ($\Omega\ cm$)
r_V	Valor de porcentaje del rizo de voltaje (%).
R	Resistencia de carga (Ω).
$R_a,\ R_b$	Resistencias del compensador (Ω).
$R_A,\ R_B$	Resistencias del divisor de voltaje (Ω).
$R_c,\ R_d$	Resistencias del controlador (Ω).
$R_{interna}$	Resistencia interna de la celda ($\Omega\ cm^2$).
R_{C_j}	Resistencia serie del $j-$ésimo inductor (Ω).
R_{C_n}	Resistencia serie del $n-$ésimo condensador (Ω), donde $n = p,\ 0$.
R_{Dj}	Resistencia serie del $j-$ésimo diodo (Ω).
R_g	Constante de gas (8.314 $J/molK$).
R_j	Resistencia serie del $j-$ésimo interruptor activo (Ω).
R_{L_j}	Resistencia serie del $j-$ésimo inductor (Ω).

Símbolo	**Significado**
S_j	$j-$ésimo interruptor activo.
T	Temperatura en grados Kelvin (K).
T_s	Periodo de conmutación (seg).
t_{APAG}	Intervalo de tiempo cuando $D = 0$ (seg).
t_{ENC}	Intervalo de tiempo cuando $D = 1$ (seg).
t_{fj}	Tiempo de bajada del $j-$ésimo interruptor activo (s).
t_{ffj}	Tiempo de apagado del $j-$ésimo interruptor activo (s).
t_{OFFj}	Tiempo de retardo en el apagado del $j-$ésimo interruptor activo (s).
t_{ONj}	Tiempo de retardo en el encendido del $j-$ésimo interruptor activo (s).
t_{rj}	Tiempo de subida del $j-$ésimo interruptor activo (s).
t_{rrj}	Tiempo de encendido del $j-$ésimo interruptor activo (s).
v_{act}	Caída de potencial debido a las pérdidas por activación (V).
v_{cell}	Voltaje de salida de la celda (V).
v_{con}	Caída de potencial debido a las pérdidas por concentración de combustible (V).
v_{C_p}	Voltaje en el condensador de transferencia (V).
v_{C_1}	Voltaje en el condensador de la primera etapa (V).
$v_{C_{1s}}$, $v_{C_{2s}}$, v_{C_s}	Voltaje en el condensador de celda multiplicadora (V).
v_{D_j}	Voltaje en el $j-$ésimo diodo (V).
$v_f(i_f)$, v_f	Voltaje de salida del módulo de celda de combustible (V).
V_g	Voltaje de compuerta del interruptor activo (V).
V_{in}, V_d	Valor promedio del voltaje de entrada (V).
v_L	Voltaje de inductor (V).
v_{L_j}	Voltaje en el $j-$ésimo inductor (V).
v_{ohm}	Caída de potencial debido a las pérdidas óhmicas (V).
V_p	Valor pico de la señal de rampa (V).
V_{ref}	Voltaje de referencia para el lazo externo de control (V).
v_{S_j}	Voltaje en el $j-$ésimo interruptor activo (V).
$V_{SS_{D_j}}$	Estrés de voltaje en el $j-$ésimo diodo (V).
$V_{SS_{M_j}}$	Estrés de voltaje en el $j-$ésimo interruptor activo (V).
V_0, V_{out}	Valor promedio del voltaje de salida (V).

Símbolo	**Significado**
ω_P	Frecuencia de ubicación del polo P (rad/s).
ω_z	Frecuencia de ubicación del cero Z (rad/s).
z	Número de equivalentes involucrados en la reacción del cátodo de la celda.

Introducción

Fuentes alternas de energía

En la actualidad, la generación de energía eléctrica por de fuentes alternas se ha incrementado de forma considerable [1], [2]. Lo anterior es debido al creciente interés en reducir la dependencia de los combustibles fósiles, los cuales provienen de recursos no renovables. Por otra parte, la contaminación del medio ambiente es cada día más evidente y es necesario utilizar fuentes basadas en combustibles no convencionales para la generación de energía eléctrica. Las principales fuentes alternas son [3]:

- Energía de la biomasa.
- Energía geotermal.
- Energía mareomotriz.
- Energía solar.
- Energía nuclear.
- Energía termosolar.
- Energía del viento.
- Energía por reacciones electroquímicas.

El incremento a nivel mundial en la capacidad de potencia instalada a través de fuentes renovables es del 105.5 % en 9 años (2008-2017) [4], mientras que según [5], la capacidad instalada que se espera para finales del 2019 será de 2,600,000 MW. En la Figura 1, se presenta una gráfica de la evolución de la capacidad instalada con energías renovables a nivel mundial hasta el 2017, así como el incremento que se espera lograr para los años 2018 y 2019.

En México existe un área de oportunidad en este sector, ya que según [4], la capacidad de potencia instalada a través de energías renovables solo ha crecido un 47.8 % durante el periodo 2008-2017. Hasta finales de 2017, el 66.3 % del total de capacidad instalada con de energías renovables fue a través de energía hidroeléctrica. Esto indica que la generación a través de fuentes como la solar, fotovoltaica, eólica y las celdas de combustible son áreas

en crecimiento. En la Figura 2 se presenta la gráfica de incremento en la potencia instalada de energías renovables para nuestro país [6]. En esta gráfica se proyecta una capacidad instalada de 25,648 MW para finales del 2019.

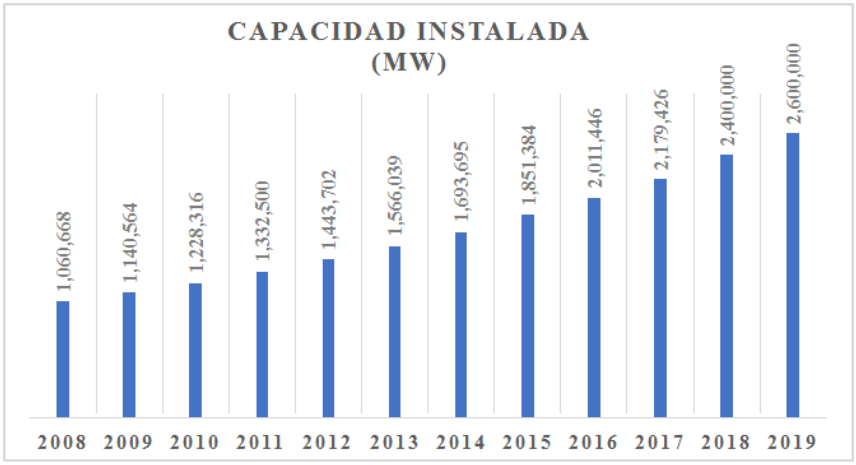


Figura 1. Incremento en la capacidad de potencia con energías renovables instalada a nivel mundial.

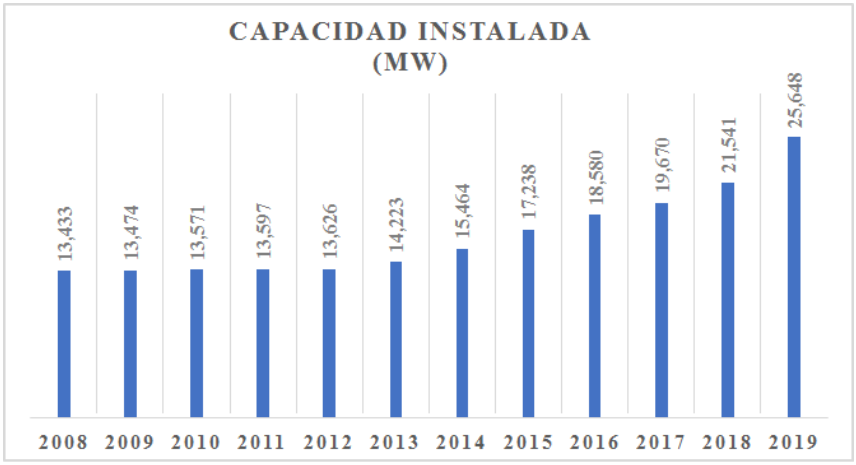


Figura 2. Incremento en la capacidad de potencia con energías renovables instalada en México.

De acuerdo al Programa de Desarrollo del Sistema Eléctrico Nacional, se proyecta que la generación a través de energías renovables crezca a una taza promedio anual del 7.4 %, para que la generación con estas fuentes sea de 145, 752 GWh en el año 2032. Para lograr cumplir con las metas establecidas en capacidad instalada, existe la necesidad de nuevas tecnologías para el procesamiento y distribución de la energía generada, así como de convertidores electrónicos con capacidad de procesar altas densidades de potencia con eficiencias cercanas al 100 %.

En México, se consideran como "energías limpias" a la potencia generada por las siguientes fuentes [7]:

- Hidroeléctrica.
- Eólica.
- Geotémica.
- Bioenergía (Biogás, Bagazo).
- Fotovoltaica.
- Híbrido.
- Cogeneración.
- Nuclear.
- Licor negro.
- Frenos regenerativos.

De acuerdo al Programa Indicativo para la Instalación y Retiro de Centrales Eléctricas y el Programa de Ampliación y Modernización de las Redes Generales de Distribución [6], se prevé que para el 2032, la generación a través de energías limpias sea el 39.7 % de la capacidad total instalada.

Celdas de combustible

En particular, las celdas de combustible utilizan reacciones químicas para generar de manera directa electricidad con altas eficiencias (no utiliza un proceso de combustión) y una cantidad mínima de gases contaminantes. Estas reacciones se producen al combinar un oxidante y combustibles basados en hidrógeno, como puede ser metanol, alcohol, gas natural, hidrógeno puro, etc. Una celda de combustible está constituida por una placa de electrolito en contacto con un cátodo y un ánodo localizados en ambos lados de la placa. El combustible alimenta continuamente al ánodo, mientras que el oxidante alimenta al cátodo. Las reacciones electroquímicas se producen en los electrodos para generar un flujo de iones a través del electrolito, mientras que una corriente eléctrica circula a través de los conductores externos hacia una carga. Los electrodos son porosos de tal manera que el electrolito y el gas puedan penetrarlos, con la finalidad de tener el máximo contacto posible entre el electrodo, el electrolito y el gas. En la Figura 3 se muestra la estructura general de una celda de combustible.

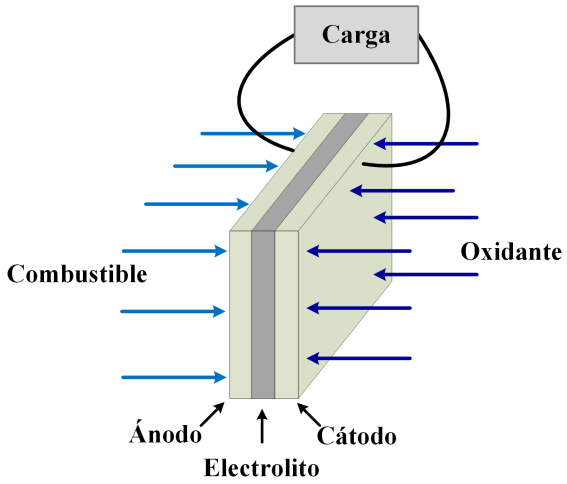


Figura 3. Principio de operación de una celda de combustible.

Existe la expectativa de que las celdas de combustible serán las fuentes primarias para la próxima generación de energías alternas utilizadas en aplicaciones residenciales, de transporte y portátiles [8]. En la actualidad hay varios tipos de celdas de combustible [9], las cuales son clasificadas de acuerdo al electrolito y al combustible utilizado en:

- Celda de combustible de electrolito alcalino (AFC).
- Celda de combustible de metanol directo (DMFC).
- Celda de combustible de ácido fosfórico (PAFC).
- Celda de combustible de carbonato fundido (MCFC).
- Celda de combustible de óxido sólido (SOFC).
- Celda de combustible de membrana de intercambio protónico (PEMFC).

En la Tabla 1 se presentan las principales características de cada tipo de celda de combustible [10].

En el del acuerdo de París se estableció que para el año 2050, el 40 % del total de la energía consumida a nivel global por los usuarios finales deberá ser a través de energías renovables. Por lo tanto, existe un reto de grandes dimensiones para sectores como el industrial y de transporte, los cuales requieren de altas cantidades de energía para sus procesos. La generación de energía a través de hidrógeno puede ser una alternativa viable para mitigar los problemas de altas emisiones de CO_2 y de eficiencia en los procesos de transformación de energía [11]. El hidrógeno puede reemplazar a los combustibles fósiles en aplicaciones de altas emisiones, así como en la generación de energía eléctrica a través de sistemas distribuidos [12].

Tabla 1. Principales características de las celdas de combustible más comunes.

Tipo de celda	Eficiencia (%)	Temperatura de operación (^oC)	Aplicaciones
AFC	50-70	50-200	Vehículos espaciales
DMFC	20-30	20-90	Sistemas de baja potencia, electrónicos portátiles
PAFC	40-45	220	Sistemas de media potencia, cogeneración
MCFC	50-60	650	Sistemas de alta potencia, cogeneración
SOFC	50-60	500-1000	Sistemas de baja y media potencia, cogeneración
PEMFC	40-50	30-100	Vehículos, sistemas estacionarios y portátiles, cogeneración

Aplicaciones de las celdas de combustible

En la Figura 4, se presenta una gráfica de la capacidad instalada a través de sistemas celdas de combustible que fueron vendidos a nivel global durante el periodo 2014-2017. Respecto al año 2014, el incremento de la capacidad instalada fue del 252 % para el año 2017. Según [13], la cantidad de sistemas de celdas de combustible vendidas en a nivel global en el 2017 fue de aproximadamente 83,000 unidades, esto significa una capacidad instalada de 670 MW durante ese año.

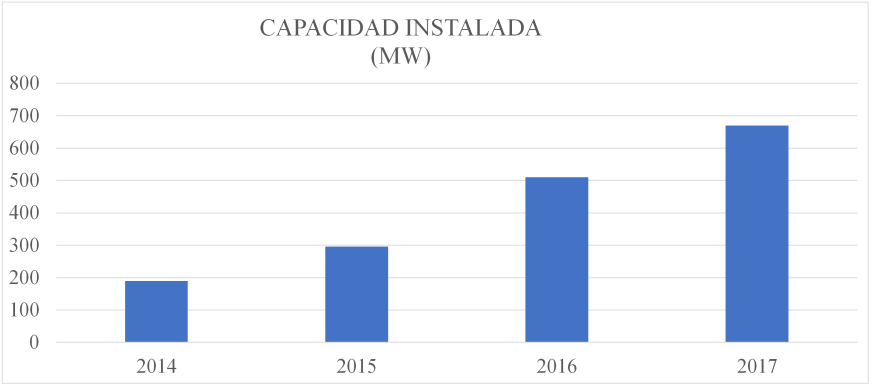


Figura 4. Capacidad instalada a través de los sistemas de celdas de combustible vendidos durante el periodo 2014-2017.

Producción de hidrógeno

Para el 2016, el 96 % de la producción de hidrógeno fue en base a combustibles fósiles; sin embargo, de acuerdo a los tratados establecidos a nivel mundial para reducir las

emisiones de CO_2, los métodos para la producción de hidrógeno deberán redireccionarse hacia las fuentes renovables, como por ejemplo la electrólisis. En la Figura 5 se presentan los porcentajes de las fuentes utilizadas para la producción de hidrógeno a nivel global [11].

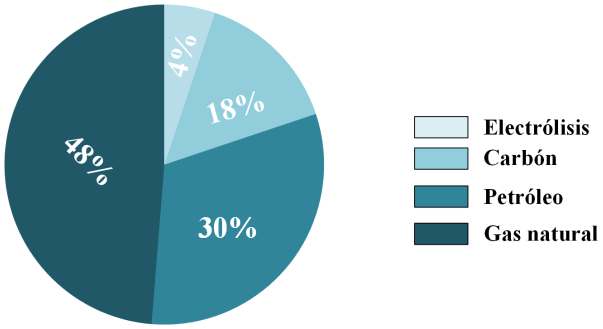


Figura 5. Principales fuentes para la producción de hidrógeno a nivel global en el año 2016.

Existen diversos métodos para la producción de hidrógeno. En la Figura 6 se muestran los principales procesos para la producción de hidrógeno, los cuales se están agrupados por el tipo de energía utilizada.

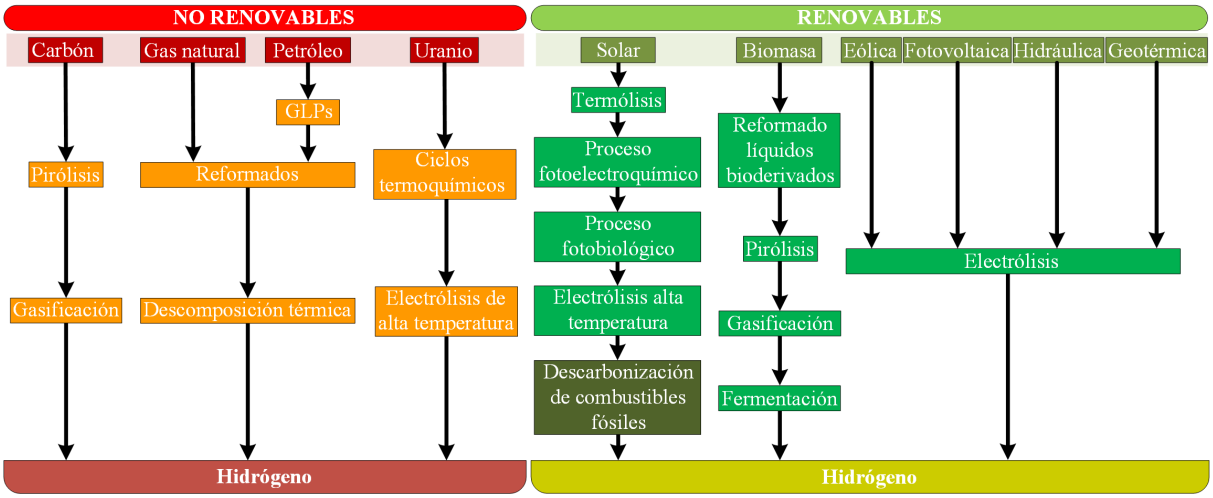


Figura 6. Clasificación de métodos para la producción de hidrógeno, según la fuente de energía primaria.

La electrólisis es el proceso de separación del agua en hidrógeno y oxígeno utilizando electricidad, por medio de un electrolizador. Si se utilizan fuentes renovables para generar la energía eléctrica en la producción, el hidrógeno se convierte en portador de energía renovable, complementario a la energía eléctrica. El gas producido con éste método es de alta pureza, típicamente del 99 %. De manera general, el rango de la eficiencia de los electrolizadores se encuentra entre 65-70 %; sin embargo, se han reportado estudios donde se establece que al modificar los componentes de los electrodos y la solución electrolítica,

se logran eficiencias cercanas al 99 % [14].

Existen tres principales tipos de electrolizadores para la producción de hidrógeno a nivel industrial, dos de ellos utilizan hidróxido de potasio (KOH) como electrolito, ya que presenta una alta conductividad [15]. El tercer tipo utiliza celdas de combustible de polímero sólido (PEMFC) y alcalina (AFC), en donde el proceso de producción de hidrógeno es inverso al proceso de generación de energía eléctrica; es decir, se inyecta una corriente eléctrica en las terminales. La tecnología PEMFC es la más novedosa en la actualidad, la cual tiene la ventaja que no utiliza un electrolito líquido y por consecuencia, no implica el manejo de soluciones corrosivas [11].

Aplicaciones en sistemas estacionarios

Los sistemas de celdas de combustible de potencia estacionaria se utilizan en aplicaciones de generación (alimentación primaria y secundaria), cogeneración, unidades de respaldo y de emergencia. Estos sistemas se dividen en cuatro tipos: *a*) pequeña escala (hasta 200 kW), *b*) gran escala (mayor a 200 kW), *c*) unidades de respaldo y *d*) alimentación remota [16]. En la Figura 7 se muestra el primer sistema estacionario de celda de combustible para alimentación secundaria en puertos marinos.

También son utilizados en combinación con otras fuentes de energía para sistemas de respaldo y de emergencia en telecomunicación, hospitales, comercios e industrias. En la Figura 8 se muestra una unidad de respaldo que utiliza un sistema fotovoltaico y un sistema de celdas de combustible.



Figura 7. Primer sistema estacionario de celda de combustible con potencia de 100 kW para puertos marinos.



Figura 8. Sistema de respaldo de energía que incluye celdas fotovoltaica y celdas de combustible.

Aplicaciones en sistemas portátiles

Los sistemas de celdas de combustible portátiles pueden ser utilizados como cargadores de celulares, alimentación de torres de iluminación, sensores, sistemas de supervivencia, equipos para oleoductos y gasoductos, señalización ferroviaria, abastecimiento de energía para soldados, aviones y barcos, entre otros [13]. En la Figura 9 se muestra una aplicación militar, la cual consiste en un dispositivo de alimentación portátil de 1.6 kg con 12 horas continuas de energía disponible por cada cartucho de hidrógeno. Este sistema fue desarrollado por la Armada de los Estados Unidos de América, en colaboración con las compañías DOD FCTO Hydrogen Production y Storage R&D Initiative.

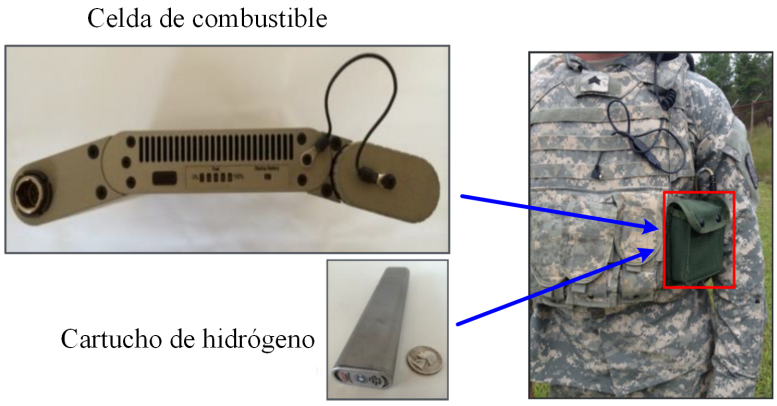


Figura 9. Sistema de energía portátil modelo WPS20 para uso militar.

Por otra parte, la compañía Horizon ha puesto a la venta el cargador USB de mano MINIPAK, el cual utiliza un sistema de celdas de combustible y cartucho de hidrógeno [17]. Este sistema es capaz de realizar 4 cargas de celular con un cartucho; además, es compatible con equipos GPS, cámaras Go-Pro, teléfonos inteligentes, reproductores de

MP3, ventiladores y bocinas USB, entre otros. La carga de cada cartucho es capaz de generar una energía de 14 Wh, lo que equivale a catorce baterías de 1.5 V. En la Figura 10 se presenta el cargador USB.



Figura 10. Fuente de poder portátil basada en celdas de combustible de la compañía Horizon Fuel Cell Technologies.

De manera adicional, se ofrece el sistema de generación de hidrógeno HYDROFILL para la recarga de cartuchos. Este sistema es un electrolizador de alto rendimiento, el cual es alimentado con agua.

Aplicaciones en transporte

Existe una gran variedad de aplicaciones en transporte, tanto en vehículos livianos, autobuses, camiones pesados, trenes, equipos de manejo de carga, aviones, vehículos espaciales, etc. Esto se debe a que la eficiencia de conversión de energía es del doble que la de un motor de combustión interna, además, no genera emisiones de CO_2 [16]. Adicionalmente, los vehículos eléctricos que utilizan celdas de combustible presentan ventajas como un rendimiento equivalente de 66 millas/galón, la recarga de combustible se realiza en minutos, tienen una alta potencia (tanto en torque como en aceleración) y no necesitan ser conectados a un cargador de baterías. En la Figura 11 se muestran tres de los automóviles ofrecidos en el mercado que utilizan celdas de combustible.

En septiembre de 2016, se realizaron vuelos de prueba del primer avión para cuatro pasajeros que utiliza un sistema de celdas de combustible, el cual fue denominado HY4. Esta aeronave fue diseñada por el Centro Aeroespacial Alemán (DLR) en conjunto con las compañías Hydrogenics, Pipistrel, H2FLY, Aeropuerto de Stuttgart, y la Universidad de Ulm. El sistema de generación de energía entrega una potencia máxima de 80 kW y

una autonomía entre 700 km y 1500 km (dependiendo de la carga, altitud y condiciones meteorológicas). La velocidad máxima de la aeronave es de 200 km/h, mientras que desarrollaron una velocidad de crucero de 145 km/h. En la Figura 12 se presenta el HY4.



Figura 11. Automóviles eléctricos con tecnología de celdas de combustible que se comercializan en el mercado.



Figura 12. EL HY4 es el primer avión que opera con celdas de combustible, las cuales generan una potencia máxima de 80 kW y una autonomía hasta de 1500 km.

En septiembre de 2018 se puso en funcionamiento el Coradia iLint, el cual es el primer tren de pasajeros eléctrico que utiliza celdas de combustible. Este vehículo fue desarrollado por la empresa ALSTROM, alcanza una velocidad de 140 km/h y tiene una autonomía de 1000 km. Inicialmente, el tren viajará en un tramo de 100 km de vías férreas entre la ciudades alemanas de Cuxhaven, Bremerhaven, Bremervorde y Buxtehude. En la Figura 13 se muestra el Coradia iLint.



Figura 13. El Coradia iLint puede viajar a una velocidad máxima de 140 km/h y tiene una autonomía de 1000 km.

Planteamiento del problema

De acuerdo al notable crecimiento en los últimos años de las aplicaciones con celdas de combustible, es necesario explorar nuevas configuraciones de convertidores de CD-CD para procesar la energía generada por dichos sistemas. Los principales requisitos que debe cumplir un convertidor de CD-CD para este tipo de aplicaciones son: a) amplio rango de conversión de voltaje, b) una corriente de entrada con un mínimo de rizo y c) alta eficiencia energética. Adicionalmente, el regulador conmutado debe ser capaz de lograr regulación de voltaje con una dinámica adecuada ante perturbaciones; por lo tanto, el diseño del esquema de control es crítico para lograr una regulación eficaz.

En este sentido, el trabajo de tesis se concentra en proponer esquemas de convertidores de CD-CD que cumplan con las especificaciones requeridas para el procesamiento de energía de celdas de combustible; así como de esquemas de control adecuados para lograr regulación con alto desempeño.

Objetivo general

Analizar y proponer configuraciones adecuadas de convertidores basados en topologías multietapas y con potencia redundante para el procesamiento de energía de celdas de combustible.

Objetivos particulares

Los objetivos particulares son:

- Establecer criterios de diseño de convertidores de CD-CD con amplios rangos de conversión y altas eficiencias.
- Seleccionar y/o diseñar configuraciones que cumplan con las especificaciones establecidas.
- Desarrollar modelos y esquemas de control que permitan una regulación y respuesta rápida ante transitorios en las configuraciones seleccionadas y/o diseñadas.
- Evaluar a partir de simulación los esquemas propuestos.
- Realizar comparaciones entre resultados teóricos y experimentales con prototipos de laboratorio.

Organización del trabajo de tesis

El documento de tesis está organizado de la siguiente manera. Las principales características y modelos estáticos de la celda de combustible de intercambio protónico que han sido propuestos en la literatura especializada son presentados en el primer capítulo.

En el segundo capítulo, se analizan algunas configuraciones de convertidores que han sido reportados en la literatura para procesar la energía generada por los módulos de celdas de combustible. Se presenta también el análisis y modelado de un sistema formado por un módulo de celda de combustible y un convertidor elevador, el cual es parte del trabajo realizado en la tesis.

Esquemas de convertidores con alta ganancia de conversión para aplicaciones con celdas de combustible son propuestos en el tercer capítulo. Por otra parte, se discuten técnicas para ampliar la relación de conversión de convertidores utilizando celdas multiplicadoras de voltaje. Adicionalmente, se desarrolla el análisis y modelado para una configuración de convertidor elevador propuesta en el trabajo de tesis. Esta configuración tiene una relación de conversión cuadrática y utiliza el procesamiento de potencia redundante. Por último, se muestran el análisis del diseño para un regulador conmutado que procesar la energía generada por un módulo de celda de combustible. El regulador está constituido por un convertidor cuadrático elevador y una celda multiplicadora de voltaje. El controlador del regulador es diseñado utilizando técnicas lineales.

En el capítulo 4 se describen los resultados experimentales de dos reguladores conmutados que procesan la energía de un módulo de celda de combustible. Pruebas a lazo abierto y lazo cerrado son presentadas, las cuales demuestran el rendimiento y estabilidad de ambos reguladores.

Por último, en las conclusiones se presentan los comentarios finales del trabajo de tesis, así como del trabajo futuro.

Capítulo 1

Características de la celda de combustible de membrana de intercambio protónico

La celda de combustible de intercambio protónico (PEMFC), también llamada celda de combustible de polímero sólido (SPFC), fue desarrollada en Estados Unidos de América por General Electric en los años sesentas para ser utilizada por la NASA en sus primeros vehículos espaciales tripulados. Años más tarde, fue revaluada y desarrollada por Ballard Power Sources para aplicaciones comerciales [10]. Este tipo de celda utiliza hidrógeno como combustible primario y un polímero de conducción iónica como electrolito, donde cada lado está unido a un electrodo poroso catalizado. La unión ánodo-electrolito-cátodo conforman una celda simple, la cual es muy delgada. La Figura 1.1 muestra la estructura de una celda de combustible tipo PEMFC.

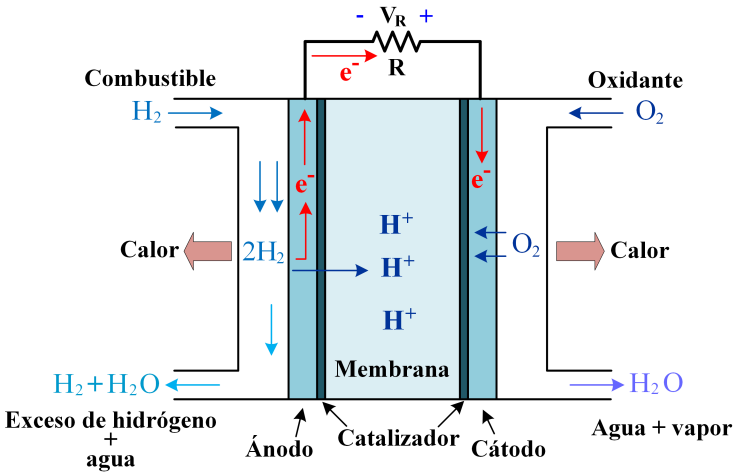


Figura 1.1. Modo de operación de la celda de combustible tipo PEMFC.

La celda tipo PEMFC depende principalmente de la membrana de polímero, la cual está recubierta con partículas dispersas del catalizador. El hidrógeno alimenta al ánodo con una presión muy superior a la atmosférica, el catalizador provoca que los átomos de hidrógeno se dividan en iones (H^+) y electrones (e^-). Los iones pasan a través de la membrana, mientas que los electrones son recolectados por un circuito externo para generar una corriente eléctrica. Los electrones y los iones se combinan con el oxígeno suministrado en el lado del cátodo para formar agua, reacción que libera energía en forma de calor. El agua producida por la reacción debe ser extraída para prevenir que la celda se inunde y se vuelva inoperante. Por otra parte, cualquier partícula de hidrógeno y oxígeno que no se utilizó en el proceso es expulsada a través de las compuertas de salida del ánodo y cátodo [18].

Las principales ventajas de este tipo de celda son: *a*) un tamaño relativamente pequeño, *b*) diseño simple, *c*) opera a bajas temperaturas, *d*) una alta eficiencia en la conversión, *e*) baja emisión de gases contaminantes, *f*) alta densidad de corriente por unidad de área y *g*) tiempo prolongado de vida útil [19]. Por otra parte, algunas de sus desventajas son: *a*) incremento de pérdidas internas cuando se produce una corriente con rizo de baja frecuencia, *b*) dinámica lenta y *c*) voltaje salida entre 0.8 V (circuito abierto) y 0.4 V (plena carga) [20]. Para incrementar el nivel de voltaje y corriente de salida es necesario realizar arreglos serie-paralelo de celdas individuales (módulos). Por otra parte, la relación voltaje de salida-corriente generada presenta un comportamiento no lineal. Los módulos de celdas de combustible experimentan un fenómeno conocido como "falta de combustible", el cual se refiere a una caída abrupta del voltaje de salida en un corto tiempo debida a un cambio rápido en la demanda de potencia eléctrica [21]. Esta condición está directamente relacionada con la constante de tiempo del sistema de suministro del módulo (bombas y válvulas), la cual es generalmente grande.

De acuerdo con lo anterior, los módulos de celdas de combustible no son aptos para ser utilizados directamente en aplicaciones de CD ó CA; por lo tanto, es necesario de una interfaz para elevar y regular el voltaje de salida de los módulos [22]. Esta etapa consiste en un regulador conmutado, el cual está constituido por un convertidor de CD-CD y su esquema de control. Los convertidores de CD-CD utilizados para procesar la energía de los módulos deben tener una alta ganancia de conversión, una alta eficiencia y un rizo de alta frecuencia reducido en la corriente de entrada ($<30\,\%$ de la corriente nominal del módulo) [23]. En la Figura 1.2 se muestra el esquema general para procesar la energía generada por los módulos de celdas de combustible.

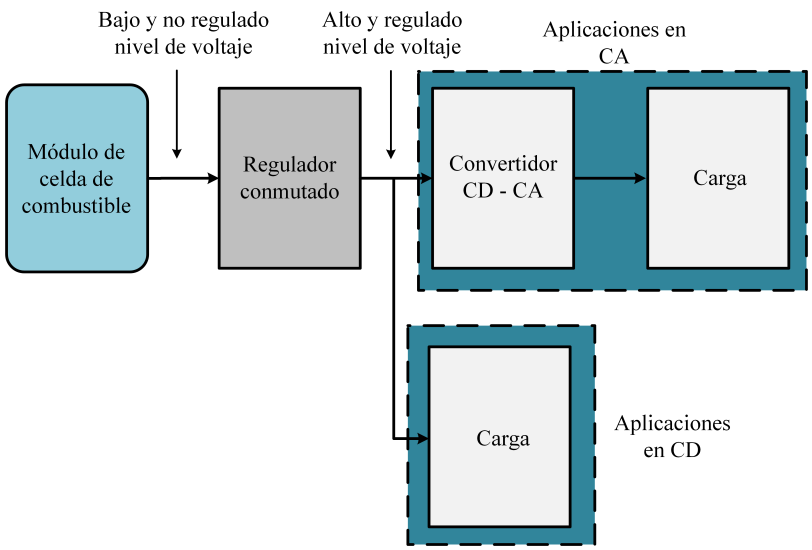


Figura 1.2. Diagrama a bloques para el procesamiento de energía generada por módulos de celdas de combustible.

1.1. Modelado de la celda de combustible de intercambio protónico

Es importante conocer el comportamiento de la celda de combustible, debido a que es necesario conocer las características y los parámetros que rigen los sistemas de generación que utilizan celdas de combustible. En este sentido, el comportamiento eléctrico de una celda de combustible de intercambio protónico puede ser expresado a través de la curva de polarización (curva $V - I$), la cual describe las características del voltaje de salida y corriente generada de la celda. Esta curva presenta un comportamiento no lineal y está formada por dos componentes: a) componente de estado estable y b) componente de estado transitorio. En la componente de estado estable se incluyen el potencial termodinámico y la caída de tensión debido a las pérdidas óhmicas; mientras que la componente de estado transitorio incluye las caídas de tensión por las pérdidas de activación y concentración. Para fines de modelado, ambas componentes pueden ser ajustada mediante mínimos cuadrados [18]. La suma de estas dos componentes pueden ser utilizadas para modelar con precisión el comportamiento eléctrico de la celda de combustible de intercambio protónico. La caída de voltaje debido a las pérdidas por activación (v_{act}) se originan por la velocidad de reacción finita que se produce en la superficie de los electrodos y provoca una caída de tensión al momento que se comienza a demandar una corriente. La caída de tensión por las pérdidas óhmicas (v_{ohm}) es provocada por la resistencia al flujo de portones a través del electrolito, por la resistencia al flujo de los electrones a través de los electrodos y las

interconexiones externas. La caída de tensión debido a las pérdidas por concentración (v_{con}) ocurren cuando existe una alta densidad de corriente, esto provoca una reducción parcial en la presión de los gases reactivos en la región del electrodo (baja concentración). En la Figura 1.3 se muestra la curva de polarización para una celda individual, en donde se incluyen las regiones relacionadas con las pérdidas por activación, óhmicas y de concentración. El término E_{Nernst} representa la fuerza electromotriz o voltaje reversible (voltaje de fuente ideal).

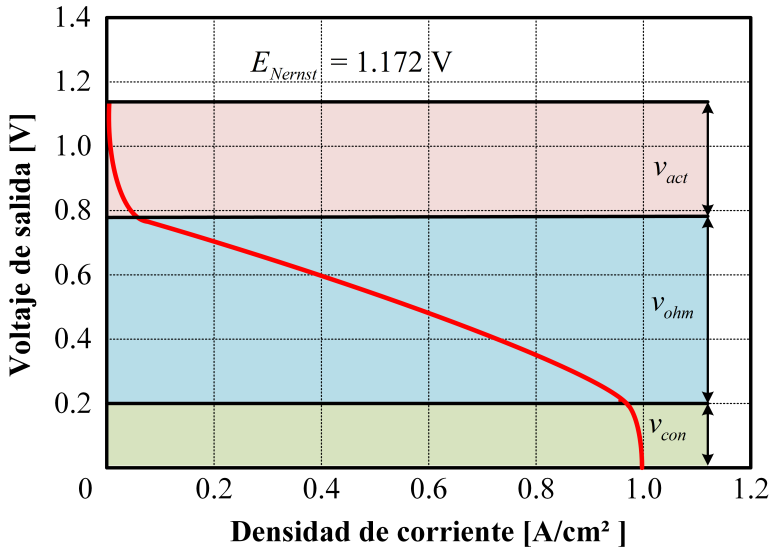


Figura 1.3. Curva de polarización de una celda de combustible individual.

Existen diferentes enfoques para el modelado de celdas de combustible; en la literatura se han propuesto diferentes modelos tanto estáticos como dinámicos, los cuales varían en función del comportamiento que se requiera modelar (electromecánico, electrodinámico, dinámica de fluidos, etc.) [24]. Los modelos propuestos son tanto teóricos como empíricos. Los modelos teóricos utilizan ecuaciones fenomenológicas como la ecuaciones de Nernst-Planck, Stefan-Maxwell, y Butler-Volmer. Estos modelos se basan en ecuaciones de estado, donde el número máximo de estados es tres. Por otra parte, los modelos empíricos se basan en el ajuste de datos experimentales a través de un conjunto de funciones matemáticas. Estos datos son obtenidos de cada celda o módulo de celda de combustible en particular. Estos modelos son principalmente estáticos (de dimensión cero) y generalmente no proveen detalles como los teóricos; sin embargo, son útiles para modelar de manera simplificada el comportamiento de las celdas de combustible (principalmente para aplicaciones en ingeniería).

En este trabajo se hace un enfoque en el comportamiento eléctrico de la celda de combustible, ya que actúa como una fuente no regulada y dependiente de la corriente demandada. Lo anterior es necesario para el diseño de reguladores conmutados que procesen la energía generada por sistemas de celdas de combustible. En la literatura se han propuesto diversos modelos para predecir el comportamiento eléctrico de la celda de combustible, donde la gran mayoría son modelos estáticos. Estos modelos utilizan datos experimentales como el voltaje de salida y corriente demandada para generar las gráficas de comportamiento. A continuación se realiza una descripción de los principales modelos estáticos que han sido propuestos.

1.1.1. Modelo propuesto por Maher y Sadiq

En [25] se propone un modelo que utiliza ecuaciones semi-empíricas para estimar el comportamiento eléctrico de los sistemas de celdas de combustible de membrana de intercambio protónico. Este modelo toma en cuenta variables internas como la presión del gas, temperatura, humedad y densidad de corriente. Lo anterior se realiza con la finalidad de determinar de manera precisa el rendimiento de la celda de combustible, además de establecer la influencia de las variables internas (o de proceso) para la optimización del diseño de las celdas de combustible. La expresión de este modelo consta de cuatro términos:

$$V_{cell} = E_T + v_{act} + v_{ohm} + v_{con} \tag{1.1}$$

donde V_{cell} es el voltaje de salida de la celda individual en volts (V) y E_T es el potencial termodinámico en volts (V). El término E se obtiene como:

$$E_T = 1.229 - 1.85x10^{-3}(T - 289.15) + 4.3085x10^{-5}T\left[ln(P^*_{H_2}) + \frac{1}{2}ln(P^*_{O_2})\right] \tag{1.2}$$

donde T es la temperatura de la celda en grados Kelvin (K), $P^*_{H_2}$ y $P^*_{O_2}$ son la presión parcial de hidrógeno y oxígeno en la interfaz de catalizador/gas en el ánodo, respectivamente. Ambas presiones están definidas en atmósferas (atm). La expresión para la caída de voltaje debido a las pérdidas por activación v_{act} es:

$$v_{act} = \xi_1 + \xi_2 T + \xi_3 T[ln(C^*_{O_2})] + \xi_4 T[ln(i)] \tag{1.3}$$

El parámetro $C^*_{O_2}$ es la concentración de oxígeno en la interfaz de membrana/gas en el cátodo en moles por unidad de volumen (mol/cm^3) e i es la densidad de corriente por unidad de área (A/cm^2). Por otra parte, ξ_1, ξ_2, ξ_3 y ξ_4 son coeficientes semi-empíricos, los cuales se calculan como:

$$\begin{aligned}
\xi_1 &= \left(\frac{-\Delta G_e}{a_c z F}\right) + \left(\frac{-\Delta G_{ec}}{2F}\right) \\
\xi_2 &= \frac{R_g T}{a_c z F} ln\left[z F A k_c^0 (C^*_{H^+})^{(1-a_c)} (C^*_{H_2O})^{a_c}\right] \\
\xi_3 &= \frac{R_g T}{a_c z F}\left(1 - a_c\right) \\
\xi_4 &= -\left(\frac{R_g T}{a_c z F} + \frac{R_g}{2F}\right)
\end{aligned} \tag{1.4}$$

La variable ΔG_e es el estado estándar de energía libre en la reacción del cátodo (J/mol), a_c es el parámetro de actividad química en el cátodo, z es el número de equivalentes involucrados en la reacción del cátodo, F es la constante de Faraday (96,487 $^oC/mol$) y ΔG_{ec} es el estado estándar de energía libre de quimisorción del estado del gas (J/mol), R_g es la constante de gas (8.314 $J/molK$), A es el área de la celda (cm^2), k_c^0 es la constante de velocidad intrínseca para las reacciones en el cátodo, $C^*_{H^+}$ es la concentración de protones en la interfaz membrana/gas del cátodo (mol/cm^3), $C^*_{H_2O}$ es la concentración de agua en la interfaz membrana/gas en el cátodo. Los coeficientes semiempíricos pueden ser obtenidos a través de un procedimiento de ajuste basado en la curva de polarización de cada módulo en particular. Por otra parte, los parámetros antes mencionados se obtienen a partir de las especificaciones de cada celda individual. El voltaje de caída debido a las pérdidas óhmicas v_{ohm} se obtienen como:

$$v_{ohm} = -iR_{interna} \tag{1.5}$$

La resistencia interna de la celda $R_{interna}$ ($\Omega\ cm^2$) está en función de la temperatura y la corriente. Este parámetro se obtiene como:

$$R_{interna} = \frac{r_M l}{A} \tag{1.6}$$

r_M es la resistencia específica para el flujo de electrones hidratados ($\Omega\ cm$) y l es el espesor de la membrana (cm). La caída de voltaje debido a las pérdidas por concentración v_{con} se calcula de acuerdo a la expresión (1.7).

$$v_{con} = -me^{ni} \tag{1.7}$$

Los parámetros m y n son los coeficientes de la transferencia de masa (K). Por último, la expresión para la eficiencia termodinámica de la celda es:

$$E_{cell} = \frac{2V_{cell}F}{(MW_{H_2})(LHV_{H_2})} \tag{1.8}$$

MW_{H_2} es el valor mínimo calorífico del hidrógeno (J/kg) y LHV_{H_2} es la masa molecular del hidrógeno (kg/mol).

En este trabajo se presentan pruebas a diferentes temperaturas de la celda. De acuerdo con los resultados obtenidos, las aproximaciones del modelo son similares a los datos generados de forma experimental ya que la curva de polarización varía acorde a la temperatura. Este modelo proporciona una alta precisión, inclusive con variaciones en la temperatura de la celda; sin embargo, es necesaria una cantidad considerable de parámetros físicos de la misma, los cuales son difíciles de obtener ya que las compañías que manufacturan módulos de celdas de combustible no proporcionan dichos datos.

1.1.2. Modelo propuesto por Chamberline y Kim

En [26] se realiza un análisis de este modelo, el cual depende de la densidad de corriente por unidad de área:

$$V_{cell}(i) = E_0 - bln(i) - R_{interna}(i) - m_a e^{n_a(i)} \tag{1.9}$$

donde E_0 es el voltaje de circuito abierto (V) y b es el parámetro de Tafel para la reducción de oxígeno (V). Los cinco parámetros de este modelo dependen de variables como la composición del montaje membrana-electrodo (MEA, por sus siglas en inglés), el tipo de combustible y oxidante utilizados, temperatura, presión y humedad del MEA; entre otros. El parámetro m_a está correlacionado con la conductividad electrolítica (V), mientras que n_a se correlaciona con la porosidad de la capa de difusión de gas (A^{-1}). De acuerdo con lo anterior, es necesario realizar una nueva identificación de parámetros. Según los resultados que se muestran en esta publicación, existe un error máximo de 1.4 % en la comparación con los datos experimentas obtenidos de un módulo específico de celda de combustible. Es

importante mencionar que de manera directa, este modelo no depende de la temperatura de la celda de combustible; sin embargo, los parámetros m_a, n_a y b varían con el cambio de temperatura; por lo tanto, es necesario conocer el rango de variación de los parámetros para lograr una aproximación precisa.

1.1.3. Modelo propuesto por Shahin e Hinaje

En [27], se propone un modelo estático que depende de dos parámetros y describe la curva de polarización de los módulos de celdas de combustible. Este modelo es continuo en un amplio rango de corriente, incluyendo una corriente cero. La expresión del modelo es:

$$v_f(i_f) = \frac{E_0}{1 + \left(\frac{i_f}{I_h}\right)^{\delta}} \tag{1.10}$$

donde $v_f(i_f)$ es el voltaje de salida del módulo (V), E_O es el voltaje de salida en circuito abierto (V) e i_f es la corriente del módulo (A). El parámetro I_h depende de la temperatura del módulo (A) y el parámetro δ depende de la humedad del gas de entrada. Estos dos parámetros junto con E_0 deben ser calculados para cada módulo específico de celda de combustible. Cabe mencionar que i_f y δ se obtienen utilizando los datos experimentales de corriente y voltaje del módulo específico, a través de un ajuste en la curva de polarización. Por otra parte, E_0 se obtiene de manera experimental midiendo el voltaje de salida del módulo sin carga. Este modelo presenta una alta precisión (error $< 1.3\,\%$); sin embargo, es necesario calcular los datos experimentales de corriente y voltaje para diferentes valores de temperatura y humedad del módulo y del combustible.

1.1.4. Modelo propuesto por Zúñiga-Ventura y Langarica-Córdoba

Otro modelo estático que caracteriza el comportamiento eléctrico de un módulo específico de celda de combustible es el que se propone en [28]. Este modelo depende de tres parámetros, los cuales se calculan utilizando una transformación logarítmica y una regresión lineal de los datos experimentales de voltaje y corriente de salida del módulo. Es importante mencionar que a diferencia de (1.10), este modelo no depende del voltaje de salida en circuito abierto como condición inicial.

La expresión que describe este modelo es:

$$v_f(i_f) = ci_f{}^d - e \tag{1.11}$$

donde c (W/A^2), d y e (V) son los parámetros que deben ser obtenidos utilizando los datos experimentales de cada módulo. Para lograr una precisión razonable, es necesario obtener los datos experimentales para diferentes valores de temperatura y humedad del módulo de celda de combustible.

Para propósitos de control de convertidores, agregar la dinámica del módulo de celda de combustible debe ser con base a modelos simples y con un número mínimo de parámetros, ya que la expresión del modelo completo (módulo + convertidor) podría ser compleja y difícil de obtener.

1.2. Módulo de celda de combustible de intercambio protónico NEXA

En este trabajo se utiliza el módulo de celda de combustible NEXA en la obtención de resultados experimentales, el cual se describe en la Figura 1.4.

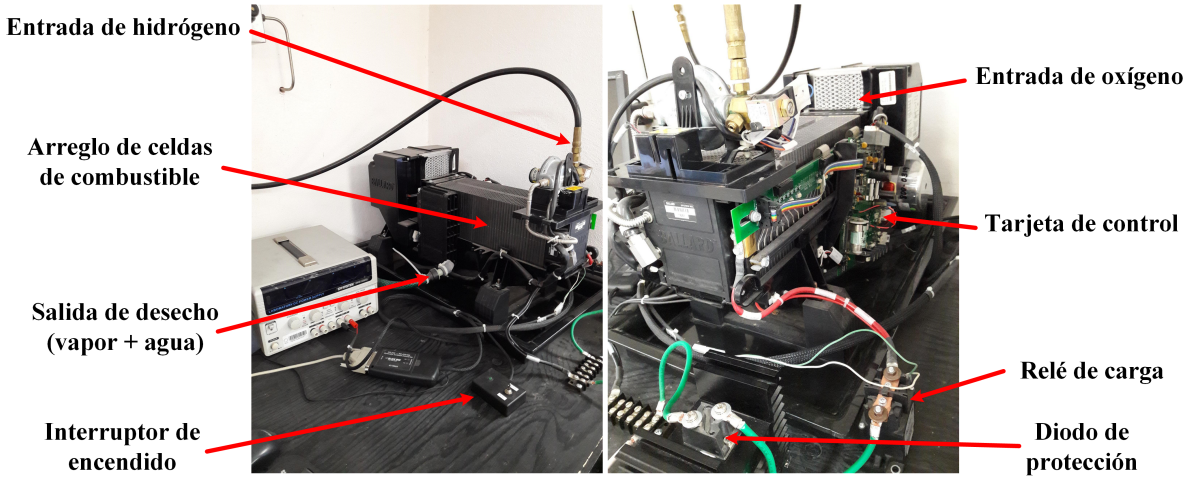


Figura 1.4. Módulo de celda de combustible de intercambio protónico modelo NEXA.

Este módulo es manufacturado Ballard Power Systems y automatizado por Heliocentris. El sistema NEXA provee una potencia de CD no regulada de hasta 1200 W, y prácticamente no genera emisiones de gases contaminantes. Por otra parte, es necesario un voltaje de 24 V para alimentar la tarjeta de control en el arranque y apagado del

sistema, mientras que en la operación, la tarjeta de control se alimenta a través de la energía generada del módulo. En la Tabla 1.1 se muestran las principales características del sistema NEXA.

Tabla 1.1. Especificaciones del módulo NEXA.

Rendimiento:	Potencia máxima	1,200 W
	Corriente	46 A
	Voltaje nominal de CD	26 V
	Rango de voltaje	22 V a 50 V
	Máximo rizo de corriente respecto al valor promedio de corriente de salida	24.7 % RMS 35 % pico-pico
	Número de celdas	65
	Tiempo de vida	1,500 hrs
Fuente de alimentación:	Rango de voltaje permitido	18 V a 30 V
	Potencia máxima consumida al encendido	60 W
Combustible:	Composición	99.99 % H_2
	Rango en la presión del combustible	70 - 1,729 kPa
	Consumo	<18.5 SLPM
Entorno operativo:	Locación de uso	Interiores y exteriores
	Rango de temperatura ambiente	3^0C - 40^0C
	Rango de humedad relativa (del ambiente)	0 % - 95 % (sin condensación)
Emisiones:	Cantidad máxima de agua líquida producida a potencia nominal	870 mL/hr
	Máxima emisión de ruido a 1m de distancia	72 dB

El sistema incluye un programa realizado en LabVIEW que proporciona una interfaz gráfica al usuario para monitoreo de variables, funciones de registro y diagnóstico que son útiles en la operación y prueba en el laboratorio. Sin embargo, la interfaz gráfica no es necesaria en la operación del módulo. En esta interfaz se pueden visualizar variables como temperatura, corriente, voltaje y potencia de salida del módulo. También se incluyen variables como temperatura, presión de gas, concentración de oxígeno, consumo de combustible, entre otras. Todas las variables se muestran de manera gráfica (en tiempo real) e instantánea. Por otra parte, también se visualiza el estado del módulo, así como las posibles fallas, alertas y errores que se pudieran presentar en la operación. En la Figura 1.5 se muestra la pantalla de esta interfaz.

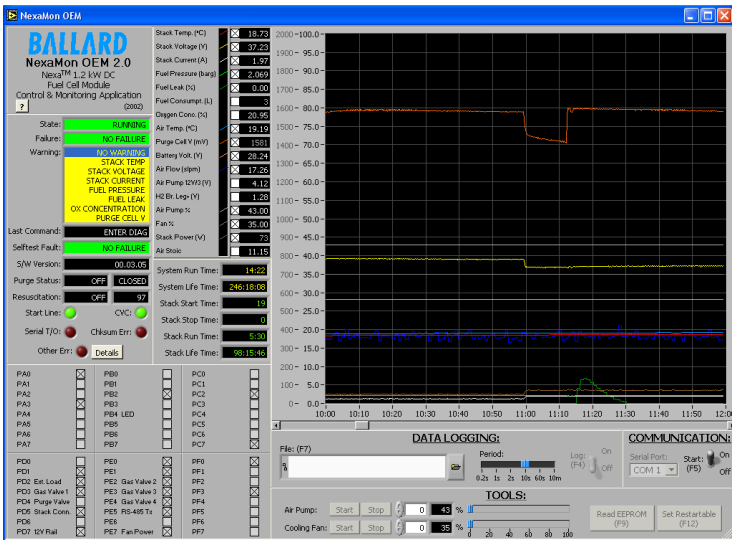


Figura 1.5. Pantalla de interfaz gráfica para la visualización de las variables del módulo NEXA.

Se realizaron mediciones experimentales de corriente y voltaje en la salida del módulo NEXA a diferentes valores de carga, con la finalidad de obtener la curva de polarización. El procedimiento de medición fue realizado al incrementar el valor de carga (en potencia) hasta llegar al valor máximo, para después reducir hasta alcanzar el valor mínimo. El procedimiento anterior genera una banda de histéresis y por lo tanto, es necesario realizar un promedio para obtener la curva de polarización. En la Figura 1.6 se presenta la gráfica de la curva de polarización y los datos experimentales obtenidos.

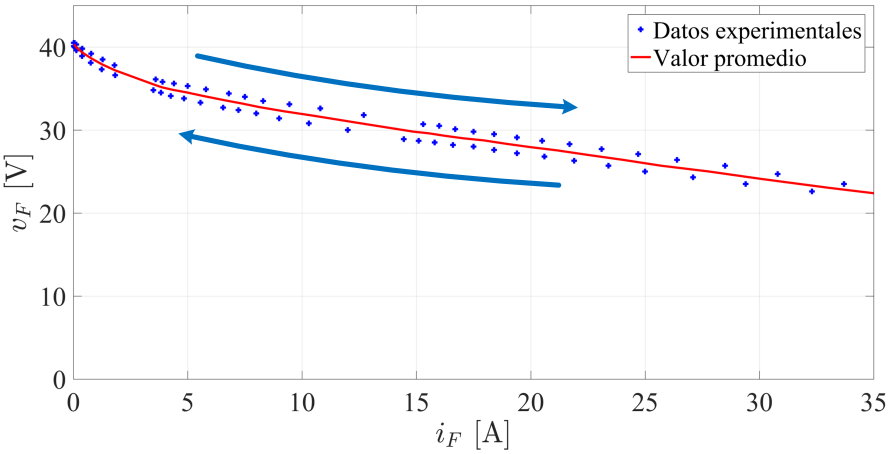


Figura 1.6. Datos experimentales (puntos en azul) y curva de polarización (línea en rojo) del módulo NEXA.

Capítulo 2

Procesamiento de energía con celdas de combustible

En este capítulo se revisan seis configuraciones de convertidores, las cuales han sido propuestas en la literatura para procesar la energía generada por módulos de celdas de combustible. Por otra parte, se realiza el desarrollo para obtener el modelo de un sistema módulo de celda de combustible/convertidor elevador, el cual puede ser utilizado en el diseño de controladores para un regulador conmutado. Se utiliza un modelo estático para describir el comportamiento eléctrico del módulo de celda de combustible. Este modelo depende de dos parámetros, los cuales se obtienen a través de un procedimiento desarrollado en este capítulo. Se agrega la dinámica del módulo al modelo del convertidor con un condensador de acoplamiento entre el módulo y el convertidor.

2.1. Configuraciones propuestas en la literatura

Entre las configuraciones propuestas se encuentran los convertidores reductores, elevadores, con inductores acoplados, configuraciones intercaladas (interleaved, en inglés), convertidores CD-CA-CD y topologías aisladas. A continuación se realiza un revisión de algunos esquemas de convertidores propuesto para aplicaciones con celdas de combustible.

2.1.1. Convertidor reductor

En [29], se proponen convertidores reductores básicos para procesar la energía de un módulo PEMFC en aplicaciones de vehículos submarinos autónomos (AUVs, de sus siglas en inglés). Estos vehículos utilizan buses de 5 V, 12 V, 24 V y 48 V, en donde se los convertidores reductores alimentan a los buses de 5 V, 12 V y 24 V, con una potencia nominal de 5W, 311 W y 134 W, respectivamente. Se presentan simulaciones a lazo cerrado

con un módulo de 5 kW de potencia de salida, mientras que los convertidores son operados en modo conducción continua (MCC). Para la regulación, se diseñan controladores en modo voltaje. El módulo seleccionado para la simulación está constituido por 35 celdas, mientras que el rango de voltaje de salida varía de 20 V a 40 V.

Las simulaciones muestran los resultados para una variación de carga que va del 20 % al 100 % del valor nominal de carga. Las magnitudes de los transitorios de voltaje son 4.6 % , 4.0 % y 4.2 % para los buses de 5 V, 12 V y 24 V, respectivamente. El controlador de cada convertidor se diseña a partir de las características de pequeña señal, con base en el análisis de respuesta en frecuencia. No se presenta el modelo de pequeña señal, así como tampoco se muestra el análisis en el dominio de la frecuencia para el diseño.

Es importante observar que el convertidor reductor demanda una corriente pulsante; por lo tanto, la implementación experimental de este sistema requiere de una reducción en las componentes armónicas de la corriente demandada al módulo. Esto se realiza a través de filtros pasa-bajas, los cuales son calculados para obtener una forma de onda con un rizo pequeño y evitar así un daño a las celdas del módulo.

2.1.2. Convertidor elevador

Un esquema que contiene un módulo de celda de combustible de intercambio protónico, un convertidor de CD-CD elevador y un convertidor de CD-CA es propuesto en [30], en donde la aplicación de este sistema se enfoca a generación con interconexión a red.

Se presentan las respuestas en frecuencia teóricas a lazo cerrado del convertidor de CD-CD, además de simulaciones en la salida del convertidor de CD-CA. Las variables de estado son la corriente del inductor y el voltaje de salida del convertidor, el cual opera en MCC. Se emplea un módulo genérico donde se propone una potencia máxima de 40 kW y un voltaje de salida de 250 V. Por otra parte, se utiliza la expresión (1.1) para emular el comportamiento del módulo y un control lineal para el regulador conmutado. Se proponen dos lazo de control (corriente y voltaje) con un controlador PI por lazo, de tal manera que la estructura del control tiene una configuración en cascada. Adicionalmente, se utiliza una red de adelanto para incrementar la rapidez de respuesta en el lazo de corriente. El controlador es sintonizado para que ambas funciones de transferencia se comporten como sistemas de primer orden. Por otra parte, no se muestran simulaciones de los convertidor

de CD-CD y CD-CA. Por otra parte, las especificaciones de los parámetros internos del módulo de celda de combustible se toman de una referencia bibliográfica.

2.1.3. Convertidor elevador con inductores acoplados

En [31] se propone una configuración de convertidor de CD-CD con inductores acoplados y un duplicador de voltaje para incrementar el rango de conversión. Se muestran los modos de operación en MCC y MCD (modo de conducción discontinua) del convertidor; así como resultados experimentales a lazo abierto con un prototipo de laboratorio de 750 W y un módulo NEXA como fuente de entrada. Se realiza el análisis en estado estable para obtener los valores promedio de corrientes y voltajes de los elementos del convertidor. La ganancia de voltaje que se obtiene para una operación en MCC es $V_0/V_{in} = n_2+(1+[n_2+n_3]D)/(1-D)$, donde $n_2 = N_2/N_1$ y $n_3 = N_3/N_1$ son las relaciones de vueltas del inductor acoplado. Este esquema presenta ocho modos de operación para MCC y una corriente de entrada pulsante. Debido a lo anterior, se coloca un condensador en la entrada del convertidor para reducir el rizo de la corriente entregada por el módulo NEXA. No se muestra análisis para la obtención de modelos, debido a que sería complejo obtener un modelo con ocho modos de operación del convertidor.

El prototipo experimental es diseñado para obtener una salida de voltaje de 400 V, con una frecuencia de conmutación de 50 kHz y un rango de voltaje de entrada que varía de 28 V a 40 V. Se realizan pruebas a diferentes potencias de salida y se muestran los voltajes en los condensadores del prototipo experimental.

2.1.4. Convertidor elevador con conmutación suave

Un esquema de convertidor elevador con inductores acoplados y circuitos resonantes para proporcionar una conmutación suave es propuesto en [32]. Esta configuración utiliza dos señales PWM (primaria y secundaria) para operar los interruptores activos. Se muestran los modos de operación y resultados experimentales a lazo cerrado con un prototipo de laboratorio de 160 W y un módulo de celda de combustible modelo powerPEMTM-PS250 de Hpower Co. Este módulo proporciona una potencia máxima de salida de 250 W y un voltaje nominal de 28 V. Se realiza un análisis para obtener la ganancia de voltaje del convertidor; sin embargo, no se obtienen los valores de estado estable. La ganancia de voltaje para este convertidor es $V_0/V_i = (1 + DN)/(1 - D)$, donde $N = N_s/N_p$ es la relación de vueltas del inductor acoplado. La configuración propuesta tiene siete modos de operación y no se desarrollan modelos del convertidor. Por otra parte, no se presenta la

metodología para obtener los parámetros del controlador y tampoco se menciona el tipo de control utilizado.

Los resultados experimentales se obtienen a través de un prototipo de laboratorio con un voltaje de salida de 200 V, una frecuencia de conmutación de 100 kHz y un rango de voltaje de entrada que varía de 26 V a 39 V. La regulación de voltaje es realizada con el circuito integrado de control por modulación de ancho de pulso TL494. Debido a que este esquema demanda una corriente de entrada pulsante, se agrega un condensador a la entrada del convertidor para evitar daño al módulo. Se realizan cambios de carga que van de potencia nominal (160 W) al 25 % de potencia nominal (40 W).

2.1.5. Convertidor elevador-reductor intercalado

Un convertidor con acoplamiento magnético en configuración reductor elevador intercalado es propuesto en [33]. Este esquema utiliza inductores acoplados entre la entrada y salida del convertidor; además, puede ser configurado para operar en modo reductor o en modo elevador.

Se muestran los modos de operación en MCC y se obtiene los valores promedio de corrientes en los inductores y voltajes en los condensadores, además del modelo no lineal promedio del convertidor. Se presentan resultados experimentales a lazo abierto en modo elevador, con un prototipo de laboratorio de 360 W y un módulo de celda de combustible modelo FCgen-1020ACS de Ballard Power Systems. Este módulo genera una potencia máxima de 400 W y un voltaje de salida que varía de 26 V a 43 V. La ganancia de voltaje del convertidor es $V_{out}/V_g = D_{elevador}/(1 - D_{reductor})$, donde $D_{elevador}$ es el ciclo de trabajo en modo elevador y $D_{reductor}$ es el ciclo de trabajo en modo reductor. Para operar en modo elevador se debe cumplir la relación $D_{reductor} = 1$ y $0 < D_{elevador} < 1$, mientras que la operación en modo reductor se obtiene con $D_{elevador} = 0$ y $0 < D_{reductor} < 1$.

2.1.6. Convertidor elevador aislado

En la literatura también han sido presentadas configuraciones aisladas para aplicaciones con celdas de combustible, una de ellas es la que se propone en [34]. Este esquema está constituido por un convertidor elevador que incluye un transformador de aislamiento y un rectificador a la salida, el cual duplica el voltaje en el secundario del transformador. La ganancia de voltaje del convertidor está en función de la relación de transformación N y el duplicador de voltaje, cuya expresión es $V_0/V_{in} = 2n/(1 - D)$. No se desarrollan

modelos del convertidor ni se presentan valores en estado estable.

Se obtienen resultados de laboratorio a lazo abierto con un prototipo de 1.5 kW, una frecuencia de conmutación de 45 kHz, un voltaje de salida de 400 V y un rango de voltaje de entrada que va de 30 V a 50 V. Cabe mencionar que no se presentan resultados que incluyan el voltaje de salida del convertidor.

2.2. Análisis y modelado de un sistema módulo de celda de combustible/convertidor elevador

En esta sección se presenta el análisis realizado para un sistema que incluye el módulo NEXA y un convertidor elevador convencional de 900 W, el cual actúa como regulador conmutado para procesar la energía generada por el módulo. Cabe mencionar que este análisis constituye la parte inicial de este trabajo de tesis. El propósito de este desarrollo es obtener un modelo que incluya el comportamiento del módulo de celda de combustible, para así diseñar un esquema de control adecuado y lograr regulación de voltaje a la salida del convertidor ante variaciones de carga y del voltaje de entrada (voltaje de salida del módulo). Los resultados obtenidos de este análisis fueron publicados en [35].

2.2.1. Modelado del módulo de celda de combustible

Como se mencionó en el Capítulo 1, existen varios modelos propuestos en la literatura para describir las propiedades estáticas de los módulos de celdas de combustible. Algunos de ellos presentan una alta complejidad ya que es necesario conocer los valores de parámetros internos de cada módulo. El modelo propuesto en [27] depende del voltaje de salida en circuito abierto y de dos parámetros, los cuales son calculados utilizando mínimos cuadrados y los datos experimentales del módulo. La expresión de este modelo es presentada en (1.10). En este trabajo se utiliza el modelo mencionado, debido a que es fácil de manipular y adecuado para propósitos de representación del comportamiento eléctrico del módulo, ya que incluye las propiedades eléctricas compatibles con la conversión de energía.

A continuación se presenta la metodología para obtener los parámetros I_h y δ que se incluyen en el modelo estático. Primero, es necesario obtener un conjunto de $N-$datos experimentales de corriente y voltaje de salida del módulo. Estos datos son representados por $i_{fexp}(k)$ y $v_{fexp}(k)$, donde $k = 2, 3, 4, ..., N$ corresponde al k-ésimo dato experimental.

Para $k = 1$, los valores son $i_{fexp}(1) = 0$ y $v_{fexp}(1) = E_0$. El voltaje de circuito abierto E_0 se determina midiendo la tensión en las terminales de salida del módulo a circuito abierto.

La expresión (1.10) puede ser escrita como:

$$\left(\frac{i_f}{I_h}\right)^{\delta} = \frac{E_0}{v_f} - 1 \tag{2.1}$$

Utilizando propiedades básicas de los logaritmos, la expresión (2.1) puede reescribirse como:

$$\delta \log i_f - \delta \log I_h = \log\left(\frac{E_0}{v_f} - 1\right) \tag{2.2}$$

Suponiendo que la expresión anterior es válida para todos los datos experimentales, entonces (2.2) tiene la forma:

$$a_1 x + a_0 = y \tag{2.3}$$

donde:

$$\begin{aligned} a_1 &= \delta \\ x &= \log i_f \\ a_0 &= -\delta \log I_h \\ y &= \log\left(\frac{E_0}{v_f} - 1\right) \end{aligned}$$

Utilizando el ajuste lineal de datos a través de mínimos cuadrados, resulta en:

$$\begin{aligned} x_k &= \log(i_{fexp}(k)) \\ y_k &= \log\left(\frac{E_0}{v_{fexp}(k)} - 1\right) \\ a_1 &= \frac{N\sum_{k=1}^{N} x_k y_k - \sum_{k=1}^{N} x_k \sum_{k=1}^{N} y_k}{N\sum_{k=1}^{N} x_k^2 - \left(\sum_{k=1}^{N} x_k\right)^2} \\ a_0 &= \frac{\sum_{k=1}^{N} y_k - a_1(\sum_{k=1}^{N} x_k)}{N} \end{aligned} \tag{2.4}$$

y por lo tanto:

$$\delta = \frac{N\sum_{k=1}^{N} x_k y_k - \sum_{k=1}^{N} x_k \sum_{k=1}^{N} y_k}{N\sum_{k=1}^{N} x_k^2 - \left(\sum_{k=1}^{N} x_k\right)^2} \tag{2.5}$$
$$I_h = \log^{-1}\left(-\frac{a_0}{\delta}\right)$$

De acuerdo con el desarrollo anterior, los valores de I_h y δ para un módulo en particular son obtenidos con (2.5).

2.2.2. Modelo del sistema que incluye em módulo de celda de combustible y el convertidor elevador básico

En la Figura 2.1 se presenta el sistema módulo de celda de combustible/convertidor elevador, donde D_f es el diodo de protección para corrientes inversas, C_f el condensador de acoplamiento, L el inductor, S_1 el interruptor activo representado por un MOSFET, d la señal de control del interruptor, D_1 el diodo, C_0 el condensador de salida y R representa la carga. Por otra parte, i_f, i_{C_f}, i_L, i_{C_0}, e I_0 son la corriente de salida del módulo, la corriente en el condensador de acoplamiento, la corriente de inductor, la corriente en el condensador de salida y corriente de carga, respectivamente. Las variables v_f y v_0 son el voltaje de salida del módulo y el voltaje de salida del convertidor, respectivamente.

El condensador de acoplamiento entre el módulo y el convertidor es agregado para reducir el rizo de corriente en el lado del módulo y evitar un posible daño a las celdas que conforman el módulo. Adicionalmente, este condensador se utiliza para agregar una variable de estado al modelo, la cual representa la dinámica del módulo.

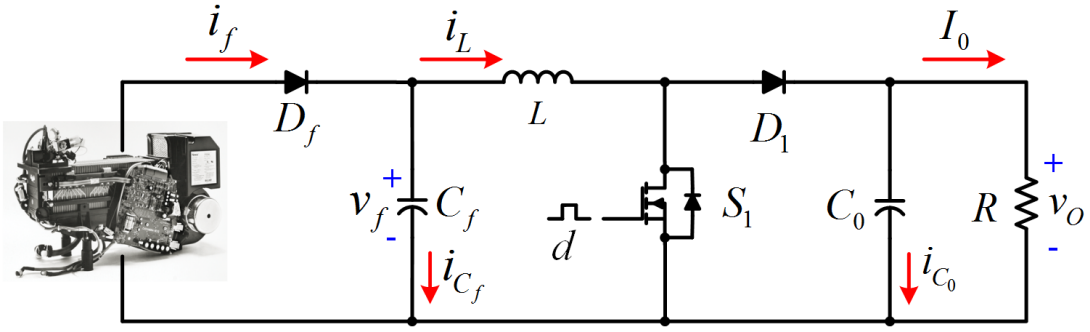


Figura 2.1. Sistema módulo de celda de combustible/convertidor elevador.

Asumiendo que el convertidor opera en MCC, el modelo no lineal promedio del sistema es:

$$\begin{aligned}\dot{v}_f &= \frac{1}{C_f}\left(I_h\left(\frac{E_0}{v_f}-1\right)^{\frac{1}{\delta}} - i_L\right)\\ \dot{i}_L &= \frac{1}{L}\Big(v_f-(1-d)v_0\Big)\\ \dot{v}_0 &= \frac{1}{C_0}\Big((1-d)i_L - \frac{v_0}{R}\Big)\end{aligned} \tag{2.6}$$

donde el vector de estado es $[v_f, i_L, v_0]^\top \in \mathbb{R}^3_+$, y la señal $d \in (0\ \ 1)$. En estado estable, la corriente del inductor es igual a la corriente del módulo; por lo tanto, los valores promedio son:

$$\begin{aligned}V_0 &= \frac{V_f}{(1-D)}\\ I_L &= \frac{V_0}{R(1-D)} = I_h\left(\frac{E_0}{V_f}-1\right)^{\frac{1}{\delta}}\end{aligned} \tag{2.7}$$

Por otra parte, el voltaje de salida del módulo es calculado a partir de la solución numérica:

$$V_f + \frac{V_0^{2\delta}}{(RI_h)^\delta}V_f^{1-\delta} - E_0 = 0 \tag{2.8}$$

Las expresiones para obtener los rizos de voltaje y corriente son:

$$\Delta v_0 = \frac{I_0 D}{C_0 f_s}, \qquad \Delta i_L = \frac{V_f D}{L f_s} \tag{2.9}$$

y la condición para la operación en MCC es:

$$L > \frac{D(1-D)^2 R}{2f_s} \tag{2.10}$$

donde f_s es la frecuencia de conmutación.

Los modelos lineales describen el comportamiento de los convertidores bajo pequeñas perturbaciones alrededor de un punto de operación. Las variables de estado, la señal de control y el voltaje de entrada se pueden separar en dos componentes (componente de CD y componente de CA). La linealización se obtiene suponiendo que las perturbaciones son lo suficientemente pequeñas, despreciando así los términos no lineales y por lo tanto, se suponen que solo existen variables de CD. Linealizando alrededor del punto de operación:

$$\mathcal{E} := (V_f, I_L, V_0) \in \mathbb{R}^3_+ \tag{2.11}$$

se obtiene el modelo dinámico lineal promedio e invariante en el tiempo del sistema, el cual se muestra en (2.12). Este modelo describe el comportamiento del convertidor elevador para bajas frecuencias y por lo tanto, no es adecuado para predecir oscilaciones subarmónicas debidas a inestabilidades de rizo.

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{v}}_f \\ \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_f \kappa} & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & -\frac{1-D}{L} \\ 0 & \frac{1-D}{C_0} & -\frac{1}{RC_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_f \\ \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_0}{L} \\ -\frac{I_L}{C_0} \end{bmatrix} \tilde{d} \tag{2.12}$$

El nuevo vector de estado es $[\tilde{v}_f, \tilde{i}_L, \tilde{v}_0]^\top \in \mathbb{R}^3$, la señal $\tilde{d} \in (0, 1)$, y:

$$\kappa = \frac{E_0 \delta I_h^\delta I_f^{\delta-1}}{(I_h^\delta + I_f^\delta)^2}. \tag{2.13}$$

El modelo descrito en (2.12) puede ser utilizado para el análisis y diseño de esquemas de control de reguladores conmutados que procesen la energía generada por el módulo. En el capítulo 4 se presentan los resultados experimentales con un prototipo de 900 W, donde el voltaje de salida es 48 V. Como fuente de entrada, se utiliza el módulo de celda de combustible NEXA. Por otra parte, se realiza el diseño y la implementación de un controlador. Por otra parte, se muestran también resultados experimentales a lazo abierto y cerrado para validar el análisis realizado.

Capítulo 3

Convertidores de alta ganancia para sistemas de energía renovable

En la actualidad, existen aplicaciones con fuentes de energía renovables que requieren de un amplio rango de conversión de voltaje. Algunos ejemplos son los sistemas de generación distribuida y microredes de CD, los cuales operan con altos y regulados niveles de tensión. De acuerdo con lo anterior, un reto importante en un sistema de generación y procesamiento de energía con fuentes renovables es el diseño y funcionamiento apropiado del convertidor de potencia. El convertidor elevador convencional puede ser considerado para esta aplicación; sin embargo, esta configuración debe operarse con ciclos de trabajo elevados para lograr una alta conversión y por lo tanto, la frecuencia de conmutación está limitada debido al tiempo mínimo de apagado del interruptor activo [36]. Existen varios esquemas basados en convertidores tipo *Forward* y *Flyback* que han sido propuestos para procesar la energía de fuentes renovables. Estos esquemas incluyen un transformador, el cual incrementa el costo, volumen y pérdidas de potencia.

Los convertidores en cascada son estructuras sin transformador que proporcionan mayores relaciones de voltaje debido a la interconexión en serie de varios convertidores de DC-DC básicos [37], [38]. De manera particular, el convertidor cuadrático elevador con un solo interruptor activo presenta una ganancia de voltaje que viene dada por una función cuadrática del ciclo de trabajo. En la práctica, esta configuración proporciona relaciones de conversión de hasta diez veces, utilizando una sola señal de control [39]. La principal desventaja en este de esquema es el "sobre-estrés" de voltaje y corriente en los dispositivos de conmutación; por lo tanto, es necesario un sobredimensionamiento de los semiconductores.

Las configuraciones de convertidores que utilizan el principio de procesamiento de potencia redundante reducida (P^2R^2) consisten en la interconexión de dos convertidores de CD-CD básicos (reductor, elevador y reductor-elevador, principalmente) en configuración no-cascada [40]. Esto permite que la potencia redundante que fluye entre ambos convertidores sea mínima; además, se pueden lograr ganancias de voltaje similares a las obtenidas con las configuraciones en cascada [41]. Este tipo de convertidores fueron propuestos inicialmente para rectificadores controlados con altos factores de potencia [42]; sin embargo, algunas de estas configuraciones presentan características para ser utilizadas en aplicaciones para convertidores de CD-CD [43].

En la literatura especializada se han reportado diferentes técnicas para ampliar el rango de conversión de convertidores de CD-CD, las cuales utilizan elementos pasivos (condensadores, inductores y/o transformadores) en conjunto con interruptores activos y diodos. Estas técnicas incluyen condensadores/inductores conmutados, celdas multiplicadoras de voltaje, acoplamiento magnético, entre otros [44]. Cada uno de estos métodos se cataloga por el tipo de aplicación, nivel de complejidad, densidad de potencia y eficiencia. Es importante mencionar que dichas técnicas pueden ser aplicadas a las configuraciones existentes de convertidores de CD-CD, como pueden ser los convertidores básicos, en cascada, cuadráticos, redundantes, etc. Al utilizar los esquemas mencionados, se logra una reducción del estrés de voltaje en los dispositivos de conmutación y por lo tanto, se evita el sobredimensionamiento de los semiconductores.

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos del análisis de tres convertidores con ganancias de voltaje superiores a la que presenta el convertidor elevador básico. El rango de ganancia de voltaje para el primer convertidor es $1.5 \leq M \leq 9$, el rango para el segundo convertidor es $1.56 \leq M \leq 25$, mientras que el rango para el tercer convertidor es $1.87 \leq M \leq 45$. Se realizan pruebas experimentales para las tres configuraciones utilizando prototipos de laboratorio.

3.1. Convertidor elevador con amplio rango de conversión

En esta sección se realiza el estudio de un convertidor elevador no aislado con una ganancia superior al convertidor elevador básico. Esta configuración fue propuesta en [45]; sin embargo, en la publicación no se desarrolla el análisis para la obtención de los modelos

ni las condiciones de estado estable. La configuración está constituida por dos elementos activos de conmutación (operando con una sola señal PWM), dos inductores, un diodo y un condensador de salida. En el intervalo cuando ambos interruptores están encendidos t_{ENC}, los inductores se cargan en paralelo con la fuente de entrada, mientras que en el intervalo de apagado t_{APAG}, los inductores se descargan en serie a través del diodo de salida. Esta operación permite elevar el voltaje de entrada a un valor significativamente más alto que el convertidor elevador básico. Por otra parte, el estrés de voltaje en los dispositivos de conmutación es menor al voltaje de salida. Esta configuración es presentada en la Figura 3.1.

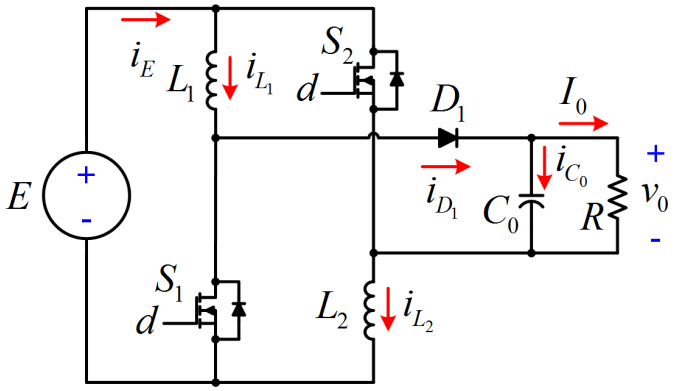


Figura 3.1. Configuración de convertidor elevador no aislado con amplio rango de conversión.

En este sentido, la contribución de este estudio es la obtención de los modelos (no lineal conmutado, no lineal promedio y lineal promedio), los cuales describen la dinámica del convertidor. A partir del modelo no lineal promedio, se desarrollan las expresiones en estado estable del convertidor, así como la expresión de ganancia de voltaje. Se realizan resultados experimentales con un prototipo de laboratorio de 250 W, utilizando como fuente de entrada el módulo de celda de combustible NEXA. Cabe mencionar que los resultados obtenidos en este estudio fueron publicados en [46].

3.1.1. Análisis del convertidor

Se realiza el análisis asumiendo que el convertidor opera en MCC y por lo tanto, existen dos modos de operación. Debido al tipo de configuración, es recomendable que ambos inductores tengan del mismo valor de inductancia para evitar un desbalance de potencia ($L_1 = L_2 = L$). En la Figura 3.2 se muestran los circuitos equivalentes para cada modo de operación. En el intervalo t_{ENC}, los inductores almacenan energía y el condensador entrega potencia hacia la carga. En el intervalo t_{APAG}, la energía almacenada en los inductores es cedida al condensador y la carga.

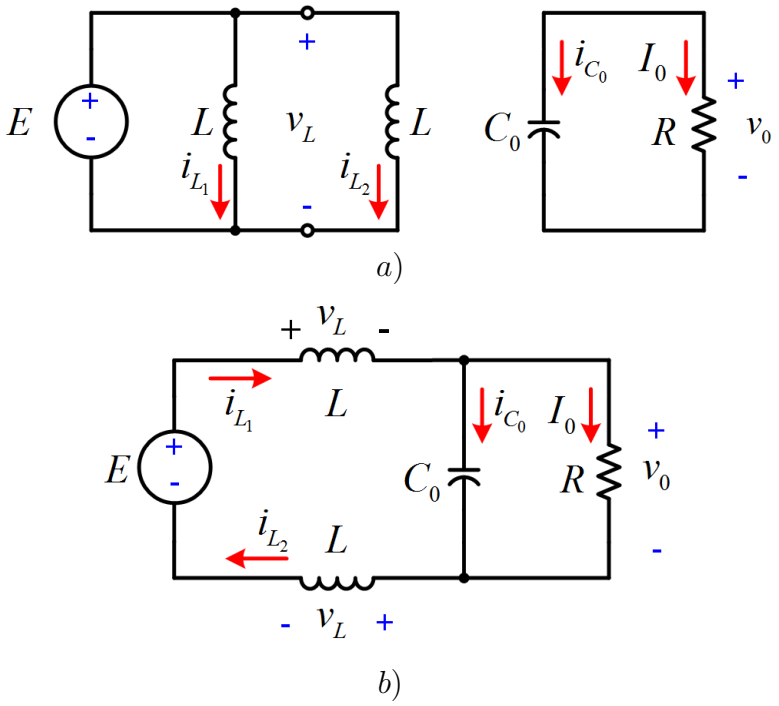


Figura 3.2. Modos de operación en MCC. *a*) Circuito equivalente para t_{ENC} y *b*) circuito equivalente para t_{APAG}.

Al aplicar la Ley de Voltajes de Kirchhoff (LVK) al primer circuito de la Figura 3.2 *a*) y sustituir la relación $v_L = L di_L/dt$, se tiene:

$$\begin{aligned} -E + v_L &= 0 \\ L\frac{di_L}{dt} &= E \end{aligned} \tag{3.1}$$

Ahora, se aplica la Ley de Corrientes de Kirchhoff (LCK) al segundo circuito de la Figura 3.2 *a*) y se sustituye la relación $i_{C_0} = C_0(di_{C_0}/dt)$. Al realizar estas operaciones se obtiene:

$$\begin{aligned} i_{C_0} + I_0 &= 0 \\ C_0\frac{dv_0}{dt} &= -\frac{v_0}{R} \end{aligned} \tag{3.2}$$

En el intervalo t_{APAG}, se aplica la LVK al circuito de la Figura 3.2 *b*) y se obtiene:

$$\begin{aligned} -E + 2v_L + v_0 &= 0 \\ L\frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{2}(E - v_0) \end{aligned} \tag{3.3}$$

Por último, se aplica la LCK al circuito de la Figura 3.2 *b*):

$$\begin{aligned} i_L - i_{C_0} - i_0 &= 0 \\ C_0 \frac{dv_0}{dt} &= i_L - \frac{v_0}{R} \end{aligned} \tag{3.4}$$

3.1.2. Modelo no lineal promedio

Las expresiones (3.1), (3.2), (3.3) y (3.4) representan las ecuaciones de estado para los modos de operación en t_{ENC} y t_{APAG}, respectivamente. Utilizando la señal de conmutación q como factor de ponderación, se obtiene el modelo no lineal conmutado:

$$\begin{aligned} \dot{i}_L &= \frac{1}{2L}\Big((1-q)v_0 + (1-q)e(t)\Big) \\ \dot{v}_0 &= \frac{1}{C_0}\Big((1-q)i_L - \frac{v_0}{R}\Big) \end{aligned} \tag{3.5}$$

La descripción anterior se puede generalizar como:

$$\dot{x}(t) = A(q)x(t) + B(q)e(t) \tag{3.6}$$

donde el vector de estado es $[i_L, v_0]^\top \in \mathbb{R}^2_+$, la señal de conmutación $q \in \{0,\ 1\}$ y el voltaje de entrada $e(t) \in \mathbb{R}$. Si se considera el valor promedio de la señal de conmutación (d), se obtiene el modelo no lineal promedio que se presenta en (3.7).

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{V}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2L}(1-d) \\ \frac{1}{C_0}(1-d) & -\frac{1}{C_0 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2L}(1-d) \\ 0 \end{bmatrix} E(t) \tag{3.7}$$

donde I_L y V_0 representan los valores promedio de i_L y v_0, respectivamente. El vector de estado es $[I_L, V_0]^\top \in \mathbb{R}^2_+$, la entrada $E(t) \in \mathbb{R}$ y la señal $d \in (0\ \ 1)$.

3.1.3. Puntos de equilibrio

La relación entre la corriente de entrada i_E y la corriente en cada inductor (asumiendo que existe un balance de potencia) para t_{enc} es $i_L = i_E/2$, mientras que para t_{apag} es $i_L = i_E$. De acuerdo a lo anterior, el valor de la corriente en los inductores es:

$$I_L = \left(1 - \frac{d}{2}\right) i_E \tag{3.8}$$

Los puntos de equilibrio pueden encontrarse a partir de la expresión (3.7), al considerar que $\dot{I}_L = 0$ y $\dot{V}_0 = 0$ y como señal de control al ciclo de trabajo D. Realizando las correspondientes operaciones algebraica se obtiene:

$$\begin{aligned} I_L =& \frac{(1+D)}{1-D}\frac{E}{R} = \frac{V_0^2}{(1+D)ER} \\ V_0 =& \frac{(1+D)}{1-D}E \end{aligned} \tag{3.9}$$

La ganancia de voltaje del convertidor se obtiene a partir del punto de equilibrio para V_0, la expresión resultante es:

$$M = \frac{V_0}{E} = \frac{(1+D)}{1-D} \tag{3.10}$$

Para encontrar el rizo de corriente en el inductor, se utiliza el circuito equivalente para t_{ENC} de la Figura 3.2 *a*). En este intervalo, se tiene la relación $v_L = E$, donde $v_L \cong \Delta i_L / t_{ENC}$ y $T_s = t_{ENC} + t_{APAG} = DT_s + (1-D)T_s$. La frecuencia de conmutación es $f_s = 1/T_s$, donde T_s es el periodo de conmutación. De acuerdo a lo anterior, la expresión para obtener el valor de inductancia en base al rizo de corriente es:

$$L = \frac{T_s E D}{\Delta i_L} = \frac{ED}{\Delta i_L f_s} \tag{3.11}$$

A continuación se describe el procedimiento para la obtención del valor de capacitancia en función del rizo de voltaje en el condensador de salida C_0. En el intervalo t_{ENC}, la corriente del condensador fluye hacia la carga y por lo tanto, el valor promedio de la corriente en el condensador es igual al valor promedio de la corriente de carga ($I_{C_0} = I_0$). El rizo de voltaje en el condensador C_0 es:

$$\begin{aligned} \Delta v_0 =& \int_0^{t_{ENC}} i_{C_0}(t)dt = \frac{I_0 t_{ENC}}{C_0} \\ C_0 =& \frac{T_s I_0 D}{\Delta v_0} = \frac{V_0 D}{R \Delta v_0 f_s} \end{aligned} \tag{3.12}$$

3.1.4. Modelo de pequeña señal

La linealización de sistemas conmutados alrededor de un punto de operación puede brindar resultados analíticos muy exactos sobre un intervalo específico de condiciones de

operación. En el caso del convertidor analizado, la linealización se realiza en de los puntos de equilibrio:

$$\mathcal{E} := (I_L, V_0) \in \mathbb{R}^2_+ \tag{3.13}$$

donde se obtiene el modelo lineal promedio e invariante en el tiempo del convertidor, el cual se presenta en (3.14).

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2L}(1-D) \\ \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{C_0 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E+V_0}{2L} \\ -\frac{V_0^2}{EC_0R(1+D)} \end{bmatrix} \tilde{d} \tag{3.14}$$

Esta representación puede ser expresada como:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A\tilde{x}(t) + B\tilde{d}(t) \tag{3.15}$$

donde $\tilde{x}(t) \in \mathbb{R}^2_+$ es el vector en espacio de estado, $\tilde{d} \in (0,1)$ es la entrada de control, A es una matriz constante en R^{2X2} y B es un vector constante en R^{2X1}. Este modelo describe el comportamiento del convertidor para frecuencias de hasta $f_s/2$ y no es adecuado para predecir oscilaciones subarmónicas debidas a las inestabilidades de rizo. De acuerdo con (3.13), el modelo lineal invariante en el tiempo mostrado en (3.14) representa la dinámica del convertidor en la vecindad del punto de equilibrio (I_L, V_0); por lo tanto, cada variable de estado y las señales de entrada pueden ser expresadas como la suma de las componentes de CD y CA, entonces:

$$\begin{aligned} i_L(t) &= I_L + \tilde{i}_L(t) \\ v_0(t) &= V_0 + \tilde{v}_0(t) \\ d(t) &= D + \tilde{d}(t) \end{aligned} \tag{3.16}$$

Aplicando la trasformada de Laplace al modelo mostrado en (3.14), se obtienen las funciones de transferencia $G_1(s) = \tilde{i}_L(s)/\tilde{d}(s)$ y $G_2(s) = \tilde{v}_0(s)/\tilde{d}(s)$, las cuales representan las funciones de transferencia de los estados respecto a la señal de control. Una vez realizado el procedimiento, las expresiones resultantes son:

$$\begin{aligned} G_1(s) &= \frac{b_1 s + b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \\ G_2(s) &= \frac{-c_1 s + c_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \end{aligned} \tag{3.17}$$

donde:

$$a_2 = 2LCR, \quad a_1 = 2L, \quad a_0 = RD - 2RD^2$$
$$b_1 = CR(V_0 + E), \quad b_0 = RI_L(1 - D) + V_0 + E$$
$$c_1 = 2LRI_L, \quad c_0 = R(1 - D)(V_0 + E)$$

3.1.5. Validación experimental

En la Figura 3.3 se muestra la plataforma experimental para validar el análisis realizado con este esquema de convertidor. Esta plataforma está constituida por el módulo de celda de combustible NEXA y un prototipo de 250 W con un voltaje de salida de 180 V y una frecuencia de conmutación de 100 kHz. Se incluye un condensador de acoplamiento C_f entre el módulo y el convertidor con la finalidad de reducir el rizo de corriente, ya que esta configuración presenta la desventaja de demandar una corriente pulsante. Para prevenir un posible daño permanente a las celdas de combustible que conforman el módulo, el rizo de la corriente de salida no debe sobrepasar el 30 % de su valor promedio; por lo tanto, no debe haber una conexión directa entre el módulo y el convertidor.

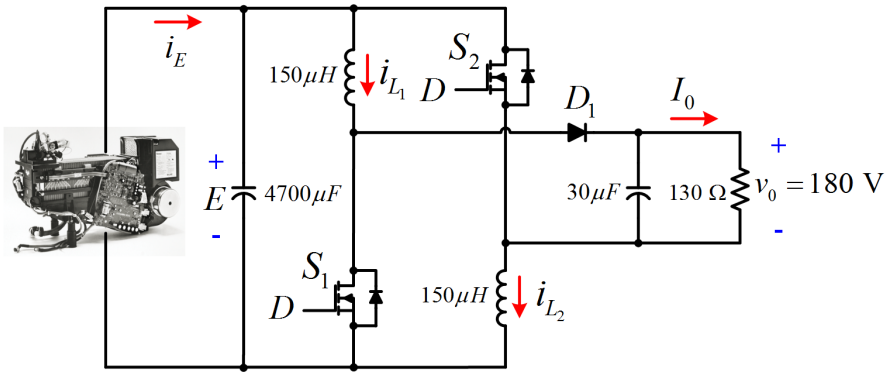


Figura 3.3. Plataforma experimental.

A continuación, se muestran las respuestas en frecuencia experimentales de las funciones de transferencia de los dos estados del convertidor, las cuales fueron obtenidas con el medidor de respuesta en frecuencia modelo 300 de AP Instruments. En la Figura 3.4, se presenta la respuesta en frecuencia de $\tilde{i}_L(s)/\tilde{d}(s)$. En esta gráfica se observa que existe un pico de resonancia a una frecuencia de 600 Hz. Por otra parte, la respuesta en frecuencia de $\tilde{v}_0(s)/\tilde{d}(s)$ se muestra en la Figura 3.5, donde se observa que el ancho de banda es de 35 kHz. Cabe mencionar que esta función de transferencia es de fase no mínima, ya que el cero se localiza en el lado derecho del plano complejo.

Para propósitos de control, es recomendable utilizar un lazo de voltaje (lazo externo) para regulación y un lazo de corriente (lazo interno) para mejorar la dinámica y lograr estabilidad del sistema. Debido al comportamiento de fase no mínima de la función de transferencia $\tilde{v}_0(s)/\tilde{d}(s)$, sería complicado establecer estabilidad con un solo lazo de control.

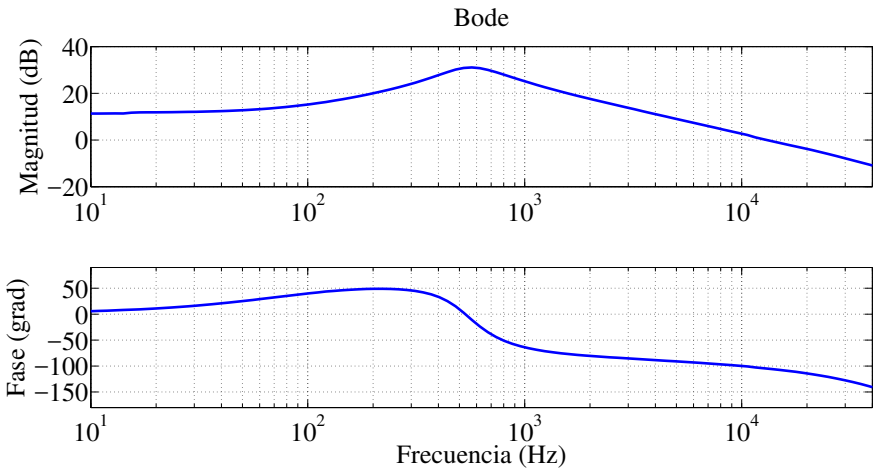


Figura 3.4. Función de transferencia de $\tilde{i}_L/\tilde{d}$. (Superior) Magnitud (20 dB/div), e (inferior) fase (50 °/div), (eje x en Hz).

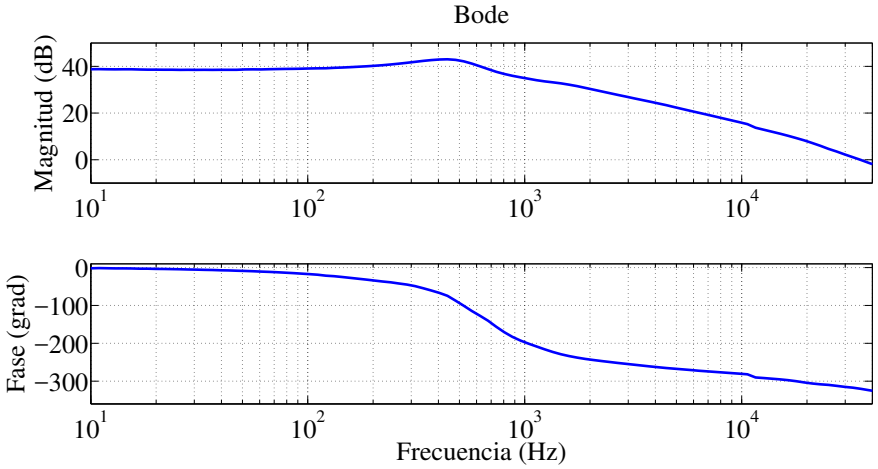


Figura 3.5. Función de transferencia de $\tilde{v}_{C_0}/\tilde{d}$. (Superior) Magnitud (20 dB/div), e (inferior) fase (100 °/div), (eje x en Hz).

En el siguiente resultado experimental se incluyen las corrientes a la entrada del convertidor, las cuales se muestran en la Figura 3.6. Se observa que las corrientes i_{L_2} e i_{L_1} tienen un valor promedio de 5 A y un rizo de 2.25 A. En la Figura 3.7 se presentan los voltajes de entrada y salida del convertidor. Se observa que el voltaje E tiene un valor de 33 V (voltaje de salida del módulo), mientras que el voltaje v_0 es de 180 V. Es

importante recalcar que el módulo de celda de combustible se comporta como una fuente no regulada de tensión dependiente de la corriente de salida.

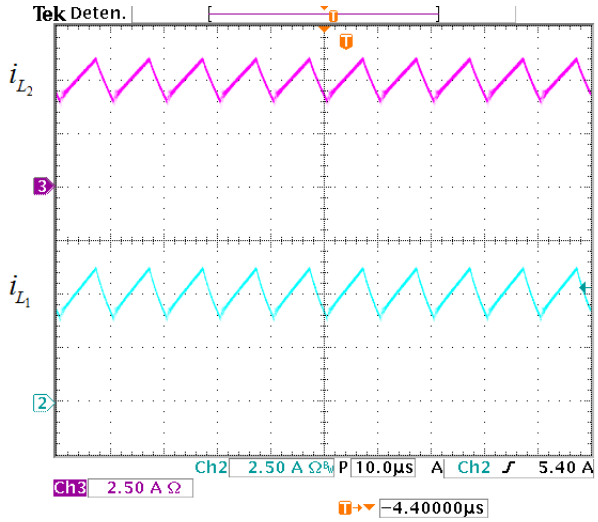


Figura 3.6. Formas de onda de corriente en los inductores del prototipo. (De superior a inferior) Corriente i_{L_1} (2.5 A/div) y corriente i_{L_1} (2.5 A/div) (10 μs/div).

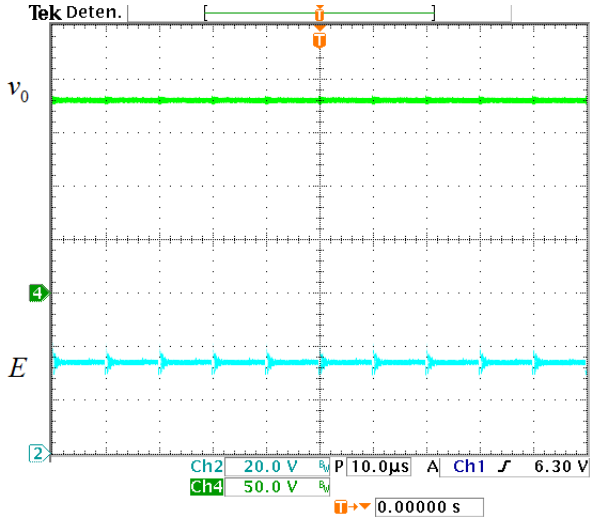


Figura 3.7. Voltajes de entrada y salida del convertidor. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_0 (50 V/div) y voltaje de entrada E (20 V/div) (10 μs/div).

3.2. Convertidor cuadrático elevador con estructura en no cascada

A continuación, se presenta el análisis de una configuración de convertidor cuadrático elevador que utiliza el principio de procesamiento de potencia redundante reducida, el cual

ha sido propuesto en este trabajo de tesis. Este esquema de convertidor es factible para procesar la energía generada por fuentes renovables como las celdas de combustible y las celdas fotovoltaicas. Lo anterior es debido a que demanda una corriente de entrada no pulsante y presenta una alta eficiencia energética.

Los esquemas con P^2R^2 pueden ser representados como una red de tres puertos (entrada, transferencia de energía y carga), donde el voltaje de entrada, los elementos de transferencia y la carga son conectados a través de convertidores conmutados. Las gráficas de flujo de potencia de los cuatro esquemas generales de convertidores con P^2R^2 se muestran en la Figura 3.8.

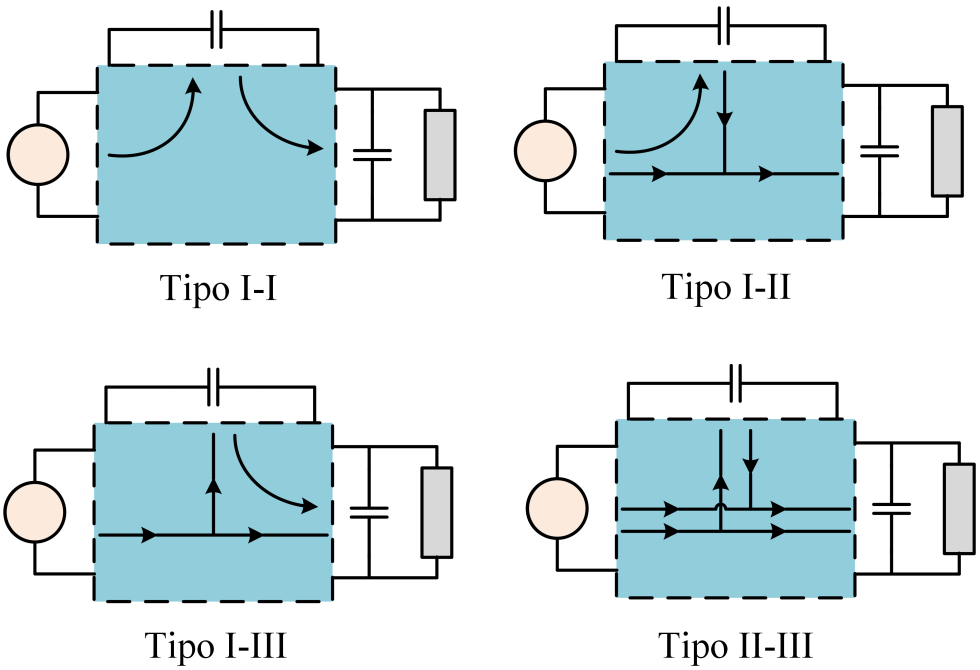


Figura 3.8. Gráficas de flujo de potencia para las cuatro principales estructuras de convertidores con P^2R^2.

Si se considera que el flujo de potencia puede ser manipulado por un convertidor de CD-CD (dos convertidores en total), entonces existen dieciséis diferentes posibilidades de configuración. Por simplicidad, se utilizan convertidores básicos para generar los esquemas; sin embargo, se pueden emplear convertidores con estructuras más complejas. Como se muestra en la Figura 3.9, el esquema propuesto se clasifica en la configuración tipo I-IIIB [42].

La configuración propuesta está constituida un convertidor elevador básico (convertidor 1), un convertidor reductor elevador (convertidor 2) y un condensador de transferencia de energía, como se muestra en la Figura 3.10. Una de las ventajas del convertidor propuesto es que las corrientes en ambos inductores son no pulsantes y con rizos dependientes de los valores de inductancias.

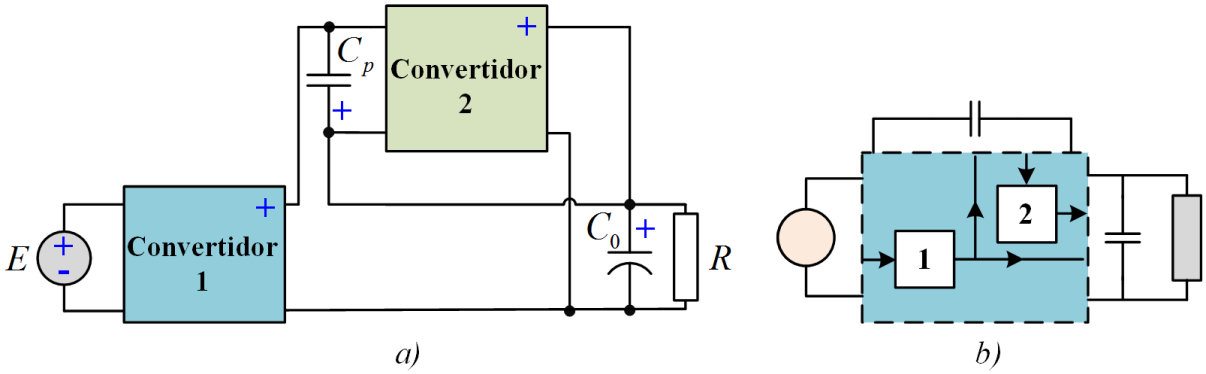


Figura 3.9. Clasificación del convertidor propuesto. *a*) Diagrama esquemático del convertidor propuesto y *b*) gráfica de flujo de potencia para la configuración tipo I-IIIB.

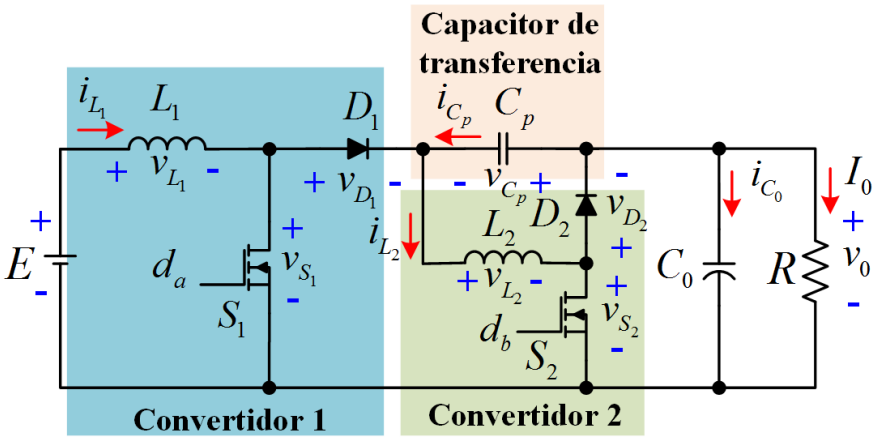


Figura 3.10. Configuración propuesta de convertidor cuadrático elevador con P^2R^2.

3.2.1. Descripción y operación de la configuración propuesta

De acuerdo con la Figura 3.10, el voltaje de entrada es E, las corrientes y voltajes a través de los inductores L_1 y L_2 son definidos como i_{L_1}, v_{L_1}, i_{L_2} y v_{L_2}, respectivamente. Las corrientes y voltajes a través de los condensadores C_p y C_0 son v_{C_p}, i_{C_p}, v_0 y i_{C_0}, respectivamente. Por otra parte, los voltajes a través de S_1, D_1, S_2 y D_2 son representados por v_{S1}, v_{D_1}, v_{S2} y v_{D_2}, respectivamente. Finalmente, la corriente que circula por la carga

R es definida como I_0. En la Figura 3.11 se muestran los circuitos equivalentes cuando ambos interruptores están encendidos y apagados, respectivamente.

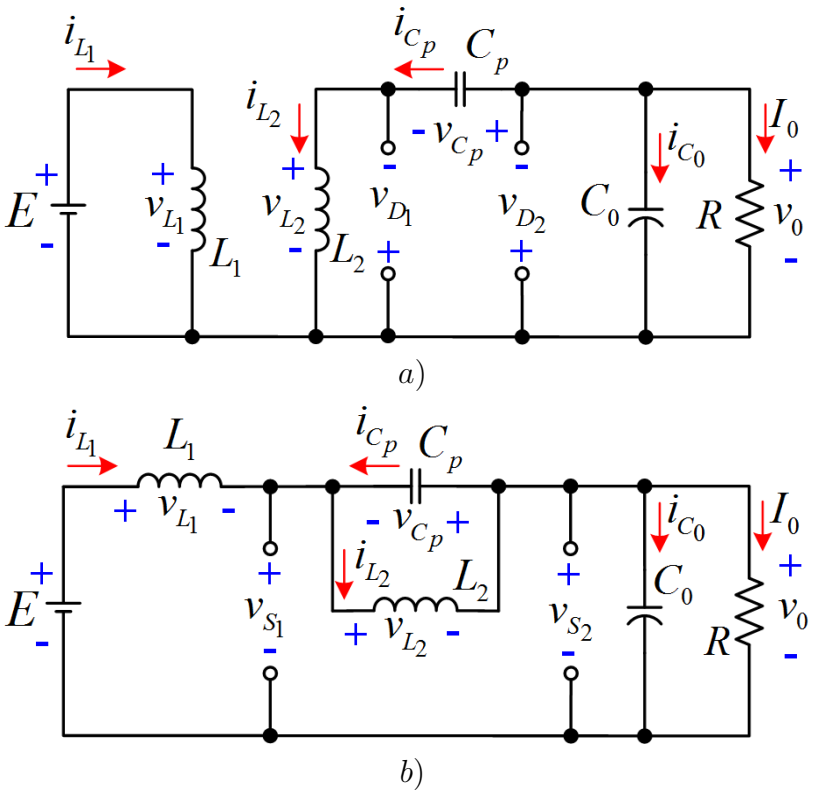


Figura 3.11. Modos de operación de la configuración propuesta. a) Circuito equivalente cuando $d_a = d_b = 1$, y b) circuito equivalente cuando $d_a = d_b = 0$.

En base a los circuitos mostrados en la Figura 3.11, se tienen dos modos de operación para la configuración propuesta. El primer modo ocurre en el intervalo t_{ENC}, mientras que el segundo modo se presenta en el intervalo t_{APAG}. La descripción para ambos modos de operación es:

- Modo I [t_{ENC}]: los interruptores activos S_1 y S_2 están encendidos. En este intervalo, los diodos D_1 y D_2 no conducen; por lo tanto, el inductor L_1 se carga a través de la fuente de alimentación E, el inductor L_2 es cargado por C_p y la energía almacenada en C_0 es entregada a la carga R. El circuito equivalente para este modo de operación se muestra en la figura 3.11 a).

- Modo II [t_{APAG}]: los interruptores activos S_1 y S_2 están apagados. En este intervalo, el condensador C_p es cargado por el inductor L_1, la energía almacenada en el inductor

L_2 es entregada a la carga R y al condensador C_0. El circuito equivalente para este modo de operación se muestra en la figura 3.11 *b*).

3.2.2. Análisis en estado estable

A continuación se realiza el análisis para obtener los valores en estado estable de la configuración propuesta. Para comenzar, algunas suposiciones son realizadas con el fin de simplificar el análisis:

- El análisis es realizado para MCC.
- Los interruptores activos S_1, S_2 y los diodos D_1, D_2 son considerados como componentes ideales.
- Los interruptores activos operan con una sola señal PWM; por lo tanto, $D_a = D_b = D$, donde D es el ciclo de trabajo, T_s es el periodo de la señal PWM, y $f_s = 1/T_s$ es la frecuencia de conmutación.
- Para la operación en estado estable, $T_s = t_{ENC} + t_{APAG}$, $t_{ENC} = DT_s$ y $t_{APAG} = (1-D)T_s$.

Las formas de onda de corriente y voltaje de la configuración propuesta se muestran en la Figura 3.12. Como se observa, las corrientes en ambos inductores son no pulsantes.

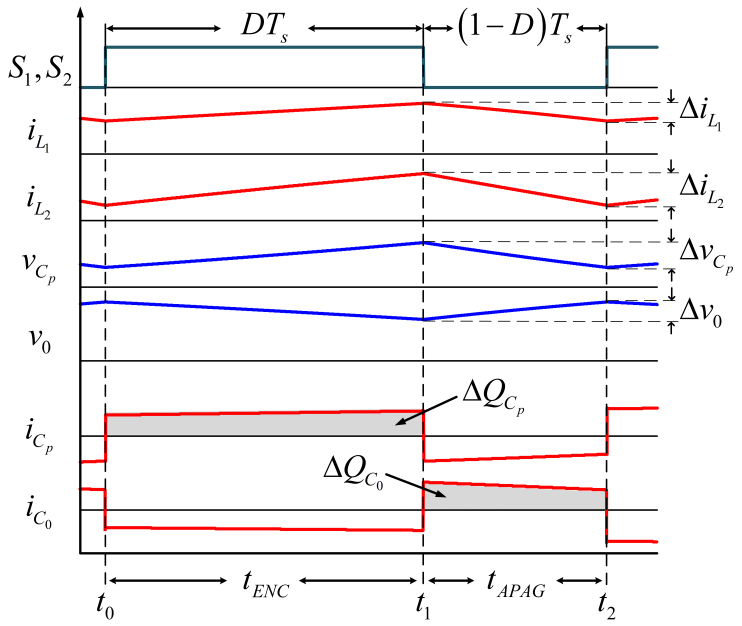


Figura 3.12. Formas de onda de corriente y voltaje para un periodo de conmutación.

Al aplicar el principio del balance volt-segundo a L_1 y L_2 se tiene:

$$\begin{aligned} EDT_s + (E + V_{C_p} - V_0)(1 - D)T_s = 0 \\ (-V_{C_p} + V_0)DT_s - V_{C_p}(1 - D)T_s = 0 \end{aligned} \tag{3.18}$$

Utilizando las relaciones anteriores, se obtiene dos expresiones para V_{C_p}:

$$\begin{aligned} V_{C_p} &= V_0 - \frac{E}{(1 - D)} \\ V_{C_p} &= DV_0 \end{aligned} \tag{3.19}$$

Combinando las expresiones anteriores, se obtiene la siguiente relación:

$$V_0 = \frac{E}{(1 - D)^2} \tag{3.20}$$

entonces, la ganancia de voltaje del convertidor es:

$$M = \frac{1}{(1 - D)^2} \tag{3.21}$$

De acuerdo con la industria de las fuentes conmutadas, se sugiere que los convertidores de CD-CD sean diseñados tomando en cuenta ciertas especificaciones. Típicamente, el rizo de voltaje en el condensador $r_V = (\Delta v_C/2)/V_C$ debe encontrarse en el rango del 1 % al 2 % del valor promedio de voltaje. Por otra parte, el rizo de corriente en el inductor $r_I = (\Delta i_L/2)/I_L$ debe encontrarse en un rango entre el 20 % y el 30 % del valor promedio de corriente. Debido a lo anterior, es necesario encontrar las expresiones para el cálculo de capacitancias e inductancias en función de los rizos, con la finalidad de satisfacer los requerimientos anteriores. Los valores de las inductancias L_1 y L_2 se obtienen a partir del circuito mostrado en la Figura 3.11 *a*). Para un valor de inductancia suficientemente grande (operación en MCC), la corriente del inductor se incrementa linealmente desde el valor mínimo hasta el valor máximo, como se muestra en la Figura 3.12. El voltaje en las terminales de los inductores L_1 y L_2 son, respectivamente:

$$\begin{aligned} V_{L_1} &= L_1 \frac{\Delta I_{L_1}}{t_{ON}} = E \\ V_{L_2} &= L_2 \frac{\Delta I_{L_2}}{t_{ON}} = -V_{C_p} + V_0 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Substituyendo $t_{ON} = DT_s$, $V_{C_p} = DV_0$ y $V_0 = E/(1-D)^2$ en (3.22), las relaciones para los rizos de corriente en los inductores son:

$$\begin{aligned} \Delta i_{L_1} &= \frac{ED}{L_1 f_s} \\ \Delta i_{L_2} &= \frac{ED}{(1-D)L_2 f_s} \end{aligned} \tag{3.23}$$

Ahora, el valor promedio de la corriente que circula a través de L_1 puede ser calculado asumiendo que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida del convertidor ($P_I = P_0$):

$$\begin{aligned} EI_{L_1} &= \frac{V_0^2}{R} \\ I_{L_1} &= \frac{E}{R(1-D)^4} \end{aligned} \tag{3.24}$$

En el intervalo t_{APAG}, ambas corrientes de inductor tienen el mismo valor, entonces:

$$\begin{aligned} I_{L_2} &= (1-D)I_{L_1} \\ I_{L_2} &= \frac{E}{R(1-D)^3} \end{aligned} \tag{3.25}$$

Los valores máximos y mínimos que alcanzan las corrientes son:

$$\begin{aligned} I_{L_{1_{MAX}}} &= I_{L_1} + \frac{\Delta i_{L_1}}{2}, \quad I_{L_{1_{MIN}}} = I_{L_1} - \frac{\Delta i_{L_1}}{2} \\ I_{L_{2_{MAX}}} &= I_{L_2} + \frac{\Delta i_{L_2}}{2}, \quad I_{L_{2_{MIN}}} = I_{L_2} - \frac{\Delta i_{L_2}}{2} \end{aligned} \tag{3.26}$$

En los convertidores de CD-CD, es importante encontrar el valor crítico para operación en MCC. En el caso del convertidor propuesto, los valores críticos de inductancias se obtienen a partir de:

$$\begin{aligned} 0 &= I_{L_1} - \frac{\Delta i_{L_1}}{2} \\ 0 &= I_{L_2} - \frac{\Delta i_{L_2}}{2} \end{aligned} \tag{3.27}$$

por lo tanto, las condiciones para operación en MCC son:

$$\begin{aligned} L_1 &> \frac{DR(1-D)^4}{2f_s} \\ L_2 &> \frac{DR(1-D)^2}{2f_s} \end{aligned} \tag{3.28}$$

La relación de carga en un condensador es expresada como $Q_C = Cv_C$, donde C es la capacitancia y v_C es el voltaje en las terminales del condensador. La variación de carga es $\Delta Q_C = C\Delta v_C$, donde ΔQ_C es el área bajo la curva de la corriente que circula a través del condensador, cuando éste almacena energía. La expresión Δv_C representa el rizo de voltaje. Para t_{ENC}, el condensador C_p es cargado por la corriente i_{L_2} ($i_{L_2} = i_{C_p}$), como se muestra en la Figura 3.12. Calculando el área bajo la curva de corriente de i_{L_2} para el intervalo t_{ENC}, se tiene:

$$\begin{aligned} \Delta Q_{C_p} &= \int_{t_0}^{t_1} i_{L_2}(t)dt = C_p \Delta v_{C_p} \\ \Delta v_{C_p} &= \frac{V_{C_p}}{R(1-D)C_p f_s} \end{aligned} \tag{3.29}$$

En el intervalo t_{APAG}, la corriente en el condensador C_0 es $i_{C_0} = i_{L_1} - I_0$. De acuerdo con lo anterior, se obtienen las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} \Delta Q_{C_0} &= \int_{t_1}^{t_2} [i_{L_1}(t) - I_0]dt = C_0 \Delta v_0 \\ \Delta v_0 &= \frac{V_0 D(2-D)}{R(1-D)C_0 f_s} \end{aligned} \tag{3.30}$$

El estrés de corriente y voltaje en los semiconductores S_1, D_{S1}, S_2 y D_{S2} se calcula a partir de los circuitos equivalentes presentados en la Figura 3.11. Las expresiones para obtener los valores de estrés de corriente son:

$$\begin{aligned} I_{SS_{S_1}} = I_{SS_{D_1}} &= I_{L_1} + \frac{\Delta i_{L_1}}{2} = \frac{E[2L_1 f_s + DR(1-D)^4)]}{2R(1-D)^4 L_1 f_s} \\ I_{SS_{S_2}} = I_{SS_{D_2}} &= I_{L_2} + \frac{\Delta i_{L_2}}{2} = \frac{E[2L_2 f_s + DR(1-D)^2)]}{2R(1-D)^3 L_2 f_s} \end{aligned} \tag{3.31}$$

Las relaciones para calcular los voltajes de estrés en los semiconductores se presentan en (3.32). Como se observa, el estrés de voltaje en el segundo convertidor es igual al voltaje de salida.

$$\begin{aligned} V_{SS_{S_1}} &= -V_{SS_{D_1}} = V_0(1-D) \\ V_{SS_{S_2}} &= -V_{SS_{D_2}} = V_0 \end{aligned} \tag{3.32}$$

La selección de los dispositivos de conmutación se realiza con base a los valores de estrés de corriente y voltaje; por lo tanto, la obtención de las expresiones para el cálculo de estos valores es fundamental en el diseño del convertidor.

3.2.3. Modelo no lineal promedio

Ahora, se realiza el análisis para obtener el modelo no lineal promedio de la configuración propuesta. Las ecuaciones de estado se pueden obtener al aplicar las leyes de Kirchhoff a los circuitos equivalentes de la Figura 3.11. Para el intervalo t_{ENC}, las ecuaciones de estado resultantes son mostradas en (3.33). La configuración propuesta representa un sistema de cuarto orden, en donde los estados son las corrientes de inductores y los voltajes en los condensadores.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{L_1} &= \frac{1}{L_1}\Big(E\Big) \\ \dot{i}_{L_2} &= \frac{1}{L_2}\Big(-v_{C_p}+v_0\Big) \\ \dot{v}_{C_p} &= \frac{1}{v_{C_p}}\Big(i_{L_2}\Big) \\ \dot{v}_{C_0} &= \frac{1}{C_0}\Big(-i_{L_2}-\frac{v_0}{R}\Big) \end{aligned} \tag{3.33}$$

En el intervalo t_{APAG}, las ecuaciones de estado son:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{L_1} &= \frac{1}{L_1}\Big(v_{C_p}-v_0+E\Big) \\ \dot{i}_{L_2} &= \frac{1}{L_2}\Big(-v_{C_p}+v_0\Big) \\ \dot{v}_{C_p} &= \frac{1}{v_{C_p}}\Big(i_{L_2}\Big) \\ \dot{v}_{C_0} &= \frac{1}{C_0}\Big(-i_{L_2}-\frac{v_0}{R}\Big) \end{aligned} \tag{3.34}$$

Utilizando la función de conmutación q como factor de peso, el modelo no lineal conmutado es:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_p} \\ \dot{v}_{C_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(1-q)}{L_1} & -\frac{(1-q)}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & \frac{q}{L_2} \\ -\frac{(1-q)}{C_p} & \frac{1}{C_p} & 0 & 0 \\ \frac{(1-q)}{C_0} & -\frac{q}{C_0} & 0 & -\frac{1}{RC_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_p} \\ v_{C_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e(t) \tag{3.35}$$

La descripción anterior se puede generalizar como:

$$\dot{x}(t) = A(q)x(t) + B(q)e(t) \tag{3.36}$$

donde el vector de espacio de estados es $x(t) = [i_{L_1}, i_{L_2}, v_{C_p}, v_0]^\top \in \mathbb{R}^4_+$, la señal de conmutación $q \in \{0,\ 1\}$, y el voltaje de entrada $e(t) \in \mathbb{R}$.

Al realizar un promedio de la representación anterior y considerando a d como la señal de control, se obtiene el modelo no lineal promedio descrito en (3.37).

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{L_1} \\ \dot{I}_{L_2} \\ \dot{V}_{C_p} \\ \dot{V}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(1-d)}{L_1} & -\frac{(1-d)}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & \frac{d}{L_2} \\ -\frac{(1-d)}{C_p} & \frac{1}{C_p} & 0 & 0 \\ \frac{(1-d)}{C_0} & -\frac{d}{C_0} & 0 & -\frac{1}{RC_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L_1} \\ I_{L_2} \\ V_{C_p} \\ V_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E \tag{3.37}$$

donde el vector de estados $X(t) = [I_{L_1}, I_{L_2}, V_{C_p}, V_0]^\top \in \mathbb{R}^4_+$ representa los valores promedio de $x(t) = [i_{L_1}, i_{L_2}, v_{C_p}, v_0]^\top$. La señal de entrada $E \in \mathbb{R}$ y $d \in (0, 1)$.

3.2.4. Modelo de pequeña señal

La linealización de sistemas no lineales es un procedimiento útil para el análisis y diseño de controladores lineales. Este procedimiento describe el comportamiento del convertidor ante pequeñas perturbaciones en un punto de operación, las cuales son aplicadas a las señales de entrada [47].

De acuerdo con lo anterior, cada variable de estado y señales de entrada pueden ser expresadas como la suma de las componentes de CD y CA, entonces:

$$\begin{aligned} i_{L_1}(t) &= I_{L_1} + \tilde{i}_{L_1}(t) \\ i_{L_2}(t) &= I_{L_2} + \tilde{i}_{L_2}(t) \\ v_{C_p}(t) &= V_{C_p} + \tilde{v}_{C_p}(t) \\ v_0(t) &= V_0 + \tilde{v}_0(t) \\ d(t) &= D + \tilde{d}(t) \\ e(t) &= E + \tilde{e}(t) \end{aligned} \tag{3.38}$$

donde I_{L_1}, I_{L_2}, V_{C_p}, V_0, D, E representan las componentes de CD, mientras que $\tilde{i}_{L_1}(t)$, $\tilde{i}_{L_2}(t)$, $\tilde{v}_{C_p}(t)$, $\tilde{v}_0(t)$, $\tilde{d}(t)$, $\tilde{e}(t)$ son las componentes de CA. En estado estable, las componentes de CA son despreciables.

Linealizando en el punto de equilibrio:

$$\mathcal{E} := (I_{L_1}, I_{L_2}, V_{C_p}, V_0) \in \mathbb{R}^4_+ \tag{3.39}$$

La representación lineal del sistema mostrado en (3.37) puede expresarse de manera general como:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A\tilde{x}(t) + B\tilde{u}(t) \tag{3.40}$$

El modelo lineal promedio resultante es:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_p} \\ \dot{\tilde{v}}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(1-D)}{L_1} & -\frac{(1-D)}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & \frac{D}{L_2} \\ -\frac{(1-D)}{C_p} & \frac{1}{C_p} & 0 & 0 \\ \frac{(1-D)}{C_0} & -\frac{d}{C_0} & 0 & -\frac{1}{RC_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{v}_{C_p} \\ \tilde{v}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1(1-D)} & \frac{1}{L_1} \\ \frac{E}{L_2(1-D)^2} & 0 \\ \frac{E}{RC_p(1-D)^4} & 0 \\ -\frac{E(2-D)}{RC_0(1-D)^4} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} \tag{3.41}$$

El vector en espacio de estado es $\tilde{x}(t) \in \mathbb{R}^4_+$, $[\tilde{d}, \tilde{e}]^\top \in \mathbb{R}^2_+$ es el vector de entrada, A es una matriz constante en R^{4X4} y B es una matriz constante en R^{4X2}. El modelo descrito en 3.41 aproxima el comportamiento del convertidor hasta frecuencias por debajo de $f_s/2$ y no es apto para predecir oscilaciones subarmónicas debidas a las inestabilidades de rizos.

Aplicando la trasformada de Laplace al modelo mostrado en (3.41), se obtienen las funciones de transferencia $G_1(s) = \tilde{i}_{L_1}(s)/\tilde{d}(s)$, $G_2(s) = \tilde{i}_{L_2}(s)/\tilde{d}(s)$, $G_3(s) = \tilde{v}_{C_p}(s)/\tilde{d}(s)$ y $G_4(s) = \tilde{v}_0(s)/\tilde{d}(s)$. Estas relaciones representan las funciones de transferencia de los cuatro estados respecto a la señal de control. Una vez realizado el procedimiento, las expresiones resultantes son mostradas en (3.42).

$$\begin{aligned}
G_1(s) &= K_1 \frac{s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \\
G_2(s) &= K_2 \frac{s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \\
G_3(s) &= K_2 \frac{s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \\
G_4(s) &= K_2 \frac{s^3 + f_2 s^2 + f_1 s + f_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}
\end{aligned} \tag{3.42}$$

Los coeficientes de las funciones de transferencia se calculan como:

$$K_2 = \frac{E}{R(1-D)^3}, \quad K_1 = \frac{E}{R(1-D)^4}, \quad a_3 = \frac{1}{RC_0}$$

$$a_2 = \frac{1}{C_p} + \frac{D^2}{L_1 C_0} + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_p} + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_0}, \quad a_1 = \frac{1}{RL_2 C_p C_0} + \frac{(1-D)^2}{RL_1 C_p C_0}$$

$$a_0 = \frac{(1-D)^4}{L_1 L_2 C_p C_0}, \quad b_2 = \frac{1}{RC_p(1-D)^2} + \frac{(D^2 - 3D + 3)}{RC_0(1-D)^2}$$

$$b_1 = \frac{1}{R^2 C_p C_0 (1-D)^2} + \frac{2}{L_2 C_0} + \frac{D^2(D^2 - D + 1)}{L_2 C_0 (1-D)^2}, \quad b_0 = \frac{4}{RL_2 C_p C_0}$$

$$c_2 = \frac{(C_p D^2 - C_p D + C_p - C_0)}{RC_p C_0 (1-D)^2}$$

$$c_1 = \frac{1}{R^2 C_p C_0 (1-D)^2} - \frac{(4D^4 + 8D^3 - 12D^2 + 8D - 2)}{L_1 C_p (1-D)^2} + \frac{(D^5 + 4D^4 - 3D + 1)}{L_1 C_0 (1-D)^2}$$

$$c_0 = \frac{3}{RC_p C_0 (1-D)^2}, \quad d_2 = \frac{1}{RC_0} - \frac{R(1-D)}{L_1} + \frac{R(1-D)}{L_2}$$

$$d_1 = \frac{1 + D(D - 4/3)}{L_2 C_0} - \frac{(2 - D)(1 - D)^3}{L_1 C_0}, \quad d_0 = \frac{R(1 + D)(1 - D)^5}{L_1 L_2 C_0}$$

$$f_2 = \frac{R(1 - D)^4}{L_1(2 - D)} - \frac{RD(1 - D)^4}{L_2(2 - D)}$$

$$f_1 = \frac{2D^3}{L_1 L_2 C_p(2 - D)} - \frac{(3D^2 - 3D + 1)}{L_1 C_p(2 - D)} - \frac{2(1 - D)}{L_2 C_p(2 - D)}, \quad f_0 = \frac{2R(1 - D)^5}{L_1 L_2 C_p(2 - D)}$$

Es importante mencionar que $G_1(s)$, $G_2(s)$, $G_3(s)$ y $G_4(s)$ son las funciones de transferencia utilizadas para propósitos de retroalimentación.

3.2.5. Análisis de eficiencia energética

Para complementar el análisis de la configuración propuesta, a continuación se presenta el desarrollo para calcular las pérdidas en cada componente del convertidor. De acuerdo a [48], el circuito equivalente del convertidor que incluye los elementos parásitos de los componentes se muestra en la Figura 3.13.

Las resistencias R_{L_1}, R_{L_2}, R_{C_p}, R_{C_0}, R_{D1}, R_{D2}, R_1 y R_2 son las resistencias serie equivalentes (ESR) de L_1, L_2, C_p, C_0, D_1, D_2, M_1 y M_2, respectivamente. Los voltajes $V_{F_{D1}}$ y $V_{F_{D2}}$ son los voltajes de caída directa de D_1 y D_2. El voltaje de compuerta para S_1 y S_2 es V_g.

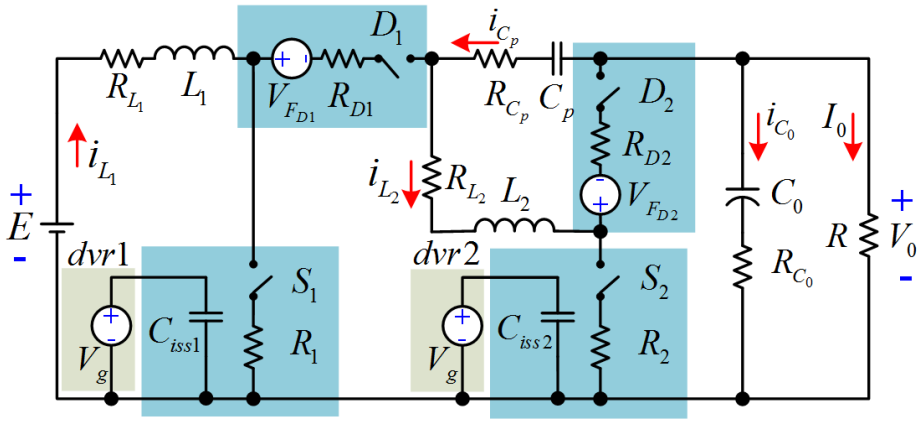


Figura 3.13. Circuito equivalente del convertidor que incluye los elementos parásitos.

Aplicando el principio del balance volt-segundo a L_1 y $L2$, se obtienen dos expresiones para el cálculo de V_{C_p}. De estas dos expresiones, es posible encontrar la relación de ganancia de voltaje del convertidor. La ecuación resultante se muestra en (3.43) y como se puede observar, es de tercer orden. Para obtener el ciclo de trabajo D, es necesario resolver (3.43)

y seleccionar la raíz adecuada.

$$D^3 + AD^2 + BD + C = 0 \tag{3.43}$$

donde:

$$A = \frac{(2R_2 - R_{L_2} - 3R_{D2})V_0^2 - ER(V_0 + V_{F_{D2}})}{(R_{D2} - R_2)V_0^2}$$

$$B = \frac{(R_{D1} + 3R_{D2} + 2R_{L_2} - R_1 - R_2)V_0^2}{(R_{D2} - R_2)V_0^2} + \frac{ER(2V_0 + V_{F_{D1}} + 2V_{F_{D2}})}{(R_{D2} - R_2)V_0^2}$$

$$C = \frac{ER(E - V_0 - V_{F_{D1}} - V_{F_{D2}})}{(R_{D2} - R_2)V_0^2} - \frac{(R_{D1} + R_{D2} + R_{L1} + R_{L2})V_0^2}{(R_{D2} - R_2)V_0^2}$$

En la Tabla 3.1 se muestran las expresiones para calcular las pérdidas de los componentes del convertidor. En las expresiones se incluyen las pérdidas por conducción y conmutación.

Tabla 3.1. Cálculo de pérdidas en los componentes del convertidor.

Inductores	$P_{perd_L1} = I^2_{L1_{RMS}} R_{L1}$ $P_{perd_L2} = I^2_{L2_{RMS}} R_{L2}$
Capacitores	$P_{perd_CP} = I^2_{CP_{RMS}} R_{C_P}$ $P_{perd_C0} = I^2_{C0_{RMS}} R_{C_0}$
Diodos	$P_{perd_D_1} = I^2_{D1_{RMS}} R_{D_1} + I_{L_1} V_{F_{D1}} + \frac{1}{2} C_{J_D1} V_{S_1}$ $P_{perd_D_2} = I^2_{D2_{RMS}} R_{D_2} + I_{L_2} V_{F_{D2}} + \frac{1}{2} C_{J_D2} V_{S_2}$
Interruptores	$P_{perd_S_1} = I^2_{S1_{RMS}} R_{ON1} + \frac{1}{2}(t_{rr1} + t_{ff1}) I_{L_1} V_{S_1}$ $P_{lperd_S_2} = I^2_{S2_{RMS}} R_{ON2} + \frac{1}{2}(t_{rr2} + t_{ff2}) I_{L_2} V_{S_2}$
Controladores de compuerta	$P_{perd_dvr1} = \frac{1}{2} C_{iss1} V_g^2 f_s$ $P_{perd_dvr2} = \frac{1}{2} C_{iss2} V_g^2 f_s$

Las capacitancias de unión de los diodos D_1 y D_2 son C_{J_D1} y C_{J_D2}, respectivamente. Los intervalos de tiempo son $t_{rr1} = t_{r1} + t_{ON1}$, $t_{rr2} = t_{r2} + t_{ON2}$, $t_{ff1} = t_{f1} + t_{OFF1}$ y $t_{ff2} = t_{f2} + t_{OFF2}$, donde t_{r1}, t_{ON1}, t_{r2}, t_{ON2}, t_{f1}, t_{OFF1}, t_{f2} y t_{OFF2} son el tiempo de subida, tiempo de retardo de encendido, tiempo de bajada y tiempo de retardo de apagado de M_1 y M_2, respectivamente. Por otra parte, los voltajes en los interruptores son $V_{S1} = (1 - D)V_0$ y $V_{S2} = V_0$. Los elementos C_{iss1} y C_{iss2} son las capacitancias de entrada de S_1 y S_2, respectivamente.

Los valores RMS de las corrientes son:

$$I^2_{S1_{RMS}} = I^2_{L_1} D, \quad I^2_{D1_{RMS}} = I^2_{L_1}(1-D), \quad I^2_{S2_{RMS}} = I^2_{L_2} D, \quad I^2_{D2_{RMS}} = I^2_{L_2}(1-D)$$
$$I^2_{CP_{RMS}} = \frac{ED(D^2-D+1)}{R^2(1-D)^8}, \; I^2_{C0_{RMS}} = \frac{E^2 D(2-D)^2}{R^2(1-D)^7}$$

La potencia total perdida es la suma de todas las potencias consumidas por cada componente del convertidor, entonces:

$$\begin{aligned} P_{Tperd} = & P_{perd_L1} + P_{perd_L2} + P_{perd_CP} + P_{perd_C0} + P_{perd_D_1} + P_{perd_D_2} \\ & + P_{perd_S_1} + P_{perd_S_2} + P_{perd_dvr1} + P_{perd_dvr2} \end{aligned} \tag{3.44}$$

La eficiencia energética puede ser definida en términos de la potencia de salida del convertidor P_0, esto es:

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_{Tperd}} \tag{3.45}$$

3.2.6. Diseño de un convertidor

Se realiza el diseño de un convertidor de 500 W utilizando el procedimiento mostrado en esta sección. Se selecciona una frecuencia de conmutación de $f_s = 100\ kHz$ y el ciclo de trabajo teórico es $D = 0.631$. En la Tabla 3.2 se muestran los parámetros resultantes del convertidor diseñado.

Tabla 3.2. Parámetros del convertidor diseñado.

$E = 30\ V$	$V_0 = 220\ V$	$P = 500\ W$	$R = 96.8\ \Omega$
$L_1 = 45\ \mu H$	$L_2 = 330\ \mu H$	$C_p = 20\ \mu F$	$C_0 = 20\ \mu F$
$I_{l_1} = 16.66\ A$	$I_{l_2} = 6.15\ A$	$V_{C_p} = 138.76\ V$	$V_0 = 220\ V$
$\Delta i_{L_1} = 4.20\ A$	$\Delta i_{L_2} = 1.55\ A$	$\Delta v_{C_p} = 1.94\ V$	$\Delta v_0 = 2.66\ V$
$r_I = 25.23\,\%$	$r_I = 25.52\,\%$	$r_V = 1.40\,\%$	$r_V = 1.21\,\%$

La expresión que corresponde al modelo lineal e invariante en el tiempo del convertidor diseñado se muestra en (3.46).

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_p} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0.82x10^4 & -0.82x10^4 \\ 0 & 0 & -0.30x10^4 & 0.19x10^4 \\ -1.85x10^4 & 5.00x10^4 & 0 & 0 \\ 1.85x10^4 & -3.15x10^4 & 0 & -0.05x10^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{v}_{C_p} \\ \tilde{v}_{C_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1.81x10^6 & 0.02x10^6 \\ 0.67x10^6 & 0 \\ 0.83x10^6 & 0 \\ -1.14x10^6 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} \tag{3.46}$$

En (3.47) se presentan las funciones de transferencia $G_1(s)$, $G_2(s)$, $G_3(s)$ y $G_4(s)$ del convertidor. La función de transferencia correspondiente a $G_1(s)$ tiene todos los ceros localizados en el lado izquierdo del plano complejo; es decir, presenta un comportamiento de fase mínima. La función de transferencia $G_2(s)$ tiene dos ceros localizados en el lado derecho del plano complejo y por lo tanto, su comportamiento es de fase no mínima. La función de transferencia $G_3(s)$ presenta un comportamiento de fase no mínima, ya que tiene dos ceros localizados en el lado derecho del plano complejo. Finalmente, la función de transferencia $G_4(s)$ tiene un cero localizado en el lado derecho del plano y por consiguiente, es de fase no mínima.

$$\begin{aligned} G_1(s) &= \frac{4.85x10^5s^3 + 4.045x10^9s^2 + 2.085x10^{14}s + 9.384x10^{16}}{s^4 + 309.9s^3 + 3.545x10^8s^2 + 7.66x10^{10}s + 1.033x10^{15}} \\ G_2(s) &= \frac{2.75x10^5s^3 - 1.783x10^9s^2 + 7.747x10^{13}s + 2.325x10^{16}}{s^4 + 309.9s^3 + 3.545x10^8s^2 + 7.66x10^{10}s + 1.033x10^{15}} \\ G_3(s) &= \frac{1.875x10^5s^3 + 2.993x10^9s^2 - 1.15x10^{13}s + 2.298x10^{17}}{s^4 + 309.9s^3 + 3.545x10^8s^2 + 7.66x10^{10}s + 1.033x10^{15}} \\ G_4(s) &= \frac{-1.66x10^5s^3 - 4.029x10^8s^2 - 1.666x10^{13}s + 2.753x10^{17}}{s^4 + 309.9s^3 + 3.545x10^8s^2 + 7.66x10^{10}s + 1.033x10^{15}} \end{aligned} \tag{3.47}$$

3.2.7. Resultados experimentales

Ahora, se muestran los resultados experimentales obtenidos con un prototipo de laboratorio, el cual fue diseñado utilizando los parámetros de la Tabla 3.2. La relación de conversión de voltaje es de 30 V (voltaje de entrada) a 220 V (voltaje de salida); es decir, la ganancia de voltaje es de 7.33. El diagrama experimental se presenta en la

Figura 3.14, donde la señal PWM que controla ambos interruptores es generada con un comparador (LM311), mientras que los controladores de compuerta son de tipo "Totem Pole". Se utilizó la fuente de poder modelo PAD72-30LA de la compañía KIKUSUI como entrada, mientras que la carga fue realizada a través de un arreglo de resistencias de potencia.

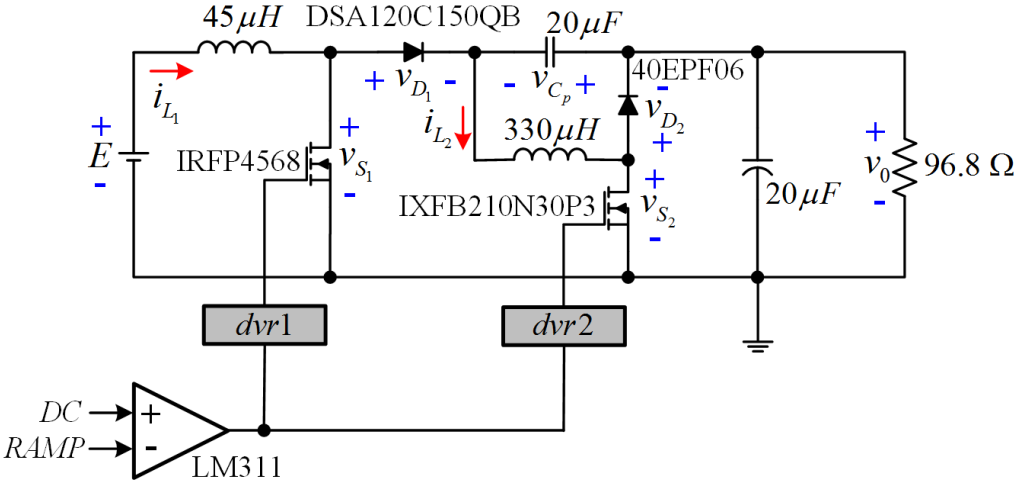


Figura 3.14. Diagrama de la plataforma experimental.

El prototipo construido se muestra en la Figura 3.15. Para C_p y C_0 se utilizaron condensadores de película de polipropileno metalizado. Este tipo de condensador tiene un bajo valor de ESR, adecuado para aplicaciones con fuentes conmutadas. Los interruptores activos y diodos fueron seleccionados con un bajo valor de resistencia de encendido, principalmente para el convertidor 1, ya que es donde circula una mayor cantidad de corriente. Los inductores L_1 y L_2 fueron construidos utilizando núcleos de ferrita tipo toroide.

La eficiencia teórica a carga nominal del prototipo es de 95.3 %, la cual se obtuvo utilizando el procedimiento mostrado en la Subsección 3.2.5, correspondiente al análisis de eficiencia energética. El ciclo de trabajo que incluye las pérdidas fue calculado con (3.43), cuyo valor obtenido fue $D = 0.6341$. Los parámetros de la Tabla 3.1 fueron calculados utilizando las hojas de datos de los semiconductores utilizados en el prototipo (véase la Figura 3.14). Las ESR de ambos inductores y ambos condensadores fueron obtenidas con el medidor LCR modelo LCR-821 de la compañía GW Insteak. Una comparación de la eficiencia experimental entre el convertidor cuadrático elevador con estructura en no cascada, el convertidor cuadrático elevador con estructura en cascada [49] y el convertidor cuadrático elevador con un solo interruptor [50] activo es presentada en la Figura 3.16.

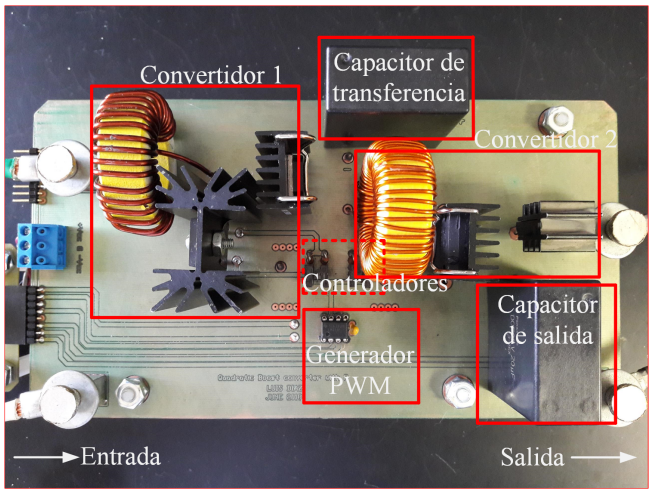


Figura 3.15. Prototipo de laboratorio de 500 W.

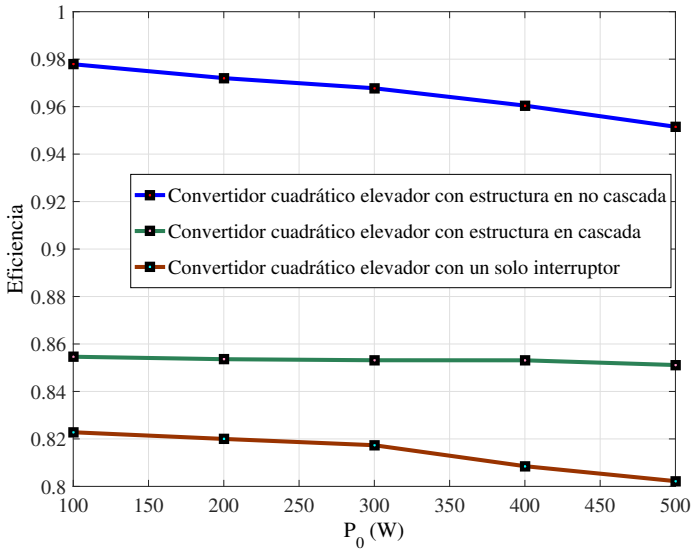


Figura 3.16. Eficiencia experimental para el convertidor cuadrático elevador con: (De superior a inferior) (a) Estructura en no cascada, (b) estructura en cascada y (c) un solo interruptor activo.

Cabe mencionar que todos los convertidores fueron construidos utilizando los mismos componentes. Para el caso del convertidor cuadrático elevador con un solo interruptor activo, el primer interruptor S_1 fue sustituido por el diodo Schottky DSA90C200HB. Las gráficas experimentales de eficiencia fueron obtenidas ajustando el voltaje de entrada en 30 V, el voltaje de salida en 220 V y variando la carga de 484 Ω (100 W) a 96.8 Ω (500 W), con pasos de carga de 100 W. La eficiencia del convertidor propuesto tiene un rango que va de 97.8 % (20 % de la carga nominal) a 95.1 % (carga nominal). Se observa que el esquema propuesto presenta una eficiencia más elevada que los otros dos convertidores,

esto debido al procesamiento reducido de potencia redundante. La comparación entre las funciones de transferencia teórica y experimental de $\tilde{i}_{L_1}/\tilde{d}$ es mostrada en la Figura 3.17, mientras que la comparación entre las funciones de transferencia teórica y experimental de $\tilde{v}_0/\tilde{d}$ se presenta en la Figura 3.18. Ambas comparaciones fueron realizadas a carga nominal.

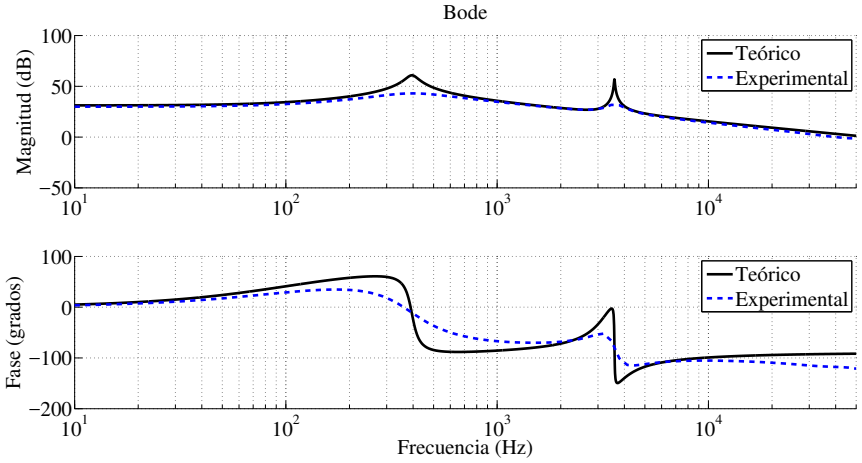


Figura 3.17. Función de transferencia de $\tilde{i}_{L_1}/\tilde{d}$. (Superior) Magnitud (20 dB/div), e (inferior) fase (100 °/div), (eje x en Hz).

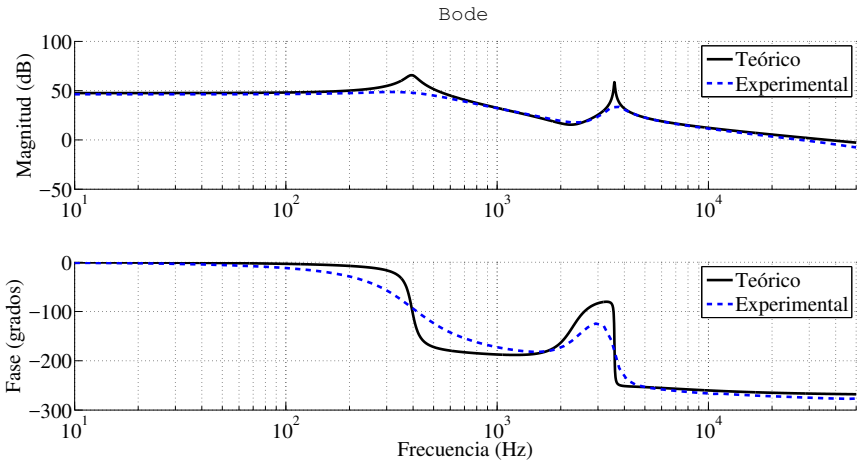


Figura 3.18. Función de transferencia de $\tilde{v}_0/\tilde{d}$. (Superior) Magnitud (20 dB/div), e (inferior) fase (100 °/div), (eje x en Hz).

Las gráficas teóricas fueron generadas con el modelo descrito en (3.46) y las gráficas experimentales fueron obtenidas con el analizador de respuesta en frecuencia modelo AP300 de la compañía AP Instruments. Se aprecia que ambas gráficas (teórica y experimental) tienen un comportamiento similar, las diferencias son debidas principalmente a los elementos parásitos de los componentes del convertidor. Las corrientes en los inductores

se muestran en la Figura 3.19. Como se puede observar, el valor promedio de i_{L_1} es 17.2 A, mientras que el valor promedio de i_{L_1} es 6.2 A. El valor teórico de i_{L_1} es de 16.66 A y de 6.2 A para i_{L_1}, como se muestra en la Tabla 3.2. Los valores de corriente teóricos y experimentales son muy cercanos para ambos inductores.

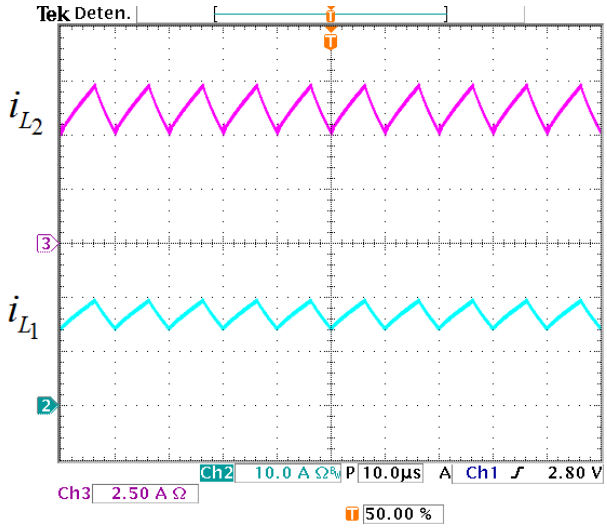


Figura 3.19. Formas de onda de corriente en los inductores del prototipo. (De superior a inferior) Corriente i_{L_2} (2.5 A/div) y corriente i_{L_1} (10 A/div) (10 μs/div).

En la Figura 3.20, se muestran el voltaje de entrada y los voltajes en ambos capacitores. El valor promedio del voltaje E es de 30 V, el voltaje v_{C_p} es 139 V y el voltaje v_0 es de 220 V. De acuerdo a los valores teóricos presentados en la Tabla 3.2, el valor de v_{C_p} es de 138.76 V, al igual que el valor medido en el prototipo.

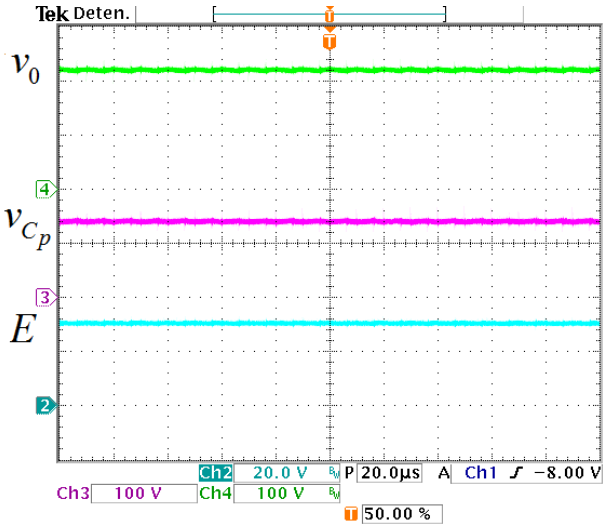


Figura 3.20. Formas de onda de voltaje del prototipo. (De superior a inferior) Voltaje de salida del convertidor v_0 (100 V/div), voltaje v_{C_p} (100 V/div) y voltaje de entrada E. (20 V/div) (10 μs/div).

En la Figura 3.21, se presentan los voltajes en las terminales de los dispositivos de conmutación del convertidor 1. El valor máximo de voltaje en S_1 y D_1 es 98 V.

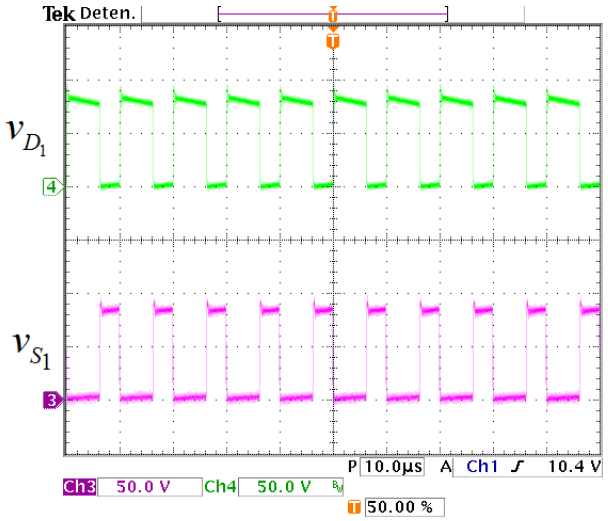


Figura 3.21. Formas de voltaje en las terminales de los dispositivos de conmutación del convertidor 1. (De superior a inferior) Voltaje en D_1 (50 V/div) y voltaje en S_1 (50 V/div) (10 μs/div).

Ahora, en la Figura 3.22 se muestran Los voltajes en las terminales de los dispositivos de conmutación del convertidor 2. El valor máximo de voltaje en S_2 y D_2 es 222 V.

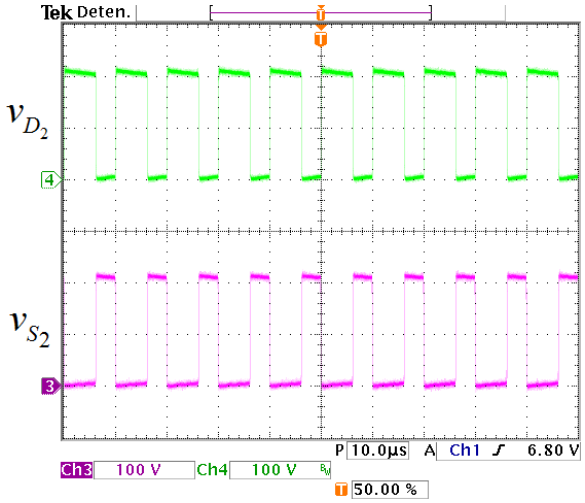


Figura 3.22. Formas de voltaje en las terminales de los dispositivos de conmutación del convertidor 2. (De superior a inferior) Voltaje en D_2 (100 V/div) y voltaje en S_2 (100 V/div) (10 μs/div).

En esta sección se mostró el análisis, modelado y diseño de un convertidor cuadrático elevador con estructura en no cascada, el cual tiene un comportamiento de cuarto orden. Adicionalmente, se desarrollaron las expresiones para realizar el cálculo de pérdidas en los componentes del convertidor propuesto. Por otra parte, se obtuvieron los modelos

no lineal promedio y promedio linealizado. De este último se extrajeron las funciones de transferencia de los cuatro estados respecto a la señal de control. Se realizaron pruebas experimentales en lazo abierto con un prototipo de 500 W, un voltaje de entrada de 30 V y un voltaje de salida de 220 V. La eficiencia del prototipo a carga nominal es alta (95.1 %), debido a la estructura en no cascada de la configuración propuesta.

3.3. Convertidor cuadrático elevador con un solo interruptor y celda multiplicadora de voltaje

A continuación, se presenta el análisis de un convertidor cuadrático elevador con un solo interruptor y una celda multiplicadora de voltaje. Se obtiene el modelo lineal promedio e invariante en el tiempo para la configuración propuesta; así como las expresiones en estado estable para propósitos de diseño. Las corrientes de entrada y salida son no pulsantes, además de un estrés de voltaje reducido en los dispositivos de conmutación. El esquema de celda multiplicadora de voltaje está constituido por dos diodos y dos condensadores con un bajo valor de capacitancia. Cabe mencionar que los resultados obtenidos de este análisis fueron publicados en [51]. La configuración del convertidor se muestra en la Figura 3.23, donde las capacitancias C_{1_s} y C_{2_s} tienen el mismo valor (C_s). El convertidor presenta un comportamiento de sexto orden.

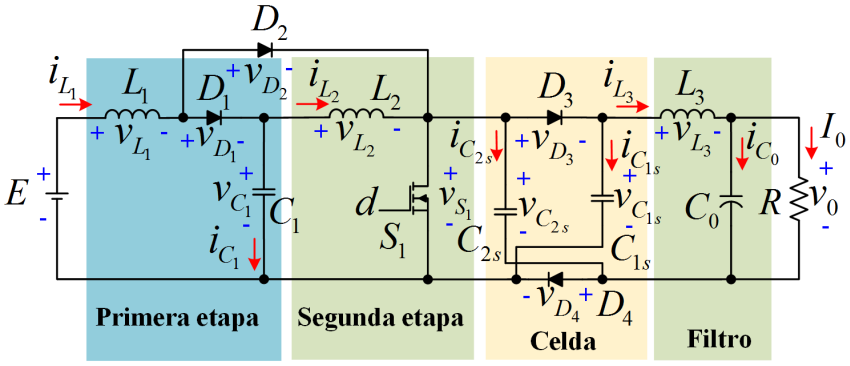


Figura 3.23. Convertidor cuadrático elevador con un solo interruptor y celda multiplicadora.

3.3.1. Análisis en estado estable

En la Figura 3.24 *a*) se muestra el circuito equivalente cuando el interruptor activo está encendido, mientras que en la Figura 3.24 *b*) se presenta el circuito equivalente cuando el interruptor activo está apagado.

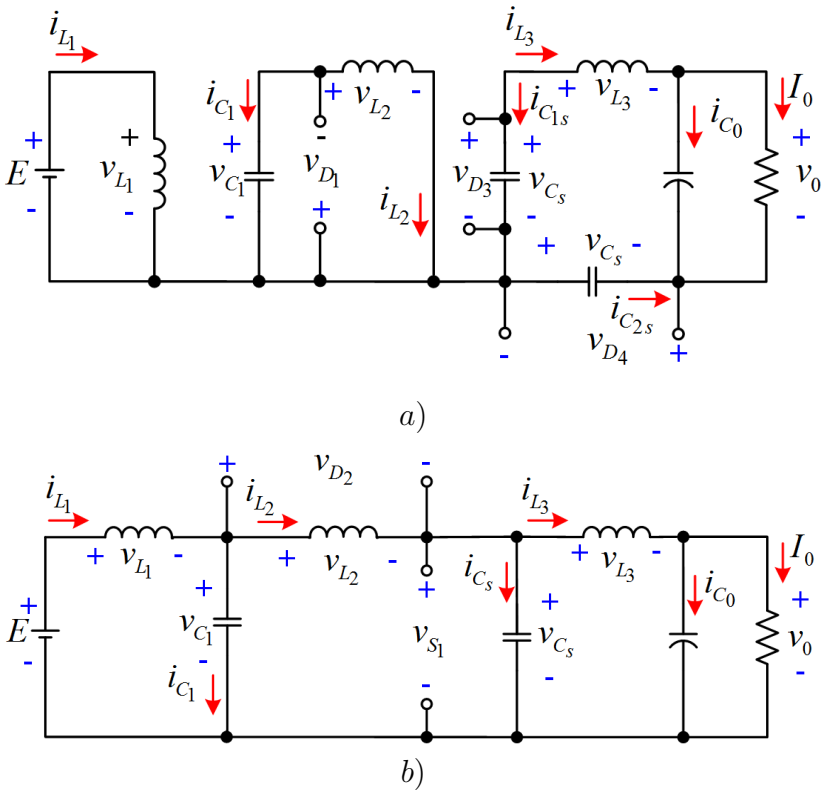


Figura 3.24. Modos de operación del convertidor propuesto. *a*) Circuito equivalente cuando el interruptor está encendido y *b*) circuito equivalente cuando el interruptor está apagado.

A partir de los dos circuitos mostrados en la Figura 3.24 es posible obtener los valores de estado estable del convertidor. Aplicando el principio del balance volt-segundo a L_1, L_2 y L_3, se obtienen los valores promedio de voltaje en los condensadores:

$$\begin{aligned} V_{C_1} &= \frac{E}{(1-D)} \\ V_{C_{1_s}} = V_{C_{2_s}} &= \frac{E}{(1-D)^2} \\ V_0 &= \frac{E(1+D)}{(1-D)^2} \end{aligned} \tag{3.48}$$

Los valores promedio de corriente en los inductores se calculan como:

$$\begin{aligned} I_{L_1} &= \frac{E(1+D)^2}{R(1-D)^4} \\ I_{L_2} &= \frac{E(1+D)^2}{R(1-D)^3} \\ I_{L_3} &= \frac{E(1+D)}{R(1-D)^2} \end{aligned} \tag{3.49}$$

El dimensionamiento de los condensadores e inductores es una tarea importante debido a las especificaciones de diseño del convertidor, ya que como se mencionó con anterioridad, el rizo de entrada del convertidor debe ser limitado para evitar posibles daños a la fuente, además de cumplir con las especificaciones para el diseño de reguladores conmutados. En este sentido, los rizos de voltaje en los condensadores son:

$$\begin{aligned} \Delta v_{C_1} &= \frac{ED(1-D)^2}{RC_1 f_s(1-D)^3} \\ \Delta v_{C_{1_s}} &= \Delta v_{C_{2_s}} = \frac{ED(1-D)}{RC_s f_s(1-D)^2} \\ \Delta v_0 &= \frac{ED}{8L_3 RC_0 f_s^2(1-D)} \end{aligned} \tag{3.50}$$

y para los rizos de corriente se tiene:

$$\begin{aligned} \Delta i_{L_1} &= \frac{ED}{L_1 f_s} \\ \Delta i_{L_2} &= \frac{ED}{L_2 f_s(1-D)} \\ \Delta i_{L_3} &= \frac{ED}{L_3 f_s(1-D)} \end{aligned} \tag{3.51}$$

Para una operación en MCC, los valores de inductancias deben cumplir con las condiciones:

$$\begin{aligned} L_1 &> \frac{RD(1-D)^4}{2f_s(1+D)^2} \\ L_2 &> \frac{RD(1-D)^2}{2f_s(1+D)^2} \\ L_3 &> \frac{RD(1-D)}{2f_s(1+D)} \end{aligned} \tag{3.52}$$

El estrés de voltaje para los dispositivos de conmutación se calcula como:

$$\begin{aligned} V_{SS_{D_1}} &= -\frac{V_0(1-D)}{(1+D)} \\ V_{SS_{D_2}} &= -\frac{V_0 D}{(1+D)} \\ V_{SS_{D_3}} &= V_{SS_{D_4}} = -\frac{V_0}{(1+D)} \\ V_{SS_{S_1}} &= \frac{V_0}{(1+D)} \end{aligned} \tag{3.53}$$

Cabe mencionar que el voltaje máximo que soportan M, D_3 y D_4 siempre será menor que el voltaje de salida, en comparación con el convertidor cuadrático elevador con un solo interruptor [50].

3.3.2. Modelo no lineal promedio

Al obtener las ecuaciones de estado para cada modo de operación y realizar un promedio a través de la función de conmutación, se obtiene el modelo no lineal promedio que se muestra en (3.55). Este modelo tienen la forma:

$$\dot{x}(t) = A(d)x(t) + B(d)e(t) \tag{3.54}$$

donde el vector de espacio de estado es $[I_{L_1}, I_{L_2}, I_{L_3}, V_{C_1}, V_{C_s}, V_0]^\top \in \mathbb{R}^6_+$, la señal de control $d \in (0,1)$ y la señal de entrada $E(t) \in \mathbb{R}$.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{L_1} \\ \dot{I}_{L_2} \\ \dot{I}_{L_3} \\ \dot{V}_{C_1} \\ \dot{V}_{C_s} \\ \dot{V}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{(1-d)}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{(1-d)}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{(1+d)}{L_3} & -\frac{1}{L_3} \\ \frac{(1-d)}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1-d)}{2C_s} & \frac{(1+d)}{2C_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L_1} \\ I_{L_2} \\ I_{L_3} \\ V_{C_1} \\ V_{C_s} \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E(t) \tag{3.55}$$

3.3.3. Modelo de pequeña señal

Linealizando alrededor del punto de operación:

$$\mathcal{E} := (I_{L_1}, I_{L_2}, I_{L_3}, V_{C_1}, V_{C_s}, V_0) \in \mathbb{R}^6_+ \tag{3.56}$$

se obtiene el modelo lineal promedio e invariante en el tiempo del convertidor propuesto, el cual se muestra en (3.57). Este modelo describe el comportamiento del convertidor para

frecuencias de hasta $f_s/2$.

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_2} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_3} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_s} \\ \dot{\tilde{v}}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{(1-D)}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{(1-D)}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{(1+D)}{L_3} & -\frac{1}{L_3} \\ \frac{(1-D)}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1-D)}{2C_s} & \frac{(1+D)}{2C_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{i}_{L_3} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_s} \\ \tilde{v}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1(1-D)} & \frac{1}{L_1} \\ \frac{E}{L_2(1-D)^2} & 0 \\ \frac{E}{L_3(1-D)^2} & 0 \\ -\frac{E(1+D)^2}{RC_1(1-D)^4} & 0 \\ -\frac{E(1+D)}{RC_s(1-D)^3} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} \tag{3.57}$$

La representación lineal del sistema presentado en (3.57) es expresada como:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A\tilde{x}(t) + B\tilde{u}(t) \tag{3.58}$$

donde $\tilde{x}(t) \in \mathbb{R}^6_+$ es el vector en espacio de estado, $\tilde{u}(t) = [\tilde{d}, \tilde{e}]^\top \in \mathbb{R}^2_+$ es el vector de entrada, A es una matriz constante en R^{6X6} y B es una matriz constante en R^{6X2}.

En la Figura 3.25, se presenta la comparación entre las ganancias teóricas del convertidor elevador básico, el convertidor elevador con amplio rango de conversión (3.10), el convertidor cuadrático elevador con estructura en no cascada (3.21) y el convertidor cuadrático elevador con celda multiplicadora de voltaje (3.48). Se observa que a partir de un ciclo de trabajo de 0.5, las gráficas empiezan a separarse de tal manera que para un ciclo de trabajo de 0.8, existe una diferencia de ganancia de 20 entre la gráfica del convertidor cuadrático elevador y el convertidor cuadrático elevador con celda multiplicadora de voltaje (CMV).

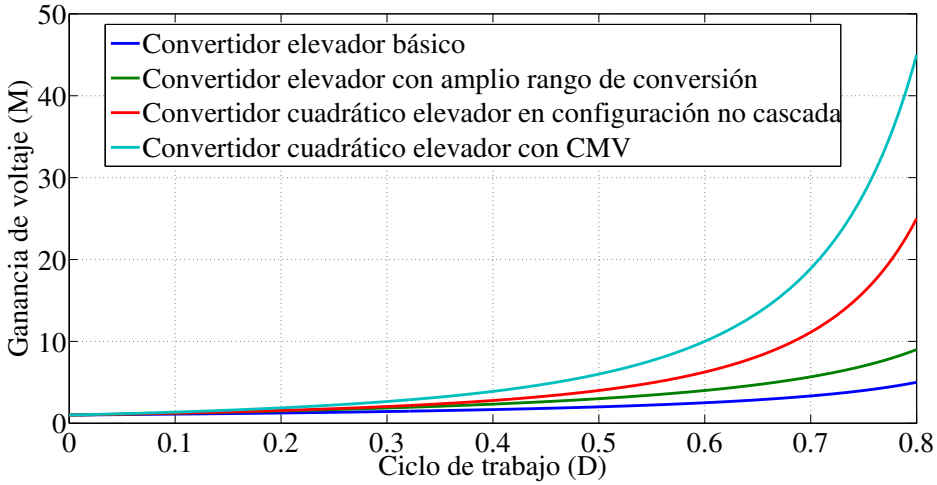


Figura 3.25. Comparación entre las ganancias del convertidor elevador básico (gráfica en azul), el convertidor con amplio rango de conversión (gráfica en verde), el convertidor cuadrático elevador (gráfica en rojo) y el convertidor cuadrático elevador con celda multiplicadora de voltaje (gráfica en verde claro).

Entre las ventajas que presenta esta configuración se tiene que las corrientes de entrada y salida son no pulsantes, un requerimiento esencial para procesar energía generada por fuentes renovables. Otra ventaja es la reducción en el estrés de voltaje en los dispositivos de conmutación, principalmente en la salida del convertidor. En el Capítulo 4 se muestran resultados experimentales con un regulador conmutado que incluye esta configuración de convertidor.

Capítulo 4

Reguladores conmutados con celdas de combustible

Los reguladores conmutados procesan la energía generada por fuentes y regulan el nivel de voltaje en la carga, utilizando convertidores de CD-CD. El tipo de convertidor es seleccionado con base a la aplicación y la fuente de entrada. La regulación se logra en base al diseño de controladores que cumpla con las especificaciones necesarias de cada aplicación; por lo tanto, es necesario conocer el comportamiento del convertidor. En la Figura 4.1 se muestra el esquema general de un regulador conmutado.

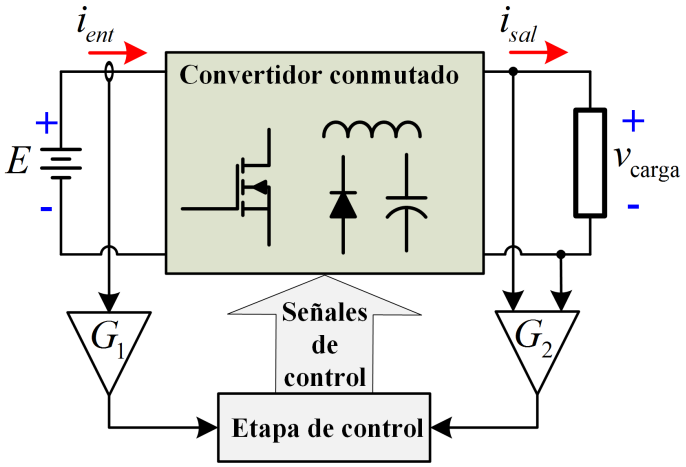


Figura 4.1. Esquema general de un regulador con retroalimentación de dos variables de estado.

En la literatura especializada han sido reportado trabajos que utilizan técnicas no lineales y de control avanzado para reguladores conmutados con aplicaciones en energías renovables [52], [53], [54]. Estas técnicas han demostrado ser eficaces pero complejas de implementar, ya es necesario el uso de equipo de microcómputo como los procesadores digitales de señales (DSPs), las matrices de compuertas programables

(FPGAs) y los sistemas embebidos como la tarjeta dSPACE. Los esquemas de control lineal ofrecen robustez, error mínimo en estado estable y compensación adecuada ante perturbaciones; además, se requieren de una cantidad mínima de circuitos analógicos para su implementación. Entre las diferentes técnicas lineales se encuentra el control en modo voltaje, el control de corriente programada, el control en modo corriente y el control en modo corriente promedio.

- **Control en modo voltaje.** Este esquema es el más simple de implementar debido a que está constituido por un lazo de control (lazo de voltaje). El voltaje de salida es comparado con una referencia, donde el error generado es amplificado con un compensador, típicamente un proporcional integral (PI) o un proporcional integral derivativo (PID). Después, el error es modulado con una rampa de amplitud constante para generar la señal PWM que manipula al interruptor activo. Este esquema tiene la ventaja de una alta inmunidad al ruido, si la amplitud de la rampa es grande. Entre sus desventajas, presenta una respuesta lenta ante perturbaciones, además de la dificultad de lograr estabilidad para sistemas de fase no mínima (convertidores elevadores) [55].

- **Control de corriente programada.** Este esquema utiliza dos lazos de control (lazo de voltaje y lazo de corriente). Al igual que el control modo voltaje, se retroalimenta el voltaje de salida y se compara con una referencia, para después ser amplificado a través de un compensador de error. Esta señal se compara con la corriente del interruptor activo para generar la señal PWM con un circuito lógico de memoria (latch). Las ventajas de este esquema es la reducción del retardo de respuesta ante perturbaciones debido al lazo de corriente. Por otra parte, se evitan problemas de sobrecorriente en los elementos del convertidor, además de facilitar el balance de potencia cuando varios convertidores son conectados en paralelo. Entre las desventajas se tiene que el lazo de corriente se vuelve inestable cuando se opera con ciclos de trabajo por encima del 50 % (a menos que se agregue una compensación de pendiente adicional) y presenta baja inmunidad al ruido [56].

- **Control en modo corriente.** Este controlador utiliza dos lazos de control (lazo de voltaje y lazo de corriente), en donde se retroalimenta la corriente de inductor. El voltaje de salida se compara con la referencia, el error generado es amplificado con un compensador. La corriente de inductor es comparada con la señal de error que proviene del lazo de voltaje, la señal resultante es modulada con una rampa de amplitud constante para generar la señal PWM. Como ventajas, se tiene una rápida respuesta ante perturbaciones, un diseño sencillo del lazo de corriente y una

protección de sobrecorriente en cada ciclo de conmutación. Su desventaja principal es que se necesita un circuito de acondicionamiento para sensar la corriente de inductor, el cual puede ser realizado a través de amplificadores operacionales de instrumentación, o bien, a través de un sensor de efecto Hall [57].

- **Control en modo corriente promedio.** Al igual que el control en modo corriente, este esquema está constituido por dos lazos (lazo interno y lazo externo). En el lazo externo se retroalimenta el voltaje de salida, el error se obtiene con la comparación de la referencia para después ser amplificado con un compensador. La señal resultante sirve como referencia del lazo interno. El procedimiento anterior es realizado a través de otro compensador, el cual tiene la particularidad de una alta ganancia a bajas frecuencias para mejorar la regulación. Adicionalmente, este compensador incluye un filtro pasa-bajas para promediar la señal utilizada para el control del convertidor. Por último, la señal de control se modula con una rampa de amplitud constante para generar la señal PWM. Como ventajas, se tiene una protección de sobrecorriente, una dinámica más rápida debido a la influencia del lazo interno y la habilidad para compensar variaciones paramétricas de los componentes físicos del convertidor. Las desventajas son que es necesario la sintonización de ambos compensadores y del filtro pasa-bajas, además del circuito de acondicionamiento para el sensado de la corriente de inductor.

A continuación, se realiza el desarrollo del esquema de control para dos reguladores diseñados en este capítulo. Se utiliza el convertidor elevador básico y el convertidor cuadrático elevador con un solo interruptor y celda multiplicadora de voltaje para los reguladores. Se presentan resultados experimentales a lazo abierto y cerrado con los prototipos correspondiente.

4.1. Regulador conmutado con un convertidor elevador básico

En el Capítulo 2, se realizó el análisis y modelado de un sistema módulo de celda de combustible/convertidor elevador. En base a los resultados obtenidos, se diseña un regulador conmutado de 900 W, un voltaje de entrada de 24 V y un voltaje de salida de 48 V. Por otra parte, se muestra el procedimiento para el diseño del esquema de control en modo corriente promedio.

4.1.1. Propiedades estáticas del módulo NEXA

Utilizando las expresiones mostradas en (2.5) para $N = 22$ y $E_0 = 41.7V$, se tiene:

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{N\sum_{k=1}^{N} x_k y_k - \sum_{k=1}^{N} x_k \sum_{k=1}^{N} y_k}{N\sum_{k=1}^{N} x_k^2 - \left(\sum_{k=1}^{N} x_k\right)^2} = 0.64 \\ I_h &= \log^{-1}\left(-\frac{a_0}{\delta}\right) = 82.86 \end{aligned} \tag{4.1}$$

donde N son las muestras experimentales de corriente y voltaje de salida del módulo NEXA $f(i, v)$, de tal manera que $f(i, v) = (i_{fexp}(k), v_{fexp}(k))$, con $k = 1, 2, 3, \ldots, N$. En la Figura 4.2 se presenta la curva de polarización obtenida a partir del modelo estático descrito en (1.10). Cabe mencionar que la curva de polarización obtenida con el modelo se aproxima de manera precisa a la curva obtenida al promediar la banda de histéresis generada con los datos experimentales del módulo NEXA (véase la Figura 1.6).

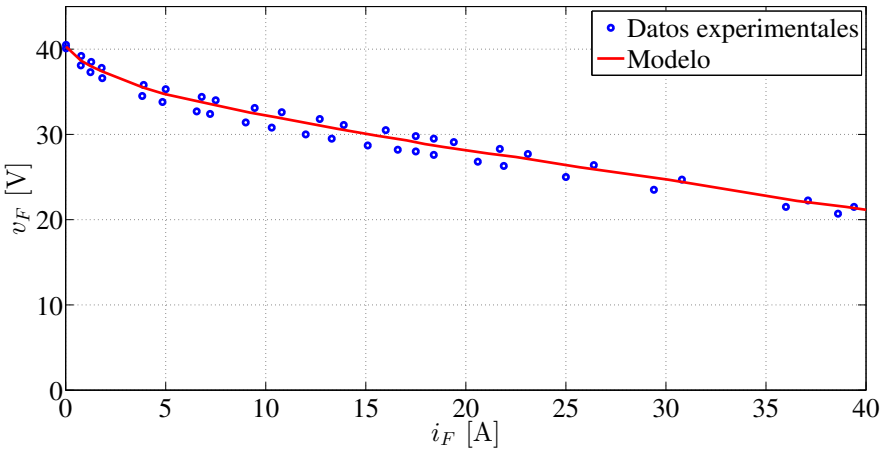


Figura 4.2. Curva de polarización del módulo NEXA. Datos experimentales (círculos en azul) y modelo (línea en rojo).

4.1.2. Control en modo corriente promedio

Como se mencionó anteriormente, el control en modo corriente promedio es una técnica adecuada para facilitar el diseño y mejorar el rendimiento dinámico de los reguladores conmutados. A continuación se presenta el procedimiento de selección para las ganancias del controlador, con la finalidad de lograr estabilidad y una dinámica adecuada. Al utilizar la corriente del inductor para retroalimentación, se logra una respuesta rápida ante variaciones en la entrada y la carga. Por otra parte, con el sensado de la corriente de inductor se evitan posibles sobrecorrientes a través del convertidor. Con esta técnica de

control se garantiza: *i)* seguimiento de la corriente promedio de inductor a la referencia actual, *ii)* regulación de voltaje de salida y *iii)* cualquier cambio en la fuente de entrada tiene un efecto inmediato en el controlador (efecto de rápida propagación).

El procedimiento de diseño del controlador está dividido en dos partes: *a)* selección de la ganancia del lazo de corriente y *b)* selección de la ganancia del lazo de voltaje. El esquema general de esta técnica de control se muestra en la Figura 4.3.

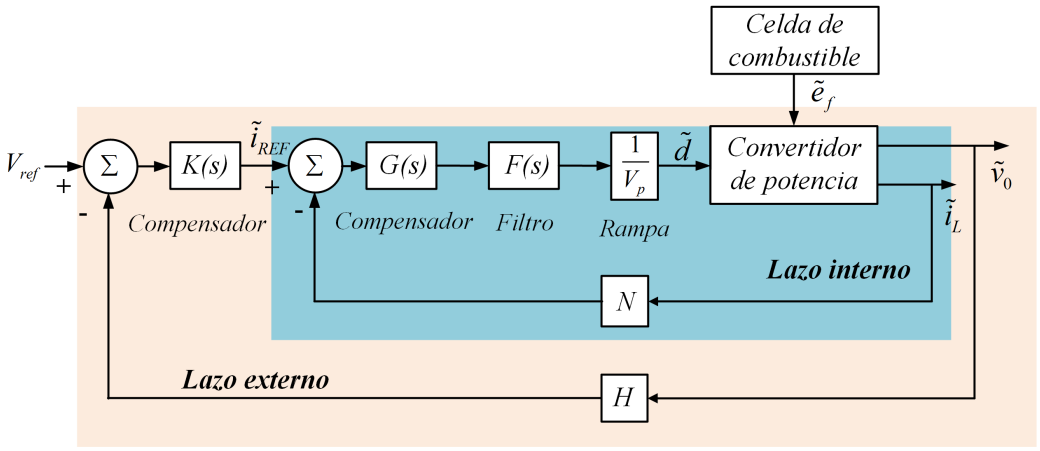


Figura 4.3. Diagrama a bloques del control en modo corriente promedio.

Los valores H y N representan a las ganancias del lazo de voltaje y corriente, respectivamente. La referencia V_{ref} es el valor deseado de voltaje de salida, el compensador $K(s)$ es tipo PI, el compensador $G(s)$ tiene una alta ganancia a bajas frecuencias, el filtro $F(s)$ es pasa-bajas y V_p es el valor pico de la rampa de modulación.

Para la estabilidad de cada lazo, se deben cumplir los siguientes requisitos:

(i) Para estabilidad relativa, la pendiente de ganancia de lazo debe ser de -20 dB/dec para un valor cerca o sobre la frecuencia de cruce por cero.
(ii) Para mejorar la precisión en estado estable, la ganancia a bajas frecuencias debe ser grande.
(iii) Para estabilidad, los márgenes de ganancia y fase deben ser adecuados.

A continuación se presenta la metodología para el cálculo de parámetros del controlador que garanticen un rendimiento adecuado en lazo cerrado. Cabe mencionar que los polos y ceros se ubican en base a la frecuencia de conmutación del convertidor.

Como primer paso, se obtienen los parámetros del lazo de corriente. La ley de control $\tilde{d}$ está definida como:

$$\tilde{d} = \frac{1}{V_P} \underbrace{\left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_P}} \right)}_{F(s)} \underbrace{\left(G_P \frac{(\frac{s}{\omega_Z} + 1)}{\frac{s}{\omega_Z}} \right)}_{G(s)} (I_{ref} - N i_L), \tag{4.2}$$

donde ω_P representa la ubicación del polo, G_P es la ganancia del compensador, ω_Z es la ubicación del cero, e I_{ref} es la salida del lazo de voltaje (referencia del lazo de corriente). El lazo de corriente puede ser implementado con un amplificador operacional, como se muestra en la Figura 4.4.

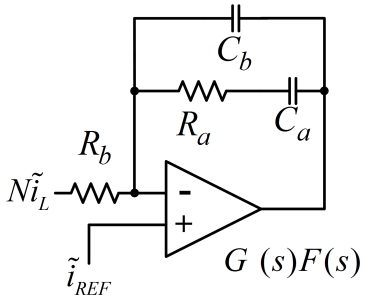


Figura 4.4. Implementación del lazo de corriente.

El criterio para seleccionar de las ganancias y la colocación de polos y ceros del lazo de corriente (componentes del circuito) se muestra a continuación:

- El cero ω_Z debe colocarse al menos una década por debajo de la mitad de f_s, a partir de la relación:

$$\omega_Z = \frac{1}{R_a C_a}, \tag{4.3}$$

  donde R_a y C_a son la resistencia y capacitancia del circuito para el lazo de corriente.

- El polo ω_P se coloca en $f_s/2$ o por encima de ella, esto es:

$$\omega_P = \frac{C_a + C_b}{R_a C_a C_b}, \tag{4.4}$$

  donde C_b es el segundo condensador.

- La ganancia del compensador se calcula como:

$$G_P = \frac{R_a}{R_b}, \tag{4.5}$$

donde los valores de resistencias se obtienen de acuerdo con:

$$G_P < \frac{5(1-D)^2 R}{N V_0}. \tag{4.6}$$

Ahora, se presenta el procedimiento para calcular los parámetros del lazo de voltaje. Este lazo también puede ser implementado utilizando un amplificador operacional, como se muestra en la Figura 4.5.

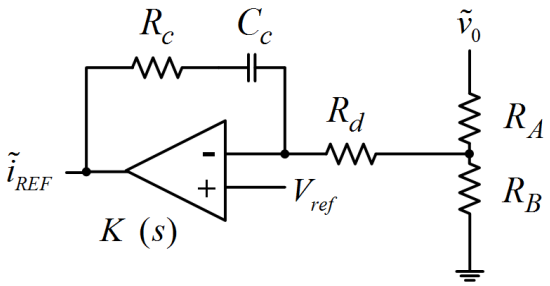


Figura 4.5. Implementación del lazo de voltaje.

El lazo de voltaje debe ser diseñado para proporcionar una corrección adecuada del error en estado estable del voltaje de salida. Para este lazo, la salida es:

$$I_{ref} = \underbrace{K_C\left(1 + \frac{1}{T_i s}\right)}_{K(s)}(V_{ref} - H v_0), \tag{4.7}$$

donde K_C es la ganancia proporcional del compensador PI, T_i es el tiempo de integración y V_{ref} es la referencia de voltaje.

El criterio de selección para calcular los parámetros del compensador es:

- La ganancia proporcional $K_P = R_c/R_d$ de cumplir con la relación:

$$K_P < \frac{10(1-D)R}{H V_0}, \tag{4.8}$$

- La ganancia del lazo de voltaje H se obtiene a partir el divisor de voltaje:

$$H = \frac{R_d || R_B}{R_d || R_B + R_A}. \tag{4.9}$$

- EL tiempo de integración T_i se calcula como:

$$T_i = R_C C_C, \tag{4.10}$$

donde R_C y C_C son los valores de resistencia y capacitancia del circuito. El polo $1/T_i$ se coloca una década por debajo de f_s.

4.1.3. Resultados experimentales

En la Figura 4.6 se muestra la plataforma experimental del sistema módulo de celda de combustible/convertidor elevador. Se incluye un cambio de carga, el cual varía de potencia nominal, al 10 % de potencia nominal. Esta variación se realiza a través del MOSFET S_2, con una frecuencia de 2 Hz.

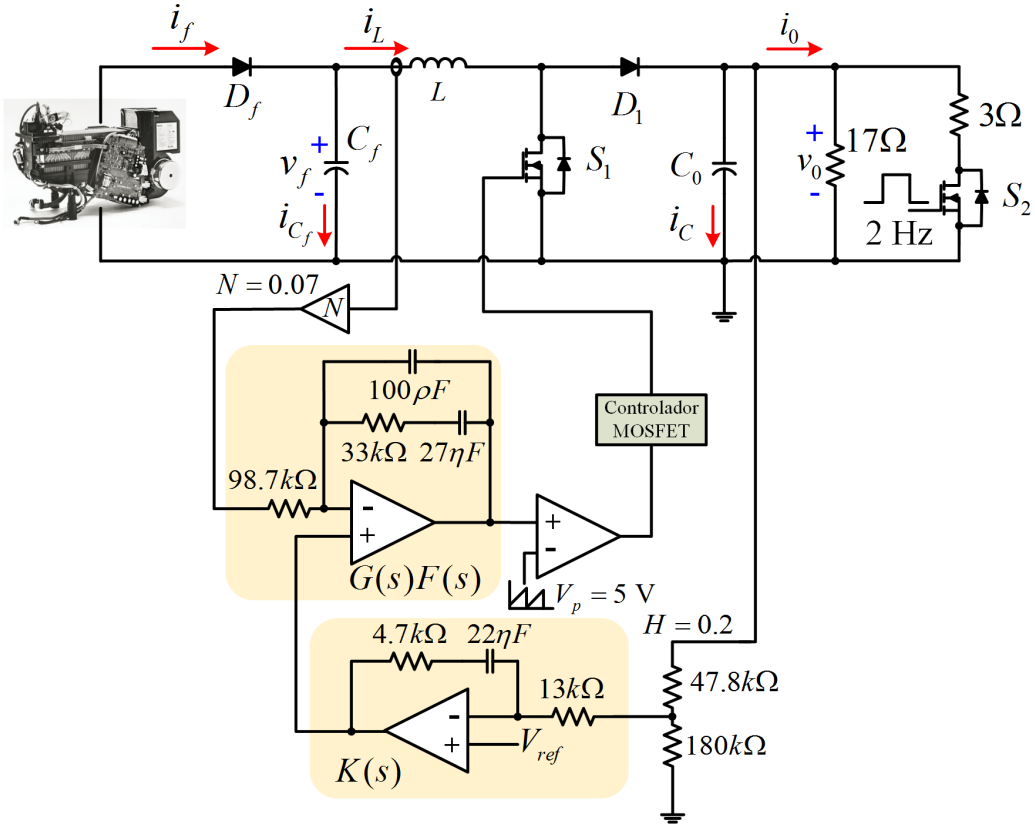


Figura 4.6. Regulador conmutado de 900 W implementado en el laboratorio.

La corriente del inductor es medida con el transductor LA50-P de la compañía LEM, donde la ganancia N es ajustada a un valor de 0.07. El módulo NEXA entrega un voltaje de salida v_f que varía de 24 V a 42 V. El ciclo de trabajo nominal D es ajustado a un valor

de 0.56 para obtener un voltaje de salida de 48 V. La potencia de salida del convertidor es 900 W y por lo tanto, el valor de la resistencia de carga nominal es 2.56 Ω. Fue seleccionada una frecuencia de conmutación de 100 kHz, la magnitud del valor pico de la rampa de modulación es 5 V, mientras que la ganancia de retroaliementación de voltaje es 0.20.

En la Tabla 4.1, se muestran los componentes que conforman el prototipo construido. Se colocan dos interruptores y dos diodos en paralelo para evitar un sobredimensionamiento de corriente en los semiconductores y reducir la ESR de cada dispositivo de conmutación.

Tabla 4.1. Componentes del prototipo.

Condensador C_f	5600 μF
Condensador C_0	136 μF
Inductor L	85 μH
Resistencia de carga nominal R	2.56 Ω
Diodo D_1	80EVU02
MOSFET S_1	IRFP4568x2
MOSFET S_2	IRF740x2
Modulador	LM311

Los parámetros del controlador fueron calculados con la metodología mostrada en esta sección, los valores obtenidos son: $f_Z = \omega_Z/2\pi = 178.62$ Hz, $G_P = 0.33$, $f_P = \omega_P/2\pi = 48.4$ kHz, $K_C = 0.36$ y $T_i = 0.103$ ms.

Para comprobar el rendimiento del controlador, se realizan variaciones de carga. Los pasos de carga fueron de 2.56 Ω (carga nominal) a 17 Ω (10 % de carga nominal). En términos de potencia, la variación va desde 90 W a 900 W.

Las principales aplicaciones del esquema propuesto se encuentran en telecomunicaciones, específicamente en los equipos de respaldo y alimentación para sistemas remotos (repetidoras) y sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS).

La eficiencia energética del convertidor es $\eta = P_0/P_I$, donde P_I es la potencia de entrada y P_0 es la potencia de salida. En la Figura 4.7 se presenta la gráfica de eficiencia del prototipo, donde los pasos de carga son de 100 W y con un rango de potencia que va de 100 W hasta 900 W. Se puede notar que la eficiencia se reduce al incrementarse la carga, hasta llegar a un valor de 91.1 % (carga nominal).

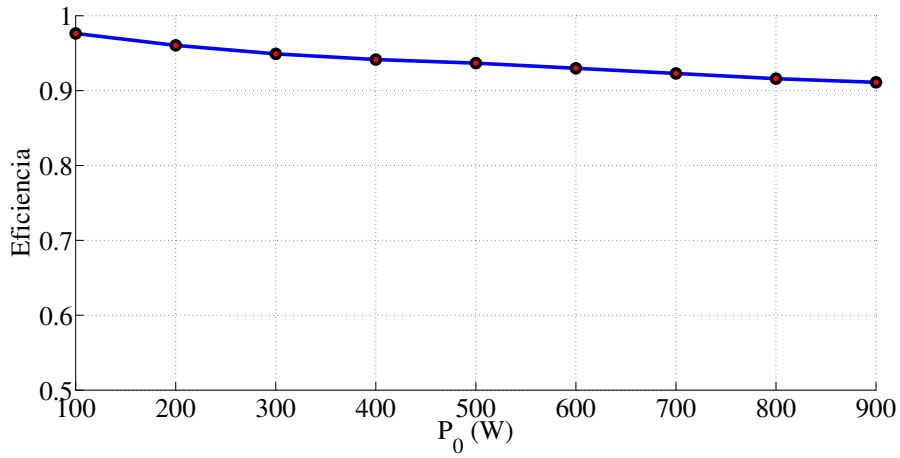


Figura 4.7. Gráfica de eficiencia del convertidor. La eficiencia varía de 97.6 % a 91.1 %.

A continuación se presentan resultados a lazo abierto, con la finalidad de realizar una comparación al cerrar el lazo de control. Como primer resultado, en la Figura 4.8 se muestra la gráfica para la respuesta en frecuencia experimental de la función de transferencia $\tilde{i}_L/\tilde{d}$. Se puede observar que el pico de resonancia ocurre a una frecuencia de 1.1 kHz.

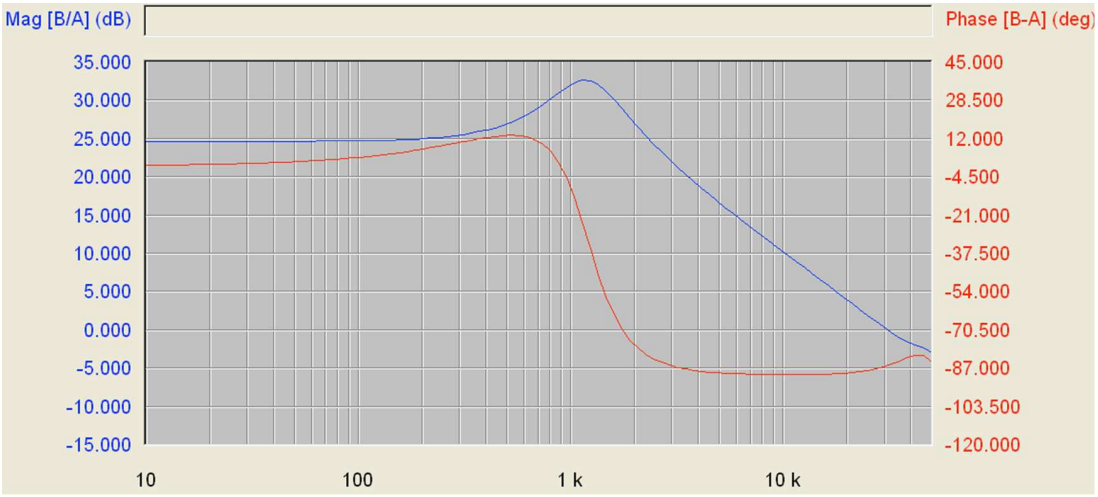


Figura 4.8. Respuesta en frecuencia experimental de $\tilde{i}_L/\tilde{d}$. (Gráfico en azul) Magnitud (5 dB/div) y (gráfico en rojo) fase (16.5 °/div) (eje x en Hz).

En la Figura 4.9 se muestra la respuesta en frecuencia experimental de $\tilde{v}_0/\tilde{d}$. Se observa que el pico de resonancia no es pronunciado debido al efecto de los elementos parásitos de los componentes que conforman el convertidor. Ambas funciones de transferencia fueron medidas a carga nominal (2.56 Ω) utilizando el analizador de respuesta en frecuencia modelo 300 de AP Instruments.

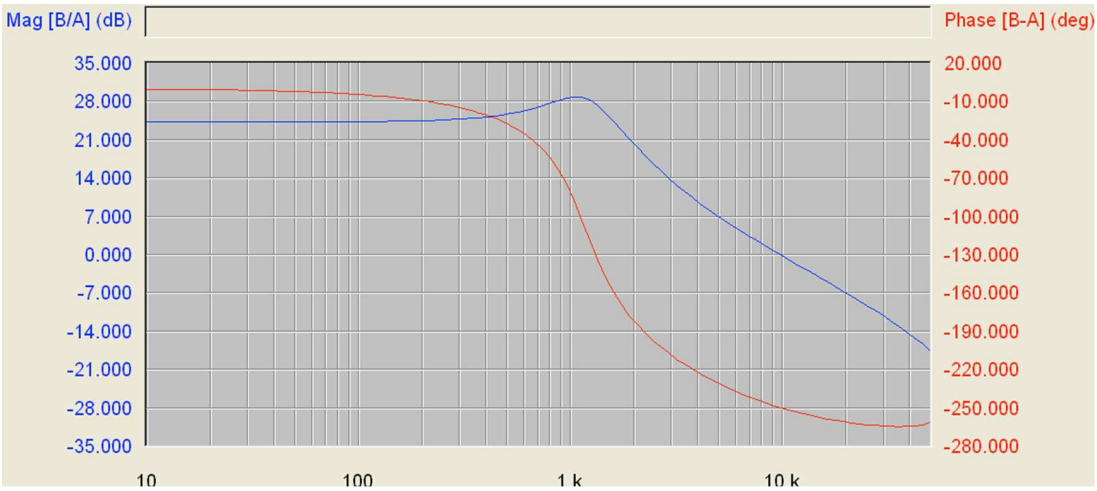


Figura 4.9. Respuesta en frecuencia experimental de $\tilde{v}_0/\tilde{d}$. (Gráfico en azul) Magnitud (7 dB/div) y (gráfico en rojo) fase (30°/div) (eje x en Hz).

Los valores nominales de corriente y voltaje (i_L, v_f y v_0) se muestran en la Figura 4.10. Se observa que los valores son 48 V, 33.5 A y 24 V, para el voltaje de salida, la corriente de inductor y el voltaje de entrada del convertidor, respectivamente.

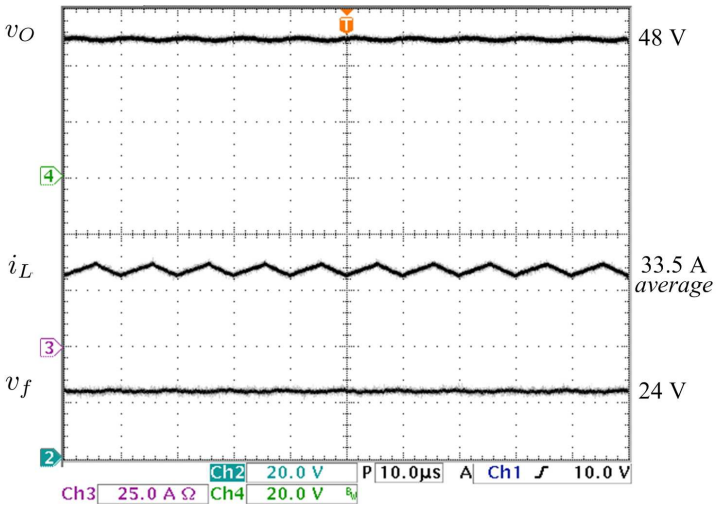


Figura 4.10. Respuesta del convertidor a lazo abierto con carga nominal. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_0 (20 V/div), corriente de inductor i_L (25 A/div) y voltaje de salida del módulo NEXA v_f (20 V/div) (10 μs/div).

En la Figura 4.11 se muestra el voltaje de salida ante cambios en la carga, donde la señal de disparo del MOSFET S_2 es V_g. Cuando ambas resistencias de carga se encuentran conectadas en paralelo, el valor de P_0 es 900 W. Cuando la carga tiene un valor de 17 Ω, el valor de P_0 es 90 W. El voltaje varía de 42 V a 75 V ya que la frecuencia de cambio de carga provoca el fenómeno conocido como "falta de combustible" [58]. Este fenómeno provoca un valor mínimo de 42 V en el voltaje de salida del convertidor.

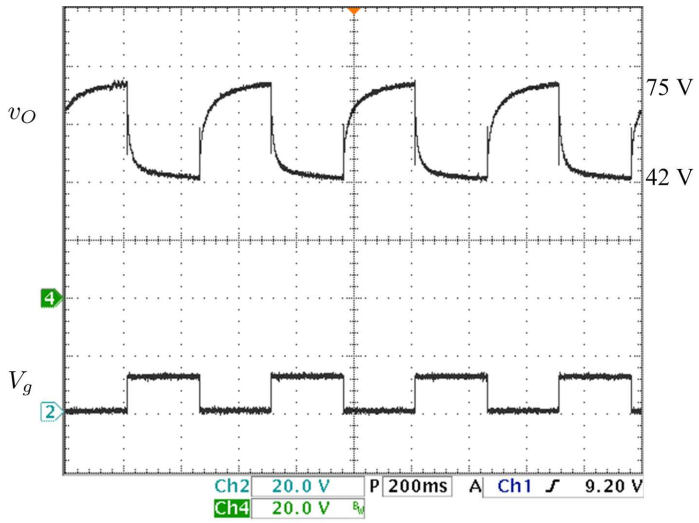


Figura 4.11. Respuesta en lazo abierto ante cambios de carga. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_0 (20 V/div) y señal de disparo V_g del MOSFET S_2 (20 V/div) (200 ms/div).

En la Figura 4.12 se muestra el voltaje y la corriente de salida del módulo (v_f, i_f) al aplicar cambios de carga. En el caso del voltaje de salida, se observa que el valor mínimo es de 23 V, mientras que el valor máximo es de 33 V. El rango de variación de voltaje es 10 V; sin embargo, el valor mínimo se encuentra por debajo del valor especificado en las hojas de datos del módulo. Lo anterior es debido a las condiciones de humedad y oxigenación en las que opera el módulo, además de la caída de tensión provocada por el fenómeno físico antes mencionado.

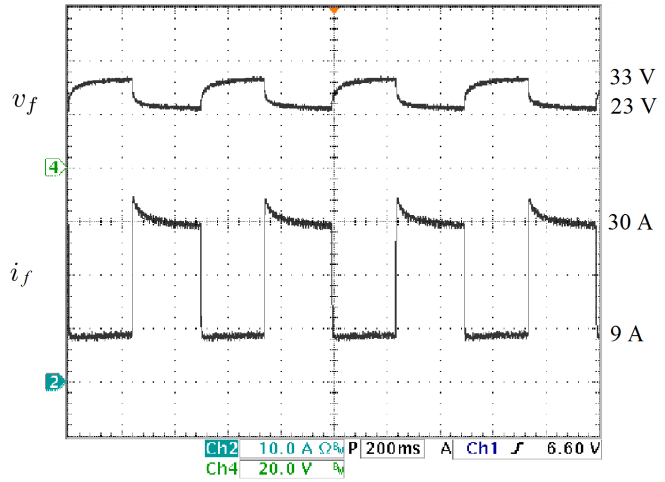


Figura 4.12. Voltaje y corriente de salida del módulo ante cambios de carga. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_f (20 V/div) y corriente de salida i_f (10 A/div) (200 ms/div).

En esta figura también se presenta la corriente de salida del módulo. Como se puede observar, la variación de carga provoca un pico de corriente al momento que la carga

cambia a valor nominal. Este transitorio de corriente es debido a la baja impedancia de entrada del convertidor.

Al cerrar el lazo de control con el esquema diseñado, se obtienen los resultados experimentales mostrados que se muestran a continuación. En la Figura 4.13 se presenta el voltaje de salida del módulo v_f y el voltaje de salida del convertidor v_0.

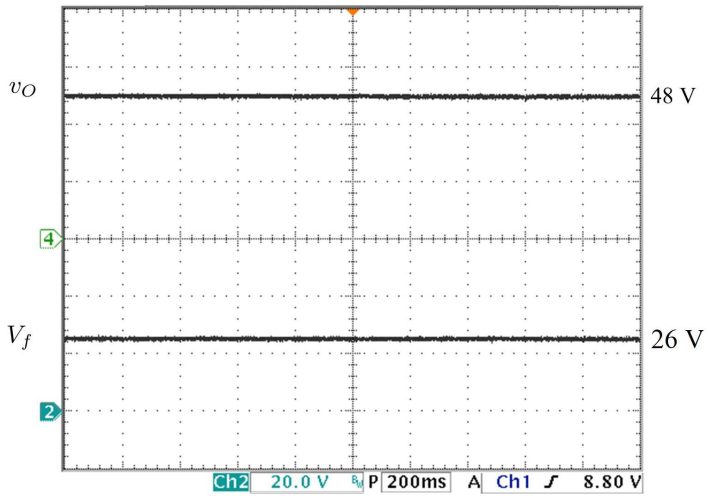


Figura 4.13. Voltajes en lazo cerrado con carga nominal. (De superior a inferior) Voltaje de salida del convertidor v_0 (20 V/div) y voltaje de salida del módulo NEXA v_f (20 V/div) (200 ms/div).

Se observa que el voltaje del módulo tienen un valor de 26 V, mientras que el voltaje de salida del convertidor es de 48 V. En la Figura 4.14 se muestra la respuesta del convertidor al aplicar cambios de carga.

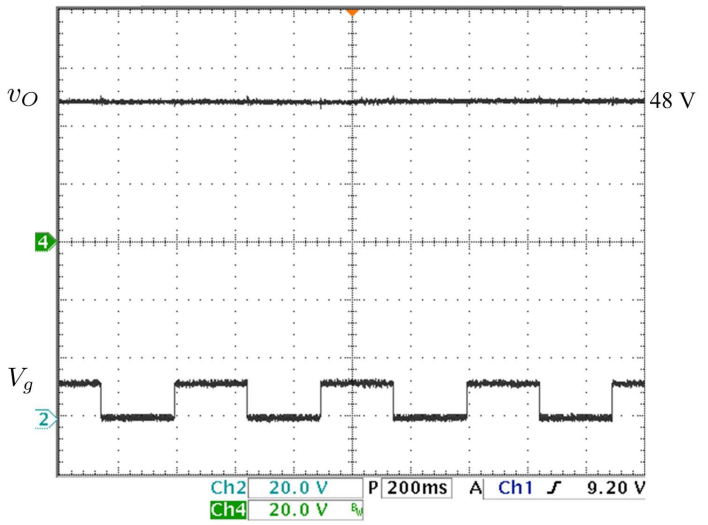


Figura 4.14. Respuesta del convertidor en lazo cerrado ante cambios de carga. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_0 (20 V/div) y señal de disparo V_g del MOSFET S_2 (20 V/div) (200 ms/div).

Como se observa en la figura, el voltaje de salida se mantiene regulado en un valor de 48 V, a pesar de los cambios prolongados de carga (90 W a 900 W). El valor pico de los transitorios de voltaje es de 1.8 V, esto significa el 3.75 % del valor nominal de v_0. La Figura 4.15 muestra la corriente y el voltaje en la salida del módulo. El valor mínimo de v_f es 26 V (23 V en lazo abierto), mientras que el valor máximo es de 38 V (33 V en lazo abierto). El pico de corriente que se presentaba en lazo abierto es reducido al mínimo, debido a que el controlador impedancia de entrada del convertidor.

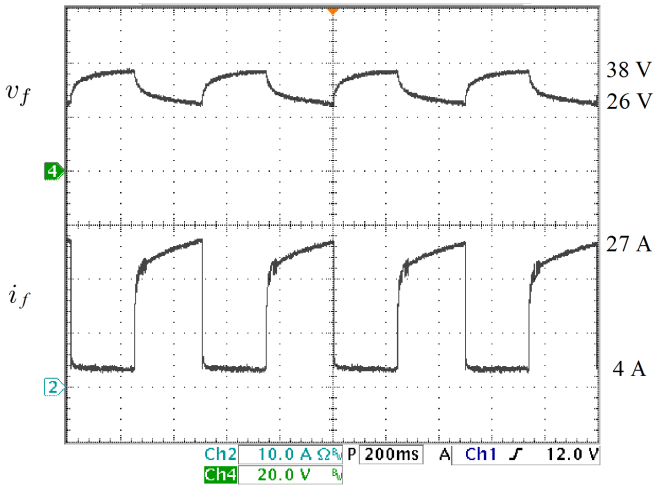


Figura 4.15. Respuesta del módulo en lazo cerrado ante cambios de carga. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_f (20 V/div) y corriente de salida i_f (10 A/div) (200 ms/div).

La Figura 4.16 presenta el rizo de corriente de salida del módulo (Δi_f) a carga nominal. Se puede apreciar que la amplitud del rizo es de 1.2 A.

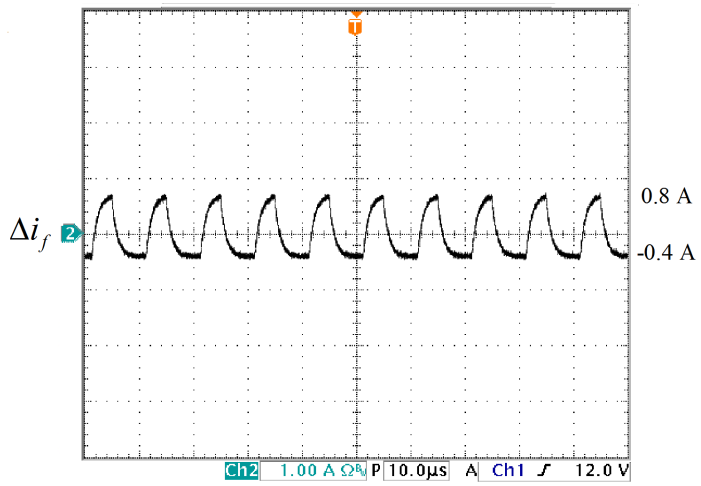


Figura 4.16. Rizo de corriente del módulo Δi_f a carga nominal (1 A/div) (10 μs/div).

El valor promedio de la corriente de salida del módulo I_f es de 28 A; por lo tanto, el porcentaje del rizo respecto al valor promedio es $r_{I_f} = 3.16\,\%$. Por último, en la Figura 4.17 se muestra la ganancia de lazo del regulador conmutado a carga nominal. Se observa que a bajas frecuencia existe una ganancia alta (37 dB), mientras que el ancho de banda es 8 kHz. Los márgenes de ganancia y fase son adecuados para lograr estabilidad del sistema.



Figura 4.17. Ganancia de lazo del regulador conmutado a carga nominal. (Gráfico en azul) Magnitud (5 dB/div) y (gráfico en rojo) fase (18 °/div) (eje x en Hz).

En esta sección se mostró el desarrollo del esquema de control en modo corriente promedio, así como la metodología de selección para los parámetros del controlador. Esta metodología es una primera aproximación para lograr el objetivo de control, ya que debido a la variaciones paramétricas de los componentes del controlador, es necesario realizar un ajuste de ganancias en el prototipo. Sin embargo, este ajuste representa un porcentaje de los valores obtenidos con la metodología presentada. De acuerdo con la comparación de resultados en lazo abierto y lazo cerrado, se demuestra que el análisis y diseño del controlador son adecuados para compensar el error de estado estable y transitorios en la entrada/salida del convertidor. Adicionalmente, el prototipo construido presenta una eficiencia aceptable al considerar una potencia de salida de 900 W, ya que solo el 9 % de la potencia total se disipa en los componentes del convertidor.

4.2. Regulador conmutado con un convertidor de alta ganancia

En esta sección se presenta el diseño e implementación de un regulador conmutado utilizando un convertidor cuadrático elevador y una celda multiplicadora de voltaje. Como

lo demuestra la Figura 3.25, la ganancia de voltaje se incrementa de manera considerable respecto al convertidor cuadrático elevador. Este esquema de convertidor de potencia puede ser adecuado para procesar la energía de fuentes renovables en aplicaciones de sistemas de microredes de CD, donde los niveles de tensión son elevados (240 V, 330 V, 380 V y 400 V) [59]. Se utiliza el control en modo corriente promedio para el diseño del regulador propuesto, en donde la selección de parámetros se realiza con base a la metodología presentada en la sección anterior. En la Tabla 4.2 se muestran los parámetros del controlador.

Tabla 4.2. Parámetros del controlador.

$H = 0.016$	$T_i = 10.35\mu s$	$K_C = 0.268$	$V_p = 5V$
$N = 0.495$	$f_z = 0.18kHz$	$G_p = 0.72$	$f_p = 90.3kHz$

Como fuente de entrada, se emplea el módulo NEXA. Las especificaciones del regulador son las siguientes: el voltaje de salida es 330 V, la potencia de salida es 500 W y la frecuencia de conmutación es 100 kHz. Se realizan cambios de carga de potencia nominal (500 W) al 30 % de potencia nominal (150 W) con una frecuencia de 10 Hz. El esquema experimental del regulador se presenta en la Figura 4.18.

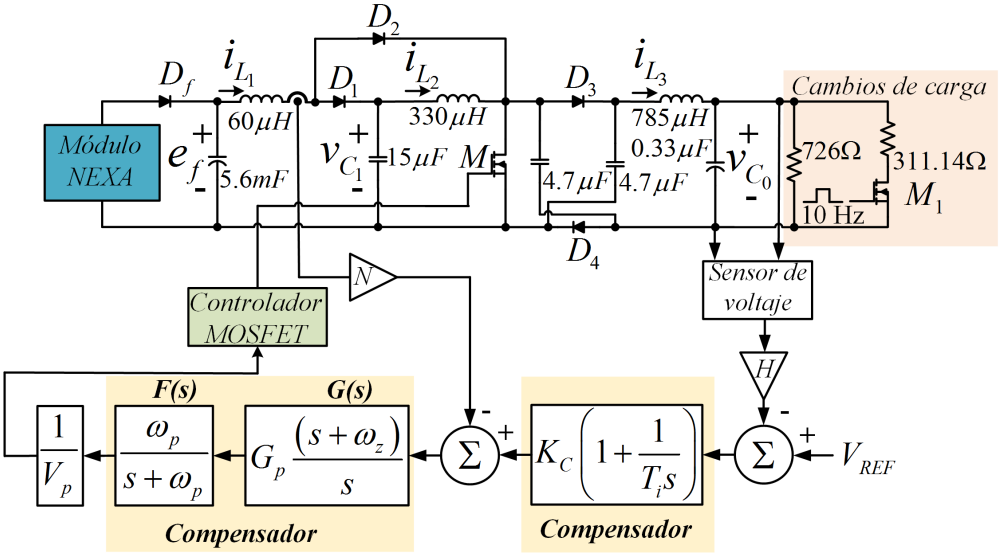


Figura 4.18. Regulador conmutado de 500 W.

En la Figura 4.19 se muestran la respuesta en frecuencia teórica y experimental para la función de transferencia $\tilde{i}_{L_1}/\tilde{d}$.

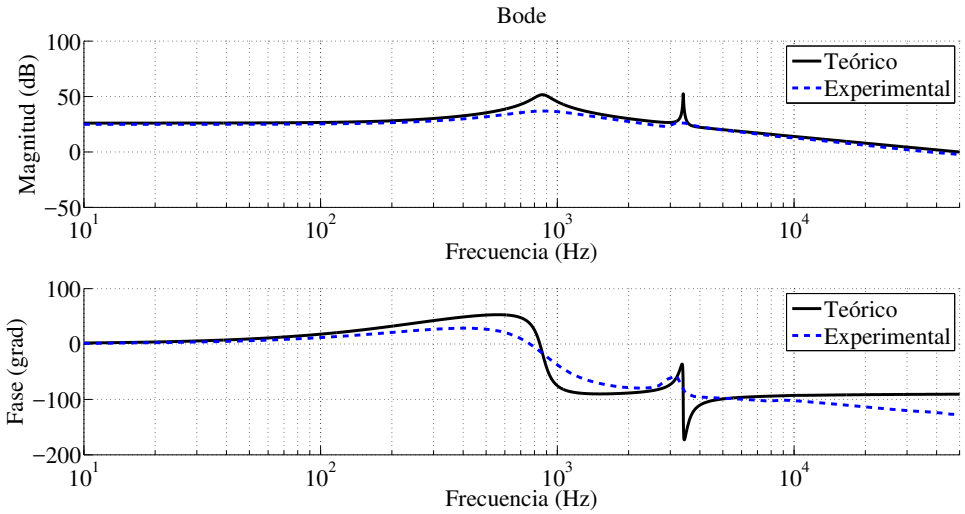


Figura 4.19. Función de transferencia de $\tilde{i}_{L_1}/\tilde{d}$. (Superior) Magnitud (50 dB/div), e (inferior) fase (100 °/div), (eje x en Hz).

En la Figura 4.20 se presenta la respuesta en frecuencia teórica y experimental para la función de transferencia $\tilde{v}_{C_0}/\tilde{d}$.

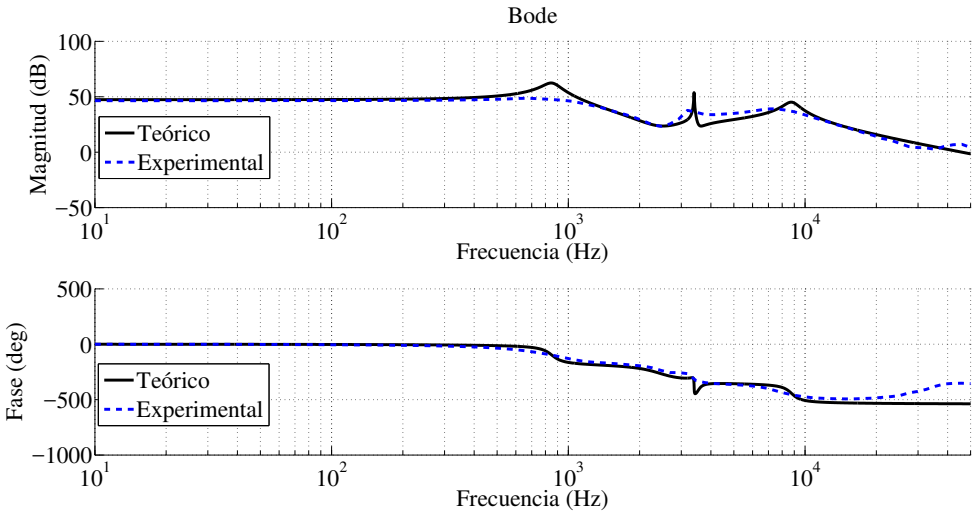


Figura 4.20. Función de transferencia de $\tilde{v}_0/\tilde{d}$. (Superior) Magnitud (50 dB/div), e (inferior) fase (200 °/div), (eje x en Hz).

Como se observa en ambas figuras, los picos de resonancia de las gráficas experimentales son atenuados debido a los elementos parásitos que conforman el convertidor.

En la Figura 4.21 se muestran las corrientes en los inductores i_{L_1} e i_{L_3}. Los valores promedio son 19 A y 1.3 A, respectivamente. Como se puede observar, ambas señales son no pulsantes. Los rizos de ambas corrientes dependen específicamente de los valores de

inductancia y por lo tanto, existe un compromiso entre la amplitud del rizo y el valor de inductancia, ya que tienen una relación inversa (menor rizo, mayor inductancia).

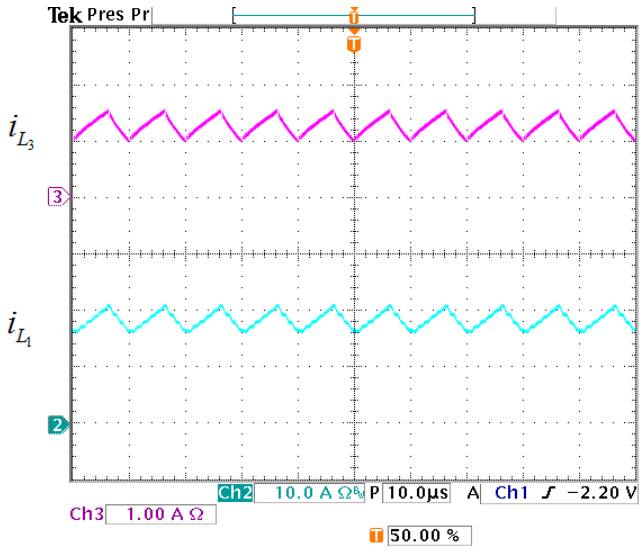


Figura 4.21. Corrientes en los inductores de entrada y salida del convertidor. (De superior a inferior) Corriente de salida i_{L_3} (1 V/div) y corriente de entrada i_{L_1} (10 A/div) (10 μs/div).

En la Figura 4.22 se presenta el voltaje de salida del convertidor ante cambios de carga. Se observa que el voltaje de salida varía desde un valor de 323 V (carga nominal) hasta un valor de 360 V (30 % de carga nominal).

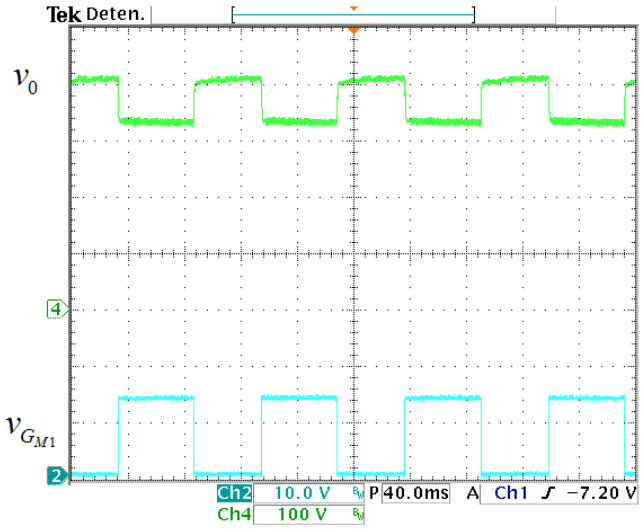


Figura 4.22. Respuesta a lazo abierto del convertidor ante cambios de carga. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_0 (100 V/div) y señal de disparo V_g del MOSFET M_2 (20 V/div) (40 ms/div).

Ahora, se presentan los resultados experimentales al cerrar el lazo de control. Como primer resultado, la Figura 4.23 muestra los voltajes en los condensadores y la entrada del

convertidor. El valor promedio de e_f es 30 V, el valor promedio de v_{C_1} es 70 V y el valor promedio de v_0 es 330 V.

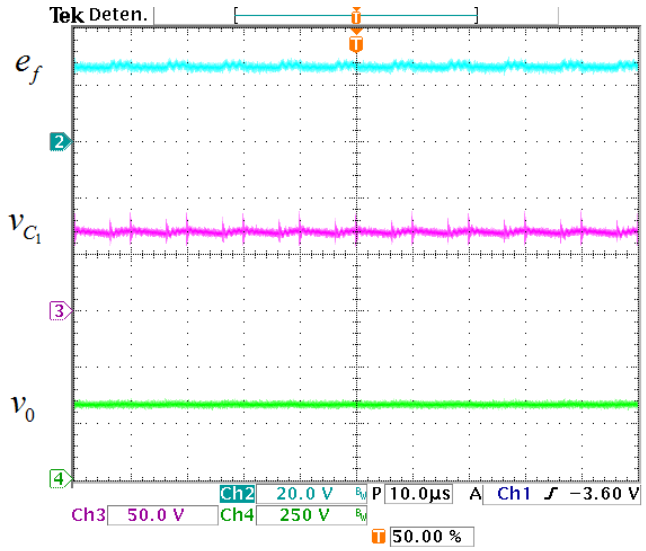


Figura 4.23. Voltajes del convertidor a carga nominal. (De superior a inferior) Voltaje de salida del módulo e_f (20 V/div), voltaje en el condensador intermedio v_{C_1} (50 V/div) voltaje en el condensador de salida v_0 (250 V/div) (10 μs/div).

En la Figura 4.24 se muestra el voltaje de salida del convertidor ante cambios de carga. Como se observa, el voltaje de salida permanece en 330 V a pesar de las variaciones de carga. Se presentan transitorios de voltaje con un valor pico de 18 V, esto significa un 5.45 % del valor nominal de v_0.

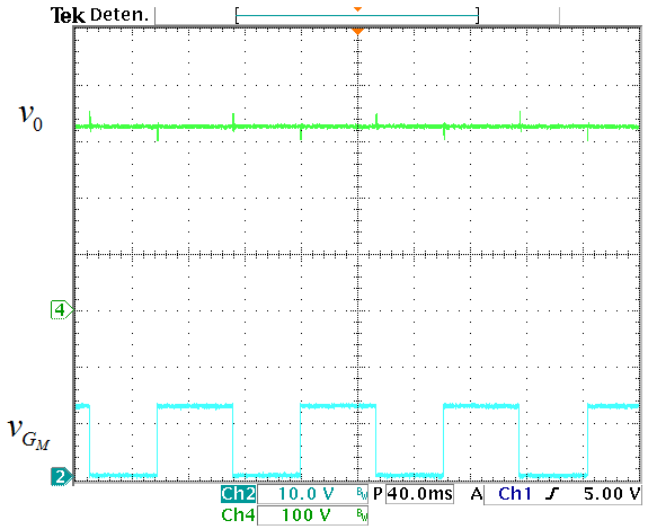


Figura 4.24. Respuesta a lazo cerrado del convertidor ante cambios de carga. (De superior a inferior) Voltaje de salida v_0 (100 V/div) y señal de disparo V_g del MOSFET M_1 (10 V/div) (40 ms/div).

Para finalizar, la ganancia de lazo de voltaje se presenta en la Figura 4.25. La gráfica muestra una alta ganancia a bajas frecuencias (45 dB), un ancho de banda de 1 kHz y un margen de fase de 130 °. Lo anterior garantiza la estabilidad del regulador conmutado.

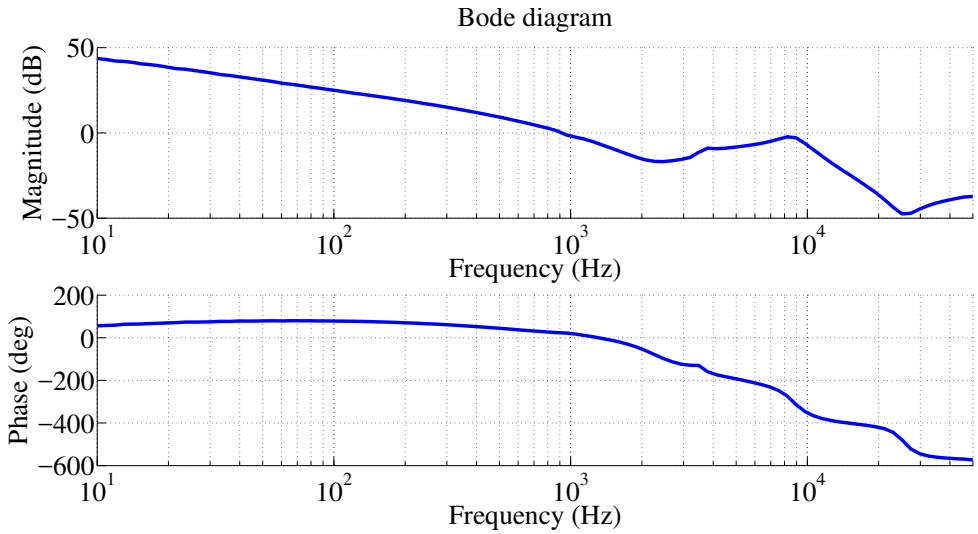


Figura 4.25. Ganancia de lazo del regulador a carga nominal. (Superior) Magnitud (50 dB/div) e (inferior) fase (200 °/div), eje x en Hz.

La configuración propuesta tiene una ganancia más elevada que la del convertido cuadrático elevador. Lo anterior se logra al agregar una celda multiplicadora de voltaje. Las ventajas de esta configuración son: *(i)* corrientes de entrada/salida no pulsantes; *ii)* estrés de voltaje reducido en los dispositivos de conmutación; y *(iii)* una implementación sencilla de la celda multiplicadora de voltaje, ya que está constituida por dos diodos y dos condensadores de bajo valor ($4.7\mu F$). Se utiliza el control en modo corriente promedio, el cual logra regulación ante variaciones de carga y del voltaje de entrada; además, la estabilidad del sistema es comprobada a través de la ganancia de lazo del regulador.

Conclusiones

Un desafío tecnológico importante en un sistema módulo de celda de combustible/-regulador/carga es el diseño y operación del convertidor de potencia. Lo anterior por la necesidad de satisfacer los niveles de tensión deseados con una alta eficiencia energética. En años recientes, las aplicaciones con celdas de combustible se han incrementado de manera importante; por lo tanto, es necesario explorar nuevas configuraciones de convertidores de CD-CD para procesar la energía generada por dichos sistemas. Las características que deben cumplir los reguladores conmutados para esta aplicación son: a) un amplio rango de conversión de voltaje, b) un corriente de entrada con un mínimo de rizo, c) alta eficiencia energética y d) una rápida respuesta dinámica ante perturbaciones (entrada/salida).

Análisis de resultados

Este trabajo de tesis aborda el estudio de convertidores de CD-CD para procesar la energía generada por módulos de celdas de combustible. En este sentido, se analizan cuatro esquemas de convertidores de potencia, entre los cuales se propone una topología en este trabajo de tesis. El convertidor propuesto tiene una relación de conversión cuadrática. Además, se obtienen los modelos que describen el comportamiento dinámico de las cuatro configuraciones, así como las condiciones de estado estable y las expresiones para los valores de inductancias y capacitancias en función de los rizos. Se propone un control en modo corriente promedio para asegurar la operación de los reguladores conmutados y se presenta una metodología para facilitar el cálculo de los parámetros del controlador para dar validez a los resultados teóricos. Se diseñaron cuatro prototipos correspondientes a los convertidores analizados para la validación experimental. Se realizó la implementación del esquema de control para dos convertidores. A continuación, se enumeran las configuraciones analizadas en este trabajo.

I. Convertidor elevador básico. Se propuso esta configuración para el diseño e implementación de un regulador conmutado que procesa la energía generada por el módulo NEXA. La dinámica del sistema es de tercer orden, donde los estados son el voltaje de salida del módulo, la corriente de inductor y el voltaje de salida del convertidor. El

regulador puede entregar una potencia máxima de 900 W a la carga, con un voltaje de salida de 48 V. La eficiencia a plena carga es de 91.1 %; es decir, el módulo NEXA entrega una potencia aproximada de 990 W. Se aplican cambios de carga para comprobar el rendimiento del controlador diseñado. La estabilidad del sistema es comprobada a través de la ganancia de lazo experimental. El nivel de voltaje de salida destinado a esta aplicación es útil para alimentación de sistemas remotos o sistemas de respaldo en equipos de telecomunicaciones.

II. Convertidor elevador con amplio rango de conversión. Esta configuración de convertidor fue estudiada debido a que presenta una ganancia de voltaje superior al convertidor elevador básico. Este esquema opera con dos inductores, los cuales se cargan en paralelo y se descargan en serie. El convertidor contiene tres elementos pasivos (dos inductores y un condenador), dos interruptores activos y un diodo. La dinámica del convertidor es de segundo orden, a pesar de que está constituido por tres elementos pasivos (inductores y condenador). Se realizan pruebas experimentales a lazo abierto con un prototipo de 250 W y un voltaje de salida de 180 V. Como fuente de entrada, se utiliza el módulo NEXA. Por otra parte, este esquema demanda un corriente pulsante en la entrada; por lo tanto, es necesario agregar un condenador de acoplamiento entre el módulo y el convertidor.

III. Convertidor cuadrático elevador con estructura en no cascada. Esta configuración fue desarrollada en este trabajo de tesis, la cual utiliza el principio de procesamiento de potencia redundante reducida. La estructura de ésta configuración consiste en un convertidor elevador básico y un convertidor reductor elevador con conexión en no cascada y un condenador de transferencia para minimizar la potencia redundante que circula entre los convertidores de la estructura propuesta. La dinámica de la topología propuesta es de cuarto orden. Se obtiene una relación cuadrática en la ganancia de voltaje. Se presentan resultados experimentales con un prototipo de laboratorio de 500 W, 30V/220 V ($M = 7.33$). El nivel de tensión de salida es adecuado para alimentación de sistemas de CA a 127 V_{RMS}. Esta estructura demanda una corriente de entrada no pulsante, lo que es factible para procesar la energía generada por fuentes renovables como las celdas fotovoltaicas o las celdas de combustible.

IV. Convertidor cuadrático elevador con un solo interruptor y celda multiplicadora de voltaje. En este esquema, la ganancia de voltaje se incrementa de manera considerable respecto a la ganancia del convertidor cuadrático. La configuración está

constituida por un convertidor elevador de dos etapas con un solo interruptor activo y una celda multiplicadora de voltaje conformada por dos condenadores de bajo valor y dos diodos. Este sistema presenta un comportamiento de sexto orden. Se realiza el diseño de la etapa de control a través de un controlador en modo corriente promedio. Las corrientes de entrada y salida del convertidor son no pulsantes. Fueron obtenidos resultados experimentales con un regulador conmutado diseñado para entregar una potencia de 500 W a la carga, con un voltaje de salida de 330 V. Se utilizó el módulo NEXA como fuente de entrada del convertidor, donde el voltaje de salida a una potencia de 500 W es de aproximadamente 30 V. Se comprueba la estabilidad del regulador conmutado a través de la ganancia de lazo experimental. Este esquema puede ser adecuado en sistemas de microredes de CD, donde el rango de operación de voltaje va de 250 V a 400 V. Los niveles de tensión máxima que soportan los dispositivos de conmutación son menores a la tensión de salida del convertidor; es decir, se reduce el estrés de voltaje. En la Tabla I, se realiza una comparación de las ventajas y desventajas de las cuatro configuraciones analizadas en el trabajo. El rango de ganancia para cada convertidor fue obtenido a partir de la relación $0.2 \leq D \leq 0.8$.

Tabla I. Análisis comparativo entre las cuatro configuraciones.

Convertidor elevador básico	**Convertidor con ganancia amplia**
Ganancia: $1.25 \leq M \leq 5$	Ganancia: $1.5 \leq M \leq 9$
Voltaje de salida: 48 V	Voltaje de salida: 180 V
Potencia de salida: 900 W	Potencia de salida: 250 W
Carga: 2.56 Ω	Carga: 130 Ω
Eficiencia: 91 %	Eficiencia: 85 %
Rizo de entrada: no pulsante	Rizo de entrada: pulsante
Estrés en semiconductores: alto	Estrés en semiconductores: bajo
Modelo: tercer orden	Modelo: segundo orden
Convertidor propuesto	**Convertidor con alta ganancia**
Ganancia: $1.56 \leq M \leq 25$	Ganancia: $1.87 \leq M \leq 45$
Voltaje de salida: 220 V	Voltaje de salida: 330 V
Potencia de salida: 500 W	Potencia de salida: 500 W
Carga: 96.8 Ω	Carga: 217.8 Ω
Eficiencia: 95 %	Eficiencia: 77 %
Rizo de entrada: no pulsante	Rizo de entrada: no pulsante
Estrés en semiconductores: alto en salida	Estrés en semiconductores: bajo
Modelo: cuarto orden	Modelo: sexto orden

Como se observa en la tabla, cada configuración fue diseñada para distintos valores de salida. La selección de de P_0 y V_0 fue realizada con base a las posibles aplicaciones y rangos de conversión de cada convertidor en específico.

Aportaciones del trabajo

A continuación, se mencionan los resultados obtenidos son considerados como contribuciones. Los principales resultados son:

- La incorporación del modelo dinámico de la celda de combustible en el análisis. Este modelo es adecuado para describir el comportamiento eléctrico de los módulos de celdas de combustible.
- Desarrollo de una metodología de selección de parámetros del controlador útil para sistemas dominantes de segundo orden. La mayoría de los convertidores de CD-CD presentan un comportamiento de segundo orden, a pesar que algunas configuraciones son sistemas de alto orden.
- La incorporación de una celda multiplicadora de voltaje para incrementar la ganancia de voltaje. Esta técnica puede ser aplicada a cualquier tipo de configuración de convertidor.
- El desarrollo de una configuración de convertidor con estructura en no cascada que cumple con los requerimientos de las celdas de combustible. El convertidor propuesto demanda una corriente de entrada no pulsante, la dinámica en la transferencia de energía entre la entrada y salida es adecuada debido a la conexión en no cascada, y la eficiencia energética es alta ya que existe un procesamiento de potencia redundante reducida.
- El incremento en el conocimiento sobre topologías con estructura en no cascada aplicadas a celdas de combustible. Esta aplicación no ha sido reportada en la literatura especializada; además, se puede extender a otras fuentes de energía renovables como las celdas fotovoltaicas.

Publicaciones generadas

Durante el trabajo de tesis fueron logradas tres publicaciones, las cuales se enlistan a continuación:

1. **L. H. Diaz-Saldierna**, D. Langarica-Cordoba, J. Leyva-Ramos, J. A. Morales-Saldaña, “Dynamical modeling for a fuel-cell based power generation system”, 2018 Latin American Congress on Automatic Control (CLCA 2018), Quito, Ecuador, Octubre de 2018.

2. **Luis H. Diaz-Saldierna**, Jesus Leyva-Ramos, Diego Langarica-Cordoba, Jorge A. Morales-Saldaña, "Control strategy of switching regulators for fuel-cell power applications", IET Renewable Power Generation, Vol. 11, No. 6, 2017, páginas 799-805.

3. **L. H. Diaz-Saldierna**, J. Leyva-Ramos, D. Langarica-Cordoba, J. A. Morales-Saldaña, "Control of a Switched-Capacitor Quadratic Boost Converter for Fuel-Cell Systems", 2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA), Curicó, Chile, Octubre de 2016.

Trabajo futuro

Existen áreas de oportunidad y retos para continuar con la investigación realizada en esta tesis. Como trabajo futuro, se proponen los siguientes puntos:

- Explorar las prestaciones de las nuevas topologías con controladores convencionales o típicos. Existen técnicas que han sido reportadas en la literatura para el control de reguladores conmutados, entre las que se encuentras los controladores lineales y no lineales. Entre los esquemas que han presentado buenos resultados están el control en modo corriente y de corriente programada, modos deslizantes, pasividad, entre otros.

- Estudiar y/o proponer nuevas configuraciones con altos rangos de conversión y altas eficiencias. Las estructuras de convertidores multi-etapas y con conexión en no cascada pueden ser combinadas con celdas multiplicadoras de voltaje para lograr amplias relaciones de conversión; además, se pueden emplear dispositivos semiconductores de carburo de silicio para obtener altas eficiencias en las configuraciones propuestas.

- Explorar las aplicaciones a otros tipos de fuentes renovables. Debido a los requerimientos necesarios para las celdas de combustible, las configuraciones propuestas cumplen para satisfaces las necesidades de otras tecnologías de fuentes renovables como los sistemas eólicos y fotovoltaicos.

Referencias bibliográficas

[1] Y. A. Zúñiga-Ventura, D. Langarica-Córdoba, J. Leyva-Ramos, L. H. Díaz-Saldierna y V. M. Ramírez-Rivera, "Adaptive backstepping control for a fuel cell/boost converter system," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, pp. 686–695, Junio 2018.

[2] L. H. Diaz-Saldierna, D. Langarica-Córdoba y J. Leyva-Ramos, "Loop-shaping control of high-step converters for fuel-cell applications," in *2015 23rd Mediterranean Conference on Control and Automation (MED)*, pp. 789–795, Junio 2015.

[3] D. Kennedy, "Alternative sorces of energy," in *2009 MATRIB Conference*, pp. 1–10, 2009.

[4] *Renewable Energy Statistics 2018, International Renewable Energy Agency, Abu Dhabi.* International Renewable Energy Agency (IRENA), 2018.

[5] *Outlook on Global Renewable Energy Market, Electric Power Industry & New and Renewable Enery Unit, Yasushi Ninomiya.* The Institute of Energy Economics, Japan, 2018.

[6] *Prospectiva de Energías renovables 2018-2032.* Secretatía de Energía, 2018.

[7] *Reporte de Avance de Energías Limpias Primer Semestre 2018.* Secretatía de Energía, 2018.

[8] L. M. Palma-Fanjul, *Design Considerations for DC-DC in Fuel Cell Systems.* PhD thesis, Texas A&M University, Diciembre 2006.

[9] J. Larminie, *Fuel Cell Systems Explained.* John Wiley & Sons Ltd, 2003.

[10] S. M. Javaid, *Polymer Membranes for Fuel Cells.* Springer, 2009.

[11] *Hydrogen from renewable power: Techology outlook for the energy transition, International Renewable Energy Agency, Abu Dhabi.* International Renewable Energy Agency (IRENA), 2018.

[12] Y. Wang, Ken S. Chen, Jeffrey Mishler, Sung Chan Cho y Xavier Cordobes Adroher, "A review of polymer electrolyte membrane fuel cells: Technology, applications, and needs on fundamental research," *Applied Energy*, vol. 88, no. 4, pp. 981 – 1007, 2011.

[13] *The Fuel Cell Industry Review 2017*. E4tech, 2017.

[14] F. Fiegenbaum, Emilse M. Martini, Michèle O. de Souza, Márcia R. Becker y Roberto F. de Souza, "Hydrogen production by water electrolysis using tetra-alkyl-ammonium-sulfonic acid ionic liquid electrolytes," *Journal of Power Sources*, vol. 243, pp. 822 – 825, 2013.

[15] Y. Petrov, Jean-Pierre Schosger, Zdravko Stoynov y Frank de Bruijn, "Hydrogen evolution on nickel electrode in synthetic tap water – alkaline solution," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 36, no. 20, pp. 12715 – 12724, 2011. 3rd Iranian Fuel Cell Seminar.

[16] S. Satyapal, "Hydrogen and fuel cell overview," in *DLA Wordwide Conference*, Abril 2017.

[17] H. fuel cell techonologies, "Minipack handheld usb charger," https://www.horizonfuelcell.com/minipak.

[18] B. Gou, *FUEL CELLS - Modeling, control and applications*. CRC Press, 2010.

[19] L. H. Diaz-Saldierna, J. Leyva-Ramos y D. Langarica-Cordoba, "Power converter with low-voltage stress on the switching devices for renewable energy applications," in *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, pp. 1–6, Abril 2016.

[20] L. Palma y P. N. Enjeti, "A modular fuel cell, modular dc–dc converter concept for high performance and enhanced reliability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 1437–1443, Junio 2009.

[21] P. Thounthong y Bernard Davat, "Study of a multiphase interleaved step-up converter for fuel cell high power applications," *Energy Conversion and Management*, vol. 51, no. 4, pp. 826 – 832, 2010.

[22] F. Gao, B. Blunier, M. G. Simoes y A. Miraoui, "Pem fuel cell stack modeling for real-time emulation in hardware-in-the-loop applications," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, pp. 184–194, Marzo 2011.

[23] K. Tseng, C. Cheng y C. Chen, "High step-up interleaved boost converter for distributed generation using renewable and alternative power sources," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, pp. 713–722, Junio 2017.

[24] K. Haraldsson y Keith Wipke, "Evaluating pem fuel cell system models," *Journal of Power Sources*, vol. 126, no. 1, pp. 88 – 97, 2004.

[25] A. Maher y Al-Baghdadi Sadiq, "Modelling of proton exchange membrane fuel cell performance based on semi-empirical equations," *Renewable Energy*, vol. 30, no. 10, pp. 1587 – 1599, 2005.

[26] A. Saadi, M. Becherif, A. Aboubou y M.Y. Ayad, "Comparison of proton exchange membrane fuel cell static models," *Renewable Energy*, vol. 56, pp. 64 – 71, 2013. The International Conference on Renewable Energy: Generation and Applications.

[27] A. Shahin, M. Hinaje, J. Martin, S. Pierfederici y S. Rael and B. Davat, "High voltage ratio dc–dc converter for fuel-cell applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 3944–3955, Diciembre 2010.

[28] Y. A. Zúñiga-Ventura, J. Leyva-Ramos, L. H. Díaz-Saldiena, I. A. Díaz-Díaz y D. Langarica-Córdoba, "Nonlinear voltage regulation strategy for a fuel cell/supercapacitor power source system," in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Octubre 2018.

[29] C. Lee, J. Yang y J. Jiang, "Assessment of pem fuel cells-based dc/dc power conversion for applications in auvs," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 46, pp. 1834–1847, Octubre 2010.

[30] J. Lee, S. Choe, J. Ahn y S. Baek, "Modelling and simulation of a polymer electrolyte membrane fuel cell system with a pwm dc/dc converter for stationary applications," *IET Power Electronics*, vol. 1, pp. 305–317, Septiembre 2008.

[31] S. Changchien, T. Liang, J. Chen y L. Yang, "Novel high step-up dc–dc converter for fuel cell energy conversion system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 2007–2017, Junio 2010.

[32] R. Wai y C. Lin, "High-efficiency, high-step-up dc-dc convertor for fuel-cell generation system," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 152, pp. 1371–1378, Septiembre 2005.

[33] V. Samavatian y A. Radan, "A high efficiency input/output magnetically coupled interleaved buck–boost converter with low internal oscillation for fuel-cell applications: Ccm steady-state analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 5560–5568, Septiembre 2015.

[34] M. Nymand y M. A. E. Andersen, "High-efficiency isolated boost dc–dc converter for high-power low-voltage fuel-cell applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 505–514, Febrero 2010.

[35] L. H. Diaz-Saldierna, J. Leyva-Ramos, D. Langarica-Cordoba y J. A. Morales-Saldaña, "Control strategy of switching regulators for fuel-cell power applications," *IET Renewable Power Generation*, vol. 11, no. 6, pp. 799–805, 2017.

[36] P. Yang, Jianping Xu, Guohua Zhou y Shiyu Zhang, "A new quadratic boost converter with high voltage step-up ratio and reduced voltage stress," in *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 2, Junio 2012.

[37] H. Matsuo y K. Harada, "The cascade connection of switching regulators," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-12, pp. 192–198, Marzo 1976.

[38] J. A. Morales-Saldana, E. E. C. Gutierrez y J. Leyva-Ramos, "Modeling of switch-mode dc-dc cascade converters," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 38, pp. 295–299, Enero 2002.

[39] J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez, L. H. Diaz-Saldierna y J. A. Morales-Saldana, "Switching regulator using a quadratic boost converter for wide dc conversion ratios," *IET Power Electronics*, vol. 2, pp. 605–613, Septiembre 2009.

[40] C. K. Tse y M. H. L. Chow, "Theoretical study of switching power converters with power factor correction and output regulation," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 47, pp. 1047–1055, Julio 2000.

[41] J. A. Morales-Saldana, R. Loera-Palomo, E. Palacios-Hernandez y J. L. Gonzalez-Martinez, "Modelling and control of a dc-dc quadratic boost converter with r2p2," *IET Power Electronics*, vol. 7, pp. 11–22, Enero 2014.

[42] C. K. Tse, M. H. L. Chow y M. K. H. Cheung, "A family of pfc voltage regulator configurations with reduced redundant power processing," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, pp. 794–802, Noviembre 2001.

[43] R. Loera-Palomo y J. A. Morales-Saldaña, "Family of quadratic step-up dc–dc converters based on non-cascading structures," *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 5, pp. 793–801, 2015.

[44] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg y B. Lehman, "Step-up dc–dc converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 9143–9178, Diciembre 2017.

[45] L. Yang, T. Liang y J. Chen, "Transformerless dc–dc converters with high step-up voltage gain," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 3144–3152, Agosto 2009.

[46] L. H. Diaz-Saldierna, D. Langarica-Cordoba, J. Leyva-Ramos y J. A. Morales-Saldaña, "Dynamical modeling for a fuel-cell based power generation system," in *2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)*, pp. 1–6, Octubre 2016.

[47] E. E. Carbajal-Gutierrez, J. A. Morales-Saldana y J. Leyva-Ramos, "Modeling of a single-switch quadratic buck converter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 41, pp. 1450–1456, Octubre 2005.

[48] O. López-Santos, L. Martínez-Salamero, G. García, H. Valderrama-Blavi y D. O. Mercuri, "Efficiency analysis of a sliding-mode controlled quadratic boost converter," *IET Power Electronics*, vol. 6, pp. 364–373, Febrero 2013.

[49] J. A. Morales-Saldana, E. E. C. Gutierrez y J. Leyva-Ramos, "Modeling of switch-mode dc-dc cascade converters," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 38, pp. 295–299, Enero 2002.

[50] M. G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, E. E. Carbajal-Gutierrez y J. A. Morales-Saldana, "Modelling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch," *IET Power Electronics*, vol. 1, pp. 478–487, Diciembre 2008.

[51] L. H. Diaz-Saldierna, J. Leyva-Ramos, D. Langarica-Cordoba y J. A. Morales-Saldaña, "Control of a switched-capacitor quadratic boost converter for fuel-cell systems," in *Latin American Congress on Automatic Control*, Octubre 2018.

[52] R. Saadi, O. Kraa, M.Y. Ayad, M. Becherif, H. Ghodbane y M. Bahri and A. Aboubou, "Dual loop controllers using pi, sliding mode and flatness controls applied to low voltage converters for fuel cell applications," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 41, no. 42, pp. 19154 – 19163, 2016.

[53] P. Thounthong y S. Pierfederici, "A new control law based on the differential flatness principle for multiphase interleaved dc–dc converter," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 57, pp. 903–907, Noviembre 2010.

[54] W. Thammasiriroj, Viboon Chunkag, Matheepot Phattanasak, Serge Pierfederici, Bernard Davat y Phatiphat Thounthong, "Nonlinear single-loop control of the parallel converters for a fuel cell power source used in dc grid applications," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 65, pp. 41 – 48, 2015.

[55] A. Ion Bogdan y N. Bizon, "Voltage-mode control of the dc-dc power converter - a short review," in *2015 7th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, pp. E–27–E–32, Junio 2015.

[56] K. Siri, T. Wu y C. Q. Lee, "Peak-current programmed dynamic current distribution control for converters connected in parallel," in *Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*, pp. 340–345 vol.1, Noviembre 1992.

[57] R. Loera-Palomo, J. A. Morales-Saldaña, R. Peña-Gallardo y C. P. Delgado-Antillón, "Switching regulator using a dc–dc step-down non-cascading converter," *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 4, pp. 413–420, 2017.

[58] J. Leyva-Ramos, J. A. Morales-Saldaña, L. H. Diaz-Saldierna y M. G. Ortiz-Lopez, "Processing energy from fuel cell modules using cascade converters," in *IET Conference on Renewable Power Generation (RPG 2011)*, pp. 1–5, Septiembre 2011.

[59] X. Lu, K. Sun, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, L. Huang y J. Wang, "Stability enhancement based on virtual impedance for dc microgrids with constant power loads," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, pp. 2770–2783, Noviembre 2015.