

**DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE EFICIENCIA DE
TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN DE PILAS DE COMBUSTIBLE
CON SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA AUXILIARES Y
CARGAS ELÉCTRICAS**

Ing. JOHN ANDERSON SANDOVAL MORENO

**UNIVERSIDAD DEL VALLE
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
PROGRAMA DE POSGRADO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA CON ÉNFASIS EN AUTOMÁTICA
SANTIAGO DE CALI
OCTUBRE DE 2011**

**DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE EFICIENCIA DE
TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN DE PILAS DE COMBUSTIBLE
CON SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA AUXILIARES Y
CARGAS ELÉCTRICAS**

Ing. JOHN ANDERSON SANDOVAL MORENO

**Informe final del Proyecto de Investigación para optar al título de Magíster en
Ingeniería con Énfasis en Automática**

Directores

Ing. Jorge Eliécer Quintero Calvache, MSc

Ing. Carlos Andrés Ramos Paja, PhD

**UNIVERSIDAD DEL VALLE
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
PROGRAMA DE POSGRADO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA CON ÉNFASIS EN AUTOMÁTICA
SANTIAGO DE CALI
OCTUBRE DE 2011**

A mis padres, Luis Alberto y Luz Marina

A Yaramileth, que ilumina mis días

AGRADECIMIENTOS

Quisiera agradecer, en primer lugar, a mis padres Luis Alberto y Luz Marina, por mostrarme que en la vida los logros son altamente gratificantes cuando siempre se trabaja para ser el mejor.

También, a Yaramileth la luz de mis días y quien me ha acompañado a lo largo de mis últimos años. Quiero agradecerle su eterna confianza y paciencia en los momentos más duros.

También quiero agradecer a mis directores. Al profesor Jorge Quintero porque su experiencia y consejos me permitieron salir de diversas adversidades que encontré a lo largo del desarrollo de este trabajo y a Carlos Andrés, por la guía que siempre me prestó, sin importar la distancia.

De igual manera, agradezco enormemente el apoyo del Profesor Edinson Franco, actualmente director del Programa de Posgrados en Ingeniería Eléctrica y Electrónica, quien desde el inicio del proyecto, estuvo atento a cualquier duda. Igualmente, agradezco al profesor José Miguel Ramírez, director del Grupo de Investigación en Control Industrial (GICI), quien volvió a depositarme su confianza para desarrollar este trabajo, además de colaborarme en algunos aspectos, gracias a su vasta experiencia. Extiendo un agradecimiento a los demás miembros del grupo de investigación, que siempre estuvieron atentos a cualquier duda.

Finalmente, agradezco a mis grandes compañeros: Daniel, Ferney, Víctor, Jorge y Andrés, porque siempre estaban dispuestos a darme ánimo, darme consejos y estar atentos sobre el desarrollo del presente trabajo.

Muchas gracias a todos.

DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE EFICIENCIA DE TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN DE PILAS DE COMBUSTIBLE CON SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA AUXILIARES Y CARGAS ELÉCTRICAS

Por

John Anderson Sandoval Moreno

Programa de Posgrados en Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Universidad del Valle
Cali (Colombia), 2011

RESÚMEN

En el presente proyecto de investigación con características exploratorias debido al contexto social del país y la región, se abordó el diseño, implementación y análisis de eficiencia de las topologías básicas de interconexión (Serial y Paralela) empleadas en sistemas de generación de energía eléctrica basados en pilas de combustible, fuente de energía alternativa bastante prometedora hacia el futuro.

El trabajo presenta un análisis del estado del arte de estas fuentes de energía alternativas, destacándose aspectos funcionales de las pilas de combustible. De igual manera, se realizó un análisis de la literatura, destacando el uso de las topologías (considerando como características potencia y aplicación) y la utilización de convertidores de potencia tipo DC/DC, para el acondicionamiento de potencias requerido en las topologías (considerando características como potencia, aplicación y complejidad).

En la segunda parte del trabajo, se realiza un análisis completo de un sistema basado en pilas de combustible, que emplea como elemento auxiliar de almacenamiento de energía un banco de baterías y utiliza una carga resistiva con tensión de salida regulada. Debido a la limitada cantidad de recursos con los que se elaboró este proyecto, la pila de combustible fue remplazada por una fuente de DC de altas prestaciones. En este capítulo, se realiza el diseño de los convertidores de potencia (tipo Buck y Boost), sus respectivas tarjetas de control e instrumentos de medidas (tensiones y corrientes) de acuerdo a las condiciones de operación. Además, se presenta el desarrollo de controles de corriente que facilitan la controlabilidad y mejoran la robustez del sistema. El desempeño de estos controladores se evaluó en base a curvas de respuesta en frecuencia, comportamiento mediante simulación y experimentación.

La tercera parte del trabajo profundiza en aspectos de análisis y diseño de estrategias de control y gestión de energía de las topologías de interconexión. En este capítulo se propone una estrategia de estimación de

estado de carga para el elemento de almacenamiento auxiliar para fines de control de esta variable. A su vez, se proponen algunos cambios a los convertidores de potencia, con el fin de facilitar el desarrollo y mejorar la confiabilidad de las estrategias de control. Debido a estos elementos adicionales, para cada topología se realiza un análisis del sistema multivariable para establecer la dependencia de variables manipuladas y controladas de cada topología. Luego, se proponen las estrategias de control de cada topología (control de estado de carga, regulación de tensión de salida y limitación de *slew rate* de la corriente generada por la pila de combustible) en base a los resultados obtenidos del modelo multivariable. Finalmente, se analiza el desempeño de las topologías, mediante pruebas en simulación y en experimentación, donde se verificó el funcionamiento de cada una, habilitándolas para un estudio comparativo de eficiencias.

En el cuarto capítulo se realiza un análisis de eficiencia de las topologías de interconexión, teniendo en cuenta características de un perfil de carga pulsante seleccionado; no obstante, los resultados obtenidos pueden extenderse a otras cargas (perfiles de conducción de automóviles, comportamientos de cargas industriales y residenciales, entre otras). Se realizó un análisis de flujos energéticos desde la pila de combustible y el sistema auxiliar para suplir una carga determinada y se obtuvo una expresión, donde es posible establecer qué topología tiene mayor eficiencia, ante un perfil de carga particular. Dicha expresión depende de las pérdidas de potencia de cada convertidor, las cuales varían de acuerdo al punto de trabajo. Por ello, para realizar el análisis de eficiencia, en caso de no disponer de mediciones confiables de energía generada por la pila de combustible, es posible emplear valores RMS de tensiones y corrientes para establecer qué topología muestra más eficiencia de acuerdo a la carga. De igual manera, se sugiere una metodología de simulación de las topologías en base a convertidores estáticos, con sus respectivas estrategias de control, con el fin de disponer de una herramienta para analizar la eficiencia de las topologías. Finalmente, se propone una estrategia de análisis, basada en resultados de simulación, para determinar qué topología debería emplearse de acuerdo al perfil de carga seleccionado. Los resultados de esta técnica propuesta se verificaron al comparar los resultados en simulación y en experimentación ante diversos perfiles de carga (diferentes magnitudes pico, frecuencias y ciclos de operación), con buenos resultados.

Directores del proyecto de investigación: Jorge Eliecer Quintero Calvache (Universidad del Valle) y Carlos Andrés Ramos Paja (Universidad Nacional de Colombia – Sede Medellín)

DESIGN, IMPLEMENTATION AND EFFICIENCY ANALYSIS OF FUEL CELL INTERCONNECTION TOPOLOGIES WITH AUXILIAR ENERGY STORAGE SYSTEMS AND ELECTRICAL LOADS

By

John Anderson Sandoval Moreno

Programa de Posgrados en Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Universidad del Valle
Cali (Colombia), 2011

ABSTRACT

In this research project with exploratory characteristics due to the social context of the country and the region, it was made the design, implementation and efficiency analysis of the basic interconnection topologies (serial and parallel) used in electrical power generation systems based on fuel cells, a promising alternative power source for the future.

This work presents an analysis of the State of the art of these alternative power sources, highlighting functional aspect of the fuel cells. As the same way, it was made a literature analysis, detailing the use of the topologies (considering power and applications) and the use of DC/DC power converters, for the power conditioning required for the topologies (considering characteristics such power, application and complexity).

In the second part of the work, it is made a complete analysis of a fuel cell based system, which uses as auxiliary energy storage system a battery bank and uses a resistive load with regulated output voltage. Due to the limited amount of resources used for the project, the Fuel Cell was replaced with a high performance DC power source. In this chapter, it is made the design of the power converter (Buck and Boost type), their respective control cards and measurement instruments (voltages and currents) according to the operative conditions. Also, it is shown the development of current control controllers which facilitate the controllability and increase the robustness of the system. The performance of these controllers was evaluated based on frequency response plots and behavior in simulation and experimentation.

The third part of the work deeps in analysis and design of control strategies and power management for the interconnection topologies. In this chapter it is proposed a state-of-charge estimation strategy for the

auxiliary energy storage system for controlling this variable. At the same time, it is proposed some change to the power converters, with the purpose of facilitate the development and enhance the reliability of the control strategies. Due to the additional elements, for each topology it was performed an analysis of the multivariable system for establishing the dependency of manipulated and controlled variables of each topology. Then, it is proposed the control strategies for each topology (state of charge control, output voltage regulation and slew rate limitation of the current generate by the fuel cell) based in results obtained from the multivariable model. Finally, it is analyzed the performance of the topologies, through simulation and experimental tests, in which it was verified the operation of each one, enabling them for a comparative study of efficiencies.

In the fourth chapter it is made an efficiency analysis of the interconnection topologies, considering the characteristics of a pulsed-power profile selected; nevertheless, the obtained results can be extended to other power load (vehicles driving profiles, behavior of industrial and residential power loads, and so on). It was performed an analysis of power flows from the fuel cells and the auxiliary system for supplying a defined load and it was obtained an expression, in which is possible to establish which topology has higher efficiency against a particular load profile. The expression depends on the power losses of each converter, which vary according to the operation point. By that, for performing the efficiency analysis, in case of no disposing of reliable measurements from the energy generated by the fuel cell, it is possible to use RMS values of voltages and currents for establishing which topology shows more efficiency according to the load.

At the same way, it was suggested a simulation methodology for the topologies bases in static power converters, with their respective control strategies, with the purpose of provide a tool for analyzing the topologies efficiency. Finally, it is proposed an analysis strategy, based on simulation results, for defining which topology should be used according to the selected power profile. The results of the proposed technique was verified when were compared the simulations and experimentation results against various power profiles (different peak magnitudes, frequencies and duty cycles) with good results.

Research project supervisors: Jorge Eliecer Quintero Calvache (Universidad del Valle) and Carlos Andrés Ramos Paja (Universidad Nacional de Colombia – Sede Medellín)

CONTENIDO

Pág.

CAPÍTULO 1. ESTADO DEL ARTE Y MARCO DE REFERENCIA DEL PROYECTO DE INVESTIGACIÓN	1
1.1 PILAS DE COMBUSTIBLE	1
1.1.1 Principios de operación de las pilas de combustible	2
1.1.1.1 Características eléctricas de las Pilas de Combustible	4
1.1.1.2 Características dinámicas de las Pilas de Combustible	6
1.1.2 Otras limitaciones de las Pilas de Combustible	7
1.2 ESTADO DEL ARTE EN TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN PARA PILAS DE COMBUSTIBLE	7
1.2.1 Topologías de interconexión y sus aplicaciones	9
1.2.1.1 Implementaciones con la Topología Serial	13
1.2.1.2 Implementaciones con la Topología Paralela	15
1.2.2 Topología de interconexión híbrida Serial – Paralela	16
1.2.3 Comentarios finales sobre el Estado del Arte para Topologías de Interconexión	17
1.3 ESTADO DEL ARTE EN CONVERTIDORES DE POTENCIA DC/DC USADOS EN LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN PARA PILAS DE COMBUSTIBLE	18
1.3.1 Convertidores de Potencia DC/DC reportados en la literatura	18
1.3.2 Comentarios finales sobre el Estado del Arte para convertidores DC/DC usados con pilas de combustible	25
1.4 ESTADO DEL ARTE DE ESTRATEGIAS DE CONTROL EMPLEADAS EN SISTEMAS DE GENERACIÓN CON PILAS DE COMBUSTIBLE	26
1.4.1 Estrategias de control para convertidores de potencia	27
1.4.2 Estrategias de gestión de energía	28
1.4.3 Comentarios finales sobre el Estado del Arte de estrategias de control en sistemas de generación basados en pilas de combustible	28
1.5 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	29
1.6 OBJETIVOS DEL PROYECTO	30
1.7 JUSTIFICACIÓN	31
1.8 CONCLUSIONES	32
CAPÍTULO 2. ESPECIFICACIÓN Y DISEÑO DE LOS CONVERTIDORES DC/DC UTILIZADOS EN LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN CONSTRUIDAS	33

2.1	ESPECIFICACIONES DE LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN	33
2.2	DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LOS CONVERTIDORES DC/DC PARA LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN.....	34
2.2.1	Generalidades de los convertidores de potencia DC/DC.....	34
2.2.2	Implementación de los convertidores de potencia.....	36
2.2.2.1	Controlador análogo y generación de pulsos de control.....	37
2.2.2.2	Etapas de protecciones de sobretensión y sobrecorriente	40
2.2.2.3	Acondicionamiento de señal de sensores de tensión y corriente	41
2.2.2.4	Configuración definitiva de los convertidores de potencia	43
2.3	DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LAS ESTRATEGIAS DE CONTROL DE CORRIENTE PARA LOS CONVERTIDORES	44
2.3.1	Modelos matemáticos para control de corriente de los convertidores de potencia	45
2.3.2	Consideraciones de diseño de los controladores de corriente	46
2.3.3	Diseño e implementación del control de corriente para el convertidor Buck (Convertidor DCDC2)	48
2.3.5.1	Análisis de robustez del controlador de corriente para el convertidor Buck (DCDC2) ..	52
2.3.5.2	Resultados en la implementación del controlador de corriente para el convertidor Buck (DCDC2)	53
2.3.5.3	Resumen del procedimiento de diseño de los controladores análogos de corriente para los convertidores de potencia.....	55
2.3.4	Diseño e implementación de los controladores de corriente para los convertidores Boost (DCDC1 y DCDC3)	56
2.3.5.4	Análisis de robustez del controlador de corriente para los convertidores Boost (DCDC1 y DCDC3)	58
2.3.5.5	Resultados en la implementación de los controladores de corriente para los convertidores Boost (DCDC1 y DCDC3)	59
2.4	CONCLUSIONES	61
CAPÍTULO 3. ANÁLISIS, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE LAS TOPOLOGIAS DE INTERCONEXIÓN USADAS EN SISTEMAS CON PILAS DE COMBUSTIBLE.....		63
3.1	CARACTERÍSTICAS FUNCIONALES DE LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN..	63
3.2	Consideraciones adicionales en el diseño y modelado para las topologías de interconexión...	64
3.2.1	Simplificación de los convertidores de potencia controlados en corriente.....	65
3.2.2	Modificación de la estructura básica de los convertidores de potencia.....	66
3.2.2.1	Adición de un filtro de corriente a la salida del convertidor Boost.....	66

3.2.2.2	Adición de un capacitor a la entrada del convertidor Boost.....	67
3.2.2.3	Adición de un filtro LC a la entrada del convertidor Buck	68
3.2.3	Estrategia de estimación y modelo de control para el Estado de Carga de la batería.....	69
3.3	IMPLEMENTACIÓN DE LA TOPOLOGÍA SERIAL	74
3.3.1	Análisis multivariable de la Topología Serial	76
3.3.2	Diseño de estrategias de control de alto nivel para la Topología Serial.....	80
3.3.2.1	Diseño de controladores para el convertidor DCDC1	82
3.3.2.2	Diseño de controladores para el convertidor DCDC2	84
3.3.3	Resultados de simulación de la Topología Serial.....	86
3.3.4	Resultados de implementación de la Topología Serial.....	89
3.4	IMPLEMENTACIÓN DE LA TOPOLOGÍA PARALELA	90
3.4.1	Análisis multivariable de la Topología Paralela.....	93
3.4.2	Diseño de estrategias de control de alto nivel para la Topología Paralela	96
3.4.2.1	Control de flujos de energía de los convertidores DCDC2 y DCDC3 y componentes del control de SOC	97
3.4.2.2	Estrategias de regulación de tensión en el bus de carga	99
3.4.3	Resultados de simulación de la Topología Paralela	102
3.4.4	Resultados de implementación de la Topología Paralela	105
3.5	CONCLUSIONES	106
CAPÍTULO 4. ANÁLISIS DE EFICIENCIA DE LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN		108
4.1	ANÁLISIS DE FLUJOS DE ENERGÍAS DE LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN Y EFICIENCIA DE LOS CONVERTIDORES DE POTENCIA	108
4.1.1	Análisis de flujos de energías generados por la pila de combustible y el SAAE de acuerdo a la carga	109
4.1.2	Análisis de energía generada por la pila de combustible de acuerdo a las características del perfil de carga	111
4.1.3	Análisis de energía generada por la pila de combustible de acuerdo a las características del perfil de carga	112
4.2	RELACIONES DE EFICIENCIA PARA LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN Y REQUERIMIENTOS ADICIONALES PARA EL ANÁLISIS	113
4.2.1	Consideraciones adicionales para realizar al análisis de eficiencia: Perfil de carga empleado y características de las señales.....	115
4.3	VALIDACIÓN DE LAS RELACIONES DE EFICIENCIA ESTABLECIDAS MEDIANTE SIMULACIÓN	117

4.3.1	Estrategia de simulación de los convertidores de potencia para el análisis de eficiencia .	119
4.3.2	Análisis de los perfiles de carga seleccionados y expresiones de las eficiencias de los convertidores respecto al perfil de carga	122
4.3.3	Validación del análisis de eficiencia energética.....	125
4.4	VALIDACIÓN DE LAS RELACIONES DE EFICIENCIA ESTABLECIDAS USANDO MEDIDAS DEL LABORATORIO	131
4.4.1	Equipos empleados para la validación en el laboratorio	131
4.4.2	Validación de relaciones de eficiencia con los datos obtenidos en la práctica.....	133
4.5	METODOLOGÍA PARA SELECCIONAR UNA TOPOLOGÍA DE INTERCONEXIÓN ESPECÍFICA	136
4.6	CONCLUSIONES	140
CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....		142
ANEXO A. CONSIDERACIONES DE DISEÑO DE LOS CONVERTIDORES DE POTENCIA.....		149
a.	Variaciones del ciclo de trabajo para los convertidores de potencia.....	149
b.	Selección del rango de potencia de carga.....	149
c.	Selección de inductancias y capacitancias.....	150
d.	Selección de los dispositivos semiconductores y cálculo de redes Snubber	151
ANEXO B. MODELADO MATEMÁTICO DE LOS CONVERTIDORES DE POTENCIA		154
a.	Modelo matemático del convertidor Buck	155
b.	Funciones de transferencia del convertidor Buck.....	157
c.	Modelo matemático de un convertidor Buck con filtro a la entrada	158
d.	Modelo matemático del convertidor Boost	159
e.	Funciones de transferencia del convertidor Boost.....	161
f.	Modelo matemático de un convertidor Boost con filtro a la salida.....	161
ANEXO C. ESQUEMAS DE CIRCUITO Y DIAGRAMAS DE CABLEADO DE LOS CONVERTIDORES DE POTENCIA.....		165
a.	Esquemas de los instrumentos de corriente y tensión	165
b.	Esquema completo de la tarjeta de control para cada convertidor	165
c.	Detalles de señales de entrada y salida de los componentes de cada convertidor de potencia...	168
d.	Cableado de los convertidores de potencia.....	173
REFERENCIAS		176

LISTADO DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Esquemas de las pilas de combustible	3
Figura 2. Curva de polarización ideal para una celda de pila de combustible	6
Figura 3. Topologías de interconexión entre la pila de combustible, el sistema auxiliar de energía y la carga eléctrica.....	8
Figura 4 Formas de onda de una simulación de un sistema de generación con pila de combustible ante un perfil de carga de onda cuadrada	9
Figura 5. Clasificación de tecnologías de Sistemas de Almacenamiento de Energía encontradas en la revisión bibliográfica.....	12
Figura 6. Clasificación de máxima potencia reportada de acuerdo a la topología de interconexión en los artículos revisados.	13
Figura 7. Clasificación de aplicaciones reportadas de acuerdo a las topologías de interconexión.....	14
Figura 8. Topología de interconexión híbrida serial - paralela.....	16
Figura 9. Clasificación de convertidores de potencia DC/DC empleados en sistemas de generación con Pilas de Combustible	19
Figura 10 Máxima potencia de los convertidores DC/DC reportada por los autores.....	22
Figura 11. Aplicaciones reportadas de acuerdo al tipo de convertidor DC/DC empleado.....	24
Figura 12. Complejidad de los convertidores DC/DC revisados.....	25
Figura 13. Notación de convertidores y tensiones de las topologías de interconexión	33
Figura 14. Convertidores utilizados para la construcción de las topologías.....	35
Figura 15. Esquema del circuito de control tipo PI implementados para cada convertidor	38
Figura 16. Esquema del circuito de protecciones implementado para cada convertidor.....	41
Figura 17. Circuitos de acondicionamiento para la adquisición de corrientes y tensiones	42
Figura 18. Prototipo de convertidor de potencia desarrollado.....	43
Figura 19. Diagrama de bloques de un convertidor de potencia controlado en corriente	45
Figura 20. Correlaciones en el dominio de la frecuencia	48
Figura 21. Diagrama de bode de la función de transferencia de corriente en lazo abierto para el convertidor Buck(DCDC2).....	49
Figura 22. Diagrama de bode del control de corriente del convertidor Buck (DCDC2) compensado por el término proporcional	50
Figura 23. Diagramas de bode definitivos del lazo de corriente del convertidor Buck (DCDC2)	52

Figura 24. Diagramas de bode del convertidor Buck (DCDC2) con el controlador propuesto, en lazo abierto y lazo cerrado, ante variaciones en tensión de entrada y potencia	53
Figura 25. Comportamiento experimental del convertidor Buck (DCDC2) controlado en corriente, en modo regulador	54
Figura 26. Comportamiento experimental del convertidor Buck (DCDC2) controlado en corriente, en modo seguidor	55
Figura 27. Diagrama de bode de la función de transferencia de corriente en lazo abierto para los convertidores Boost (DCDC1 y DCDC3)	57
Figura 28. Diagramas de bode definitivos de los lazos de corriente para los convertidores Boost (DCDC1 y DCDC3).	58
Figura 29. Diagramas de bode de los convertidores Boost con el controlador propuesto, en lazo abierto y lazo cerrado, ante variaciones en tensiones de entrada, salida y carga	59
Figura 30. Comportamiento experimental de los convertidores Boost (DCDC1 y DCDC3) controlados en corriente, en modo regulador.....	60
Figura 31. Comportamiento experimental de los convertidores Boost (DCDC1 y DCDC3) controlados en corriente, en modo seguidor	61
Figura 32. Simplificación considerada de los convertidores de potencia controlados en corriente	66
Figura 33. Esquema completo y simplificado del convertidor Boost con filtro a la salida.....	67
Figura 34. Esquema completo y simplificado con lazo interno de corriente del convertidor Boost con capacitor de entrada.....	68
Figura 35. Convertidor Buck con filtro a la entrada.....	69
Figura 36. Característica de descarga de las baterías Longway 6FM4.5.....	70
Figura 37. Modelos simplificados de las baterías	71
Figura 38. Esquema simplificado del mecanismo de estimación de estado de carga de la batería	73
Figura 39. Circuito completo y esquema simplificado de la Topología Serial	75
Figura 40. Lazos de control de nivel superior de la Topología Serial.....	80
Figura 41. Limitadores de magnitud y slew rate utilizados.....	82
Figura 42. Diagramas de bode para el sistema en lazo abierto y lazo cerrado para el control de i_{o1}	83
Figura 43. Diagramas de bode para el sistema en lazo abierto y lazo cerrado para el control de Estado de Carga.	85
Figura 44. Diagramas de bode para el sistema en lazo abierto y lazo cerrado para el control de Tensión de Salida.....	86
Figura 45. Implementación en PSIM de la Topología Serial	87

Figura 46. Resultados de simulación de la Topología Serial ($P_{min}=50W$, $P_{max}=156.1W$, $F=1Hz$, $D=50\%$)	88
Figura 47. Resultados de simulación de la Topología serial ($P_{min}=50W$, $P_{max}=156.1W$, $F=10Hz$, $D=50\%$)	89
Figura 48. Resultados de implementación de la Topología serial ($P_{min}=50W$, $P_{max}=156.1W$, $F=1Hz$, $D=50\%$)	90
Figura 49. Circuito completo y esquema simplificado de la Topología Paralela.....	91
Figura 50. Simplificación de la Topología Paralela con fuentes de corriente equivalentes para el nodo de carga	92
Figura 51. Lazos de control de nivel superior de la Topología Paralela	98
Figura 52. Diagramas de bode para el sistema en lazo abierto y lazo cerrado para el controlador de tensión para el convertidor DCDC1	100
Figura 53. Diagramas de bode para el sistema en lazo abierto y lazo cerrado para el controlador de tensión para los convertidores DCDC2 y DCDC3.....	101
Figura 54. Esquema de control alternativo para el convertidor DCDC1 en la Topología Paralela.....	102
Figura 55. Implementación en PSIM de la Topología Paralela.....	103
Figura 56. Resultados de simulación de la Topología Paralela ($P_{min}=50W$, $P_{max}=156.1W$, $F=1Hz$, $D=50\%$)	104
Figura 57. Resultados de simulación de la Topología Paralela ($P_{min}=50W$, $P_{max}=156.1W$, $F=10Hz$, $D=50\%$)	105
Figura 58. Resultados de implementación de la Topología Paralela ($P_{min}=50W$, $P_{max}=156.1W$, $F=1Hz$, $D=50\%$)	106
Figura 59. Flujos de energía considerados para el análisis de eficiencia de la topologías	109
Figura 60. Perfil de carga considerado para el análisis de eficiencia y validación de los montajes de laboratorio	116
Figura 61. Implementación de la Topología Serial en Matlab con convertidores estáticos	120
Figura 62. Resultados de simulación de la Topología Serial considerando convertidores con comportamiento estático ($P_{min}=50.1W$, $P_{max}=132.42W$, $D=50\%$, $T_s=1s$)	121
Figura 63. Resultados de simulación de la Topología Paralela considerando convertidores con comportamiento estático ($P_{min}=50.1W$, $P_{max}=132.42W$, $D=50\%$, $T_s=1s$)	121
Figura 64. Eficiencias de los convertidores utilizados en las topologías de interconexión.....	125
Figura 65. Análisis de eficiencia mediante simulación para $T_s=0.25s$	127
Figura 66. Corrientes de salida RMS de los convertidores, en estado de equilibrio, para para $T_s=0.25s$.	128
Figura 67. Análisis de eficiencia mediante simulación para $T_s=0.50s$	129

Figura 68. Análisis de eficiencia mediante simulación para $T_s=1.00s$	129
Figura 69. Análisis de eficiencia mediante simulación para $T_s=2.50s$	130
Figura 70. Componentes presentes en la implementación de las topologías de interconexión en el laboratorio	132
Figura 71. Componentes presentes en la implementación de las topologías de interconexión en el laboratorio	133
Figura 72. Análisis de eficiencia mediante datos experimentales para $T_s=0.25s$	134
Figura 73. Análisis de eficiencia mediante datos experimentales para $T_s=0.50s$	135
Figura 74. Análisis de eficiencia mediante datos experimentales para $T_s=1.00s$	135
Figura 75. Análisis de eficiencia mediante datos experimentales para $T_s=2.50s$	135
Figura 76. Diagrama de flujo para la verificación de eficiencia energética las topologías	138
Figura 77. Esquema de los convertidores de potencia Buck y Boost.....	149
Figura 78. Estados de funcionamiento de un convertidor Buck.....	155
Figura 79. Esquema del convertidor Buck con filtro a la entrada	158
Figura 80. Estados de funcionamiento de un convertidor Boost.....	159
Figura 81. Esquema del convertidor Boost con filtro a la salida.....	162
Figura 82. Detalles del instrumento de medición de corriente.....	166
Figura 83. Detalles del instrumento de medición de tensión.....	166
Figura 84. Esquema de circuito de las tarjetas de control de los convertidores de potencia.....	167
Figura 85. Esquema de disposición de tarjetas y canaleta para el cableado de los convertidores de potencia	169
Figura 86. Notación de conexiones, basada en números, de los elementos que componen los convertidores	173

LISTADO DE TABLAS

Pág.

Tabla 1. Tipo de Membrana, Temperatura de Operación, Combustible y Principales Aplicaciones para Algunas Tecnologías de Pilas de Combustible	4
Tabla 2. Clasificación de referencias relacionadas con topologías de interconexión para sistemas basados en pilas de combustible	11
Tabla 3. Clasificación de referencias relacionadas con topologías de interconexión para sistemas basados en pilas de combustible	23
Tabla 4. Especificaciones de las topologías de interconexión.....	34
Tabla 5. Notación, clase y función de cada convertidor en cada topología de interconexión.....	34
Tabla 6. Tabla resumen de características de los convertidores de potencia implementados	37
Tabla 7. Funciones de transferencia de corriente en el inductor de los convertidores de potencia.....	46
Tabla 8. Parámetros de desempeño del convertidor Buck (DCDC2) con variación en sus parámetros.....	53
Tabla 9. Parámetros de desempeño del convertidor Buck (DCDC2) con variación en sus parámetros.....	59
Tabla 10. Elementos de circuito y magnitudes utilizadas para la construcción y modelado de la Topología Serial.....	76
Tabla 11. Elementos de circuito y magnitudes utilizadas para la construcción y modelado de la Topología Paralela	93
Tabla 12. Parámetros considerados para el análisis de eficiencia de los sistemas mediante simulación ..	118
Tabla 13. Parámetros de diseño de los convertidores.....	152
Tabla 14. Notación, inductancias y capacitancias de los convertidores implementados.....	152
Tabla 15 Tensiones y corrientes máximas en los semiconductores de potencia para los convertidores diseñados	153
Tabla 16. Valores de los elementos pasivos que componen las redes <i>snubber</i>	153
Tabla 17. Funciones de transferencia del convertidor Buck	157
Tabla 18. Funciones de transferencia del convertidor Boost.....	161
Tabla 19. Funciones de transferencia del convertidor Boost con inductor a la salida.....	163
Tabla 20. Detalle de interconexiones de acuerdo a la notación numérica.....	174

LISTADO DE ABREVIATURAS

HL	Convertidor Batería – Carga Topología Híbrida
HFCB	Convertidor Pila de Combustible – Batería Topología Híbrida
HFCL	Convertidor Pila de Combustible – Carga Topología Híbrida
I_{bat}	Corriente generada por la batería
I_{fc}	Corriente generada por la pila de combustible
I_{load}	Corriente de la carga
$I_{inx}(I_{inxy})$	Corriente de entrada del convertidor x (Convertidor x de la Topología y).
$I_{ox}(I_{oxy})$	Corriente de salida del convertidor x (Convertidor x de la Topología y).
M_{ϕ}	Margen de fase
M_g	Margen de Ganancia
M_m	Máximo valle a bajas frecuencias (función de lazo cerrado)
M_p	Máximo pico de resonancia (función de lazo cerrado)
P_{bat}	Potencia generada por la batería
PBL	Convertidor Batería – Carga Topología Paralela
P_{fc}	Potencia generada por la pila de combustible
PFCL	Convertidor Pila de Combustible – Carga Topología Paralela
PLB	Convertidor Carga – Batería Topología Serial
P_{load}	Potencia consumida por la carga
P_{ix}	Potencia de entrada del convertidor x
P_{ox}	Potencia se salida del convertidor x
SAAE	Sistema Auxiliar de Almacenamiento de Energía
SBL	Convertidor Batería – Carga Topología Serial
SFCB	Convertidor Pila de Combustible - Batería Topología Serial
SOC	Estado de carga de la batería (<i>SOC – State of Charge</i>)
V_{bat}	Tensión en terminales de la batería
V_{fc}	Tensión generada por la pila de combustible
V_{load}	Tensión de la carga
V_{ix}	Tensión de entrada del convertidor x
V_{ox}	Tensión de salida del convertidor x
w_b	Ancho de banda (función de lazo cerrado)
w_c	Frecuencia de corte (función de lazo abierto)

CAPÍTULO 1. ESTADO DEL ARTE Y MARCO DE REFERENCIA DEL PROYECTO DE INVESTIGACIÓN

En este capítulo se realiza la revisión de estado del arte, para luego abordar la descripción del problema, objetivos y justificación de este proyecto de investigación.

La revisión del estado del arte realizada incluye aspectos funcionales básicos de las pilas de combustible. Después, se observa un análisis de la literatura consultada con referencia a las topologías de interconexión y diversas aplicaciones en las que se emplean pilas de combustible. De igual manera, se realiza un análisis en el estado del arte sobre convertidores de potencia tipo DC/DC empleados con pilas de combustible y se mencionan las diversas estrategias de control que pueden emplearse tanto en los convertidores como en la gestión de energía.

Luego, se realiza la descripción del marco de referencia del proyecto y se realizará una breve descripción de cada uno de los capítulos adicionales de este documento.

1.1 PILAS DE COMBUSTIBLE

Las pilas de combustible se han consolidado, desde mediados del siglo 20, como una de las Fuentes de energía alternativa con mayor capacidad de desarrollo, dadas sus reducidas emisiones de contaminantes producidas por las reacciones electroquímicas que producen electricidad, además de la alta eficiencia y escalabilidad.

Esta fuente de energía fue concebida en 1839 cuando William Grove desarrolló el primer prototipo de pila de combustible. No obstante, no fue hasta 1958 cuando fueron empleadas satisfactoriamente como generadores de energía eléctrica para el proyecto de exploración espacial GEMINI. En 1959, Francis Bacon construyó una pila de combustible estacionaria de 5 kW para una máquina de soldadura basada en electricidad, además de obtener agua caliente, el cual es uno de los productos de la reacción [1]. Estas aplicaciones impulsaron el desarrollo de otro tipo de aplicaciones más populares como vehículos eléctricos o híbridos (automóviles, barcos, trenes, buses) [2-5], sistemas de exploración espacial (satélites, transbordadores espaciales), aplicaciones militares (submarinos, tanques, armas) [3], sistemas de generación residencial [6-8], sistemas de comunicación (dispositivos móviles, antenas) [9, 10], iluminación vial [11], entre otras [12, 13].

Aunque las pilas de combustible se encuentren en diversas aplicaciones, aún se presentan limitaciones debidas a las restricciones mecánicas de los sistemas auxiliares que proveen combustible basado en

Hidrógeno y el Oxígeno a la pila [14, 15]. Esto provoca que el perfil de carga que puede ser suministrado a la carga deba tener una tasa de cambio o *slew rate* limitado para evitar la reducción de la vida útil de la pila de combustible. Si no se realiza esta limitación, un fenómeno conocido como agotamiento de oxígeno (*Oxygen Starvation – OST*) [16, 17], se puede presentar y la pila puede dañarse. No obstante, deben realizarse dos procedimientos importantes para evitar este fenómeno.

Uno de ellos consiste en la selección de una adecuada interconexión entre la pila de combustible, un Sistema Auxiliar de Almacenamiento de Energía (SAAE) y la carga eléctrica. Estas topologías reciben el nombre de *topologías híbridas de interconexión para pilas de combustible*. Vale la pena aclarar que las principales tecnologías para los SAAE pueden ser baterías (plomo-ácido, NiMH, entre otras), supercapacitores o una combinación de ambos, cuya principal característica consiste en disponer de un ancho de banda para suplir componentes armónicas de la componentes de carga que no puede suplir la pila de combustible, debido a sus limitados anchos de banda [1, 18-20]. De igual manera, el SAAE debe ser capaz de entregar energía en casos de saturación de la fuente principal.

La otra tarea que debe realizarse consiste en la selección de convertidores de potencia adecuados continua-continua (DC/DC) o continua-alterna (DC/AC), con una adecuada estrategia de control que asegure una operación óptima y segura de la topología de interconexión. Dichos convertidores y las estrategias de control deben diseñarse de tal manera que se mantengan restringidas las condiciones de operación de la pila de combustible, además de responder ante condiciones de sobrecarga, regeneración, efectos de cambios de carga, efectos de perturbaciones, entre otros [1]. En la extensa bibliografía de pilas de combustible, se puede apreciar un constante interés en esta última tarea.

1.1.1 Principios de operación de las pilas de combustible

La Figura 1a muestra el principio de funcionamiento de las pilas de combustible, mientras que la Figura 1b muestra una pila de combustible con los sistemas auxiliares y controladores incluidos en un prototipo comercial como la Ballard de 1.2 kW fabricada por NEXATM [21]. En la Figura 1a se pueden observar dos electrodos: un ánodo y un cátodo donde se inyectan combustible basado en Hidrógeno y Oxígeno, respectivamente. También se muestra la posición del circuito eléctrico externo que será alimentado con la electricidad generada, debida a la reacción electroquímica que tiene lugar en la pila de combustible. Además de los electrodos, la pila de combustible contiene una membrana de intercambio protónico (*Proton Exchange Membrane – PEM*) que permite el flujo de iones H^+ desde el ánodo al cátodo, bloqueando los electrones y forzándolos a circular a través del circuito externo, generando, de esta manera, la corriente eléctrica [3].

La operación de la pila de combustible se puede describir de la siguiente manera: Combustible presurizado basado en Hidrógeno es entregado al ánodo; el cual es dissociado en la capa catalítica del mismo en electrones e iones H^+ , los cuales fluyen por la membrana al cátodo. La reacción que ocurre en el ánodo se expresa en (1). Los electrones generados en el ánodo fluyen a través del circuito externo debida a la restricción impuesta por la membrana. Cuando los electrones llegan al cátodo, éstos reaccionan con los iones H^+ y con moléculas de Oxígeno presurizado que llegan al cátodo. Los productos de esta reacción, véase (2) son agua y calor. Finalmente, la reacción físico-química de la pila de combustible se puede expresar como (3).

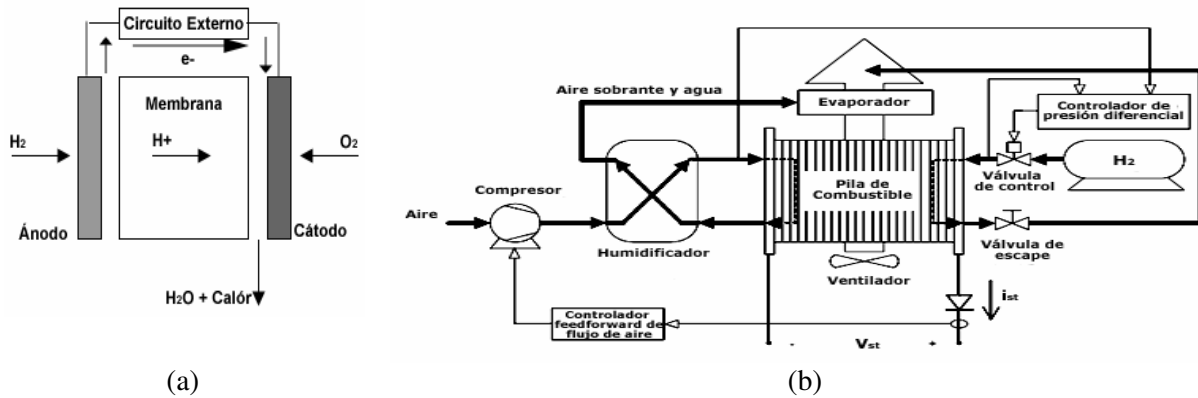
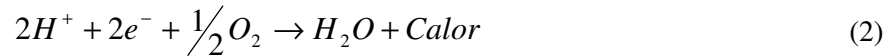


Figura 1. Esquemas de las pilas de combustible

a) Esquema funcional. b) Sistemas auxiliares para su funcionamiento.



El principio de operación de las pilas de combustible es similar, difiriendo en el tipo de reactivo. En la Tabla 1 se exponen algunas de las tecnologías más usadas en pilas de combustible [1, 22]. Entre ellas, se destaca la Pila de Membrana de Intercambio Protónico (*Proton Exchange Membrane Fuel Cell – PEMFC*) como una de las más usadas debido a su alta densidad de potencia, baja corrosión y baja temperatura de operación, permitiendo un arranque rápido [16]. Los electrodos de la pila tipo PEMFC están contruidos con una aleación distribuida de Platino-Carbono, además de emplear Oxígeno e Hidrógeno de alta pureza para su reacción [16].

1.1.1.1 Características eléctricas de las Pilas de Combustible

Las pilas de combustible generan electricidad de acuerdo a la cantidad de combustible procesado. No obstante, el desempeño de las pilas depende de las condiciones en las que se llevan a cabo las reacciones electroquímicas, tales como concentración de reactivos, construcción y estado de los electrodos, temperatura, humedad, presiones de entrada de los reactivos, entre otras variables físicas [22].

Tabla 1. Tipo de Membrana, Temperatura de Operación, Combustible y Principales Aplicaciones para Algunas Tecnologías de Pilas de Combustible

Tipo de Pila	Material de la Membrana	Temperatura operativa	Combustible	Principales Aplicaciones
AFC	KOH	50-200 °C	H ₂	Transporte, generadores portátiles, vehículos espaciales
PEMFC	Polímero Sólido	50-100 °C	H ₂	Generación portátil y estacionaria, medios de transporte y sistemas de generación termoeléctrica de baja potencia.
DMFC	Metanol	20– 90 °C	CH ₄ ,	Baja potencia, generadores portátiles y sistemas con largos periodos operativos.
PAMC	Ácido Fosfórico	Aprox. 220 °C	H ₂	Generación estacionaria (eléctrica y termoeléctrica). Rango de potencia: cientos de kW.
MCFC	Litio y Carbonato de Potasio	Aprox. 650 °C	H ₂ , CO, CH ₄ .	Generación estacionaria (eléctrica y termoeléctrica). Rango de potencia: Entre cientos de kW y decenas de MW.
SOFC	Óxido Sólido	500-1000 °C	H ₂ , CO, CH ₄ .	Generación estacionaria (eléctrica y termoeléctrica). Rango de potencia: Entre decenas de kW y cientos de MW.

Para determinar las características de operación que permiten utilizar las pilas de combustible de manera eficiente, curvas Corriente Vs. Voltaje o Densidad de Corriente Vs. Voltaje, conocidas como curvas de polarización, son ampliamente analizadas. En la Figura 2 se muestra una curva de polarización ideal de una pila de combustible, donde se describen sus tres principales regiones de operación, las cuales pueden variar de acuerdo al punto de operación y las consideraciones de diseño previamente mencionadas [3, 22]. En [23] se presentan las ecuaciones básicas para determinar las pérdidas en las pilas de combustible. Si no se presentan pérdidas en la pila, su tensión de salida (V_{gen}), debe ser equivalente al Voltaje Reversible (V_{rev}), el cual se puede calcular con la energía disponible:

$$V_{rev} = -\frac{\Delta G}{nF} \quad (4)$$

Donde ΔG es la energía libre de Gibbs, n es el número de electrones transferidos y F es la constante de Faraday (94685 C/mol). Esta expresión se deriva de la Ecuación de Nerst [22]:

$$V_{gen} = V_{rev} + \frac{RT}{2F} \ln \left(\frac{P_{H_2} P_{O_2}^{0.5}}{P_{H_2O}} \right) \quad (5)$$

Donde R es la constante de los gases ideales, ($8.314 \text{ J K}^{-1} \text{ mol}^{-1}$), T es la temperatura de la reacción y P_x representa las presiones parciales de reactivos (H_2 and O_2) y productos (H_2O). V_{rev} se relaciona con la Tensión Ideal de la Figura 2. Este valor se aproxima a 1.2 V. Para obtener tensiones superiores en la pila de combustible, se puede interconectar en serie diferentes celdas independientes, construyendo lo que se conoce como el *stack* de la pila de combustible. Por ejemplo, la pila Ballard de 1.2 kW tiene una tensión de salida que varía entre los 28 y 50 VDC, dado que dispone 46 celdas independientes [21]. Finalmente, la diferencia entre V_{rev} y la tensión del *stack* (V_{st}) representa las pérdidas en la pila de combustible. Las relaciones previamente descritas permiten definir la eficiencia de la pila como:

$$\eta = \frac{V_{st}}{V_{rev}} \quad (6)$$

En base a la Figura 2, las pérdidas en la pila de combustible pueden dividirse en [1, 22]:

- Pérdidas por corrientes internas: Se produce por el paso de corriente y combustible a través de la membrana electrolítica. Esta última, debería permitir sólo el paso de iones H^+ , pero por efectos de difusión, traspasa una mínima parte de combustible y electrones.
- Pérdidas de activación: Causadas por los retardos de las reacciones que se llevan a cabo en la superficie de los electrodos. Se producen caídas de tensión debido a la reacción que produce los electrones. Esta relación es no-lineal y se observa en la parte superior de la curva. La tensión de cada celda que compone la pila se encuentra entre 0.9 y 1.2 V.
- Pérdidas óhmicas: Pérdidas ocasionadas por el flujo de electrones a través de los electrodos y otras conexiones similares, así como la resistencia al flujo de iones H^+ a través de la membrana electrolítica. Esta caída de voltaje, entre 0.6 y 0.9 V, es proporcional a la densidad de corriente, por lo cual toman dicho nombre.
- Pérdidas por concentración o transporte de masa: Resultan de la disminución de la concentración de los reactivos tanto en los electrodos como en el combustible utilizado. Esto ocurre cuando la corriente de la pila de combustible se encuentra cercana a la corriente máxima, donde la concentración en las superficies de los electrodos es prácticamente cero dado que la reacción se produce casi de manera inmediata cuando son proveídos los reactivos. Esta zona coincide con la parte inferior de la curva de polarización. La tensión de cada celda es inferior a 0.6 V.

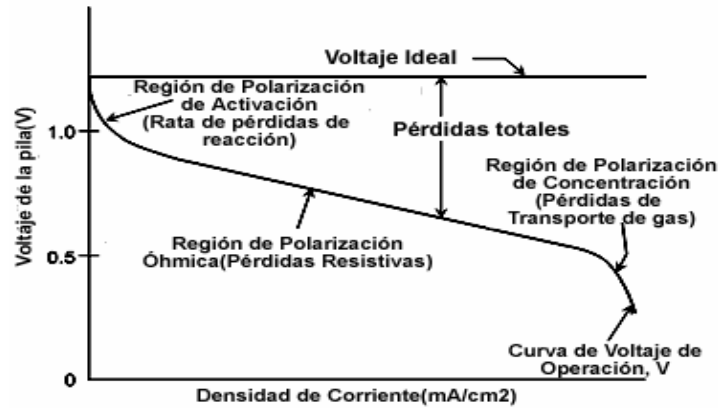


Figura 2. Curva de polarización ideal para una celda de pila de combustible

1.1.1.2 Características dinámicas de las Pilas de Combustible

Las pilas de combustible requieren de algunos subsistemas para encargarse del suministro de reactivos y supervisar condiciones de operación segura que incluyen variables como presión, humedad, temperatura. En la Figura 1.1b se observa un diagrama de un prototipo real, la pila NEXA de 1.2 kW [21].

Los sistemas auxiliares pueden dividirse en dos subsistemas. Uno de ellos, responsable para suministrar aire y humidificar la región del cátodo; mientras que el otro provee combustible al ánodo. El primer subsistema incluye un compresor, un refrigerador y un humidificador, mientras que el segundo contiene el tanque de combustible. Ambos subsistemas contienen elementos mecánicos, específicamente el compresor y válvulas de control, cuyas dinámicas son más lentas que las de las reacciones electroquímicas de la pila, afectando el ancho de banda de la potencia que puede ser entregada al circuito externo [14, 15].

El fenómeno de Agotamiento de Oxígeno, que puede dañar la pila de combustible, es generado cuando la presión parcial de Oxígeno se encuentra por debajo de un nivel crítico necesario para mantener una generación apropiada. Esto conlleva a la reducción de la tensión y potencia generada en el *stack*, además de degradar la membrana [16]. Este evento se produce básicamente cuando el flujo de reactivo requerido para suplir una demanda de carga no es suficiente. Esto se debe a las lentas reacciones del compresor ante variaciones de corriente de alta frecuencia [15, 16]. No obstante, diversos trabajos se pueden encontrar donde se previene el OST, tales como [15, 16, 18, 24-26]. Entre las estrategias de control más comunes para evitar este fenómeno, se considera la regulación del flujo de reactivos para la reacción (tanto Hidrógeno como Oxígeno) de acuerdo a la potencia requerida y el punto de operación de acuerdo a las curvas de polarización. Esta metodología considera estrategias de control avanzadas, debido a las altas alinealidades y la necesidad de incluir robustez y/o optimización del uso de combustible en el sistema. Otro tipo de estrategias de control un poco más conservadoras, consisten en limitar el *slew rate* en la

corriente limitada por la pila de combustible, al emplear un convertidor con un control de corriente que se encargue en realizar esta restricción. Por ejemplo, para la pila NEXA mencionada, se suele considerar un *slew rate* de 300 W/s de acuerdo a información experimental. Sin embargo, esta limitación dinámica suele modificarse con modelos de pila de combustible de mayor potencia [17, 24, 27].

1.1.2 Otras limitaciones de las Pilas de Combustible

Adicionalmente a las pérdidas y la posibilidad de estar en una condición de agotamiento de oxígeno, las pilas de combustible cuentan con otras limitaciones operativas. Una de ellas es la imposibilidad de suministrar corriente con alto contenido armónico debido a las reacciones electroquímicas y térmicas de la pila [28], además del comportamiento no lineal de la curva de polarización, de la que puede observarse que la zona de trabajo adecuada es la región óhmica. Otra limitación consiste en la imposibilidad de realizar funciones de regeneración para lo cual, se debe agregar dispositivos de protección (generalmente diodos rectificadores) para evitar daños en la pila ante estos eventos [1].

1.2 ESTADO DEL ARTE EN TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN PARA PILAS DE COMBUSTIBLE

Dadas las limitaciones funcionales de las pilas de combustible, se recurre al uso de una fuente de energía auxiliar para cumplir con la demanda de carga. Básicamente, se han empleado dos topologías de interconexión: Topología de Interconexión Serial y Topología de Interconexión Paralela, las cuales se muestran en la Figura 3.

La topología serial incluye una conexión directa entre la pila de combustible y el SAAE. Esta configuración permite que la energía generada por la pila de combustible sea empleada para recargar el SAAE [19]. Esta configuración es comúnmente empleada cuando la carga cuenta con su propio sistema de regulación [1] o cuando la máxima potencia entregada por el SAAE es cercana a la potencia nominal de la carga [19]. La Figura 3 muestra una representación genérica de la topología, en la que se aprecian dos convertidores de potencia DC/DC. Uno de ellos permite la interacción entre la pila de combustible y el bus de DC donde se encuentra el SAAE y los terminales de entrada del siguiente convertidor. Este último suele incluir una estrategia de regulación de tensión en la carga. En el esquema, puede apreciarse que se puede incluir un convertidor bidireccional entre el SAAE y la carga que permita la regeneración de energía [29].

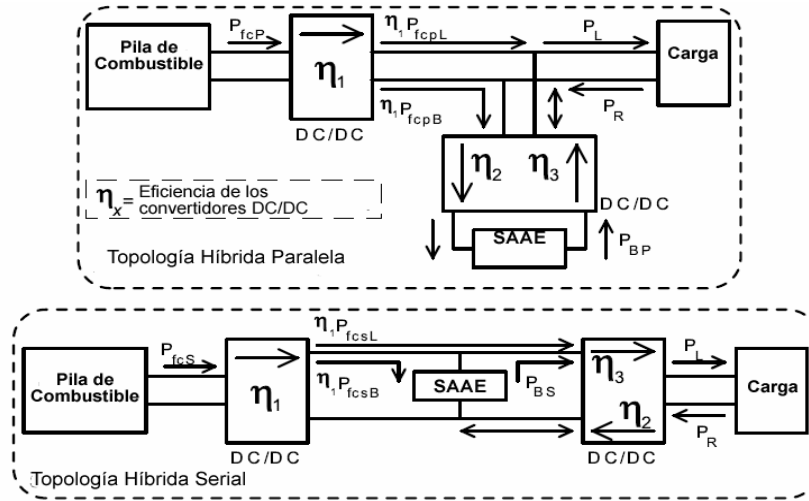


Figura 3. Topologías de interconexión entre la pila de combustible, el sistema auxiliar de energía y la carga eléctrica.

Por su parte, la topología paralela es empleada en aplicaciones que requieren de altas velocidades en el arranque y transitorios de carga de gran potencia [1, 19], además de ser incluida en sistemas de generación distribuida en los que se incluyen pilas de combustible y otras fuentes de energía (turbinas eólicas, paneles fotovoltaicos, bancos de baterías, entradas del sistema de distribución, etc) [8, 12, 25, 30, 31]. Bajo condiciones normales de operación, la pila de combustible entrega energía tanto a la carga como al SAAE. La Figura 3 muestra los flujos de energía, considerando también la posibilidad de regenerar energía desde la carga. También se puede apreciar que se encuentra ubicado un convertidor de potencia DC/DC entre la pila y el bus de DC, acoplado a la carga y a un convertidor bidireccional. Este último asegura la interacción entre el SAAE y el bus de DC y debe activarse en un sentido u otro de acuerdo al estado de carga del SAAE y los requerimientos de la carga.

En la Figura 4 se presentan los resultados en simulación de un sistema con pila de combustible y batería, donde se aprecia el papel de SAAE. La simulación consideró una pila con potencia máxima de 1 kW y *slew rate* de 7A/s, rata cercana a la recomendada para evitar el OST en una pila NEXA de 1.2 kW [24, 27]. El SAAE empleado consiste en un banco de baterías de 60 V, 4Ah con un estado de carga inicial (*state of charge* – SOC) de 60%. Se empleó un control de SOC tipo PID y que requeriría hasta 300 W a la pila de combustible para su recarga. De igual manera, los convertidores de potencia fueron considerados no ideales; es decir, se consideraron con eficiencias diferentes a uno. El perfil de carga utilizado para este ejemplo fue el siguiente: Una componente de potencia constante igual a 200 W, una componente periódica tipo tren de pulsos con amplitud de 700 W, periodo de 10 s y ciclo de trabajo de 70%. De igual manera, se incluyó un evento de sobrecarga para $t=30$ s, con una carga adicional de 200 W.

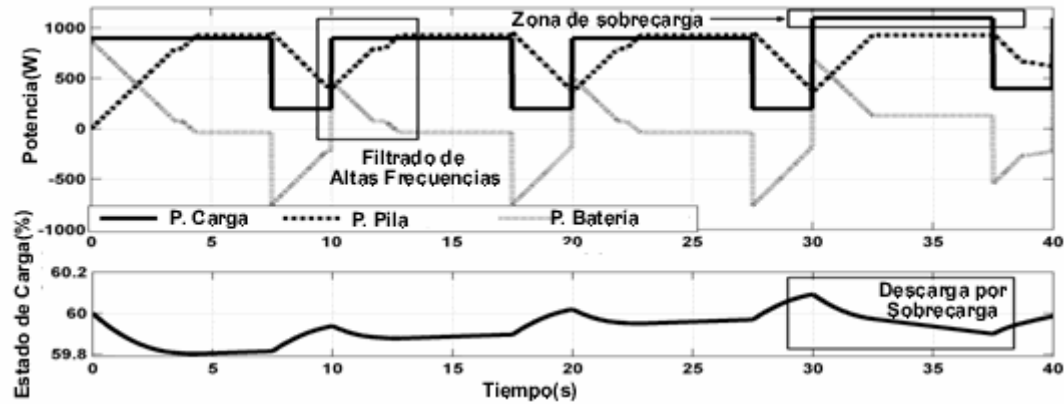


Figura 4 Formas de onda de una simulación de un sistema de generación con pila de combustible ante un perfil de carga de onda cuadrada

De la Figura 4 puede observarse el rol del SAAE para suplir los transitorios de alta frecuencia. Cuando la carga se incrementa, el SAAE entrega la componente de energía de alta frecuencia hasta que dicho transitorio termina y la pila de combustible pueda suplir la potencia requerida por la carga, donde la potencia del SAAE llega a cero. Cuando la carga disminuye, el SAAE se encarga en recibir el exceso de energía producido por la transición de carga, hasta que nuevamente, la pila de combustible se encarga en suplir la demanda de la carga. Finalmente, cuando se presenta un evento de sobrecarga, se observa que la pila de combustible entra en saturación, el SAAE provee este exceso de energía, incluyendo nuevos incrementos en la carga. Esto ocasiona que el SOC se reduzca más rápido de lo normal, pero puede recuperarse cuando la carga vuelva a reducirse, cuando se emplee algún modo regenerativo o de acuerdo a una estrategia de gestión de energía, donde se considera el control de Estado de Carga como energía adicional que debe suministrar la pila de combustible. Mantener un estado de carga implica no solamente una medida de protección del SAAE, sino que además permitirá que este pueda actuar ante eventos de arranque o sobrecarga con una mayor confiabilidad.

1.2.1 Topologías de interconexión y sus aplicaciones

Para este aspecto, se consultaron y clasificaron poco más de 60 referencias bibliográficas y se realizó un análisis destacando la tecnología empleada de SAAE, la máxima potencia y las aplicaciones sugeridas por los autores, para el uso de la topología serial o paralela. En la revisión se pueden destacar algunas revisiones de otros autores como Naylor *et al* [19], donde se revisan las topologías de interconexión serial y paralela en trenes eléctricos. Los autores destacan el uso de la pila de combustible con bancos de baterías o inclusive, trenes impulsados plenamente por baterías. A su vez, el trabajo muestra un análisis de eficiencia de las 8 interconexiones posibles empleando perfiles de carga típicos presentes en los trenes..

Otros autores como Emadi *et al* [32, 33] y Rajashekara [34] analizaron posibles variaciones en las topologías serial y paralela para impulsar vehículos eléctricos o híbridos, considerando las diversas cargas y unidades de almacenamiento de energía que pueden encontrarse en estas aplicaciones. No obstante, los autores no realizan una clasificación como la que se presenta en este trabajo. Los elementos empleados para la clasificación son los siguientes:

- **Tecnología del SAAE:** Las diferentes tecnologías del SAAE pueden comprender, baterías, supercondensadores o una combinación de los dos. La selección de un determinado SAAE depende de varios factores como densidad de potencia, peso físico, costos y utilidad del SAAE [35, 36]. Por ejemplo, los supercondensadores pueden entregar una cantidad de energía en corto tiempo, pero se descargan más rápido que las baterías, las cuales pueden proveer mayor cantidad de energía durante largos periodos.
- **Rango de Potencia:** Se clasificaron las aplicaciones por rangos de potencia, que permiten revelar las limitaciones operativas de cada topología, además de identificar aplicaciones reales o prototipos de laboratorio. Los rangos establecidos fueron: No especificado, Hasta 1 kW, entre 1kW y 10 kW, entre 10 kW y 50 kW y más de 50 kW.
- **Aplicaciones:** De acuerdo a la aplicación, se evaluó qué tipo de topología es la más usada. No obstante, algunas de las referencias clasificadas se refieren a estudios de simulación o desarrollo de prototipos que pueden ser adaptados más adelante. La clasificación realizada para este caso incluyen: aplicaciones no especificadas o genéricas, Sistemas de Comunicación o UPS, Generación para Residencias, Sistemas de Generación Distribuidos, y Vehículos y Aplicaciones Portables.

En la Tabla 2 se incluye la clasificación realizada a la bibliografía, respecto a las topologías de interconexión, especificando la topología, tecnología de SAAE, potencia máxima y aplicaciones reportadas. De igual manera, en las Figuras 5,6 y 7 se muestran cuadros comparativos de los resultados de la tabla.

De acuerdo a la Figura 5, sin tener en cuenta la topología empleada, la mayoría de las aplicaciones emplean baterías como SAAE y en segundo lugar, se emplean supercondensadores. Se atribuye este resultado a la capacidad de las baterías de almacenar mayor cantidad de energía y entregarla en periodos más largos que los supercondensadores, además de los costos inferiores de las baterías respecto a los supercondensadores. No obstante, el uso de una tecnología no se limita por la potencia de la aplicación, tal como puede apreciarse en la Tabla. De igual manera, algunos autores se han concentrado en realizar conexiones híbridas batería-supercondensador, combinando así las propiedades de amplio ancho de banda de los condensadores con la gran cantidad de energía almacenada por las baterías.

Tabla 2. Clasificación de referencias relacionadas con topologías de interconexión para sistemas basados en pilas de combustible

Referencias	Topología	Tecnología del SAAE	Rango de Potencia	Aplicación
[36]	Serial	6	4	4
[37]		3	2	4
[38].		1	1	4
[39], [40]		2	2	4
[41]		2	2	2
[42],		2	3	3
[43], [26], [44]		3	5	4
[45]		1	5	3
[9]		4	4	2
[46]		2	5	1
[47]		2	3	1
[34]		3	1	4
[6]		1	3	3
[35]		4	3	1
[48], [49]		3	2	1
[28]		3	3	3
[50], [51]	Paralela	2	5	4
[52]		2	3	2
[53], [54], [55], [56], [57]		3	3	4
[58], [25]		2	2	4
[33]		3	4	4
[59], [60], [19], [61], [62]		3	5	4
[63]		2	3	1
[64], [65], [11], [66]		3	2	1
[9]		4	3	2
[18]		4	2	1
[67]		1	3	1
[7]		1	5	3
[68], [69]		4	1	4
[70]		2	3	3
[71], [30], [8]		2	4	3
[72]		3	3	1
[73]		5	4	4
[74], [75]		1	4	3
[76]		2	4	4
[77]		6	4	4
[31]		2	4	2
[78]		5	1	4
[79]		2	1	1
[80]		3	1	1
[81]		2	2	3
[82]		1	2	1
[83]		5	3	4
[84]		5	5	4
[85], [86]		3	2	2
[87]		3	3	3

Calificación para Tecnología de SAAE: [1]-No especificada, [2]-Supercondensador, [3]-Batería, [4]-Supercondensador y Batería, [5]-Supercondensador con batería (Conexión Híbrida), [6]-Conexión Híbrida y con una batería ó condensador

Calificación para Rango de Potencia: [1]-No especificado, [2]-Menos de 1kW, [3]-Entre 1kW y 10kW, [4]-Entre 10 kW y 50 kW, [5]-Mas de 50kW

Calificación para Aplicaciones: [1]-No especificada, [2]-Sistemas de comunicación y UPS/respaldo eléctrico, [3]-Residencias y sistemas de generación a gran escala, [4]-Aplicaciones portátiles y vehiculares

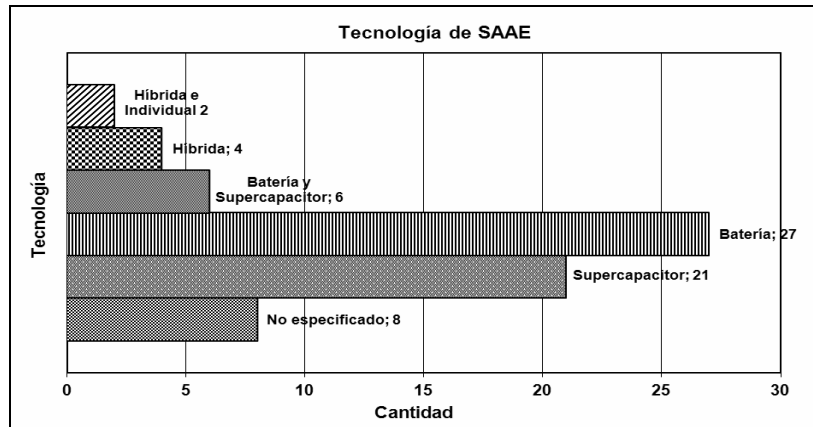


Figura 5. Clasificación de tecnologías de Sistemas de Almacenamiento de Energía encontradas en la revisión bibliográfica

De la Figura 6 puede desprenderse que la mayor cantidad de autores consideran rangos de potencia de hasta 1kW, entre 1kW y 10kW y más de 50 kW, para todas las posibles aplicaciones de las pilas de combustible. Además, se realizó la diferenciación de rangos de potencia por cada topología (ver Figura 6) donde se observa que la mayor cantidad de autores que consideran la topología serial, demandan hasta 1kW de potencia o más de 50kW. Mientras tanto, la Topología Paralela dispone de aplicaciones en los rangos de hasta 1kW, entre 1kW y 10kW y más de 50kW. Estas tendencias indican que no hay un criterio establecido, referente al rango de potencias para la selección de una topología u otra, pero se observa que la mayoría de aplicaciones, las cuales demandan hasta 1kW, involucran detalles complejos en su implementación, debido a que los autores evalúan estrategias de control, diseño de convertidores o algoritmos de planeación de energía que podrían adaptarse.

Finalmente, la Figura 7 detalla las diversas aplicaciones en las que se emplean las topologías. Se observa que la mayoría de autores enfatizan sus investigaciones en el desarrollo de vehículos y sistemas portátiles. No obstante, se observa también en los diagramas de la Figura 7 que no hay criterios muy precisos para la selección de una topología, de acuerdo a la aplicación, considerando que sólo se trate de un sistema de generación con pila de combustible y un SAAE.

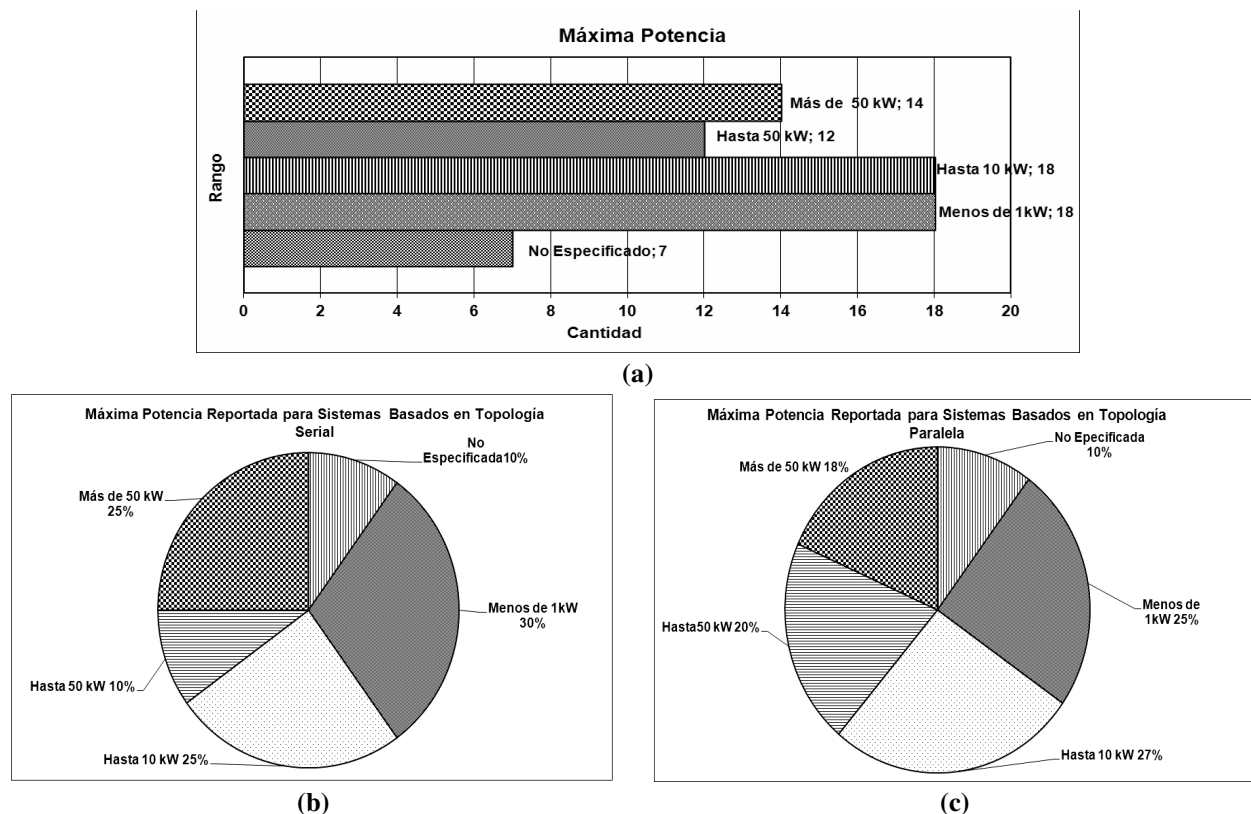


Figura 6. Clasificación de máxima potencia reportada de acuerdo a la topología de interconexión en los artículos revisados.

a) Cantidad de aplicaciones de acuerdo a la máxima potencia. b) Máxima potencia reportada para sistemas con Topología Serial. c) Máxima potencia reportada para sistemas con Topología Paralela

1.2.1.1 Implementaciones con la Topología Serial

Para mencionar algunas aplicaciones con la topología serial, se inicia con el trabajo de Kalhoff [9], orientado a sistemas de respaldo de energía para sistemas de comunicación. Los autores mencionan que pueden emplearse bancos de baterías y/o supercondensadores para respaldar cargas de hasta 50 kW, con autonomía de hasta 8 horas. En este mismo tipo de aplicaciones, se pueden destacar los trabajos [40, 41], donde se analiza la interacción completa, incluyendo las fuentes y convertidores de potencia, para el desarrollo de UPS y sistemas de baja potencia.

La topología serial también es empleada en sistemas de transporte. Por ejemplo, en [46] se detalla el diseño de controladores por medio de técnicas de respuesta en frecuencia, para la regulación de la tensión en el banco de capacitores (SAAE) para vehículos de hasta 91 kW. En el caso de sistemas de minibuses, las contribuciones [26, 43, 44] describen el uso de la Topología Serial para esta utilidad. Los autores destacan el uso de un control centralizado para la pila de combustible y el convertidor DC/DC unido a la

pila. El trabajo de Bauman *et al.* [36] considera esta topología para analizar el comportamiento de vehículos de 40 kW ante tres tipos de tecnologías de SAAE. Los autores determinaron que el uso de un solo supercondensador como sistema auxiliar resulta más costoso que uno que considere baterías o batería-supercondensador como SAAE. Inclusive, esta última opción resulta atractiva, debido a las relativas altas velocidades de respuesta que suelen tener los capacitores respecto a las baterías, lo cual permite extender la vida útil de las baterías. Otros estudios sobre el uso de esta topología en vehículos pueden consultarse en [35, 38].

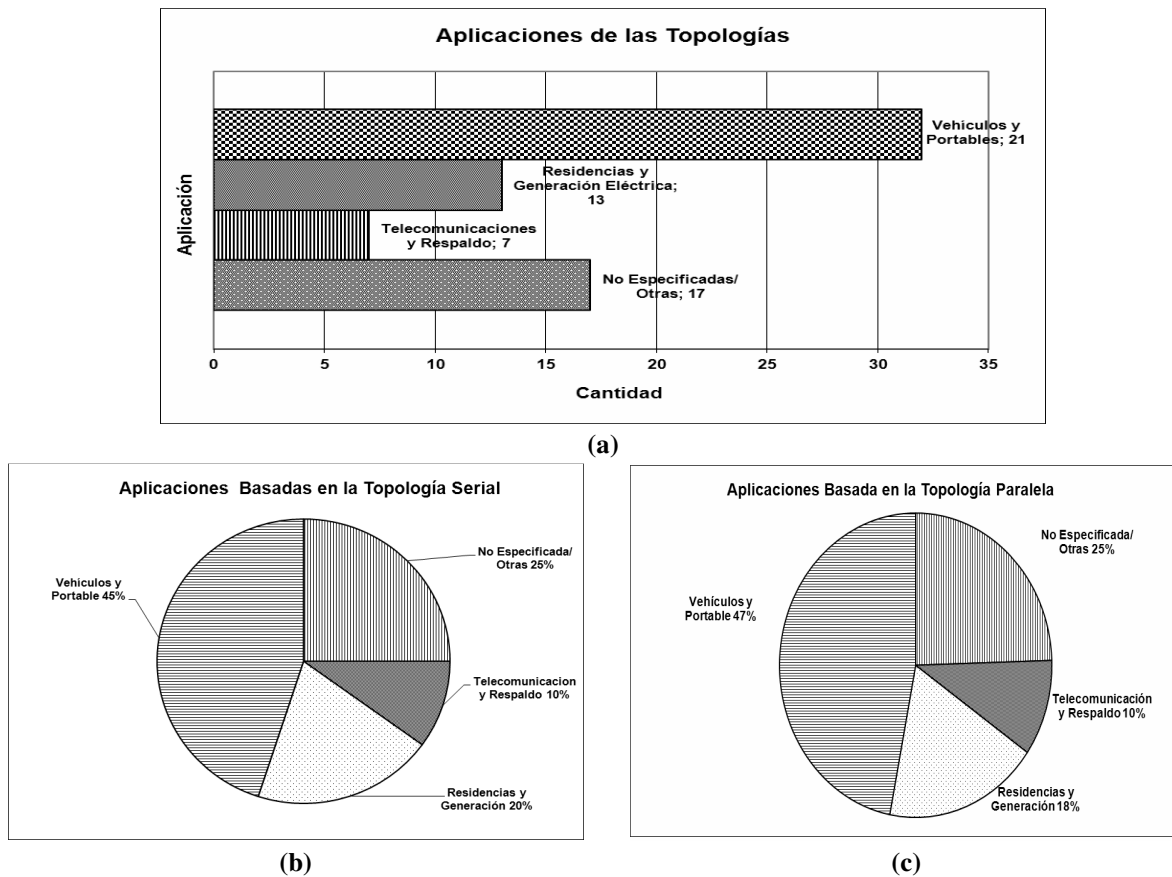


Figura 7. Clasificación de aplicaciones reportadas de acuerdo a las topologías de interconexión.

a) Cantidad de aplicaciones reportadas. b) Porcentaje de aplicaciones que emplean la topología serial. c) Porcentaje de aplicaciones que emplean la topología paralela

En sistemas de generación residenciales, se pueden encontrar contribuciones como [42], en la que se detalla el uso de la topología serial para el diseño de un convertidor DC/DC que interactúa con un inversor para obtener tensiones de 400 VAC y 5 kW. De igual manera, en [6] se presenta el modelado, control y análisis de calidad de energía para un sistema de generación residencial de 5 kW, teniendo en cuenta la interacción de las posibles cargas presentes en un hogar.

En aplicaciones de baja potencia, en [39] se realiza el análisis de la funcionalidad de los supercondensadores para sistema de hasta 30 W. Otras propuestas para estas aplicaciones es [49], donde se realiza el diseño de un controlador digital para un sistema de 150 W y en [37] se propone el diseño de un convertidor DC/DC compacto para aplicaciones de hasta 50 W.

Se puede observar en la Tabla 2, que el uso de esta topología abarca diversas aplicaciones y rangos de potencia. Una de las razones de su uso es su facilidad de implementación respecto a la topología paralela, debido a que requiere una menor cantidad de convertidores para funcionar. Por ejemplo, la topología serial no requiere un convertidor bidireccional, en comparación a la topología paralela. No obstante, ambas topologías tienen la habilidad de entregar componentes de energía de alta frecuencia a la carga y es necesario aplicar algoritmos de control de Estado de Carga para que el sistema pueda operar durante mayores periodos de tiempo sin dificultades.

1.2.1.2 Implementaciones con la Topología Paralela

Esta topología cuenta con la particularidad de integrar varias fuentes de energía y es ampliamente empleada para sistemas de generación distribuida, aplicable en residencias y ciudades, como el que se presenta en [8]. En este trabajo, se presenta el modelado, simulación e implementación de un sistema de generación compuesto por una pila de combustible, un panel fotovoltaico, un supercondensador y un electrolizador, el cual genera Hidrógeno para la pila, para un sistema de generación de 17 kW. Onar *et al* [30] realiza una propuesta similar, pero integra una turbina eólica. De igual forma, Saha *et al* [74] emplea una pila tipo SOFC, turbinas eólicas y micro turbinas para generar hasta 28 kW. Thounthong *et al* [81] propone el diseño de un sistema de 850 W, compuesto por pila de combustible, supercondensador y paneles fotovoltaicos que puede ser adaptado en sistemas residenciales. También para aplicaciones de este tipo, se pueden encontrar las propuestas [71, 87] donde se contempla un esquema de control de energía y una estrategia de control para los convertidores de potencia de acuerdo al perfil de carga.

Respecto a sistemas de comunicación, Shirazi *et al* [31] realiza un estudio para incluir la topología paralela en el sistema de respaldo de unidades de transmisión, similar a [9], donde se empleó la topología serial. Un sistema equivalente con esta topología se puede encontrar en [52], donde se puede respaldar un sistema de 5.5 kW.

La topología paralela es ampliamente utilizada en vehículos. Por ejemplo, en [25] se realiza el diseño de un sistema de control centralizado tanto para los convertidores DC/DC como para controlar el flujo de combustible de la pila, de acuerdo a las acciones de aceleración y frenado de un vehículo. El trabajo presentado en [61] propone un convertidor DC/AC que considera diferentes estados en la demanda de energía (operación normal, sobrecarga y frenado regenerativo) y de acuerdo a esta demanda, activa el sentido de flujo de energía del convertidor bidireccional. En [76] se incluye un criterio de selección de los

módulos de supercondensadores de acuerdo a las demandas de potencia propias de los ciclos de conducción estandarizados. Otras propuestas del uso de esta topología en vehículos pueden consultarse en [33, 50, 51, 53, 54, 56, 57, 59, 68, 69, 71, 73, 77-79, 83, 84, 88].

Como pudo apreciarse en esta sección, el uso de las pilas de combustible se ha podido expandir gracias al uso de una de las topologías. No obstante, se puede observar que aún no se definen buenos criterios para emplear una de las estrategias de interconexión de acuerdo a la aplicación, considerando características como el perfil de carga, ubicación del sistema, rangos de potencia, entre otras.

1.2.2 Topología de interconexión híbrida Serial – Paralela

En las secciones anteriores, se realizó el análisis del estado del arte de diversas aplicaciones con pilas de combustible que son funcionales con las topologías serial y paralela. No obstante, en la literatura se presenta una contribución, donde se emplea una topología de interconexión que toma el nombre de Topología de Interconexión Híbrida Serial - Paralela [89], la cual se muestra en la Figura 8.

Esta topología recibe este nombre porque se combinan las características de las otras dos topologías. Una de ellas es una vía directa entre la pila de combustible y la carga, propio de la topología paralela. La otra característica es una ruta directa entre la pila de combustible y el SAAE, como ocurre en la topología serial. Esta topología permite recargar de manera directa el SAAE desde la pila de combustible, asegura un camino directo para las componentes de carga de baja frecuencia y la interacción directa entre el SAAE y la carga para las componentes de alta frecuencia.

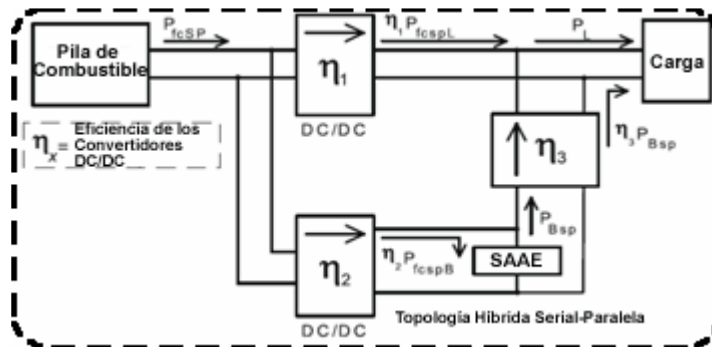


Figura 8. Topología de interconexión híbrida serial - paralela

El trabajo realizado por Ramos-Paja *et al* [89] incluye un análisis teórico sobre la eficiencia de las tres topologías de interconexión ya mencionadas. Aunque el artículo inicia discutiendo el efecto de la energía regenerativa en la eficiencia de las topologías, el análisis se extiende a aplicaciones no regenerativas. Los autores, por medio de modelos de simulación y considerando un controlador de Estado de Carga para el

SAAE y eficiencias equivalentes para todos los convertidores, establecieron que en sistemas cuya carga disponga de bajas componentes de DC (altas componentes de AC), la Topología Serial resulta más eficiente (lo cual se representa con un menor consumo de combustible por parte de la pila) que la Topología Paralela. No obstante, cuando la carga contiene mayor cantidad de componentes en DC (bajas componentes de AC) la topología paralela resulta más eficiente que la topología serial. Sin embargo, cuando el análisis es realizado para la topología Serial – Paralela bajo condiciones no regenerativas, se pudo comprobar que esta última topología, inicialmente, sería más eficiente que la Serial y la Paralela para cualquier perfil de carga.

El artículo es muy importante en la literatura, dado que muestra un criterio de selección para el uso de una topología en particular de acuerdo a la carga demandada al sistema, al contrario de lo que puede encontrarse en artículos donde se reportan aplicaciones y no se cuentan con criterios de eficiencia para justificar la selección de una topología en particular. El desarrollo de esta contribución fue uno de los principales argumentos para la realización de este trabajo de investigación, como se verá en los próximos capítulos.

1.2.3 Comentarios finales sobre el Estado del Arte para Topologías de Interconexión

El análisis del estado del arte realizado en esta sección permite aclarar algunas ideas que no suelen profundizarse en la bibliografía. Por ejemplo, la Topología Paralela permite enlazar a la pila de combustible con diversos SAAE y construir sistemas de generación en red con diversas unidades generadoras. La Topología Serial permite la conexión serial de la pila, el SAAE y la carga que, generalmente, dispone de un sistema de regulación independiente. No obstante, no se ha definido plenamente una topología estándar para cada tipo de aplicación alimentada por una pila de combustible. Los autores generalmente usan las tendencias de la literatura o de su experiencia para decidir la topología empleada en su prototipo utilizando criterios como eficiencia, costo, robustez, entre otros. El criterio de selección de la topología debería basarse en un proceso para seleccionar aquella que optimice las aplicaciones, además de utilizar algoritmos de gestión de energía confiables y la selección del SAAE de acuerdo a la demanda de la carga. Sin embargo, el aporte de Ramos-Paja *et al* [89] constituye una aproximación inicial para establecer una metodología de selección para una topología en particular de acuerdo al perfil de carga y la eficiencia de los convertidores, pero aún es necesario disponer de convertidores de potencia, tecnologías de SAAE y estrategias de control que aseguren el adecuado funcionamiento del sistema implementado. La siguiente sesión incluye un análisis de la literatura de convertidores de potencia DC/DC, elementos primordiales para el desarrollo del sistema de generación basado en pilas de combustible.

1.3 ESTADO DEL ARTE EN CONVERTIDORES DE POTENCIA DC/DC USADOS EN LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN PARA PILAS DE COMBUSTIBLE

Como se mencionó previamente, el uso de convertidores de potencia es completamente necesario para permitir la interacción entre la pila de combustible, el sistema de almacenamiento auxiliar y la carga. Con estrategias de control y sincronización adecuadas se pueden lograr condiciones de regulación de señales de tensión en la carga, control de Estado de Carga en el SAAE, limitación del ancho de banda de las señales de corriente generadas por la pila de combustible, protección contra sobrecargas, eventos de regeneración de energía, variaciones rápidas de carga, entre otras posibles estrategias que permiten gestionar la energía disponible en el sistema para suplir una demanda establecida y mantener estándares de seguridad en las aplicaciones.

Entre las aplicaciones se destaca la presencia de convertidores DC/DC y DC/AC. Estos últimos suelen utilizarse para la interacción con cargas de corriente alterna (conexión a motores eléctricos, red eléctrica, entre otras cargas). Sin embargo, los primeros suelen presentarse con una mayor frecuencia en las topologías de interconexión, debido a que las señales son de corriente directa. Aunque aún no se han fijado límites de tensión de salida en las pilas de combustible, éstos suelen encontrarse en el rango entre 24 y 150 VDC en prototipos comerciales de cierta potencia, pero se observa que son niveles en DC. En resumen, los convertidores de potencia DC/DC empleados en sistemas con pilas de combustible, deben cumplir las siguientes especificaciones [1]:

- Convertir la potencia de salida de la pila de combustible a otra con una magnitud de tensiones/corrientes adecuadas.
- Mantener un funcionamiento robusto ante diversas condiciones de operación
- Disponer de prototipos de bajo costo.

1.3.1 Convertidores de Potencia DC/DC reportados en la literatura

Tal como se realizó con las topologías de interconexión, se revisaron diversas referencias y se analizaron los convertidores de potencia tipo DC/DC que se emplearon en dichos trabajos. En la Figura 9 se muestra una clasificación de los diferentes convertidores de potencia, que se pueden dividir respecto al flujo de energía como Unidireccionales o Bídireccionales y a su vez, entre convertidores Aislados y No Aislados.

El interés de consultar convertidores DC/DC radica en el tipo de aplicación que se va a desarrollar, en la cual no se considerará ninguna carga que requiere corriente AC.

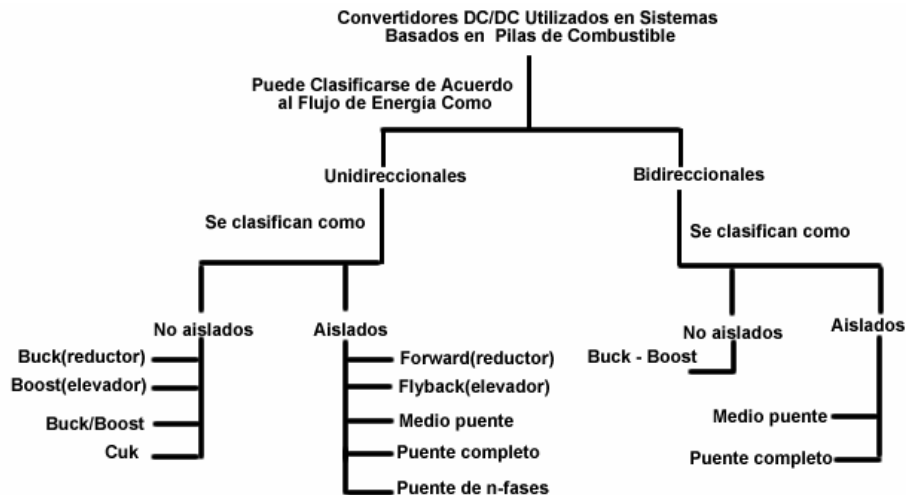


Figura 9. Clasificación de convertidores de potencia DC/DC empleados en sistemas de generación con Pilas de Combustible

De manera general, los convertidores de potencia DC/DC tienen diferentes características en términos de estrategias de control de los dispositivos semiconductores (MOSFETs, IGBTs ó GTOs), donde se pueden emplear esquemas de conmutación por Modulación de Ancho de Pulso (*PWM, Pulse Width Modulation*) o Modulación por Desplazamiento de Fase (*PSM, Phase Shift Modulation*).

A su vez, el estrés sufrido por los dispositivos de potencia, permiten diferenciar dos modos de conmutación: *Soft Switching* y *Hard Switching* [90, 91]. El segundo modo de conmutación se ha usado por décadas, suele ser muy simple de implementar y cuenta con la desventaja de que las pérdidas en los dispositivos de conmutación son proporcionales a la frecuencia de conmutación, la cual suele ser inferior a los 100 kHz. El uso de redes *snubber* reduce considerablemente los efectos del calentamiento por la conmutación a alta frecuencia sobre el dispositivo de potencia, ya que el aumento de temperatura afecta el tamaño de la zona segura de operación del dispositivo, por lo que es posible que se destruya con el sobrecalentamiento. La red *snubber* se encarga de disipar esta energía adicional que favorece el calentamiento del dispositivo y permite que éste opere adecuadamente, efecto que es altamente deseado para la implementación de convertidores *Hard Switching* con buenas prestaciones [91].

Los convertidores bajo *soft switching* tienen una considerable reducción en las pérdidas debidas a la conmutación, permitiendo a estos convertidores operar a frecuencias incluso superiores a los 500 kHz. Los dispositivos electrónicos suelen tener tamaños reducidos, lo cual ha facilitado la masificación de diversas aplicaciones que incluyen convertidores de potencia entre sus etapas. Generalmente, este tipo de

convertidores emplean circuitos resonantes LC para generar señales sinusoidales de corriente y voltaje, permitiendo algunas consideraciones en la conmutación conocidas como *Conmutación a Voltaje Cero* (ZVS – *Zero Voltage Switching*) y/o *Conmutación a Corriente Cero* (ZCS – *Zero Current Switching*). No obstante, es necesario emplear el principio de conmutación PWM para evitar sobrecargas en el dispositivo de conmutación, limitando el efecto del circuito resonante sobre los mismos.

Dadas las condiciones de operación, los convertidores con *soft switching* requieren de estrategias de control y topologías de convertidores de potencia mucho más complejas que en el caso de convertidores bajo *hard swtiching*, debido a que es necesario asegurar frecuencias de conmutación precisas, filtros de salida bien calibrados y estrategias de control con mayor eficiencia [91, 92].

Se analizaron más de 80 trabajos en esta revisión, considerando características como Rango de Potencia, Aplicaciones, Estrategias de Control y Complejidad de los convertidores. Entre los trabajos revisados se destaca el trabajo Yu *et al* [1], donde se analizan las características eléctricas de las pilas de combustible y los requerimientos que debe cumplir el sistema de potencia. Los autores analizaron y compararon las topologías de convertidores aislados más comunes en sistemas con pilas de combustible. Los autores presentan un cuadro resumen donde se incluye la cantidad de dispositivos electrónicos requeridos, además de las ventajas y desventajas de los convertidores, pero no se realiza un énfasis en las capacidades de potencia de cada convertidor. Lai *et al* [60] Realizó un análisis específico para convertidores bidireccionales aislados y no aislados usados en vehículos, pero no incluye cuadros comparativos para analizar la información recolectada. Bellur *et al* [93] realizó una revisión de los convertidores DC/DC tanto unidireccionales como bidireccionales empleados en vehículos e incluye un diagrama que los clasifica para este tipo de aplicaciones. No obstante, sus conclusiones no están especificadas en tablas o diagramas, lo cual dificulta la comparación de los diferentes convertidores que analizaron.

En la presente revisión, se realizó una clasificación para los convertidores de potencia DC/DC usados en pilas de combustible, teniendo en cuenta los siguientes aspectos:

- **Máxima Potencia:** Este indicador permite comparar los convertidores de acuerdo a la potencia máxima reportada por los autores en su implementación. Los rangos de potencia seleccionados son: No especificado, hasta 1 kW, más de 1 kW y menos de 10 kW, más de 10 kW y menos de 50 kW y más de 50 kW.
- **Aplicación:** Este indicador fue utilizado para analizar el tipo de convertidor empleado de acuerdo a la aplicación. Se clasificaron en: Aplicación no especificada, Telecomunicaciones y Sistemas de Respaldo, Sistemas de generación para residencias y grandes territorios, además de Vehículos y Aplicaciones Portátiles.

- **Complejidad:** Esta característica fue empleada para determinar la complejidad en la implementación del convertidor, teniendo en cuenta aspectos como la cantidad de dispositivos de conmutación, el uso de elementos activos y pasivos (transformadores, inductores, condensadores, entre otros) que deben ser empleados para su correcto funcionamiento. La clasificación fue realizada como Baja, Media, Alta y Muy Alta.

En la Tabla 3 se observa la clasificación realizada en esta sección. Los trabajos se separaron de acuerdo al tipo de convertidor (Unidireccional No Aislado, Bidireccional No Aislado, Unidireccional Aislado y Bidireccional Aislado). De acuerdo a la Figura 9, hay otras sub-clasificaciones en los convertidores de potencia, pero este aspecto se cuantificó por medio del indicador Complejidad. En la Figura 10a, se observa un gráfico de barras donde se especifica la máxima cantidad de potencia reportada en los trabajos revisados. Muchos autores no sobrepasan 1 kW o 10 kW en sus propuestas. De igual manera, se realizaron gráficas circulares para analizar la máxima potencia reportada para convertidores aislados y no aislados, los cuales se pueden observar en las Figura 10b y Figura 10c. Estos cuadros muestran que las aplicaciones no exceden 1 kW o 10 kW para ambos tipos de convertidores, lo que permite suponer que debido a que la tecnología de sistemas de generación con pilas de combustible no se ha consolidado, los investigadores continúan en el mejoramiento de los convertidores, especialmente en técnicas de construcción y estrategias de control para optimizar el desempeño del sistema. Se puede observar, por ejemplo, como aplicaciones vehiculares o sistemas de generación de gran escala utilizan potencias superiores a 50 kW, pero los prototipos no exceden 10 kW.

Otra conclusión importante está relacionada con las capacidades y las topologías del convertidor de potencia. Comúnmente, se diseñan convertidores de hasta 10 kW usando IGBTs o MOSFETs de alta potencia, inductores y capacitores de altas prestaciones y controladores basados en DSP o micro controladores. No obstante, para aplicaciones de alta potencia, los elementos inductivos generan grandes pérdidas y están propensos a fenómenos de saturación y calentamiento que afectan el desempeño del sistema y los costos de los dispositivos semiconductores u otros elementos pasivos suelen incrementarse. Estas limitaciones sugieren que los convertidores de alta potencia deben ser tan simples como sea posible para su reproducibilidad. Bajo esta premisa, el uso de convertidores no aislados puede ser benéfico en muchas aplicaciones, pero las estrategias de control deben ofrecer eficiencia en la conversión de energía y los circuitos de protección deben ser confiables ante condiciones extremas de operación. En las Figura 10b y Figura 10c, se puede apreciar que los investigadores que proponen el diseño de un convertidor de potencia o una estrategia de control para aplicaciones hasta de 10 kW, emplean convertidores no aislados muy simples, en base a lo mencionado con anterioridad.

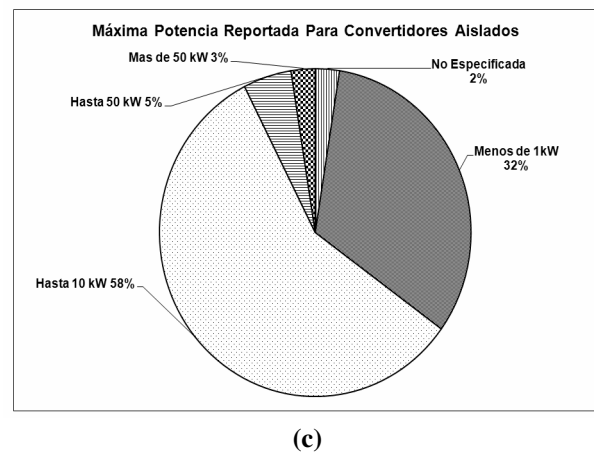
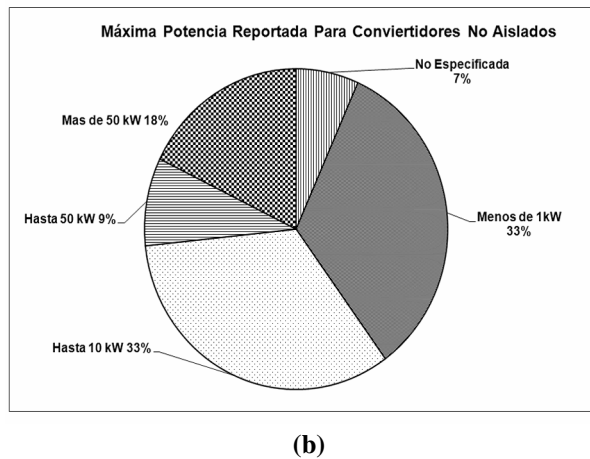
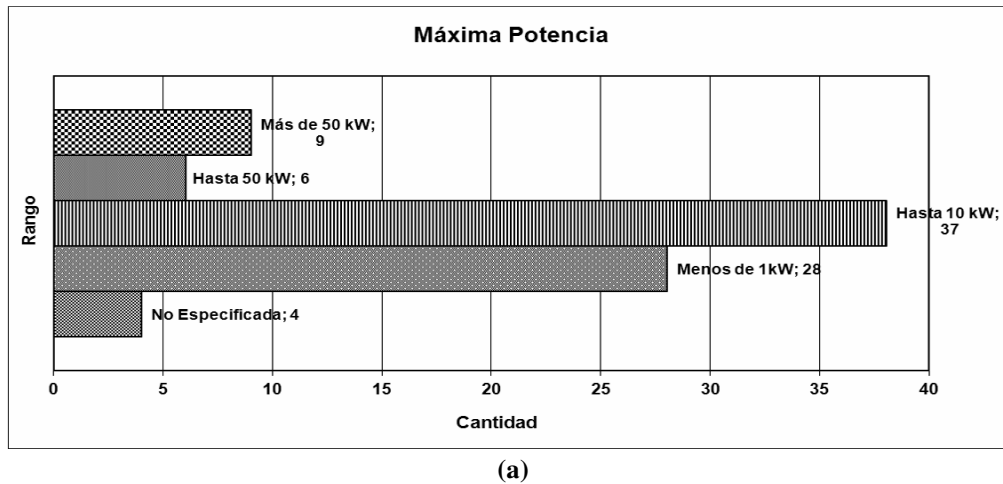


Figura 10 Máxima potencia de los convertidores DC/DC reportada por los autores.

a) Cantidad de propuestas por rango de potencia. b) Porcentaje para aplicaciones basadas en convertidores no aislados. c) Porcentaje para aplicaciones basadas en convertidores aislados

La Figura 11 incluye gráficos con la información de aplicaciones consultadas donde se emplean los convertidores DC/DC. De la Figura 11a, se puede observar algo importante: En la mayoría de los trabajos analizados, no se enfatiza la aplicación. En la Figura 11b se observa que hay una gran cantidad de aplicaciones no especificadas para convertidores no aislados, en comparación a las otras aplicaciones. No obstante, la Figura 11c muestra que la mayoría de los convertidores aislados localizados en la literatura tampoco tienen una aplicación en especial. Este hecho está relacionado con el esfuerzo que los investigadores realizan para obtener convertidores aislados que pueden ser usados en cualquier aplicación, considerando perfiles de carga y dinámicas propias de la pila de combustible y el SAAE para prototipos de baja potencia, como puede observarse en la Tabla 3. La adaptación de esta clase de convertidores para potencias más elevadas puede obtenerse teniendo en cuenta las nuevas características del sistema.

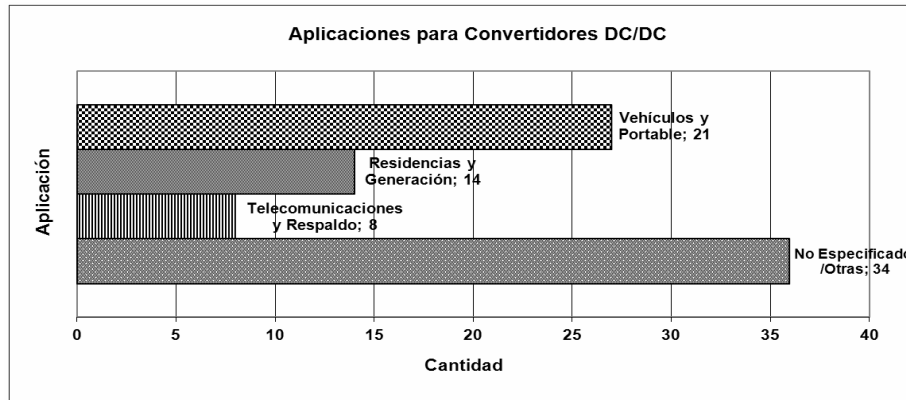
Tabla 3. Clasificación de referencias relacionadas con topologías de interconexión para sistemas basados en pilas de combustible

Autores	Tipo de Convertidor	Maxima Potencia	Complejidad	Aplicación
[94]	Unidireccional No Aislado	3	1	1
[95], [54], [96], [47]		3	1	4
[36], [73]		4	1	4
[37]		2	2	4
[52]		3	2	2
[51]		5	3	4
[97], [98], [99]		3	2	4
[39], [40], [25]		2	1	4
[42], [100]		3	3	1
[43], [26], [44]		5	1	4
[45]		2	1	1
[46]		5	2	3
[7], [28]		3	1	3
[68]		1	2	4
[101]		2	3	1
[31]		4	2	2
[78]		1	1	4
[81]		3	2	1
[48], [102]		5	1	3
[103]		1	1	1
[85], [86]		2	1	2
[87]		2	2	3
[49]		2	2	1
[36]	Bidireccional No Aislado	4	1	4
[58], [65]		2	1	1
[64]		2	1	3
[60]		5	1	4
[71]		3	1	3
[104], [18], [105], [106]	Aislado Unidireccional	2	2	1
[107]		2	4	3
[108], [109], [110], [111], [112], [113], [114], [115]		3	3	1
[116], [117], [118], [119], [82], [66]		2	3	1
[41]		3	3	2
[42], [120], [121]		3	4	1
[122]		2	3	3
[123]		4	3	1
[67]		3	4	3
[124]		4	2	4
[84]		5	2	3
[53], [55]	Aislado Bidireccional	3	2	4
[53], [56], [83]		3	3	4
[70]		3	2	3
[70]		1	3	3
[72]		3	3	1
[57]		3	4	1
[79]		2	3	1
[88]		3	2	1

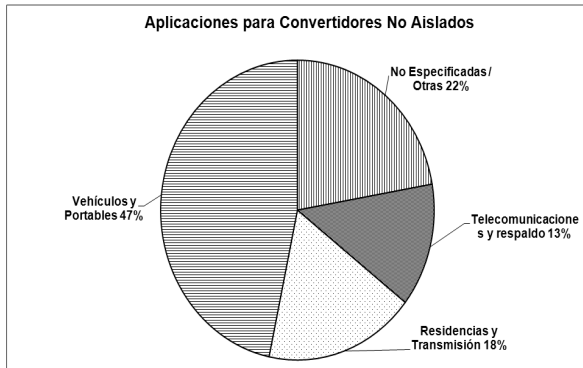
Clasificación para Máxima Potencia: [1]-No Especificada, [2]-Menos de 1kW, [3]- Más de 1kW y menos de 10 kW, [4]- Más de 10 kW y Menos de 50 kW, [5]- Más de 50 kW

Clasificación para Complejidad del Convertidor: [1]- Baja, [2]- Media, [3]- Alta, [4]- Muy Alta

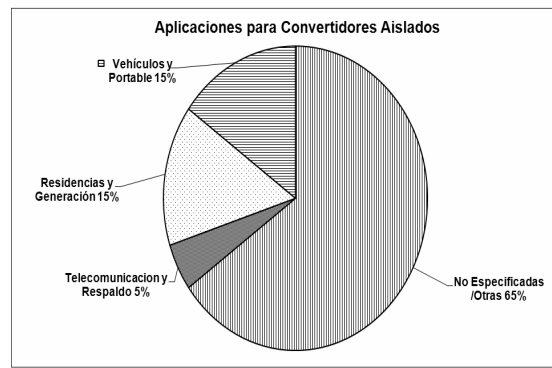
Clasificación para Aplicación: [1]- No Especificada, [2]- Telecomunicaciones y Sistemas de Respaldo, [3]- Residencias y sistemas de generación de gran escala, [4]- Portátiles y Automóviles



(a)



(b)



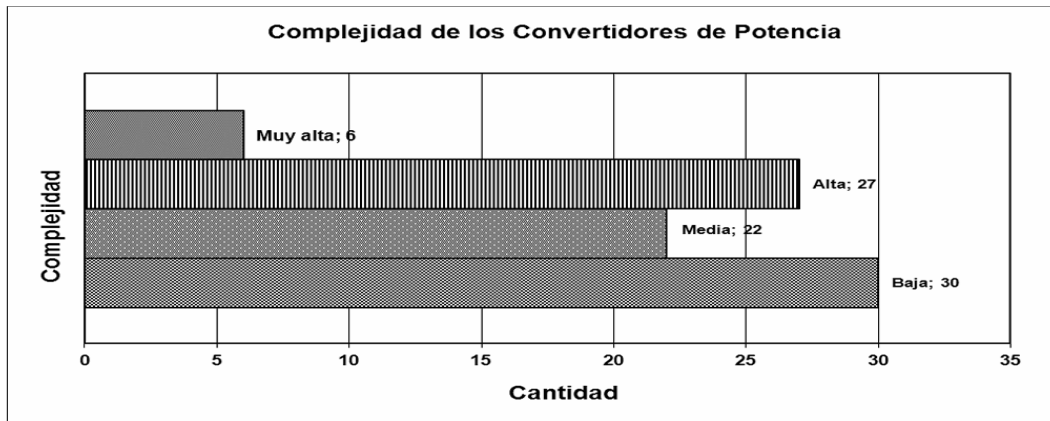
(c)

Figura 11. Aplicaciones reportadas de acuerdo al tipo de convertidor DC/DC empleado.

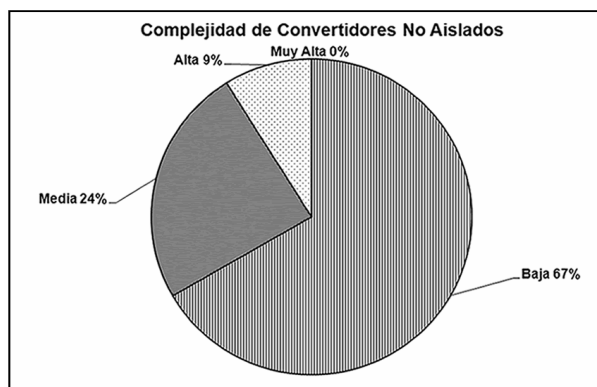
- a) Cantidad de aplicaciones para todas las propuestas. b) Porcentaje de aplicaciones con convertidores no aislados. c) Porcentaje de aplicaciones con Convertidores Aislados

La Figura 12 muestra información sobre la complejidad de los convertidores de potencia. Como era de esperarse, muchos de los convertidores no aislados tienen complejidad Baja o Media (véase la Figura 12b) y muchos de los convertidores aislados tienen complejidad Media o Alta (véase la Figura 12c). Como se mencionó anteriormente, la complejidad del convertidor está relacionada con la cantidad de semiconductores, el principio de operación, la estrategia de conmutación y las características de los elementos pasivos, tales como transformadores, inductores y capacitores, los cuales son críticos para convertidores resonantes o que funcionen bajo ZVS/ZVS.

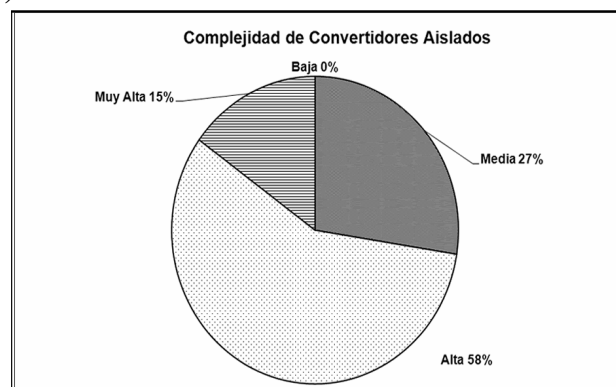
Dado que la cantidad de referencias es numerosa, se deja a consideración del lector la consulta de las mismas, debido a que la extensión del análisis de cada convertidor en cada aplicación puede resultar algo extensa para el presente documento. Por lo tanto, el lector podría considerar la revisión de la Tabla 3 para consultar las diversas clases de convertidores y su aplicabilidad en los sistemas de generación con pilas de combustible.



(a)



(b)



(c)

Figura 12. Complejidad de los convertidores DC/DC revisados.

a) Complejidad de los convertidores analizados. b) Porcentaje de complejidad para los convertidores no aislados. c) Porcentaje de complejidad para los convertidores aislados

1.3.2 Comentarios finales sobre el Estado del Arte para convertidores DC/DC usados con pilas de combustible

Los convertidores DC/DC, tienen como finalidad el acondicionamiento de potencia para la interacción entre la pila de combustible, el SAAE y la carga eléctrica. La aplicación determina si es necesario el uso de convertidores unidireccionales y/o bidireccionales, los cuales pueden ser aislados o no aislados. Por ejemplo, en la topología paralela es necesario emplear un convertidor bidireccional entre el AEES y el bus de carga, con una estrategia de control adecuada del flujo de energía del AEES. De igual manera, en las tres topologías mencionadas, es necesario el uso de convertidores unidireccionales entre la pila de combustible y los otros componentes del sistema, dada la necesidad de evitar corrientes inversas y altos *slew rates* que no puede soportar la pila.

El análisis realizado muestra que aunque el diseño de los convertidores de potencia es una parte fundamental en el diseño de sistemas de generación con pilas de combustible, la selección de un convertidor aislado o no aislado depende de características de seguridad, costo, robustez o incluso experiencia del equipo de diseño, pero debe procurarse una buena estrategia de control y sistemas de protección para el correcto funcionamiento del convertidor. Se pudo observar como la mayoría de los casos reportados en la literatura son prototipos de laboratorio, donde se obtienen potencias de hasta 10 kW, evidenciando el interés de los investigadores para mejorar el control del OST, algoritmos gestores de energía o el diseño de convertidores óptimos.

1.4 ESTADO DEL ARTE DE ESTRATEGIAS DE CONTROL EMPLEADAS EN SISTEMAS DE GENERACIÓN CON PILAS DE COMBUSTIBLE

Las estrategias de control presentes en este tipo de sistemas, suele incluir dos niveles de operación bien diferenciados. Uno de ellos es el control de los convertidores de potencia, el cual incluye algunas medidas de protección contra sobrecargas y asegura funcionamientos propios en los convertidores como seguimiento o regulación de las señales de control. El otro nivel jerárquico consiste en un control central que se encarga en realizar la gestión energética, con la cual suelen generarse señales de referencia para cada uno de los convertidores de acuerdo a comportamiento establecidos en el sistema y se consideran elementos tales como potencias generadas por la pila de combustible, estados de carga del SAAE, perfiles de carga, entre otras variables.

En diversas aplicaciones, se cuenta con un único control centralizado, que se encarga no solamente de controlar y monitorear el estado de los convertidores, sino de regular la cantidad de combustible empleado por la pila (generalmente supervisando el perfil de carga), de tal forma que ésta no entre en un estado de OST que deteriore por completo el sistema. A continuación se mencionarán algunas estrategias de control encontradas en la literatura, tanto a nivel de los convertidores de potencia como del gestor de energía o controlador de nivel superior que se incluye en estos sistemas.

1.4.1 Estrategias de control para convertidores de potencia

En los convertidores de potencia es normal encontrar técnicas de control de corriente y voltaje, que pueden clasificarse de la siguiente manera:

- Controladores lineales tipo PID: Se pueden destacar los aportes de [25], donde se ajustan controladores PID para la regulación de la corriente generada por la pila y las tensiones en el bus de carga y el SAAE. Marei *et al.*, [96] utiliza un controlador de corriente tipo PI para un convertidor Boost que será empleado en un vehículo de 10 kW. El trabajo de [49] utiliza tres controladores PI digitales, los cuales con activados de acuerdo a una máquina de estados, que monitorea la corriente generada por la pila de combustible, la tensión y la corriente del SAAE y activa uno de los controladores en cuestión. Otros aportes que emplean controladores PID pueden encontrarse en [26, 36, 37, 43-45, 54, 65, 70, 73, 120]
- Controladores lineales robustos o diseñados mediante *Loopshapping*: En este caso, se emplean técnicas que permiten modelar el sistema implementado con incertidumbres, tanto en el modelado como en la selección de los dispositivos, como lo realizan en [125]; o en su defecto, realizan un diseño en base a la respuesta en frecuencia que asegure la controlabilidad del sistema ante diversos cambios de carga o tensiones del mismo. Varios ejemplos pueden encontrarse en [41, 42, 46, 71, 126-128]
- Controladores no lineales: Para los convertidores de potencia, en ocasiones suelen incluirse técnicas de control no lineal, debido a que los modelos empleados para los controladores lineales suele emplear modelos promediados [90] de acuerdo a la estrategia de conmutación, para lo cual variaciones de parámetros como la carga o las tensiones de alimentación cambiarían por completo el modelo del circuito y por lo tanto, la estrategia de control no siempre es satisfactoria. La estrategia de control no lineal mayormente empleada en convertidores de potencia es el control en modos deslizantes. Algunos trabajos relacionados con la temática puede observarse en [129-132].

Las estrategias de control de los convertidores de potencia se buscan que sean simples de implementar debido a que es necesario, en muchas veces, reproducir los diseños de los convertidores para obtener convertidores de múltiples niveles [46, 52, 133, 134]. Además, los controladores de corriente o tensión de los convertidores suelen ser más rápidos que los gestores de energía y por ese motivo, es necesario, en ocasiones, utilizar una tarjeta de control análogo o digital completamente independiente del procesador central. De esta manera, se reduce la carga computacional del procesador y se obtiene un diseño completamente modular, facilitando las labores de calibración y ajuste del sistema completo.

1.4.2 Estrategias de gestión de energía

En este tipo de estrategias, se suelen emplear desde técnicas de control completamente formales como técnicas de control heurísticas que traducen las necesidades del sistema en particular.

Por ejemplo, Kim *et al* [54] emplea un concepto de bandas de energía, para determinar el funcionamiento del sistema ante los cambios del perfil de carga. Los autores pueden hacer que el SAAE sea cargado o descargado, de acuerdo a los cambios en carga y las condiciones de arranque del sistema. Jiang *et al* [45] modifica la estrategia de control de la corriente entregada por la pila de combustible, de tal forma que se supla la carga requerida y se recargue el SAAE de acuerdo a la tensión y corriente generadas.

No obstante, también suelen emplearse técnicas que suelen considerar restricciones dinámicas y operativas, que permiten controlar satisfactoriamente tanto la pila de combustible como los convertidores de potencia. Se pueden encontrar propuestas con redes neuronales [135], control predictivo [20], algoritmos genéticos [11, 136], algoritmos de decisión de acuerdo al punto de operación y que consideran las no linealidades del proceso [8, 30], seguimiento de un máximo punto de potencia generada por la pila de combustible [24], entre otras posibles estrategias que pueden optimizar el desempeño del sistema completo considerando aspectos de seguridad y desempeño de la unidad de generación, los convertidores y los sistemas de almacenamiento auxiliar.

1.4.3 Comentarios finales sobre el Estado del Arte de estrategias de control en sistemas de generación basados en pilas de combustible

Las estrategias de control que se emplean en sistemas de pilas de combustible pueden discriminarse en dos niveles: un nivel inferior, donde se controlan las variables como tensión y corriente de los convertidores de potencia y uno o varios controladores de nivel superior, generalmente gestores de energía, cuyos objetivos de control se centran en mantener valores de estado de carga de los SAAE, combustible consumido por la pila, modos de operación de los convertidores de acuerdo a los perfiles de carga, entre otros posibles objetivos de control.

En la literatura comentada pueden encontrarse varios casos donde se aplican combinación de técnicas de control lineal, no lineal, óptimo, robusto, redes neuronales, entre otras en los niveles mencionados de la topología de interconexión, que procuran mantener el sistema en puntos de operación segura y bajo las exigencias de control acordadas.

En este ámbito, el abanico de opciones para controlar el sistema depende de los objetivos trazados y las restricciones del sistema y el diseño de estrategias de control para este tipo de sistemas aún son de alto interés en la comunidad científica.

1.5 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

En el entorno de las topologías de interconexión entre las pilas de combustible, su sistema de almacenamiento de energía y la carga (motores eléctricos, transmisores industriales, entre otras), se han propuesto las estructuras Serial y Paralela, las cuales son ampliamente estudiadas en la literatura y han demostrado buenos comportamientos ante perfiles de carga propios de aplicaciones industriales y automotrices, donde suelen aplicarse estas y otras fuentes de energía alternativa y no alternativa, que cuentan con características dinámicas y restricciones funcionales similares a las pilas de combustible.

No obstante, se presentan deficiencias en el momento de seleccionar una topología de interconexión que sea eficiente ante diversos perfiles de carga. En las aplicaciones reportadas en la literatura, los autores desarrollan sus propuestas partiendo desde una topología predefinida, sin sustentar dicha selección en relación con su eficiencia. Si se contara con una topología de interconexión eficiente de acuerdo a los perfiles de carga establecidos para el sistema, la aplicación tendría una mayor autonomía debido a la reducción del consumo de combustible. Sin embargo, adoptar un diseño eficiente en la topología de interconexión también es extensible cuando el sistema generador de energía dispone de anchos de banda limitados o requieren de un control preciso en la potencia suministrada, como ocurre en los paneles fotovoltaicos, generadores eólicos y mareomotrices, generadores de combustión interna, entre otros.

Esta situación conlleva a la generación del siguiente cuestionamiento: ¿Qué topología debería ser implementada para que un sistema, basado en pilas de combustible u otra fuente de energía alternativa o no alternativa, con respuestas dinámicas similares o necesidades de optimización de potencia, con su respectivo sistema de energía almacenada, pueda responder ante diversos perfiles de carga de la manera más eficiente posible? Parte de esta pregunta de investigación fue analizada y se consiguieron algunos resultados muy importantes en Ramos-Paja *et al* [89] y se busca, en este trabajo, validar parte de la teoría desarrollada en esta referencia bibliográfica.

Este problema deberá abordarse por medio del diseño e implementación de las topologías de interconexión básicas (Serial y Paralela), de tal manera que pueda caracterizarse el comportamiento de estos sistemas y se obtengan las respectivas señales que permitan analizar su eficiencia. El objeto de estudio será una pila de combustible tipo PEMFC, basada en la reacción Hidrógeno - Oxígeno, que será reemplazada, por cuestión de recursos, con una fuente DC con capacidad de 1 kW. No obstante, los resultados obtenidos podrán ser aplicados a otros sistemas cuya fuente de energía tenga una respuesta dinámica similar a la de una pila de combustible y donde se requiera un funcionamiento óptimo. Además, deberá tenerse en cuenta que la circulación de potencia será desde la pila de combustible y el sistema de almacenamiento de energía hacia la carga y nunca en sentido contrario; es decir, no se considerará regeneración de energía desde la carga, lo cual sería integrado en futuras investigaciones.

Finalmente, de acuerdo a los análisis que se realicen con las topologías Serial, Paralela, es necesario establecer una metodología, topología de interconexión y/o estrategia de control que permita construir sistemas eficientes de pilas de combustible - banco de almacenamiento de energía – carga que respondan ante perfiles de carga que, inclusive, puedan cambiar con el paso del tiempo. De igual manera, estos resultados podrán ser llevados a otras fuentes de energía alternativas.

1.6 OBJETIVOS DEL PROYECTO

Para la solución del problema antes mencionado, se plantearon un objetivo general y cinco específicos, que se describen a continuación.

1.6.1 Objetivo General

Evaluar la eficiencia y desempeño de las topologías de interconexión (Serial y Paralela), usadas en pilas de combustible y otros sistemas con generación de energía mediante fuentes alternativas o no alternativas (paneles fotovoltaicos, generadores eólicos, generadores de combustión interna, entre otros) con sus sistemas de almacenamiento de energía y la carga eléctrica, sin considerar efectos de energía generada desde la carga hacia el sistema de gestión de energía, con el fin de definir una metodología, topología adicional y/o estrategia de control que sea eficiente ante diversos perfiles de carga

1.6.2 Objetivos Específicos

- Revisar el Estado del Arte correspondiente a los sistemas electrónicos y estrategias de control empleadas en diversas topologías de conexión para pilas de combustible y otras fuentes de energía.
- Diseñar y evaluar mediante simulaciones los convertidores y las respectivas estrategias de control de las topologías básicas de interconexión usadas con pilas de combustible y otras fuentes de energía, con su sistema de almacenamiento de energía auxiliar y la carga.
- Diseñar e implementar los convertidores controlador y las topologías básicas de interconexión usadas con pilas de combustible y otras fuentes de energía, con su sistema de almacenamiento de energía auxiliar y la carga.
- Evaluar la eficiencia y desempeño de cada una de las topologías de interconexión usadas con pilas de combustible y otras fuentes de energía, con su sistema de almacenamiento de energía auxiliar y la carga implementadas en Hardware.

- Establecer una metodología, topología de interconexión y/o estrategia de control que permita concebir un sistema de interconexión usados en pilas de combustible y otras fuentes de energía, con su sistema de almacenamiento de energía auxiliar y la carga, que responda eficientemente ante diversos perfiles de carga.

1.7 JUSTIFICACIÓN

El desarrollo de sistemas que funcionen con fuentes alternativas de energía ha despertado un gran interés, especialmente por la necesidad de disminuir el impacto ambiental producido por los contaminantes liberados al usar combustibles fósiles o inclusive, por las dificultades por la cambiante demanda de energía eléctrica. Alrededor del mundo se han desarrollado sistemas basados en energías como eólica, solar, geotérmica, mareomotriz, nuclear, química, entre otras. Claro está, algunas tecnologías de generación de energía son consideradas más limpias que otras pero se ha tratado de obtener otra fuente de energía para las necesidades sociales.

Una de las fuentes alternas, las pilas de combustible, se están desarrollando ampliamente en torno a aplicaciones automotrices o portátiles. Las universidades, industrias y centros de investigación y desarrollo trabajan en diversas aplicaciones basadas en pilas de combustible. El desarrollo de sistemas de gestión de energía eléctrica para estas fuentes de energía es ampliamente estudiado por grupos de investigación en Sistemas de Control, Electrónica de Potencia, Uso y Generación de energía alternativa.

El Grupo de Investigación en Control Industrial (GICI) de la Universidad del Valle, maneja la línea de investigación en Electrónica de Potencia. Uno de los principales propósitos consiste en iniciar el estudio formal en sistemas de gestión energética para pilas de combustible, con la posible extensión a otras fuentes de energía alternativas, en colaboración con otros grupos de investigación de la Universidad o de otras universidades del mundo entero.

Con los esquemas de simulación, los módulos electrónicos y la documentación que se derive en el desarrollo del proyecto, se podrían adaptar estas tecnologías energéticas hacia aplicaciones industriales o comerciales. Por ejemplo, desarrollar sistemas de gestión energética para una serie de transmisores industriales, cuyo funcionamiento se base en la energía recolectada por paneles solares. Se podrían adaptar los esquemas de convertidores o los controladores para permitir el uso eficiente de esta energía recolectada, de acuerdo a las recomendaciones realizadas a lo largo del desarrollo de la propuesta que se está mostrando en este documento.

1.8 CONCLUSIONES

En este capítulo se realizó una introducción sobre las pilas de combustible, incluyendo sus ecuaciones electroquímicas al igual que sus características dinámicas y eléctricas. Se mencionaron las topologías de interconexión más utilizadas, Serial y Paralela, al igual que la propuesta de la Topología Serial-Paralela que, inicialmente, mejora la eficiencia de cualquier aplicación, en comparación a las dos topologías anteriores. Se realizó un análisis del estado del arte en topologías de interconexión, convertidores de potencia DC/DC y estrategias de control, presente en los sistemas de generación de pilas de combustible. Posteriormente, se realizó la descripción del problema de investigación, los objetivos y la justificación del proyecto de investigación. Finalmente, se encuentra este breve resumen del capítulo y se describirán las siguientes secciones del documento.

CAPÍTULO 2. ESPECIFICACIÓN Y DISEÑO DE LOS CONVERTIDORES DC/DC UTILIZADOS EN LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN CONSTRUIDAS.

En este capítulo, se formalizan las especificaciones y se detalla el diseño de los convertidores de potencia que fueron empleados para realizar el análisis de eficiencia de las topologías de interconexión para sistemas de generación basados en pilas de combustible.

Este capítulo inicia con un breve análisis de las topologías Serial y Paralela y los detalles de su implementación en términos de tensiones, potencias y anchos de banda requeridos para cada uno de los convertidores que las componen, además de definir una notación que será empleada para la identificación de los convertidores. Se definen los valores de los elementos pasivos y dispositivos de potencia utilizados para la construcción de los convertidores y se especifican las funciones de transferencia de cada uno de los convertidores implementados. Posteriormente, se discuten las características de las tarjetas de control y protección, al igual que las tarjetas de instrumentación para cada convertidor, las cuales permiten el adecuado funcionamiento del convertidor.

Luego, se discuten las estrategias de control de corriente (tipo PI) implementadas para cada convertidor y se realiza un análisis de estabilidad y robustez para el convertidor controlado. Esta estrategia de control de bajo nivel está desarrollada en hardware y no requiere de ningún recurso computacional para su ejecución.

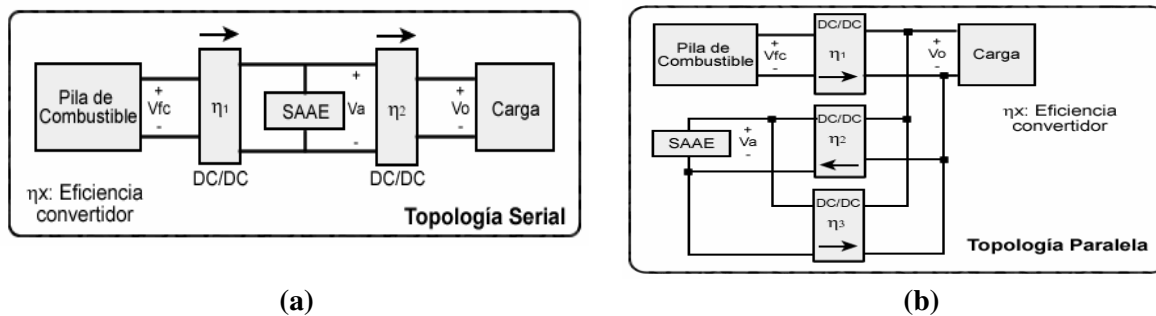


Figura 13. Notación de convertidores y tensiones de las topologías de interconexión

2.1 ESPECIFICACIONES DE LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN

En esta sección, se discutirán las características de las topologías de interconexión Serial y Paralela que se implementaron para abordar el problema de investigación. La Figura 13 retoma los esquemas de las topologías de interconexión, recordando que en el caso de las topologías serial y paralela no se presenta regeneración de la carga. Debido a que el estudio es comparativo entre las topologías, los convertidores

deben ser diseñados de tal manera que sus eficiencias sean tan equivalentes como sea posible al ser usados en una topología u otra. Vale la pena mencionar que la pila de combustible (la fuente principal) será remplazada por una fuente DC, a la cual se le limitará su *slew rate* con la demanda del convertidor que está unido a ella, debido a que no se dispone de una pila de combustible por cuestión de recursos. La Tabla 4 reúne las especificaciones que deben cumplir las topologías de interconexión, mientras que la Tabla 5 define los convertidores requeridos y su función en cada topología.

Vale la pena aclarar que los convertidores PBL y PLB son remplazados en diversas aplicaciones por un convertidor bidireccional entre la batería y la carga (PBBL) [1, 35, 53, 71]. No obstante, en este trabajo se consideraron convertidores independientes, pero debe tenerse en cuenta que la operación de ellos es complementaria; es decir, mientras funciona el modo elevador el modo reductor debe estar desactivado y viceversa.

Tabla 4. Especificaciones de las topologías de interconexión

Fuente Principal (Pila de Combustible)	<i>Slew Rate</i> fuente principal	Batería	Bus de Carga
Tensión generada: 28-40 VDC. Potencia generada: Hasta 360 W	Hasta 7A /s	Tensión nominal: 60 VDC. Capacidad: 4.5Ah. Rango de tensiones: 53VDC sin carga, 65VDC plena carga	Tensión de carga: 42 VDC. Carga máxima: 360 W

Tabla 5. Notación, clase y función de cada convertidor en cada topología de interconexión

Topología	Notación Convertidor	Tipo Convertidor	Función
Serial	SFCB	Boost	Conexión Pila de Combustible – Batería (limita <i>slew rate</i> de la fuente)
Serial	SBL	Buck	Conexión Batería – Carga
Paralela	PFCL	Boost	Conexión Pila de Combustible – Carga (limita <i>slew rate</i> de la fuente)
Paralela	PBL	Buck	Conexión Batería – Carga
Paralela	PLB	Boost	Conexión Carga - Batería

2.2 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LOS CONVERTIDORES DC/DC PARA LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN

2.2.1 Generalidades de los convertidores de potencia DC/DC

De acuerdo a las especificaciones de las topologías de interconexión que serán empleadas en la etapa de validación y al análisis realizado del estado del arte respecto a las topologías de convertidores, se

decidieron implementar convertidores DC/DC no aislados simples, como los son el convertidor Buck (reductor) y el convertidor Boost (elevador) [28, 36, 40, 54, 94, 137]. En la Figura 14 se muestran los convertidores en cuestión. Los criterios para su selección se basan en la relativa simplicidad de su implementación, la abundante bibliografía en modelado y control de los convertidores y la consideración de emplear estructuras muy simples que faciliten el análisis en términos de transferencia de energía entre los elementos de las topologías.

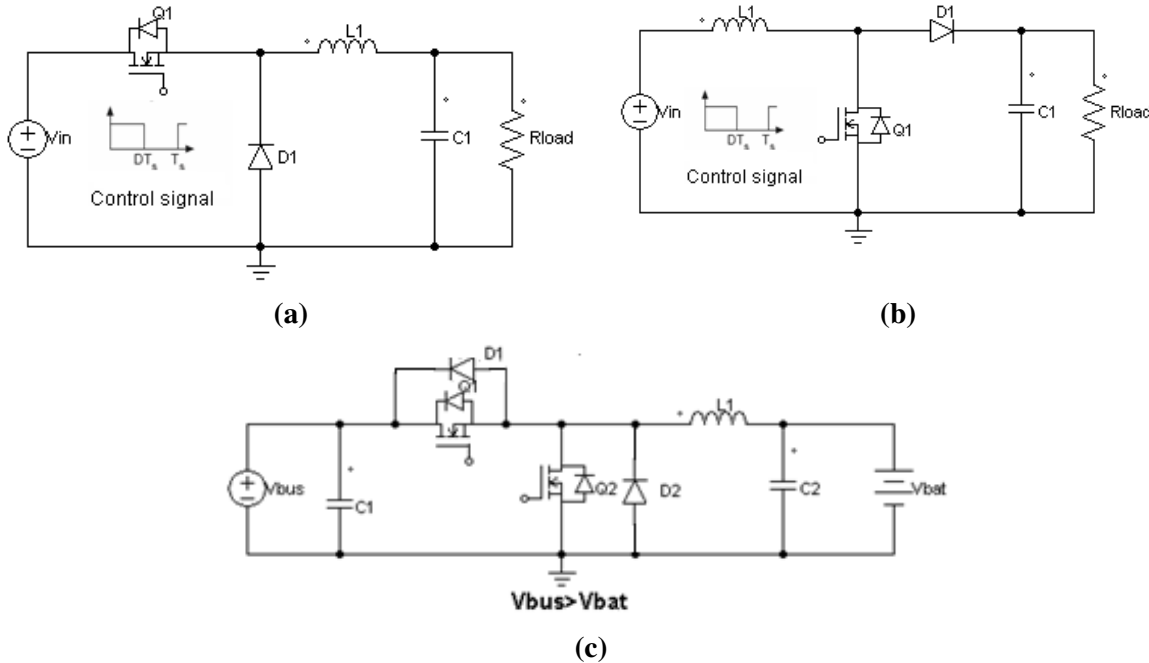


Figura 14. Convertidores utilizados para la construcción de las topologías.

a) Buck (reductor). b) Boost (elevador). c) Bidireccional

El procedimiento de diseño de varios de los convertidores que se requieren implementar permite usar un mismo convertidor y adaptarlo a la nueva topología. Por ese motivo, se observó que era necesario diseñar tres convertidores para el desarrollo de las topologías, los cuales son:

- **Convertidor 1(DCDC1):** Para facilitar la interconexión, este convertidor siempre estará ubicado a la salida de la fuente que emula la pila de combustible. Este convertidor, según la notación de las topologías, será **SFCB** y **PFCL**.
- **Convertidor 2(DCDC2):** Este convertidor será empleado para la interconexión entre la batería y la carga en todas la topologías (convertidores **SBL** y **PBL**, respectivamente).
- **Convertidor 3(DCDC3):** Este convertidor tendrá a su salida la batería, para la topología paralela. Este convertidor, según la notación de las topologías, será **PLB**. Se observa que este convertidor,

dependiendo de su ubicación, tendrá tensiones de entrada y salida diferentes, pero se procuró un diseño que satisficiera estas dos potenciales ubicaciones de este convertidor.

Para el diseño de los convertidores, deben tenerse en cuenta diversos criterios, los cuales se enumeran a continuación [90, 138, 139].

- Rango de variación del ciclo de trabajo (D) para el convertidor sin pérdidas: Esta relación permite especificar el rango de operación del convertidor para que pueda ser controlado ante las posibles perturbaciones que puede tener (cambios en la carga y tensiones de alimentación, especialmente
- Rango de variación de carga del convertidor: Este parámetro permite establecer la tolerancia requerida en los dispositivos electrónicos y condiciona la selección de los elementos almacenadores de energía (condensadores e inductores)
- Valores de condensadores e inductores: Los elementos almacenadores de energía influyen directamente en la respuesta dinámica del convertidor y aseguran rangos de variación porcentual de las corrientes y tensiones respecto al valor de DC de la señal. Se sugiere que en el diseño estas variaciones sean mínimas para evitar el disparo de las protecciones y el aumento de las pérdidas de potencia.

En el anexo A se analiza el procedimiento completo de selección de los dispositivos electrónicos, de acuerdo a las características mencionadas a lo largo de este capítulo. De la misma manera, se realiza un análisis sobre los rangos de tensión y corriente requeridos en los dispositivos electrónicos y el cálculo de las redes *snubber* que se incluyen en los convertidores. Finalmente, se especifican las dimensiones de los filtros adicionados a los convertidores de acuerdo a la aplicación. Sin embargo, en la Tabla 6 se muestra un cuadro con la debida notación del convertidor y las magnitudes tanto de tensiones y potencias como de los elementos pasivos empleados. Los casos nominales para los convertidores elevadores (DCDC1 y DCDC3), como se puede observar en la tabla son similares, fueron tomados de esa forma, ya que la diferencia de tensiones de entrada y salida se maximizaba para estas condiciones nominales y la ganancia de la planta se ve incrementada ante tensiones de salida mayores.

2.2.2 Implementación de los convertidores de potencia

Para la implementación de cada convertidor de potencia, se tuvo en cuenta un diseño modular, que facilitara la interconexión de los mismos para la obtención de cada topología de interconexión. Por este motivo, se decidió emplear una tarjeta de control análoga para cada convertidor, que se encargara en

realizar tanto un control interno de la corriente en el inductor, como el monitoreo de variables para la protección del mismo ante eventos de sobretensión o sobrecorriente que pueden deteriorar tanto el convertidor como la instrumentación empleada. Cada etapa de la tarjeta de control será comentada detenidamente, de tal manera que pueda interpretarse con facilidad los esquemas simplificados que se muestran en esta sección. Para mayores detalles sobre circuitos basados en amplificadores operacionales (amplificador inversor, amplificador no inversor, sumador, restador, seguidor de tensión, comparadores, filtros, entre otros), se recomienda consultar [140].

Tabla 6. Tabla resumen de características de los convertidores de potencia implementados

Notación Convertidor	SFCB, PFCL	SBL, PBL	PLB
Nombre Convertidor	Convertidor 1 DCDC1	Convertidor 2 DCDC2	Convertidor 3 DCDC3
Tipo de Convertidor	Boost	Buck	Boost
Tensión de Entrada (rangos)	28-40 VDC	53-65 VDC	42 VDC
Tensión de Entrada nominal*	36 VDC	60 VDC	42 VDC
Tensión de Salida (rangos)	53-65 VDC (SFCB) 42VDC (PFCL)	42 VDC	53-65 VDC
Tensión de Salida nominal*	60 VDC (SFCB)	42 VDC	60 VDC
Potencia máxima	500 W	500 W	500 W
Potencia mínima	30 W	30 W	30 W
Potencia nominal	130 W	130 W	130 W
Inductancia seleccionada	800 μ H	1.0mH	800 μ H
Resistencia serial inductancia	9.8m Ω	10.5m Ω	9.8m Ω
Capacitancia seleccionada	680 μ F	680 μ F	680 μ F
Frecuencia de conmutación	30 kHz	30 kHz	30 kHz
Resistencia <i>Snubber</i> MOSFET	120 Ω	120 Ω	120 Ω
Capacitancia <i>Snubber</i> MOSFET	2.2 nF	2.2 nF	2.2 nF
Resistencia red <i>Snubber</i> Diodo	120 Ω	20 Ω	120 Ω
Capacitancia red <i>Snubber</i> Diodo	2.2 nF	2.2 nF	2.2 nF

2.2.2.1 Controlador análogo y generación de pulsos de control

La tarjeta de control, la cual funciona con dos fuentes duales de 15V (una fuente dedicada a los circuitos electrónicos de control y alimentación de los sensores y otra fuente destinada a la alimentación del *driver*),

dispone de entradas analógicas que permiten enviar consignas a los dos controladores análogos Proporcional - Integral que pueden implementarse, los cuales pueden conectarse en cascada en caso de requerir un control completamente autónomo. Las señales de control son limitadas en amplitud, moduladas a PWM usando un comparador y una señal moduladora diente de sierra y se envían por medio de un optoacoplador al *driver* para controlar el MOSFET de potencia. En la Figura 15 se muestra el esquema simplificado de la etapa de control análogo y la respectiva generación de pulsos para manipular el MOSFET del convertidor. Se aclara que este esquema es extendido para las tarjetas de control de los tres convertidores.

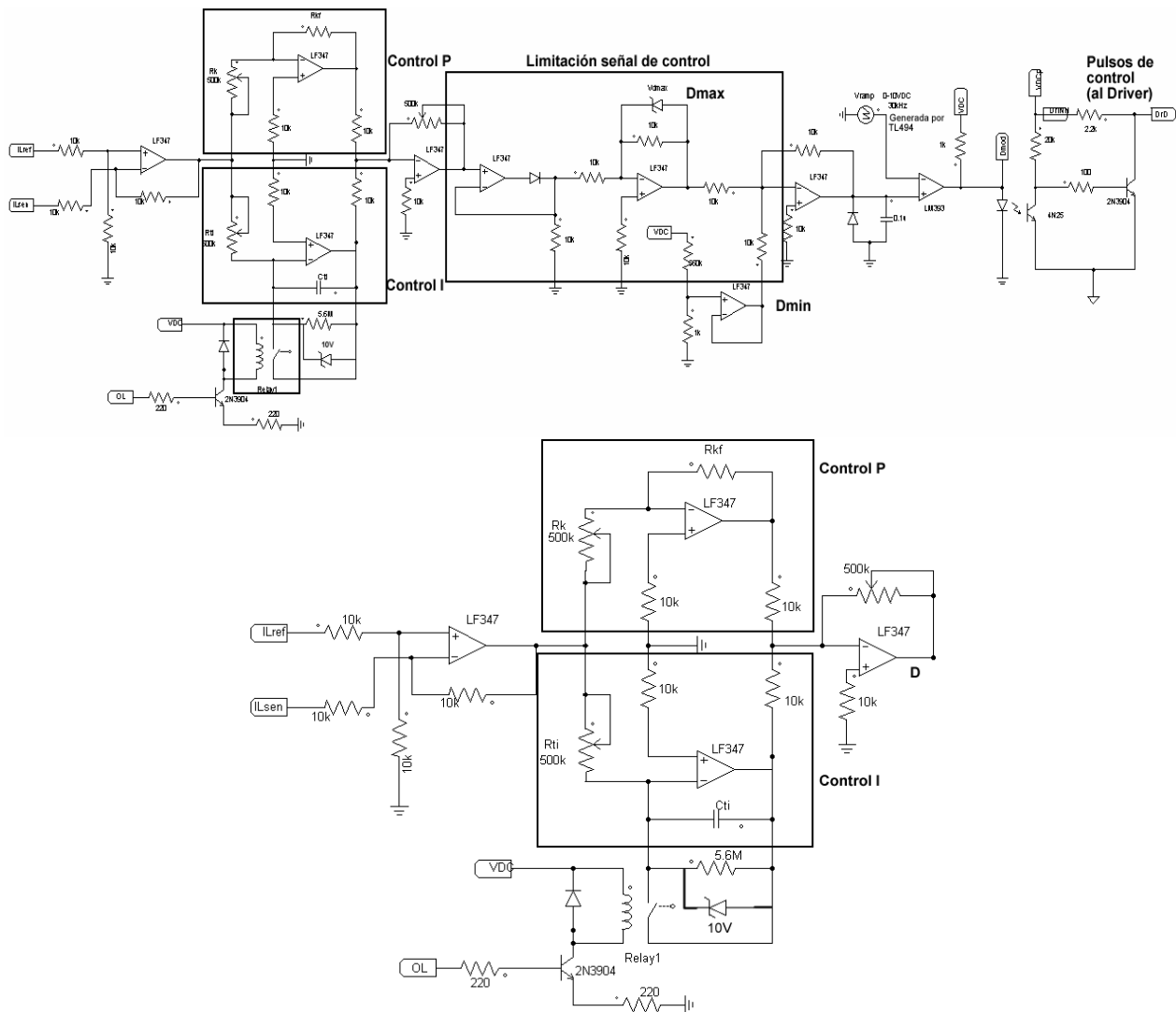


Figura 15. Esquema del circuito de control tipo PI implementados para cada convertidor

La señal de control se obtiene al procesar, mediante un controlador PI paralelo, la diferencia de dos señales que ingresan a la tarjeta de control: una señal de referencia proveniente de un elemento externo (tarjeta de adquisición de datos, generador de señales, etc) y una señal generada por el instrumento de

medición. El amplificador diferencial es de ganancia unitaria, dado que los cuatro resistores involucrados tienen un valor de $10\text{k}\Omega$. Se utilizó el control PI paralelo para reducir la capacidad de saturaciones en el momento de arranque del sistema o de reinicio ante un evento de sobrecarga. Para ello, se utiliza un relé que se activa con una señal del circuito de protección y control, permitiendo anular la acción integral por medio del cortocircuitado del capacitor de la acción integral. Este relé se activa en dos circunstancias: ante un evento de sobrecarga o ante la inyección de una señal digital desde un circuito de control de nivel superior que, como se verá más adelante, será implementado en una tarjeta de adquisición de datos anexa a un computador.

Se puede observar en la Figura 15 que las ramas **Control P** y **Control I**, las cuales utilizan tanto elementos fijos como variables para el ajuste de controladores en un amplio rango de valores, procesan por separado la señal de error. Vale la pena observar una resistencia de realimentación en la parte **Control I** ($5.6\text{M}\Omega$) que limita la ganancia a baja frecuencia, además de un diodo zener que limitará la magnitud de la acción integral a 10V .

Una vez procesadas, estas señales (invertidas en signo) son sumadas con un amplificador inversor con ganancia ajustable, que permite ajustar la ganancia del controlador muy rápidamente. Se observa que las resistencias utilizadas en esta etapa también son de $10\text{k}\Omega$, dado que se encuentra en los rangos adecuados para diseñar estructuras de amplificadores operacionales, además de que se utilizó como valor estándar para diversas etapas de la tarjeta de control.

La señal de control generada por este bloque de control, es limitada en amplitud para que siempre se generen señales positivas que serán moduladas. La señal de control se limita inicialmente en un rango entre 0V y $D_{max}\text{ V}$, donde D_{max} es el voltaje de activación de un diodo zener. Este elemento se seleccionó por encima de los rangos máximos del ciclo de trabajo del convertidor. Por ello, se seleccionó el valor de 9.1V para el convertidor Buck y de 8.2 para los convertidores Boost.

Ahora bien, a esta señal de control limitado, se le adiciona (usando un sumador inversor de ganancia unitaria) una señal de control mínima D_{min} que se ajusta en aproximadamente 120mV , equivalente a aproximadamente 1.2% si se tiene en cuenta el rango máximo de la señal de control y su relación con el ciclo de trabajo. Esta señal de control mínima, evitará que el convertidor se apague por completo, evitando así excursiones amplias de corrientes y tensiones por asemejarse a un nuevo evento de arranque. Además, cuando inicia el sistema, éste operará con bajos ciclos de trabajo y permitirá inicializar el condensador de salida del convertidor.

Posteriormente, esta señal de control que se encuentra en el rango de 0 a 10V , es llevada a la etapa de modulación de ancho de pulso, compuesto por un circuito comparador (**LM393**), el cual recibe la señal de control antes mencionada y emplea como señal de modulación una señal diente de sierra generada por el circuito integrado **TL494**. Esta señal puede ser modificada en frecuencia, al utilizar un capacitor C_{sw} y una

resistencia ajustable R_{sw} , los cuales se ubican en los pines 5 y 6 del encapsulado, respectivamente. La frecuencia de conmutación de 30kHz fue establecida al emplear un capacitor de 10nF y ajustar un *trimmer* aproximadamente a 3.3k Ω , dado que la frecuencia generada depende del producto de estos dos elementos así: $f_s = 1/(C_{sw} * R_{sw})$. Esta señal sale del TL494 con una amplitud entre 0 y 3V, por lo cual fue necesario utilizar un amplificador no inversor, para aumentar su amplitud a 10V (ganancia del amplificador 3.3). Finalmente, la señal PWM generada por el comparador, es llevada a un circuito de aislamiento para realizar el aislamiento entre las secciones de control y potencia. En la Figura 15 se muestra el esquema utilizado para el optoacoplamiento y la señal que se dirige al *driver* de referencia **IR2110**, el cual tiene entradas de control y entradas de inhibición de pulsos. El *driver* recibe señales, consideradas como 0 para tensiones inferiores a 6.0V y como 1 para tensiones superiores a 9.5V. El funcionamiento en este rango se asegura con la configuración presentada en la Figura 15.

2.2.2.2 Etapa de protecciones de sobretensión y sobrecorriente

La sección de protecciones, la cual se muestra en la Figura 16, dispone de varias secciones. Una de ellas, permite adquirir hasta dos señales del convertidor (generalmente, la corriente del inductor y la tensión de salida del convertidor) y por medio de un mecanismo de comparación respecto a una tensión fija (utilizando un **LM393**), envía una señal que, después de un procesamiento adecuado, activan la señal de inhibición del *driver*, con la cual se apagan los pulsos hacia el MOSFET. Dado que las señales sensadas se encuentran en el rango de 0 a 10V (como se observará más adelante), las señales de referencia para el comparador son ajustadas mediante *trimmers* al utilizar un divisor de voltaje con una tensión fijada con diodos zener de 10V. Por ejemplo, si se utiliza como valor máximo de tensión de salida 62V, la señal de referencia para esta señal debe ajustarse en 6.2V. Los circuitos de comparación destinados al monitoreo de las señales de campo, se configuraron con una banda de histéresis para atenuar los efectos del ruido y rizado propios de las señales medidas desde el convertidor. Esta banda de histéresis se configura con la resistencia de 20k Ω anexa a la entrada no inversora del comparador y una resistencia de realimentación de 1M Ω , además de considerar la tensión de alimentación del dispositivo de 15V. Con los valores establecidos, $V_h = 20k\Omega * 15V / (1.02M\Omega) \approx 0.3V$. Esta banda de histéresis permitirá activar la protección en un valor más cercano al deseado, evitando falsas operaciones de la protección debidas a rizados en las señales capturadas.

Además de estas señales de protección, se adicionaron un par de señales adicionales. Una se activa por medio de la acción de un pulsador presente en la tarjeta y la otra permite leer tensiones desde una fuente externa.

Todas las señales de protección (4 en total) son enviadas a una compuerta OR diseñado con otro circuito comparador, que permitirá activar la señal de sobrecarga cuando cualquiera de las cuatro señales se active.

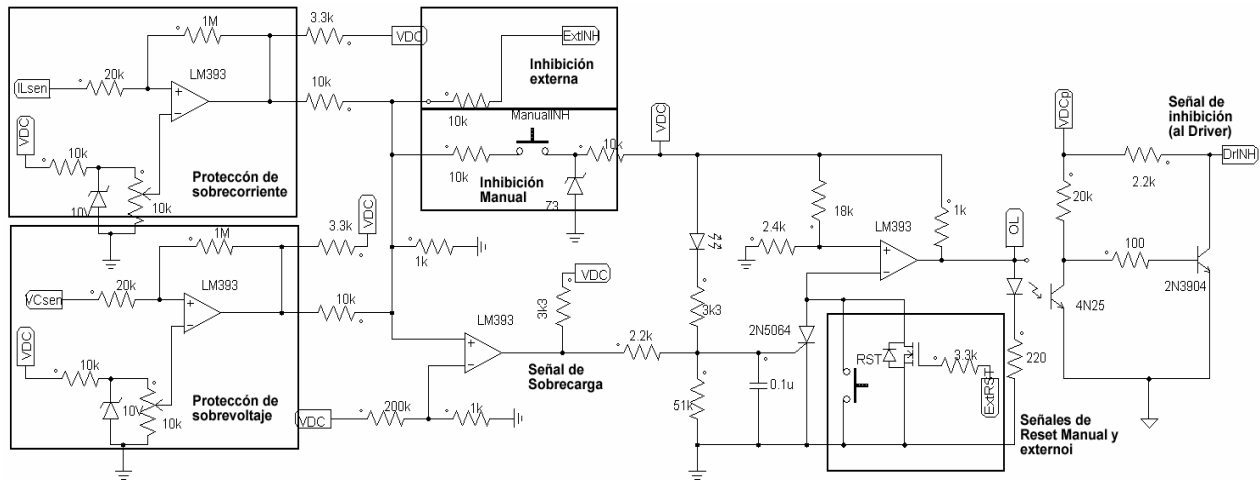


Figura 16. Esquema del circuito de protecciones implementado para cada convertidor

La señal de sobrecarga, mostrada en el esquema de la Figura 16, permite encender un tiristor (2N5064) que mantiene el estado de sobrecarga, hasta que se realice un pequeño cortocircuito de la unión ánodo-cátodo del SCR. Esto se logra por medio de un pulsador normalmente abierto o empleando una señal digital externa que activa un MOSFET (BS170), permitiendo desconectar la protección. Finalmente, cuando esta señal está activada, una etapa con optoacoplador envía una señal de inhibición al *driver* del convertidor, haciendo que éste se apague por completo.

Aunque no se muestre en el esquema simplificado de la etapa de protección, esta señal de sobrecarga es empleada por una etapa encargada en activar los relés que inhiben la acción integral de los controladores, evitando que ante un reinicio después de superar un evento de sobrecarga, los controladores no se encuentren saturados y vuelva a ocurrir un evento de esta índole. Evidentemente, cuando la señal de sobrecarga se desactiva, los relés de la etapa de control entran nuevamente en funcionamiento y se puede reiniciar sin dificultades la estrategia de control implementada.

2.2.2.3 Acondicionamiento de señal de sensores de tensión y corriente

Para el acondicionamiento de señales de corriente y tensión, se emplearon esquemas relativamente simples para facilitar la reproducibilidad de la propuesta, debido a que se contarían con 8 instrumentos para medición de corriente y 3 instrumentos para medición de tensión, ubicados estratégicamente en los convertidores para cumplir los requerimientos funcionales de acuerdo a la topología.

El sensor de corriente empleado fue el **Allegro ACS714** con capacidad de 20 A, sensibilidad de 100mV/A y ancho de banda de hasta 80kHz. Este sensor es un circuito integrado que utiliza como principio el efecto hall para la medición de la corriente. El dispositivo requiere una tensión de 5VDC (tensión obtenida al emplear un regulador LM7805 para reducir la tensión de alimentación de +15VDC de la tarjeta) y puede entregar lecturas de corriente bipolares. La tensión de salida del sensor está centrada en 2.5VDC, por lo que es necesario acondicionar la señal en el rango de 0-10VDC, el cual es empleado tanto para la medición con el dispositivo de adquisición de datos como para el control análogo y las debidas protecciones. Se acondicionó el sistema para que tenga una lectura de hasta 15 A, lo que implica una ganancia de 0.666 V/A y se agregó un filtro de primer orden con frecuencia de corte de 4.83kHz, la cual se encuentra más de cinco veces por debajo de la frecuencia de conmutación seleccionada.

Para la lectura de tensión se empleó un amplificador de aislamiento **ISO124P**, el cual permite el aislamiento en la lectura de señales de tensión de hasta 12.5Vp y tiene un ancho de banda de 50kHz. Este dispositivo requiere dos fuentes bipolares, una a la entrada (referenciada a la etapa de potencia) y una de salida (referenciada a la parte electrónica). La lectura de tensión desde el convertidor se hace por medio de un divisor de tensión con el que se obtiene una tensión de aproximadamente el 10% de la señal medida. El acondicionador de señal permite que las señales medidas, las cuales estarán en el rango de 0-100 VDC, estén en el rango de 0-10VDC sin dificultades. A este sensor se agregó un filtro de primer orden con una frecuencia de corte de 1.27kHz, la cual es apropiada debido a que las señales de tensión suelen estar bajo regulación. En la Figura 17 se muestran los esquemas de los sensores empleados.

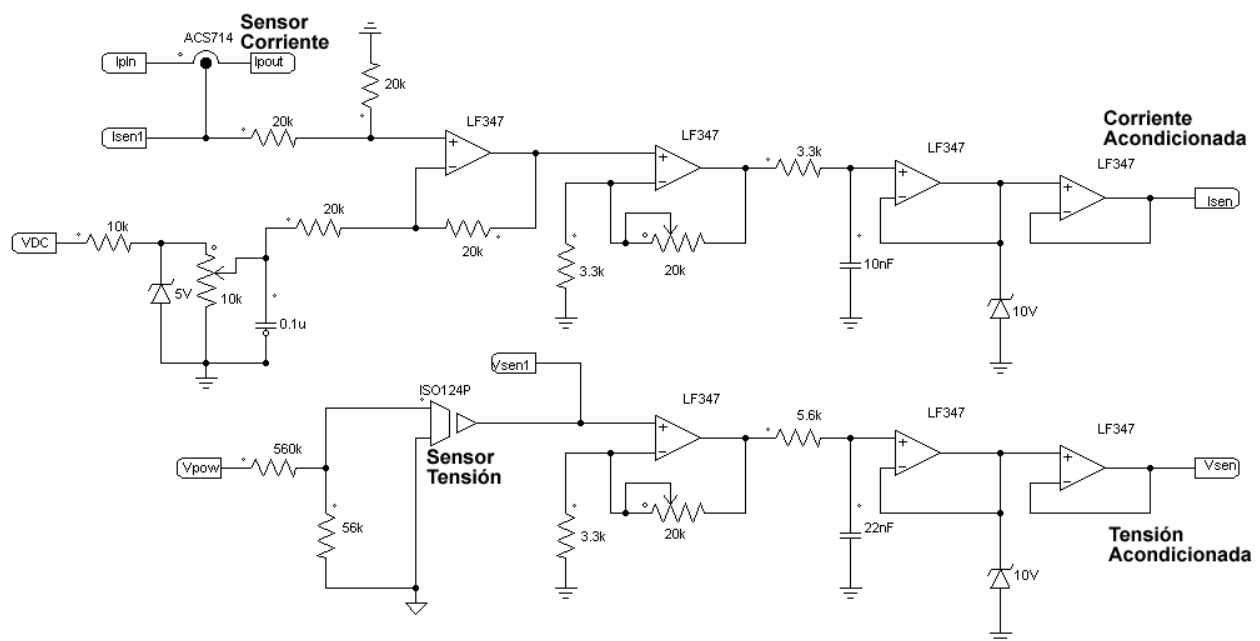


Figura 17. Circuitos de acondicionamiento para la adquisición de corrientes y tensiones

2.2.2.4 Configuración definitiva de los convertidores de potencia

Después de detallar el proceso de diseño de los convertidores de potencia implementados para la construcción de las topologías de interconexión, se muestra una fotografía en la Figura 18 de la distribución genérica utilizada para los tres convertidores implementados. Vale la pena aclarar que debido a la connotación exploratoria de este trabajo, el área ocupada por cada convertidor de potencia es superior a la que pueden encontrarse en prototipos comerciales con capacidades similares. Durante el procedimiento de diseño, se tuvo en cuenta la posibilidad de flexibilizar la conectividad de elementos tales como sensores, inductores o incluso de los mismos convertidores entre sí, además de facilitar la sustitución de dispositivos en caso de daños.

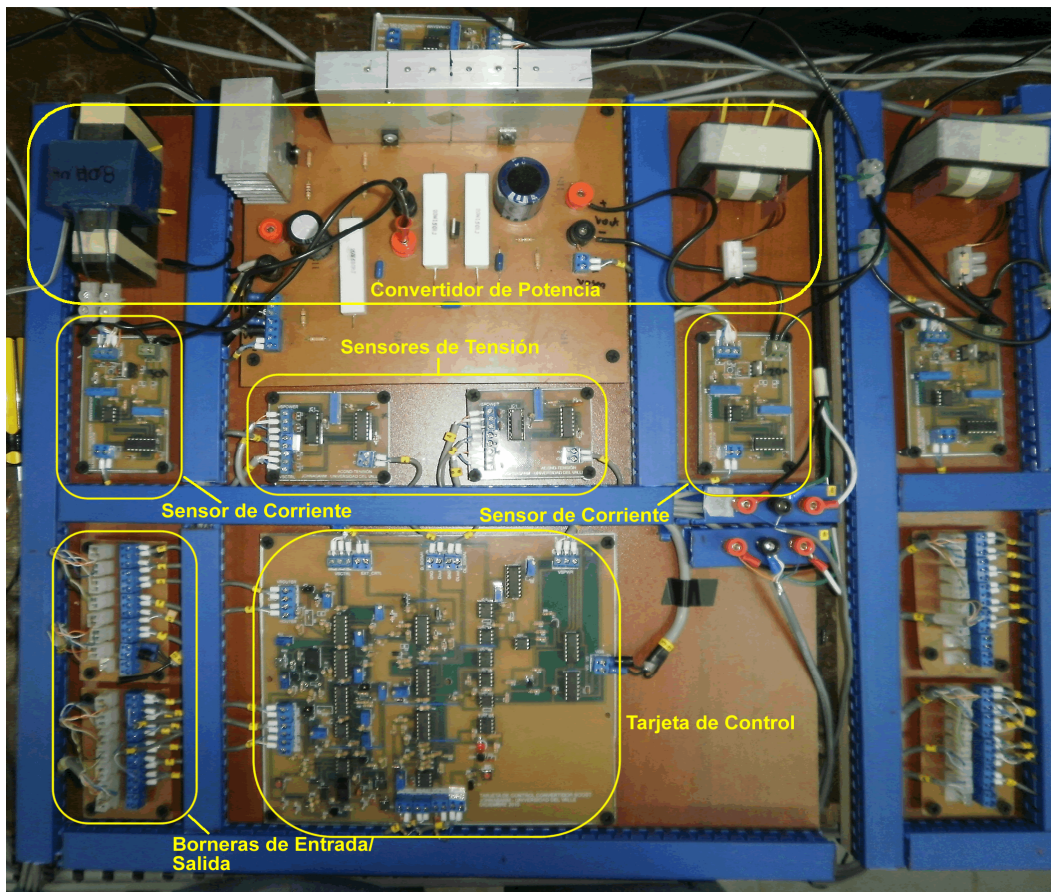


Figura 18. Prototipo de convertidor de potencia desarrollado

Visualizando la fotografía, se aprecia el espaciado entre la parte de potencia (ubicada en la parte superior) respecto a la tarjeta de control y las borneras de entrada/salida, las cuales disponen de cables de conexión que serán dirigidos a las borneras de la tarjeta de adquisición de datos. Esta separación espacial, junto al uso de filtros en los instrumentos de medición y el uso de fuentes aisladas, reducen los efectos de interferencia electromagnética que afectan el desempeño de las etapas de control para circuitos de potencia conmutados.

De la misma manera, los sensores de tensión que se muestran en la fotografía no estarán permanentemente ubicados en cada convertidor, sino que fueron ubicados de acuerdo a la topología que se estaba implementando y la necesidad de establecer una tensión para los circuitos de protección de sobretensión.

Finalmente, en el Anexo C se encuentran los esquemas completos de la tarjeta de control de los convertidores, los esquemas de los circuitos de sensado y los detalles del diagrama de cableado de la tarjeta de control con cada señal usada.

2.3 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LAS ESTRATEGIAS DE CONTROL DE CORRIENTE PARA LOS CONVERTIDORES

En esta sección se detalla el procedimiento de diseño y los resultados obtenidos para los controles de corriente, diseñados mediante el método de respuesta en frecuencia [141] e implementados para cada convertidor de potencia. Dicha implementación se realizó empleando los circuitos de control análogos de cada convertidor (ver sección 2.2.2), de tal manera que se redujera de manera considerable la carga computacional de los controladores de alto nivel que se implementaron en el equipo de cómputo. Estas estrategias de control de corriente se requerían fueran lo suficientemente rápidos para funciones de seguimiento de corrientes y que fueran lo suficientemente robustos ante cambios en la tensión de entrada y carga del convertidor. Además, el uso de controles de corriente permite estabilizar y limitar la corriente en el inductor del convertidor y elimina el efecto de las alinealidades en el sistema. Como se verá más adelante, la regulación de otra variable, que puede ser inclusive de dinámica inestable en lazo cerrado (por ejemplo, controlar la tensión de salida del convertidor Boost) se facilita al disponer de un control rápido de corriente, puesto que el sistema con este control de corriente queda linealizado. Por ese motivo, se recurrió a realizar un análisis de estabilidad y robustez de los controladores de corriente y pudo verificarse que estos controles de corriente son funcionales para los rangos de operación establecidos para cada topología.

2.3.1 Modelos matemáticos para control de corriente de los convertidores de potencia

Los modelos dinámicos obtenidos fueron producto de realizar el análisis en espacio de estados promediado de los convertidores, técnica que permite modelarlos teniendo en cuenta los estados de encendido y apagado de cada convertidor, utilizando valores de funcionamiento del convertidor en estado estable [90, 91]. Los modelos que se obtienen permiten relacionar las variaciones de las variables de estado (corriente en la inductancia y tensión del capacitor) respecto a variaciones de la señal de control (ciclo de trabajo) y de la tensión de entrada (perturbación). De esta manera, el análisis, diseño y validación de los controladores se puede realizar de manera directa, tal como ocurre con otros sistemas dinámicos. La obtención y las expresiones de los modelos matemáticos de cada convertidor pueden consultarse en el anexo B. Para este caso, los modelos matemáticos de los convertidores ideales son más que suficientes para el diseño de estrategias de control de tensión o corriente. Entiéndase por convertidor ideal aquel que no presenta pérdidas adicionales por efectos de resistencias internas en los diversos dispositivos que lo componen. No obstante, los modelos simplificados empleados para los convertidores representan las principales dinámicas de éstos, por lo que la estrategia de control planteada permitirá lidiar en la práctica con dinámicas no modeladas y desviación de parámetros respecto al modelo real [90, 142].

En la Figura 19 se muestra el diagrama de bloques del convertidor de potencia controlado en corriente. Se observan como la señal de control (variación del ciclo de trabajo d) y una perturbación dependiente de la fuente de alimentación v_g interactúan para obtener una corriente controlada en el inductor. Se busca entonces reducir el efecto de la variación de la señal de alimentación y la variación de la carga (parámetro en los modelos del convertidor) y al mismo tiempo, mantener una corriente deseada con un error en estado estable tan bajo como sea posible.

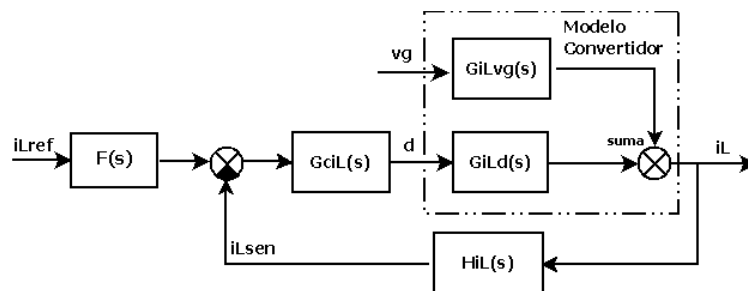


Figura 19. Diagrama de bloques de un convertidor de potencia controlado en corriente

Para cada convertidor de potencia se fijaron condiciones de funcionamiento nominales, las cuales son empleadas para determinar las funciones de transferencia de la corriente del inductor en cada convertidor. La Tabla 17 en el anexo B contiene las expresiones para el convertidor Buck, mientras que la Tabla 18 del mismo anexo incluye las funciones de transferencia del convertidor Boost. Las expresiones para cada convertidor, resumidas en la Tabla 7, se obtienen al sustituir en estas expresiones los valores de la Tabla 6. Se observa que los modelos para los convertidores DCDC1 y DCDC3 son equivalentes y por lo tanto, el diseño de una estrategia de control es suficiente.

Tabla 7. Funciones de transferencia de corriente en el inductor de los convertidores de potencia

Convertidor	$G_{iLd}(s) = i_L(s)/d(s)$	$G_{iLvg}(s) = i_L(s)/v_g(s)$
DCDC1, DCDC3	$\frac{75000(s + 106.613)}{s^2 + 53.1s + 6.618 \times 10^5}$	$\frac{1250(s + 53.10)}{s^2 + 53.1s + 6.618 \times 10^5}$
DCDC2	$\frac{60000(s + 108.33)}{s^2 + 108.4s + 1.471 \times 10^6}$	$\frac{700(s + 108.37)}{s^2 + 108.4s + 1.471 \times 10^6}$

2.3.2 Consideraciones de diseño de los controladores de corriente

Para el diseño de los controladores análogos de corriente, se tuvieron en cuenta las siguientes consideraciones de desempeño basadas en un diseño apoyado en la respuesta en frecuencia [141].

- Margen de Ganancia mayor a 6dB
- Margen de Fase superior a 45°
- Pendiente de -20db/década a la frecuencia de cruce por cero para la función de lazo abierto.
- Alta ganancia y pendiente elevada a bajas frecuencias para la función de lazo abierto, asegurando buenas dinámicas de seguimiento y errores bajos en estado estable (menores a 10%).
- Ancho de banda en lazo cerrado inferior a la quinta parte de la frecuencia de conmutación de 30kHz; es decir, inferior a 6 kHz. Este criterio está relacionado con la necesidad de evitar la operación del convertidor a altas frecuencias en las que el modelo dinámico obtenido puede perder validez después de cierta frecuencia y el control diseñado puede hacer que el sistema se comporte de manera indeseable [90], además de atenuar los efectos propios de la conmutación a altas frecuencias.

- Se cuenta con un instrumento para medición de corriente con función de transferencia

$$H_{iL}(s) = \frac{0.6666}{\frac{1}{30300} s + 1}.$$

- Finalmente, el prefiltro $F(s)$ se selecciona con una ganancia similar a la de $H_{iL}(s)$ y se agrega un polo con una frecuencia de corte que se definirá en próximas secciones (típicamente 1.6kHz), con el fin de evitar excitaciones en zonas donde se encuentren picos de resonancia para el sistema en lazo cerrado, además de eliminar posibles ruidos que se generen desde el equipo de adquisición de datos. En el diseño del controlador, no se tendrá en cuenta el polo.

El diseño de estos controladores tipo Proporcional Integral puede realizarse de manera analítica para sistemas de control genéricos [141] o inclusive, se puede utilizar la metodología expuesta en [143] dedicada a convertidores de potencia. Para la verificación del diseño, se empleó la herramienta *sisotool* de Matlab [144] que facilita la rápida configuración y prueba de los controladores, además de disponer de gráficas de la función de transferencia en lazo abierto y lazo cerrado, con las que pueden verificarse los criterios de desempeño antes citados del sistema.

Se definirán las funciones de transferencia que serán útiles para el análisis (7): $G_{ol}(s)$ como la función de transferencia de lazo abierto, $G_{ciL}(s)$ como la función de transferencia del controlador PI, $T_{iL}(s)$ como la función de transferencia de lazo cerrado de corriente en el inductor y $T_{iLvg}(s)$ como la función de transferencia, en lazo cerrado de la corriente en el inductor respecto a la fuente, con el objetivo de establecer el desempeño a perturbaciones ante esta entrada.

$$\begin{aligned} G_{ciL}(s) &= \frac{K_p (T_i s + 1)}{T_i s} = \frac{K_i (T_i s + 1)}{s} = K_p + \frac{K_i}{s} \\ G_{ol}(s) &= F(s) G_{ciL}(s) G_{iLd}(s) H_{iL}(s) \\ T_{iL}(s) &= F(s) \frac{G_{ciL}(s) G_{iLd}(s)}{1 + G_{ciL}(s) G_{iLd}(s) H_{iL}(s)} \\ T_{iLvg}(s) &= \frac{G_{iLvg}(s)}{1 + G_{ciL}(s) G_{iLd}(s) H_{iL}(s)} \end{aligned} \quad (7)$$

Vale la pena aclarar que la propuesta de un diseño de controlador lineal para un sistema no lineal con variación e incertidumbre de los parámetros del modelo requiere de un análisis básico de las funciones de transferencia de lazo abierto y/o cerrado, además de la función de sensibilidad para todas las posibles plantas que pueden ser controladas, analizando las curvas de bode y verificando que se cumplan los criterios de diseño establecidos. También se puede realizar un análisis de robustez para establecer si el

controlador satisface los requerimientos para todas las posibles plantas [145, 146] o en su defecto, se puede sintetizar un controlador robusto donde se tiene en cuenta todos estos posibles cambios en el modelo. Por ejemplo, la síntesis de controladores robustos tipo PID para convertidores de potencia ha sido estudiada en [125, 147-150] y se puede observar tanto algoritmos de síntesis como el H^∞ o el diseño del controlador usando *loopshaping*. En el presente trabajo, se analizarán las trazas de bode del sistema perturbado respecto al modelo nominal. Se observará el comportamiento del sistema ante valores mínimos y máximos de tensiones de entrada y/o salida y carga ante el controlador diseñado para el modelo nominal establecido y se deducirán los posibles comportamientos del sistema perturbado en lazo cerrado.

2.3.3 Diseño e implementación del control de corriente para el convertidor Buck (Convertidor DCDC2)

El diseño de los controladores partió de la curva del sistema en lazo abierto y considerando la función de transferencia del sensor y el prefiltro con solamente su ganancia; es decir, se diseñó sobre la curva de bode $F(s)*G_{iLdbuck}(s)*H_{iL}(s)$, la cual se muestra en la Figura 21. Se observa que el sistema es estable en lazo abierto, ofrece margen de ganancia infinito y margen de fase de 54.3° , con una frecuencia de corte w_c de 4.6kHz.

Según los criterios de diseño, el ancho de banda en lazo cerrado del sistema, w_b debe ser inferior a 1/5 de la frecuencia de conmutación. Para ello, se seleccionó un ancho de banda máximo cercano a los 4kHz. Para relacionar w_b con la frecuencia de corte en lazo abierto w_c , puede emplearse la relación $w_c \approx 0.64w_b$ [141], que es aplicada para sistemas equivalentes de segundo orden, pero resulta útil para el diseño que se plantea. Para futuras consultas para la correlación de diversos parámetros de respuesta en frecuencia, puede emplearse la Figura 20, siendo ϕ_m el margen de fase y P.O el sobrepaso porcentual.

ζ	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
ϕ_m	0	11.4	22.6	33.3	43.1	51.8	59.2	65.2	69.9	73.5	76.3
P.O.	100	73	53	37	25	16	9.5	4.6	1.5		
w_c/w_b	0.64	0.64	0.64	0.63	0.62	0.62	0.62	0.64	0.67	0.71	0.75
w_c/ω_n	1	0.99	0.96	0.91	0.85	0.79	0.72	0.65	0.59	0.53	0.49
w_b/ω_n	1.55	1.54	1.51	1.45	1.37	1.27	1.15	1.01	0.87	0.75	0.64

Figura 20. Correlaciones en el dominio de la frecuencia
(Tomado de [141])

Se requiere que la función de lazo abierto del sistema compensado tenga ganancia unitaria para la frecuencia de 2.54kHz. Esto se logra asignando a la constante K_p del controlador PI el valor inverso de la ganancia del sistema en lazo abierto a la nueva frecuencia de corte (8). Para esta frecuencia, el sistema en lazo abierto tiene una ganancia de 3.5dB (1.5) y por lo tanto, la constante K_p del controlador se selecciona inicialmente como -3.5dB (0.666). De la Figura 22, se puede observar el sistema compensado con el término K_p y se observa que el nuevo margen de fase es de 62.4°, el cual es adecuado para este diseño. Por lo tanto, el compensador no debe aportar ningún desfase adicional a la frecuencia ω_c . Inclusive, se observa que el sistema mantiene una pendiente de -20dB/década a la frecuencia de corte, lo que asegura su estabilidad en lazo cerrado.

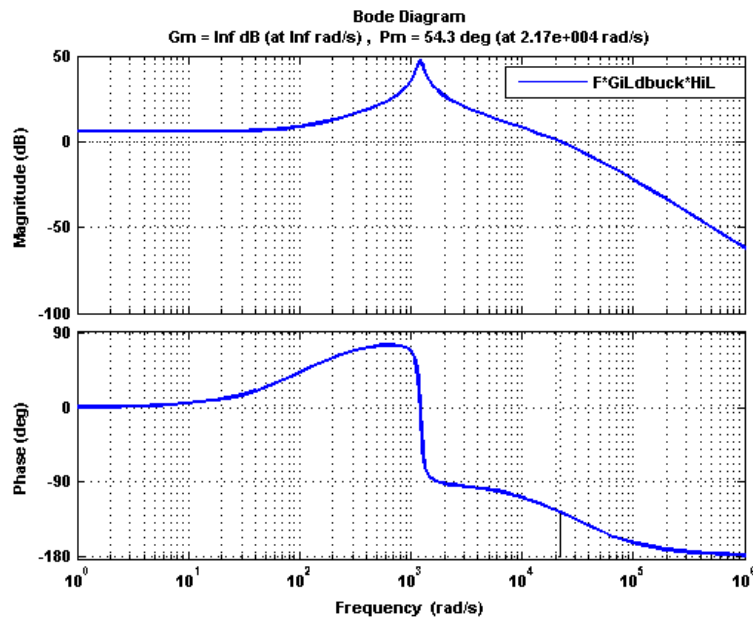


Figura 21. Diagrama de bode de la función de transferencia de corriente en lazo abierto para el convertidor Buck(DCDC2)

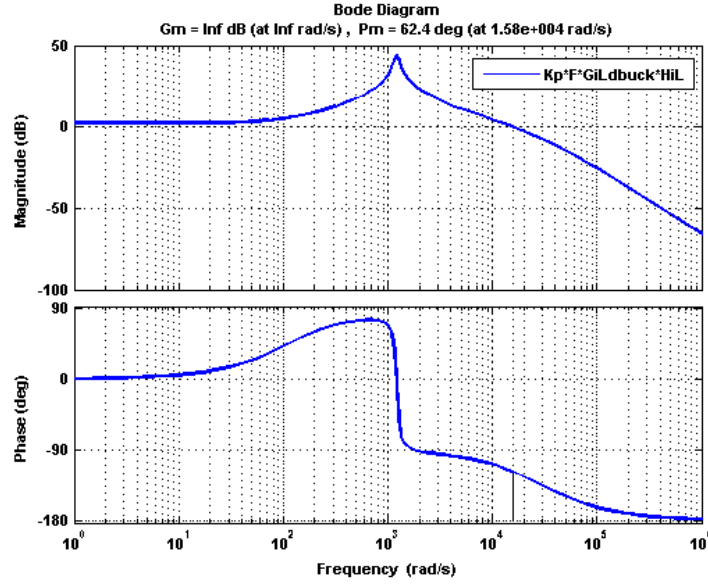


Figura 22. Diagrama de bode del control de corriente del convertidor Buck (DCDC2) compensado por el término proporcional

El controlador tipo PI cuenta con la característica de disponer de una pendiente de -20db/década antes de la frecuencia del cero, ubicada en $1/T_i$ y una ganancia constante después de esta frecuencia. Este controlador desfasa la respuesta del sistema en 90° hasta una década previa a la frecuencia de su cero y no modifica la fase una década por delante de la frecuencia de éste [141]. Dado que el compensador no debe afectar la fase del sistema con la ganancia asignada, se puede posicionar el cero del controlador a una frecuencia, por lo menos, 25 veces menor a la frecuencia de cruce deseada (8). La ubicación del cero en esta frecuencia permite compensar cualquier efecto de los ceros y el pobre amortiguamiento del sistema en lazo abierto, además de asegurar una buena ganancia a bajas frecuencias (útil para el seguimiento y rechazo de perturbaciones) y no afectar la fase a altas frecuencias.

$$K_p \left| \frac{(1 + T_i s)}{T_i s} \right|_{s=jw_c} \approx \left(\left| G_{iLd}(s) H_{iL}(s) \right|_{s=jw_c} \right)^{-1} \approx \alpha \quad (8)$$

$$\frac{1}{T_i} < \frac{w_c}{25}$$

El ajuste final de los valores de las constantes del controlador se realizó teniendo en cuenta el hardware disponible para tal fin, detallado en la sección 2.2.2.1 y la facilidad de obtener elementos pasivos para el ajuste de los parámetros. De la expresión (7) se observa que el controlador PI se puede expresar como la suma de una parte proporcional por una parte integral y se implementó de acuerdo a la Figura 15 de la

sección 2.2.2.1 . La porción I del controlador se puede ajustar con los elementos R_{Ti} y C_{Ti} , mientras que la porción P se puede ajustar con los elementos R_{kf} y R_K . Las expresiones que relacionan el circuito electrónico con los parámetros del controlador son:

$$\begin{aligned} K_i &= \frac{K_p}{T_i} = \frac{1}{R_{Ti} C_{Ti}} \Rightarrow T_i = K_p R_{Ti} C_{Ti} \\ K_p &= \frac{R_{kf}}{R_K} \end{aligned} \quad (9)$$

Primero se ajusta el término P del controlador, al seleccionar $R_{kf}=4.7k\Omega$, R_K valdría $7.1k\Omega$. De acuerdo a (8), $T_i > 25/w_c$ o $T_i > 0.0016$. Sustituyendo en la primera expresión de (9), $R_{Ti}C_{Ti} > 0.0016/K_p$ o $R_{Ti}C_{Ti} > 0.0024$. Seleccionado R_{Ti} y C_{Ti} de $66k\Omega$ y $68nF$, respectivamente, se obtiene que $0.0045 > 0.0024$, cumpliendo el criterio de selección de la frecuencia de corte del cero del controlador y permitiendo que el valor de T_i sea de 0.0030 s. Finalmente, el controlador de corriente implementado tiene la siguiente función de transferencia:

$$G_{cIL}(s) = 0.662 \frac{(1 + 0.003s)}{0.003s} = \frac{220.67(1 + 0.003s)}{s} \quad (10)$$

En la Figura 23 se muestran los diagramas de bode del sistema sin compensar en lazo abierto, controlado en lazo abierto, controlado en lazo cerrado y controlado en lazo cerrado ante perturbación en la fuente de alimentación. Los márgenes de fase y ganancia en el título son los del sistema controlado en lazo abierto. Se observa que el ancho de banda es más alto del máximo esperado de $1/5$ de la frecuencia de conmutación $6kHz$. En el diseño, se obtuvo un ancho de banda de $8.1kHz$, pero se respeta la frecuencia de corte y margen de fase. Aunque se observa una ondulación (debida al cero de la planta) y un pico de resonancia para el sistema en lazo cerrado que evidencia un error en estado estable, el comportamiento de los lazos de corriente será adecuado para el desempeño de los convertidores cuando sean usados en las topologías de interconexión, dado que los lazos de control de nivel superior tendrán anchos de banda mucho menores que los presentados para estos controles de corriente, además del uso del prefiltro $F(s)$ que evitará la excitación del lazo de corriente en las zonas del pico de resonancia. El desempeño de lazo cerrado pudiera mejorar si se adicionaba un polo que contrarrestara el cero de la planta en lazo abierto, posibilidad que se descartó para reducir el tamaño final del hardware. Finalmente, se observa que el sistema en lazo cerrado es robusto ante perturbaciones en la fuente de alimentación (atenuación mínima de $-29dB$), aspecto de alta importancia debido a las oscilaciones y variaciones propias de las tensiones generadas por fuentes de bajo ancho de banda.

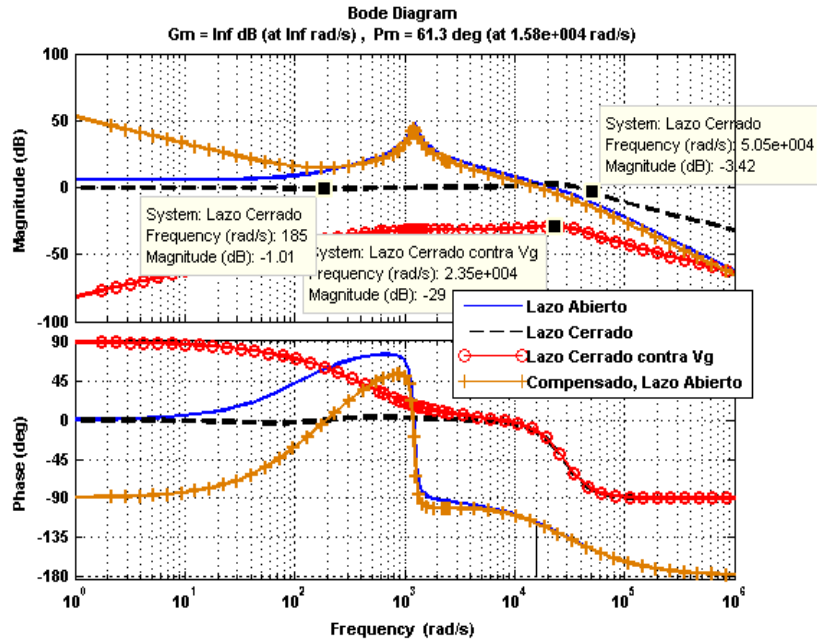


Figura 23. Diagramas de bode definitivos del lazo de corriente del convertidor Buck (DCDC2)

2.3.5.1 Análisis de robustez del controlador de corriente para el convertidor Buck (DCDC2)

El análisis de robustez realizado para este convertidor consistió en verificar los parámetros de desempeño planteados con anterioridad para modelos del convertidor con perturbaciones respecto al valor nominal, en tensión de entrada (voltaje de la batería) y carga y se comparó respecto al modelo nominal. Se definieron $V_{gmin}=57V$, $V_n=60V$, $V_{gmax}=63V$ que corresponden a los valores mínimos y máximos de la tensión de la batería, relacionados con su estado de carga, además de $P_{min}=50W$, $P_n=130W$ y $P_{max}=220W$ a tensión de salida de 42V. En la Figura 24 se muestran los diagramas de bode en lazo abierto y lazo cerrado para las cinco plantas analizadas, incluyendo la planta nominal. Se puede observar que respecto al modelo nominal, los modelos perturbados muestran desempeños similares, mostrando un adecuado margen de fase y variaciones en la frecuencia de corte inferiores al 5%, permitiendo concluir que el diseño del controlador asegura robustez para las posibles configuraciones que puede tener el convertidor Buck durante su funcionamiento. Se observa que la mayor influencia para la variación de estos parámetros es debida a la modificación de la resistencia de carga que, tal como se observa en el modelo matemático del convertidor, modifica la posición de los polos y ceros de la planta. En la Tabla 8 se muestra un resumen de los parámetros de desempeño de los convertidores controlados. Vale la pena mencionar que la

característica de convertidor de potencia robusto se establece desde el momento de selección del inductor y capacitor, puesto que elecciones por encima de los valores mínimos aseguran variaciones mínimas respecto al valor medio de estas señales, permitiendo al sistema responder ante perturbaciones en la tensión de entrada y en la carga.

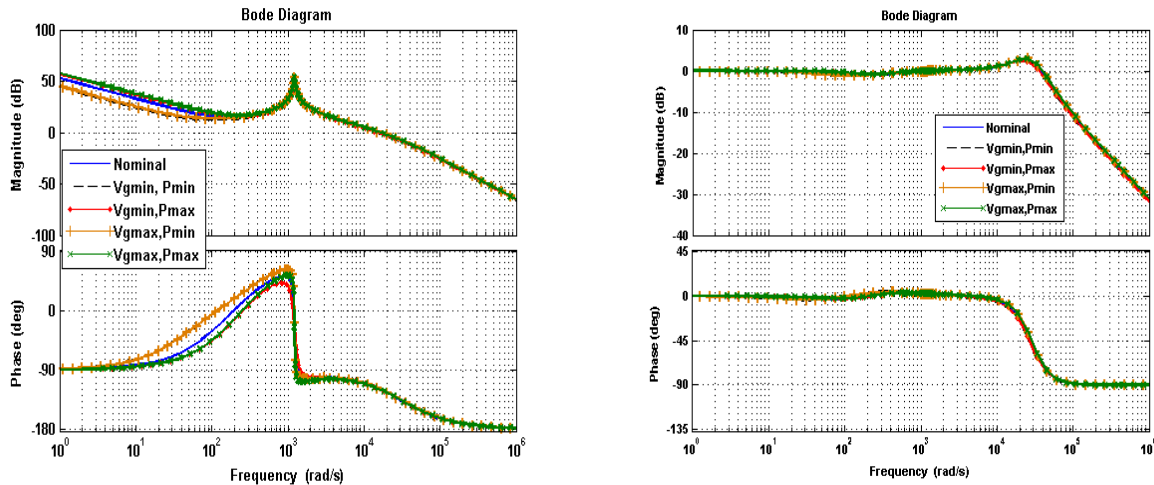


Figura 24. Diagramas de bode del convertidor Buck (DCDC2) con el controlador propuesto, en lazo abierto y lazo cerrado, ante variaciones en tensión de entrada y potencia

Tabla 8. Parámetros de desempeño del convertidor Buck (DCDC2) con variación en sus parámetros

Modelo	M_ϕ	M_G	w_c	w_b	M_P	M_m
Nominal	61.3°	∞	15.8krad/s	48.60krad/s	2.58dB	-1.00dB
V_{gmin}, P_{min}	62.2°	∞	15.1krad/s	45.71krad/s	2.31dB	-1.24dB
V_{gmax}, P_{max}	62.2°	∞	15.1krad/s	45.71krad/s	2.30dB	-0.892dB
V_{gmax}, P_{min}	60.4°	∞	16.4krad/s	50.93krad/s	2.94dB	-1.13dB
V_{gmax}, P_{max}	59.9°	∞	16.4krad/s	50.93krad/s	3.02dB	-0.812dB

2.3.5.2 Resultados en la implementación del controlador de corriente para el convertidor Buck (DCDC2)

Una vez diseñado el controlador, se tomó el convertidor y se realizaron pruebas tanto de regulación como de seguimiento de corriente. Como se observará más adelante, la regulación de será útil en algunos casos (sostenimiento de una carga específica); mientras que el seguimiento es de gran utilidad debido a que los lazos de corriente estarán dominados por señales variantes en el tiempo, generadas por controladores de nivel superior.

En la Figura 25 se muestra un ensayo realizado en el laboratorio, donde el convertidor se comportaba en modo regulador. La tensión de entrada es de 60 VDC y el propósito consistía en mantener una consigna de

corriente ante variaciones en la carga. Según el esquema del convertidor Buck, al controlar la corriente del inductor se controla la corriente en su salida. Al modificar la carga, por medio de la conexión y desconexión de resistencias, la corriente de entrada del convertidor debe presentar cambios, dado que la fuente de alimentación está bien regulada. La prueba realizada muestra cómo se busca regular la corriente del inductor en 1.5 A, variando la carga entre aproximadamente 35.1Ω y 17.1Ω cada 1.5 segundos, obteniéndose tensiones de salida de 53.9 V y 26.87V, respectivamente. Se observa que para la carga más baja, se obtiene una corriente en el inductor de 1.477 A y con la carga alta, esta corriente es de 1.488 A, errores que son inferiores al 2%. Finalmente, se verifica que en el convertidor Buck la tensión de salida será menor a la tensión de entrada y la corriente de entrada será menor a la corriente de salida.

Para la prueba de seguimiento, se utilizó una resistencia de carga constante de 17.1Ω y se utilizó una señal de referencia que consistía en una señal diente de sierra, cuyo valor mínimo es 2.33 A y valor máximo de 2.91 A, con el fin de obtener tensiones de salida en un rango aproximado entre los 40 y 50 V. Se utilizaron dos diferentes periodos: uno de 100ms y otro de 50ms, relacionados con los *slew rates* 11.6A/s y 23.26A/s, respectivamente. Aunque en las topologías las cargas no variarán a frecuencias así de elevadas, esta prueba permite evaluar la capacidad del convertidor controlado en corriente para seguir señales de alta frecuencia que, aunque presenta errores de seguimiento, el desempeño es apto para las pruebas que se realizarán, puesto que los errores de seguimiento presentados son inferiores al 5%. Los datos adquiridos de estas pruebas se muestran en la Figura 26. Los detalles de los componentes utilizados para la implementación se detallan en la sección 4.4.1, página 131.

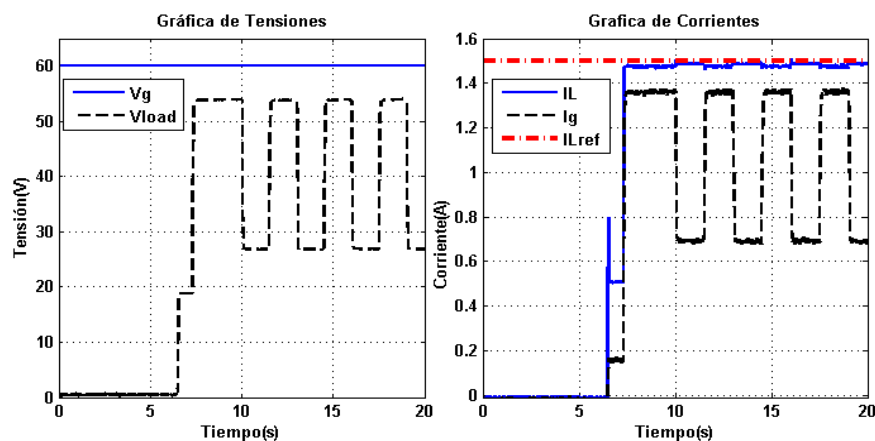


Figura 25. Comportamiento experimental del convertidor Buck (DCDC2) controlado en corriente, en modo regulador

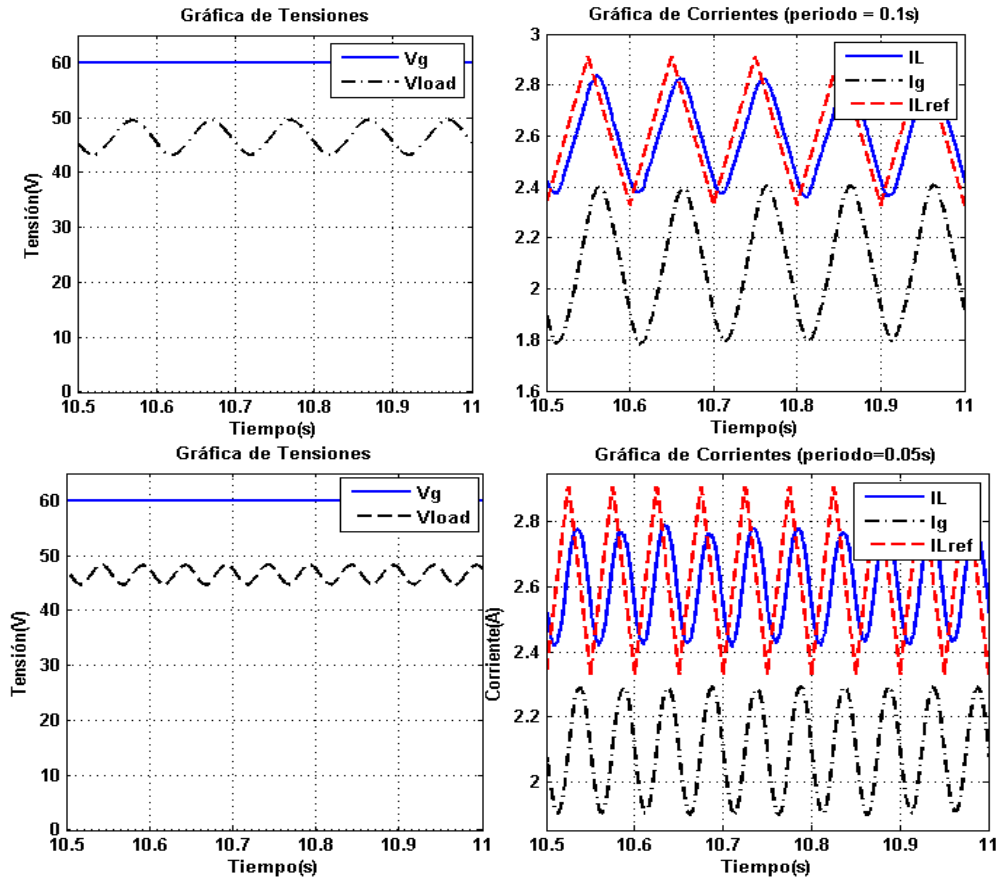


Figura 26. Comportamiento experimental del convertidor Buck (DCDC2) controlado en corriente, en modo seguidor

2.3.5.3 Resumen del procedimiento de diseño de los controladores análogos de corriente para los convertidores de potencia

El procedimiento seguido para el diseño de los controladores análogos de corriente en el presente proyecto, se puede resumir el de la siguiente manera, teniendo en cuenta su adaptabilidad a los convertidores tipo Boost, que se analizarán más adelante:

- Se establece la frecuencia w_c del sistema compensado, en base al ancho de banda del sistema compensado en lazo cerrado, relacionando $w_c \approx 0.64w_b$.
- Se define el factor de atenuación para que el sistema $K_p * G_{iLd} * H_{iL} * F$ cruce por cero en w_c , al verificar la ganancia del sistema $G_{iLd} * H_{iL} * F$ en esta frecuencia. Se establece K_p como el inverso de esta ganancia.

- Se verifica el nuevo margen de fase. Para las plantas que se tienen en este trabajo, el margen de fase obtenido es suficiente para cumplir los criterios de diseño. Por lo tanto, se selecciona la frecuencia del cero de PI, por lo menos, 25 veces menor a la frecuencia de corte deseada.
- La ganancia del controlador se logra al seleccionar los valores adecuados de R_{kf} y R_k de la sección proporcional del controlador análogo.
- El ajuste del T_i se logra al seleccionar adecuadamente R_{Ti} y C_{Ti} de tal forma que se cumpla la relación $R_{Ti}C_{Ti} > 25/(K_p w_c)$, para cumplir el criterio de no afección de fase por parte del controlador a la frecuencia de corte deseada.

2.3.4 Diseño e implementación de los controladores de corriente para los convertidores Boost (DCDC1 y DCDC3)

Para el diseño de los controladores para estos convertidores, se tuvo en cuenta el procedimiento de diseño empleado para el convertidor Buck (DCDC2), el cual se resume en la sección 2.3.5.3. Debido a que se asumieron condiciones nominales equivalentes para los convertidores, el diseño del controlador será igual para ambos. No obstante, se deben evaluar varias condiciones en la variación de rangos de entrada y salida, para determinar la robustez de los convertidores de acuerdo a su función.. En la Tabla 6 se muestran los detalles de operación de los Convertidores 1 y 3 (DCDC1 y DCDC3); mientras que los modelos dinámicos de la corriente del inductor respecto al ciclo de trabajo y la tensión de entrada se muestran en la Tabla 7.

En la Figura 27a se muestra el diagrama de bode de la función de transferencia de lazo abierto de los convertidores DCDC1 y DCDC3. Se puede observar que ambos convertidores, en su lazo de corriente, cuentan con un margen de ganancia infinito y margen de fase de 49.8° a 4.06kHz.

De estas trazas de bode se puede obtener la ganancia K_p que debe ser asignada a ambos controladores, para asegurar la frecuencia de corte de 2.55kHz usada para el convertidor Buck. Para los convertidores DCDC1 y DCDC3, la ganancia del sistema sin compensar a esta frecuencia es de 5.25dB (1.83), haciendo que la ganancia K_p del controlador sea de 0.54. La Figura 27b muestra el diagrama de bode de los convertidores compensados este término y puede verificarse la frecuencia de corte y el nuevo margen de fase (cercano a 62°) que, tal como ocurrió con el convertidor DCDC2, no requiere adición a estas frecuencias.

Luego, se procede a posicionar el cero del controlador PI que se agregará, teniendo en cuenta los criterios utilizados para el convertidor DCDC2, teniendo en cuenta la configuración del hardware del controlador. Para ambos convertidores debe cumplirse que $T_i > 0.0016$ o referido al hardware del controlador, $R_{Ti}C_{Ti} > 0.0016/K_p$. Para los convertidores 1 y 3, $R_{Ti}C_{Ti} > 0.003$. Por lo tanto, al seleccionar nuevamente

$R_{Ti}=66k\Omega$ y $C_{Ti}=68nF$, se logra cumplir la especificación pues este producto será de 0.0045, cumpliendo el criterio de selección del control integral. El término proporcional se ajusta al considerar la resistencia $R_{kf}=4.7k\Omega$ y la ganancia proporcional utilizada (0.54), obteniéndose $R_k=8.7k\Omega$. La función de transferencia del controlador de corriente para los convertidores se expresa en (11).

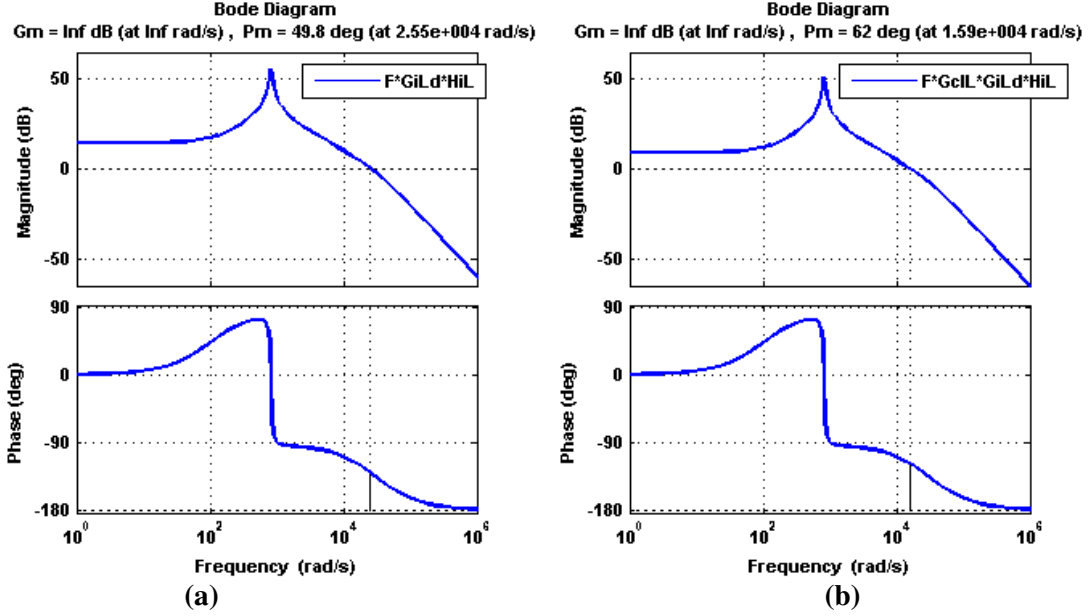


Figura 27. Diagrama de bode de la función de transferencia de corriente en lazo abierto para los convertidores Boost (DCDC1 y DCDC3)

a) Sistema sin compensar. b) Sistema compensado con el término K_p

$$G_{cLL}(s) = 0.54 \frac{(1 + 0.0024 s)}{0.0024 s} = \frac{225 (1 + 0.0024 s)}{s} \quad (11)$$

En la Figura 28 se muestran los diagramas de bode definitivos de los lazos de corriente para los convertidores DCDC1 y DCDC3. Se pueden observar comportamientos equivalentes a los obtenidos para el convertidor DCDC2, mostrando ganancia unitaria a bajas frecuencias, buen margen de fase y rechazo a perturbaciones causadas por la variación de la fuente V_g .

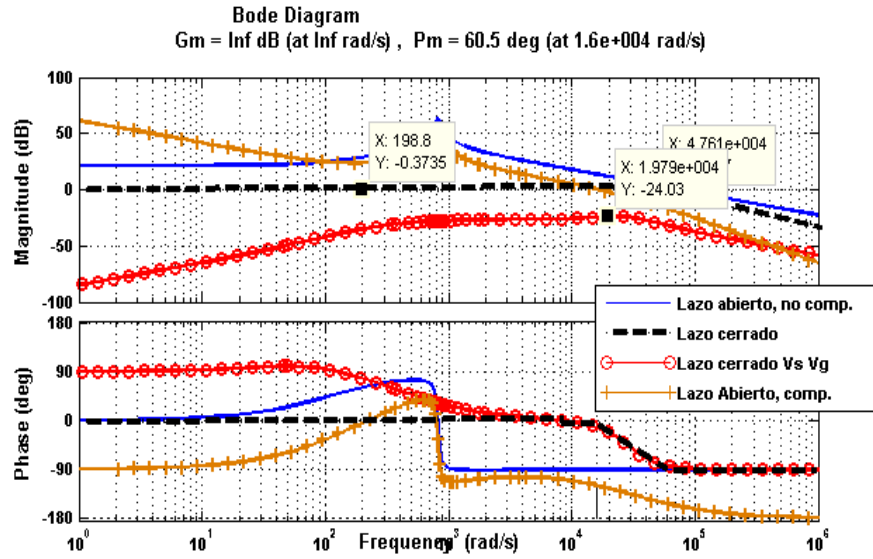


Figura 28. Diagramas de bode definitivos de los lazos de corriente para los convertidores Boost (DCDC1 y DCDC3).

2.3.5.4 Análisis de robustez del controlador de corriente para los convertidores Boost (DCDC1 y DCDC3)

Para el análisis de robustez de estos convertidores, se establecieron los siguientes rangos de variación de las fuentes de entrada, salida y potencia de carga de la siguiente manera:

- Tensiones de entrada: $V_{gmin1}=33V$, $V_{gnom1}=36V$, $V_{gmax1}=39V$.
Tensión de salida: $V_{lnom1}=42V$.
Potencias de carga: $P_{min}=30W$, $P_{nom}=130W$, $P_{max}=220W$
- Tensiones de entrada: $V_{gmin2}=30V$, $V_{gnom1}=36V$, $V_{gmax2}=42V$
Tensiones de salida: $V_{lmin2}=57V$, $V_{lnom2}=60V$, $V_{lmax2}=63V$.
Potencias de carga: $P_{min}=30W$, $P_{nom}=130W$, $P_{max}=220W$.

La primera condición corresponde a los convertidores que se conectan entre la pila de combustible y la carga (PFCL, HFCL). La segunda condición está referida a los convertidores conectados entre la pila de combustible y la batería (SFCB, HFCB) o entre la carga y la batería (PLB). Por ese motivo, para este último caso, la tensión de entrada máxima se incrementó a la tensión nominal del bus de carga. En la Figura 29 se muestran los diagramas de bode de lazo abierto y lazo cerrado del sistema compensado ante variaciones en la magnitud de las tensiones de entrada, salida y carga. La Tabla 9 reúne las medidas

realizadas, observando que el diseño propuesto es robusto para las posibles condiciones de operación de DCDC1 como de DCDC3, sin importar su ubicación en las topologías.

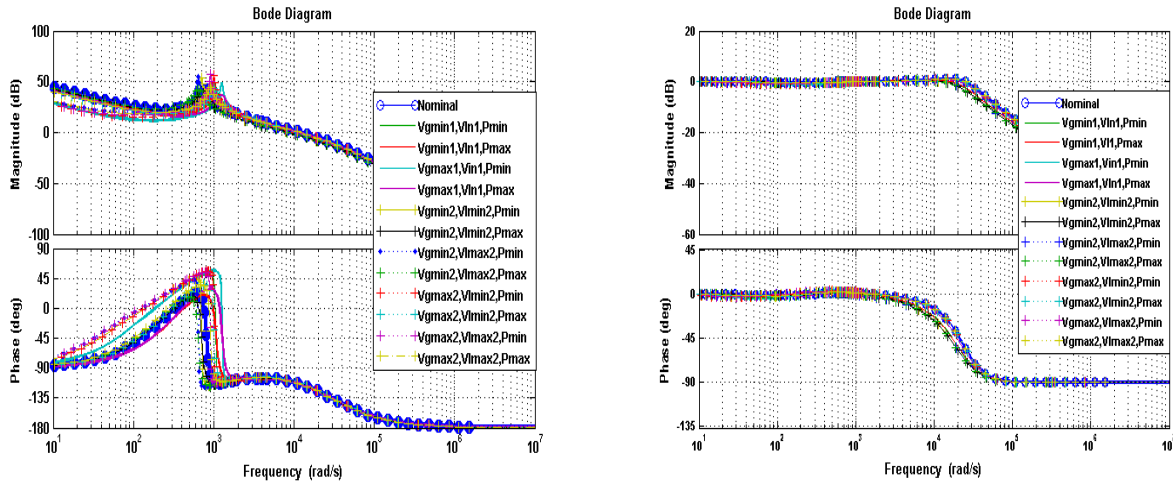


Figura 29. Diagramas de bode de los convertidores Boost con el controlador propuesto, en lazo abierto y lazo cerrado, ante variaciones en tensiones de entrada, salida y carga

Tabla 9. Parámetros de desempeño del convertidor Buck (DCDC2) con variación en sus parámetros

Modelo	M_{φ}	M_G	w_c	w_b	M_P	M_m
Nominal	60.5	∞	11.6krad/s	34.91krad/s	1.18dB	-0.402dB
$V_{gmin1}, V_{ln1}, P_{min}$	69.7 ^o	∞	9.57krad/s	26.80krad/s	0.475dB	-1.19dB
$V_{gmin1}, V_{ln1}, P_{max}$	68.9 ^o	∞	9.57krad/s	26.76rad/s	0.565dB	-0.693dB
$V_{gmax1}, V_{ln1}, P_{min}$	67.5 ^o	∞	11.1krad/s	32.13krad/s	0.938dB	-1.41dB
$V_{gmax1}, V_{ln1}, P_{max}$	66.7 ^o	∞	11.1krad/s	32.33krad/s	1.01dB	-0.856dB
$V_{gmin2}, V_{lmin2}, P_{min}$	71.1 ^o	∞	8.72krad/s	23.66krad/s	0.336dB	-0.655dB
$V_{gmin2}, V_{lmin2}, P_{max}$	70.6 ^o	∞	8.72krad/s	23.72krad/s	0.355dB	-0.441dB
$V_{gmin2}, V_{lmax2}, P_{min}$	71.8 ^o	∞	8.71krad/s	23.73krad/s	0.332dB	-0.549dB
$V_{gmin2}, V_{lmax2}, P_{max}$	70.7 ^o	∞	8.71krad/s	23.78krad/s	0.371dB	-0.386dB
$V_{gmax2}, V_{lmin2}, P_{min}$	66.6 ^o	∞	11.8krad/s	34.91krad/s	1.18dB	-0.912dB
$V_{gmax2}, V_{lmin2}, P_{max}$	66.2 ^o	∞	11.8krad/s	34.98krad/s	1.21dB	-0.658dB
$V_{gmax2}, V_{lmax2}, P_{min}$	66.6 ^o	∞	11.8krad/s	34.90krad/s	1.14dB	-0.774dB
$V_{gmax2}, V_{lmax2}, P_{max}$	66.3 ^o	∞	11.8krad/s	34.91krad/s	1.17dB	-0.576dB

2.3.5.5 Resultados en la implementación de los controladores de corriente para los convertidores Boost (DCDC1 y DCDC3)

Al igual que con el convertidor DCDC2, se realizaron pruebas en seguimiento y regulación de corriente para los convertidores DCDC1 y DCDC3. En esta ocasión, la variable de control es la corriente de entrada al convertidor, la cual fue fijada en 3.5A. La tensión de entrada para esta prueba es de 36V y se realizaron variaciones en la carga entre 35.1 Ω y 17.1 Ω cada 2.5 segundos, obteniéndose tensiones de salida de

64.81V y 46.13V, respectivamente. La corriente para la resistencia más alta es de aproximadamente 1.96 A, mientras que para la resistencia más baja es de 2.73A, aproximadamente. Finalmente, se observa como la corriente en el inductor se acerca al valor de referencia, obteniéndose errores inferiores a 2%. Los resultados de esta prueba se muestran en la Figura 30.

Para la prueba de seguimiento de corrientes, cuyos resultados se muestran en la Figura 31, se utilizó una referencia de corriente en forma de onda triangular, con valor mínimo 2.85A y valor máximo 4.04A con el propósito de mantener una tensión en la carga entre los 40 y 50V, manteniendo la fuente en 35V. Los periodos seleccionados para esta forma de onda fueron 100ms, relacionado con un *slew rate* de 23.8A/s y 50ms, relacionado con un *slew rate* de 47.6A/s. Se observa nuevamente un buen seguimiento de la corriente para el periodo de 100ms y una respuesta aceptable para la señal con periodo de 50ms, obteniéndose para ambos casos, errores en seguimiento inferiores al 5%. Estas respuestas son adecuadas, como se verá más adelante, para las estrategias de control en las topologías de interconexión. Los detalles de los componentes utilizados para la implementación se detallan en la sección 4.4.1, página 131.

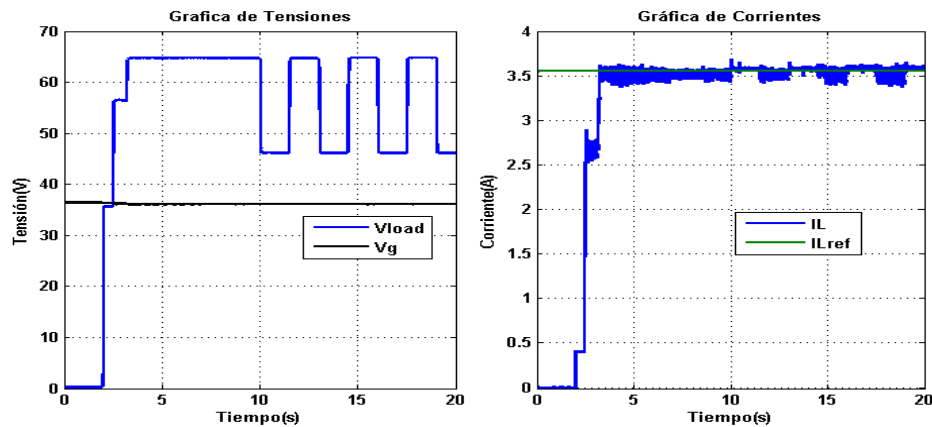


Figura 30. Comportamiento experimental de los convertidores Boost (DCDC1 y DCDC3) controlados en corriente, en modo regulador

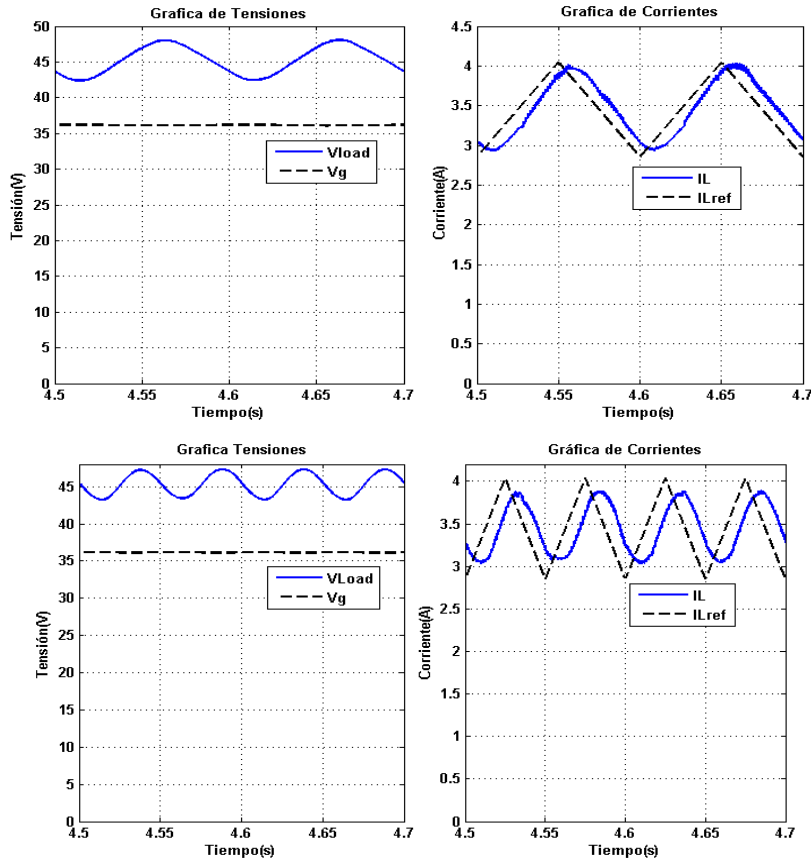


Figura 31. Comportamiento experimental de los convertidores Boost (DCDC1 y DCDC3) controlados en corriente, en modo seguidor

2.4 CONCLUSIONES

En el presente capítulo, se realizó el diseño de los convertidores de potencia que serían utilizados para la implementación de las topologías de interconexión. Se tuvieron en cuenta todos los posibles rangos de tensiones de entrada y salida, además de las potencias de carga que deben manejar cada uno de los convertidores y se seleccionaron elementos activos y pasivos adecuados para la construcción de los prototipos. De igual manera, se realizó la construcción de hardware para el control y protección de los convertidores de potencia, diseñado en su totalidad con dispositivos electrónicos análogos, con el fin de evitar cualquier decremento funcional cuando el convertidor esté en operación.

También, se obtuvieron los modelos dinámicos de la corriente en la inductancia respecto a la variación del ciclo de trabajo y respecto a la variación de la tensión de alimentación de los convertidores de potencia, basados en el análisis de espacio de estados promediado. Utilizando estas ecuaciones dinámicas, se sintetizaron controladores tipo PI para controlar la corriente en la inductancia de los tres convertidores de

potencia, los cuales serán utilizados por los controles de nivel superior de las topologías de interconexión. Los controladores PI se implementaron en hardware y se realizaron experimentos de regulación y seguimiento de corrientes mostrando comportamientos adecuados de acuerdo a los criterios de diseño establecidos. Además, se realizó un análisis de robustez del controlador ante posibles plantas, que resultan al variar las tensiones de entrada y/o salida y la potencia de carga del convertidor, acciones que ocurren durante el funcionamiento de las topologías. El análisis empleó curvas de bode de las posibles plantas seleccionadas con el controlador desarrollado para cada convertidor y se observaron características funcionales acordes a los criterios de diseño del controlador con la planta nominal, permitiendo concluir que el diseño del controlador es robusto para las aplicaciones desarrolladas en este trabajo.

CAPÍTULO 3. ANÁLISIS, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN USADAS EN SISTEMAS CON PILAS DE COMBUSTIBLE

En este capítulo, se describen los detalles de simulación e implementación de las topologías de interconexión Serial y Paralela. El capítulo inicia con una breve descripción de los requerimientos que deben cumplir las topologías, tales como comportamiento de la fuente principal, anchos de banda, estado de carga de los elementos de almacenamiento de energía, potencia, entre otros aspectos. Posteriormente, se conciben las estrategias de control y se muestran los resultados obtenidos de simulación, teniendo en cuenta estas consideraciones. Finalmente, se muestran resultados de implementación de cada topología, permitiendo apreciar un buen comportamiento de los sistemas, lo que permite realizar el análisis de eficiencia del capítulo 4.

3.1 CARACTERÍSTICAS FUNCIONALES DE LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN

Las topologías de interconexión Serial y Paralela, deben ser implementadas de acuerdo a las siguientes características, algunas de las cuales fueron empleadas en el capítulo anterior para abordar el diseño de los convertidores y sus controladores de corriente:

- La corriente generada por la pila de combustible debe tener un *slew rate* inferior a 7A/s [17, 24, 27], con el fin de evitar daños permanentes en la pila, por causa del agotamiento de oxígeno [15, 16, 18, 24-26]. De igual manera, el comportamiento tensión vs corriente propio de la pila de combustible, puede emularse fácilmente al agregar una resistencia aproximada de 200mΩ en serie a la fuente que sustituirá la pila (pérdidas de generación).
- La tensión en la carga debe mantenerse regulada al voltaje nominal establecido de 42 V, propio de vehículos [151]. A su vez, la potencia en la carga oscilará entre 50 W y 250 W.
- Cuando se presentan transitorios en la carga, la generación debe ser coordinada entre la pila de combustible y el SAAE. Una vez el cambio de carga ha concluido, la corriente debe ser generada únicamente por la pila de combustible, ya que ésta es la fuente principal del sistema.
- El estado de carga (SOC) del SAAE debe mantenerse tan cerca como sea posible, a un valor de referencia, el cuál es el valor inicial de SOC cuando arranca el sistema. El propósito de mantener

el SOC en un valor específico, permite que en los fenómenos de transitorios en la carga, el SAAE esté en capacidad de entregar la energía necesaria sin inconvenientes. El SOC de una batería, por ejemplo, suele mantenerse en un rango entre el 80% y el 20%, de tal manera que pueda recibir energía sin deteriorarse y aún pueda entregar sin entrar en mal funcionamiento, además de que la características de tensión-corriente en este rango, suele ser lineal [44, 152]

- Eventualmente, una vez terminen los transitorios en la carga, la pila de combustible puede entregar la corriente de la carga y un monto de corriente a la batería para su recarga.
- Debe evitarse la saturación, por periodos prolongados, de la pila de combustible, ya que la corriente adicional sería entregada por el SAAE y éste tendería a descargarse rápidamente.

Antes de iniciar con la descripción de las estrategias de control de nivel superior, se realizará una breve exposición de algunos elementos considerados en la implementación de las topologías, los cuales son:

- Uso de un modelo simplificado de los convertidores de potencia controlados en corriente, para el diseño de estrategias de control de tensiones o corrientes de entrada o salida, según el tipo de convertidor.
- Modificaciones a los convertidores de potencia básicos para la reducción de EMI o medición de variables de estado útiles para el control.
- Estrategia de estimación de estado de carga de la batería y modelo de la misma para control de SOC.

En la sección 3.3 se describirá el proceso de diseño de controladores de alto nivel y la interconectividad entre los convertidores disponibles para la construcción de la topología serial. Respecto a la topología paralela, dichos detalles se incluirán en la sección 3.4.

3.2 Consideraciones adicionales en el diseño y modelado para las topologías de interconexión.

En esta sección, se describen las simplificaciones de modelado para los convertidores controlados en corriente, modificaciones al hardware de los convertidores básicos y la estrategia empleada para la estimación del estado de carga.

3.2.1 Simplificación de los convertidores de potencia controlados en corriente

Lo primero que se analizará en esta sección, es la particularidad de la que disponen los convertidores de potencia tipo Buck y Boost controlados en corriente, con la cual se facilita el proceso de diseño de estrategias de control para otras variables del convertidor.

En el capítulo anterior, se definieron controladores de corriente para los tres convertidores con márgenes de ganancia infinitos, márgenes de fase cercanos o superiores a 60° y anchos de banda máximos de 5kHz. En la literatura, se pueden consultar diversos análisis a los lazos de corriente de los convertidores, donde se evidencia su potencialidad para estabilizar la corriente del convertidor y permitir la implementación de controladores para variables que, inicialmente, pueden ser inestables [26, 36, 37, 43-45, 54, 65, 70, 73, 90, 120, 153]. Por ejemplo, el modelo de la tensión de salida respecto al ciclo de trabajo de convertidor Boost muestra un cero a la derecha del semiplano s , limitando la posible implementación de un controlador PID, dado que el sistema en lazo cerrado sería inestable (esta función de transferencia puede consultarse en la Tabla 18 del anexo B). También, en ocasiones es considerado mantener controlada la corriente, para agregar un nivel de seguridad adicional al circuito, en caso de presentarse eventos de sobrecarga que deben ser suprimidos. Además, un control de corriente permite agregar robustez al sistema ante variaciones de las fuentes de alimentación o de la carga, aspecto que es de gran utilidad para el control de otras variables que pueden ser sensibles a estas variaciones [90, 125, 147, 154].

La simplificación propuesta, permite que el convertidor de potencia sea simplemente remplazado por una fuente de corriente controlada la conexión entre la inductancia, el MOSFET de potencia y el diodo, dejando intacto los posibles elementos pasivos interconectados en la entrada o salida del convertidor, como condensadores, inductancias adicionales y cargas. Esta aproximación surge al analizar los convertidores de potencia, tal como lo realiza Erickson *et al* en su texto [90], donde se considera el promediado de las variables en el convertidor y se conocen de antemano los puntos de equilibrio del modelo no lineal del sistema. En la Figura 32 se muestra la simplificación realizada. Con esta

simplificación, el modelo de control para otras variables del convertidor puede hallarse en función de la corriente controlada en el inductor. El modelo considerará esta corriente como una constante siempre y cuando el ancho de banda de la nueva variable controlada esté por debajo del ancho de banda del lazo de corriente, tal como debe ocurrir con cualquier sistema cuando se controla en cascada [141, 142]. De esta forma, se realiza una separación dinámica entre el lazo de corriente y el lazo de tensión, facilitando la generación de señales de referencia para el lazo de corriente que, para este trabajo, provienen de un equipo de adquisición de datos e interactúa con el controlador análogo detallado en la sección 2.3.2, página 36.

De acuerdo a la Figura 36, en el caso del convertidor Buck la fuente de corriente a la salida del circuito es equivalente a la corriente de referencia del inductor (IL_{ref}); mientras que para el convertidor Boost, la

fuente de corriente que interactúa con el nodo de salida del convertidor es la corriente promedio en el diodo, la cual equivale a $(1-D)I_{Lref}$, donde D es el ciclo de trabajo en estado estacionario de convertidor.

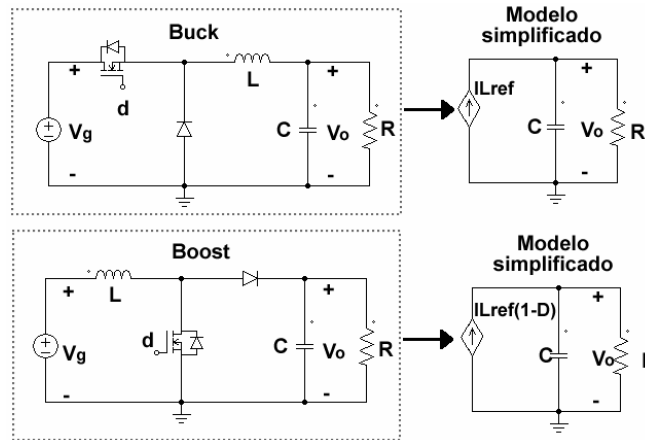


Figura 32. Simplificación considerada de los convertidores de potencia controlados en corriente

3.2.2 Modificación de la estructura básica de los convertidores de potencia

En los convertidores de potencia implementados, se realizaron algunas modificaciones a sus estructuras básicas, principalmente para obtener estados que son útiles para ciertas estrategias de control o para filtrar ciertas señales que pueden deteriorar el desempeño del sistema.

3.2.2.1 Adición de un filtro de corriente a la salida del convertidor Boost

En un convertidor Boost, la corriente controlada es la corriente previa al capacitor y la resistencia que se encuentran en el nodo de carga (véase la Figura 32). También, del modelo no lineal del convertidor (ver el Anexo B) se sabe que la corriente del inductor se aproxima a la corriente en la carga. Sin embargo, en ocasiones es necesario disponer de una variable de estado que asegure el conocimiento del comportamiento de la corriente en la resistencia de carga, para realizar un control directo de la corriente que se dirige a la resistencia de carga. Por lo tanto, suele agregarse una inductancia entre el capacitor y la carga, de tal manera que se pueda obtener un modelo preciso de la corriente en la carga, respecto a la corriente en el inductor, tal como se muestra en la Figura 33, donde se muestra el esquema completo y la simplificación con el control de corriente. Considerando un esquema donde sea necesario controlar la corriente por la inductancia L_{out} , la función de transferencia entre ésta corriente e I_{Lref} es:

$$\frac{i_{L_{out}}(s)}{I_{Lref}(s)} = \frac{1/CL_{out}}{s^2 + R/Ls + 1/CL_{out}} \quad (12)$$

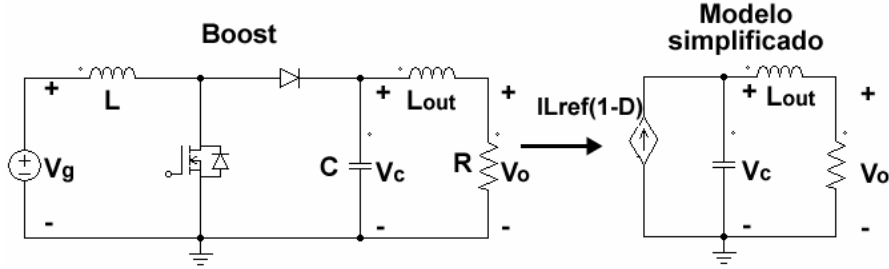


Figura 33. Esquema completo y simplificado del convertidor Boost con filtro a la salida

Por lo tanto, al seleccionar una inductancia tan alta como sea posible, el contenido armónico de la corriente que puede ser generada por el convertidor se restringirá en ancho de banda. Se puede seleccionar, por ejemplo, que el ancho de banda en lazo cerrado para la corriente generada por el convertidor sea un quinto o menos del ancho de banda del control de corriente del inductor principal. En el anexo B.f se puede encontrar el modelo del convertidor de potencia sin ninguna simplificación, considerando este elemento adicional en el circuito. Se puede observar, por ejemplo, que las funciones de transferencia de las variables corriente en el inductor y tensión en el capacitor aumentan en orden y que la función de transferencia de $i_{L_{out}}$ respecto a d es de fase no mínima y requiere cuidado al utilizarse para control. No obstante, el diseño del lazo de corriente en el inductor principal evita este comportamiento y simplifica el diseño de otros controladores.

3.2.2.2 Adición de un capacitor a la entrada del convertidor Boost

La adición de un condensador a la entrada del convertidor de potencia tipo Boost, permite que se pueda controlar la tensión de entrada al convertidor, típico en aplicaciones con paneles fotovoltaicos y como se verá más adelante, de gran utilidad en la Topología Paralela [153]. En el caso de este trabajo, se considera un convertidor Boost con control de corriente, con un condensador C_{in} en su entrada, en paralelo a una resistencia R_x que sirve como carga, al igual que el convertidor, para una fuente que genera corriente de magnitud I_g , tal como lo muestra la Figura 34. En el sistema, la corriente I_{Lref} se encargará de consumir una corriente determinada para mantener la tensión del condensador en un valor específico, mientras una fuente de corriente $I_{Lref}(1-D)$ suministra carga al sistema, la cual puede considerarse una perturbación.

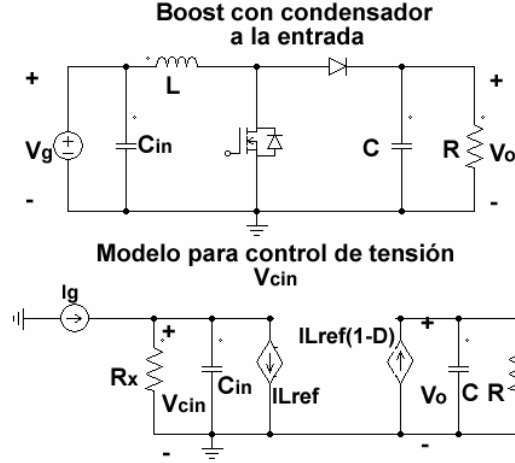


Figura 34. Esquema completo y simplificado con lazo interno de corriente del convertidor Boost con capacitor de entrada

El modelo completo de la tensión en C_{in} es el siguiente:

$$V_{cin}(s) = \frac{R_x}{sR_x C_{in} + 1} (I_g(s) - I_{Lref}(s)) \quad (13)$$

Donde se observa que la variación de la tensión respecto a la corriente en el inductor del convertidor es de respuesta inversa, lo cual es acorde al funcionamiento del condensador, ya que un aumento en la demanda de corriente reduciría su tensión y viceversa.

3.2.2.3 Adición de un filtro LC a la entrada del convertidor Buck

Debido a que la corriente de entrada de un convertidor Buck es discontinua (es equivalente a la corriente del inductor cuando está encendido y cero cuando está apagado), es necesario incluir un filtro LC a su entrada, de tal forma que se reduzca la propagación de EMI que puede afectar significativamente el comportamiento de otros elementos electrónicos y reduce el contenido armónico de la corriente generada por la fuente que alimenta el convertidor [90], además de tener la posibilidad de instrumentar la corriente que entra al convertidor.

En las topologías de interconexión, se instalará un convertidor Buck que hará el acople entre la batería y la carga. La baterías también deben operar con un *slew rate* limitado, dependiente de la velocidad de los procesos electroquímicos que se llevan a cabo en su interior [152]. Por ejemplo, en [35] se muestran algunas pruebas donde se realizó un estudio comparativo de las respuestas de una batería versus un supercondensador para un vehículo y se logra observar una respuesta dinámica más lenta de la primera

frente al segundo. Además, las corrientes pulsantes cuentan con un contenido armónico importante, que con el paso del tiempo, pueden afectar el funcionamiento de la batería. Por este motivo, se decidió acoplar un filtro LC a la entrada del convertidor (entre la fuente y el terminal del MOSFET) para filtrar el contenido armónico de la corriente de entrada del convertidor, tal como se muestra en la Figura 35. Vale la pena mencionar que el comportamiento del convertidor no se ve muy afectado por la inclusión de este filtro, siempre y cuando se seleccione adecuadamente su frecuencia de resonancia [90]. Generalmente, la frecuencia de resonancia de este filtro, $\frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$ se selecciona a un décimo de la frecuencia de conmutación. De esta forma, la corriente generada por V_g se aproxima al valor promedio de la corriente i_{in} .

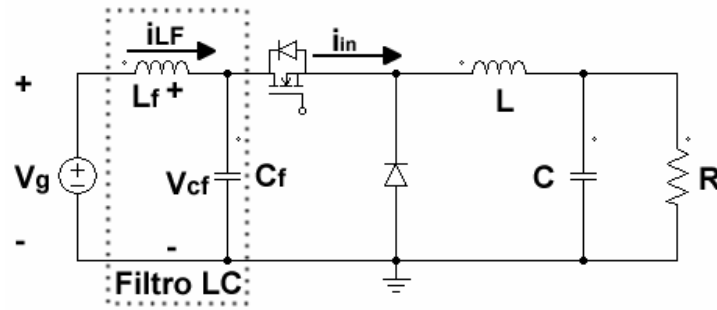


Figura 35. Convertidor Buck con filtro a la entrada

Si se tiene en cuenta que la corriente i_{in} , en estado estacionario, es equivalente a la corriente en la carga sobre el ciclo de trabajo, I_R/D y considerando que el condensador C_f tendría una impedancia equivalente $R_{feq} = v_{cf}/i_{in} = v_{cf}D/I_R$ en paralelo a éste, se puede hallar un modelo simple de la tensión v_{cf} respecto a V_g . Esta función de transferencia es útil en caso de realizar un análisis de robustez ante variaciones en la fuente de entrada para el convertidor.

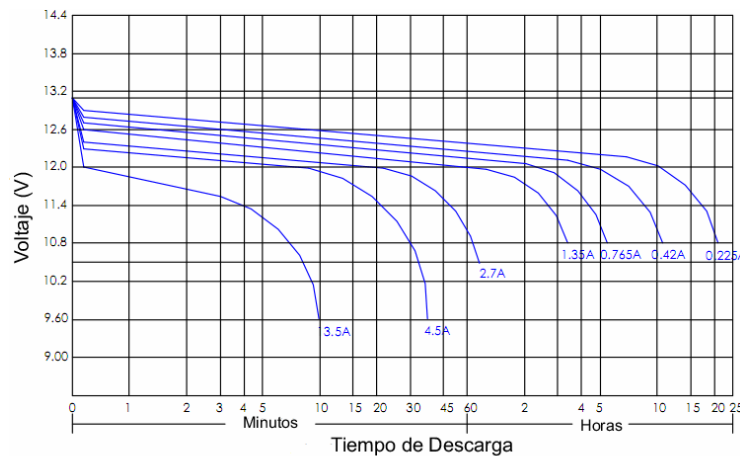
$$\frac{v_{cf}(s)}{v_g(s)} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + \frac{1}{R_{feq} C_f} s + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (14)$$

3.2.3 Estrategia de estimación y modelo de control para el Estado de Carga de la batería

Debido a que la batería es un sistema sumamente complejo, el desarrollo de modelos dinámicos y consideraciones de operación muy simples han facilitado su incursión como elemento de almacenamiento de energía en muchas aplicaciones.

Una de las consideraciones consiste en las tensiones de operación de la batería y el SOC para una tensión de reposo o circuito abierto específica. Esta tensión es aquella que alcanza la batería minutos o incluso horas después de cesar su funcionamiento y suele referirse como la tensión en circuito abierto de la batería V_{oc} . De la hoja característica del fabricante, se puede obtener información muy útil para monitorear el funcionamiento de la batería. Para este trabajo, se realizó la conexión en serie de cinco baterías **Longway 6FM4.5** [155], las cuales son baterías de 12 V y capacidad de 4.5Ah, para obtener un banco de 60 V 4.5Ah.

De la característica de descarga de las baterías (ver Figura 36), se obtiene una respuesta aproximada de tensión en terminales de la batería respecto al SOC. De la figura, se puede apreciar que la tensión de la batería a plena carga (SOC=100%) es de 13 VDC y que la tensión de la misma cuando se encuentra descargada (SOC=0%) puede aproximarse a los 10.4 VDC, si se considera la curva de descarga de 2.7 A. De la misma manera, se puede observar que el comportamiento tensión-corriente de la batería cuando el voltaje en terminales es mayor a 12 V es aproximadamente lineal, por lo que es necesario que el banco de baterías se encuentre operando para tensiones superiores a los 60 V durante los ensayos, para que el comportamiento de la batería se asemeje al de un capacitor en descarga.



Característica de Descarga (25°C)

Figura 36. Característica de descarga de las baterías Longway 6FM4.5.

(Tomado de [155])

Respecto a los modelos de la batería, pueden usarse algunos sumamente complejos que incluyen fenómenos transitorios en la carga y la descarga de estos dispositivos, dependencia con la temperatura, el estado de carga, entre otras variables. Estos modelos suelen emplearse con técnicas de estimación de estado de carga que, en ocasiones, suelen tener alta complejidad operativa y suelen ser complejos de implementar [152, 156]. Sin embargo, un modelo muy simple, teniendo en cuenta que se está verificando constantemente la tensión de la batería y la temperatura ambiente, permite resolver el problema de mantener el SOC en una aplicación específica.

Por ejemplo, una de las formas de modelar la batería, útil para una simulación, consiste en modelar la batería como una fuente de DC V_s , cuyo valor es la tensión de la batería completamente descargada, una resistencia en serie R_b que modela las pérdidas en la generación y una capacitancia C_b , cuya tensión depende del estado de carga de la batería y su capacidad nominal depende de la carga que puede almacenar la batería. Otro modelo, consiste en utilizar una fuente de DC, cuya tensión depende del estado de carga actual $V_s(soc)$, en serie a una resistencia R_b que modela las pérdidas

Para el primer modelo y teniendo en cuenta los parámetros de la batería empleada, $V_s=53V$, $R_b=0.165\Omega$, dado que cada batería tiene una resistencia interna de 0.033Ω y C_b se calcula de acuerdo a la relación:

$$C_b = Q / \Delta V_o \quad (15)$$

Donde Q es la capacidad de la batería en A-h y ΔV_o es el rango de variación de tensión entre SOC=0% y SOC=100%, es cuál es de 12V. Teniendo en cuenta que q es 4.5A-h, la capacitancia obtenida es de 1350F. Para el segundo modelo, se considera el mismo valor de resistencia R_b pero se debe tener en cuenta el SOC inicial (SOC₀) para determinar la tensión de dicha fuente. De acuerdo al rango de operación establecido y teniendo en cuenta que el valor mínimo de tensión en terminales es 53V, es posible relacionar la tensión de dicha fuente con el SOC con la siguiente expresión estática, para este caso en particular:

$$V_s (SOC) = 53 + \frac{12 * SOC}{100} \quad (16)$$

De esta forma, es posible obtener la tensión de dicha fuente para un SOC₀ específico. En la Figura 37 se muestran los modelos mencionados con anterioridad. Del segundo modelo, es posible obtener una ecuación que será de gran utilidad para la estimación del SOC, de donde se desprende que la tensión V_s es la tensión en reposo cuando $i_b=0$. Esta expresión se conoce como:

$$V_{bat} = V_s (SOC) - i_b R_b \quad (17)$$

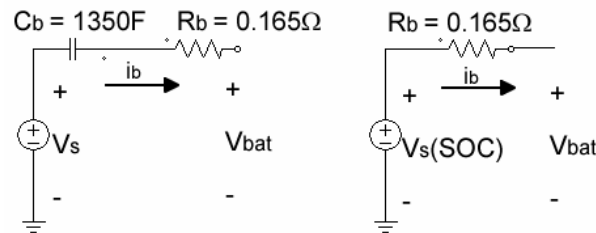


Figura 37. Modelos simplificados de las baterías

Ahora, con estas herramientas, se puede realizar el análisis de la estrategia empleada para la estimación de estado de carga de la batería. El método más simple consiste en lo que se conoce como *Conteo de Coulomb*, ampliamente utilizado en la literatura pues permite establecer el SOC de la batería en función de la corriente medida i_b y la capacidad total de la batería Q , en A-h [152, 157]:

$$SOC(t) = SOC_0 - \frac{\int_0^t i_b dt}{Q} \quad (18)$$

De esta expresión, se aprecia que la medición de corriente debe tener un *offset* nulo para evitar que la integral siga aumentando su valor. De igual forma, de (18) es posible obtener un modelo dinámico que sea útil para controlar el SOC de la batería, lo cual se logra al inyectarle corriente. Dicho modelo es:

$$SOC(s) = SOC_0 - \frac{i_b(s)}{Qs} \approx SOC_0 - \frac{6.173 \times 10^{-5} i_b(s)}{s} \quad (19)$$

La referencia para este sistema de control es SOC_0 , el cuál puede estimarse al emplear (75). Sin embargo, es necesario agregar un mecanismo de corrección para la medición de SOC, ya que los instrumentos de medida de corriente tienen un bajo *offset* que se integraría en la expresión.

En [157] se propone una estrategia muy simple de corrección de la medición del SOC, que permitió la implementación del control de estado de carga para las topologías. El algoritmo se basa en las expresiones (16), (17) y (18). El esquema empleado para la estimación del SOC y SOC_0 se muestra en la Figura 38.

El estado de carga estimado que será empleado para el control, se muestra en el diagrama como SOC_{est} , el cual se obtiene al sumar los aportes del método de conteo de Coulomb, donde se obtiene SOC_{Coul} y un término de corrección SOC_{Corr} que utiliza la medición de la tensión y corriente de la batería, además del SOC_{est} . La obtención de cada término se especifica a continuación:

- SOC_{Coul} se obtiene al realizar la integral de la corriente, tal como se especifica en (18), pero se utiliza un valor de estado de carga, que se obtiene al medir la tensión en la batería en el instante inicial y aplicar (16).
- SOC_{Corr} se obtiene al operar con un controlador integral de constante de tiempo 0.1s, el error entre la tensión medida en terminales y la tensión que debe tener la batería en terminales de acuerdo al SOC actual, la corriente y la tensión medidas de la batería. Básicamente se utiliza la expresión (17), para determinar V_{best} .

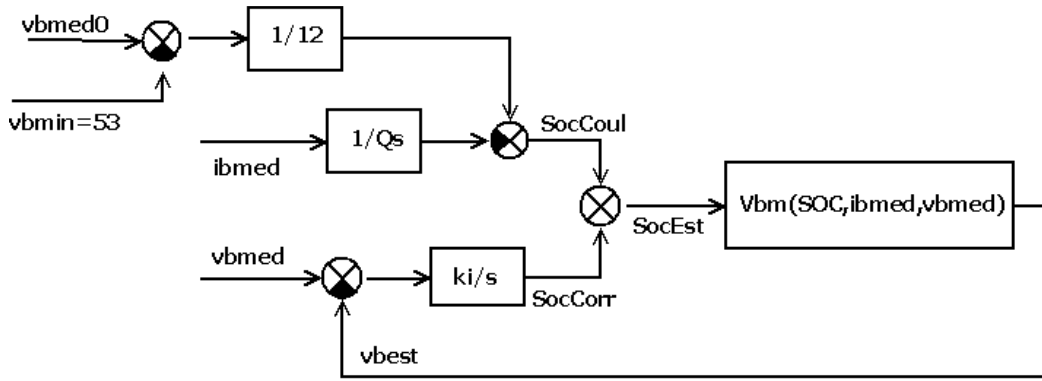


Figura 38. Esquema simplificado del mecanismo de estimación de estado de carga de la batería

En resumen, este método utiliza el modelo Thevenin de la batería, para determinar de forma indirecta, el estado de carga de la batería en base a la característica estática de la tensión en reposo versus el estado de carga, la tensión en terminales de la batería y la corriente generada por la misma. Lo destacable de esta metodología de estimación del SOC es que su controlador puede obtenerse de (78), teniendo en cuenta que SOC_0 es el estimado al medir la tensión de la batería en el primer instante.

Del control de Estado de Carga, como se verá más adelante, se busca mantener regulado el SOC alrededor de un valor constante, cercano al SOC_0 que se especifica en (78). Aunque se presenta un error en estado estable, se logra regular el SOC sin dificultades y los ensayos realizados cumplen con esta especificación. Un modelo más elaborado de la batería sería útil para agregar precisión en la estimación del estado de carga, pero este aspecto se encontraba fuera de los objetivos del trabajo.

Del trabajo realizado por Codeca *et al* [157], referente al algoritmo de estimación, los autores realizaron un análisis de estabilidad del algoritmo de estimación. En su trabajo, los autores obtuvieron una función de transferencia del sistema linealizado, donde obtuvieron la respuesta $S_{ocEst}(s)$ respecto a la tensión y corrientes medidas de la batería, el cual será adecuado para controlar el SOC en la implementación. Dicha función de transferencia, considerando la notación de la Figura 38, se expresa en (20) al considerar que $k_{cc}=1/(3600Q)\approx 6.173 \times 10^{-5}$, $G(s)$ expresa la relación dinámica de la corriente de la batería, la cual se consideró meramente resistiva; es decir, $G(s)=R_b$ y k_{soc} es una ganancia que los autores definen en relación al punto de operación de la batería y que es muy cercana a 0:

$$S_{ocEst}(s) = \frac{k_i}{s + k_i k_{soc}} v_{bmed}(s) - \frac{k_i G(s) + k_{cc}}{s + k_i k_{soc}} i_{bmed}(s)$$

$$S_{ocEst}(s) \approx \frac{k_i}{s} v_{bmed}(s) - \frac{k_i R_b}{s + k_i} i_{bmed}(s) \quad (20)$$

3.3 IMPLEMENTACIÓN DE LA TOPOLOGÍA SERIAL

Como se mencionó con anterioridad, la Topología Serial lleva ese nombre, debido a que la conexión de sus elementos (fuente, SAAE, carga y convertidores) está estructurada en forma serial. La pila de combustible es empleada para recargar el SAAE sin dificultades, por lo que es común que éste opere ante altas variaciones de carga. Una vez estos transitorios finalizan, la pila de combustible recargará el SAAE y suplirá corriente en DC que esté siendo empleada por la carga. De igual manera, esta topología es conveniente cuando la potencia máxima que puede entregar el SAAE es cercana a la potencia nominal de la carga [1, 19]. Como se podrá apreciar más adelante, la regulación de tensión en la carga se facilita ampliamente en esta configuración, dado que la tensión en terminales de la batería suele cambiar muy lentamente, además de que el convertidor DCDC2, encargado de esta función, se encuentra desacoplado dinámicamente del convertidor DCDC1.

En la Figura 39 se muestra un esquema del circuito completo y una simplificación de la Topología Serial, con la notación de las tensiones y corrientes que son tenidas en cuenta en el diseño de los controles de alto nivel, que permitirán la gestión energética del sistema. Se observa en el diagrama los valores nominales de las tensiones y el valor de la resistencia en serie que se conecta a la fuente principal, que permitirá emular las pérdidas de generación propias de las pilas de combustible. Para esta topología, deben tenerse en cuenta las siguientes relaciones, de acuerdo a la Figura 39:

- El *slew rate* de la corriente i_{in1} , que no es más que i_{fc} , debe limitarse a 7A/s. Esta limitación debe realizarse usando el control de corriente del convertidor DCDC1 que, al ser de tipo Boost, controla la corriente de entrada.
- En el nodo de la batería, se tiene:

$$i_{o1} + i_{bat} = i_{in2} \quad (21)$$

Esta ecuación es absolutamente necesaria en este nodo y muestra que la corriente que debe entrar al convertidor DCDC2 tiene componentes tanto de la pila de combustible como de la batería. Debido a que i_{o1} también está limitada por el *slew rate* de i_{in1} , la batería debe aportar corriente cuando i_{in2} está en un transitorio de subida y recibirá el exceso de corriente cuando i_{in2} está en transitorio de bajada. Cuando se cuenta con una corriente en la carga constante, la corriente en la batería se hará cero o tendrá un valor negativo, en caso de que sea necesario recargarla, corriente adicional que es parte de i_{o1} .

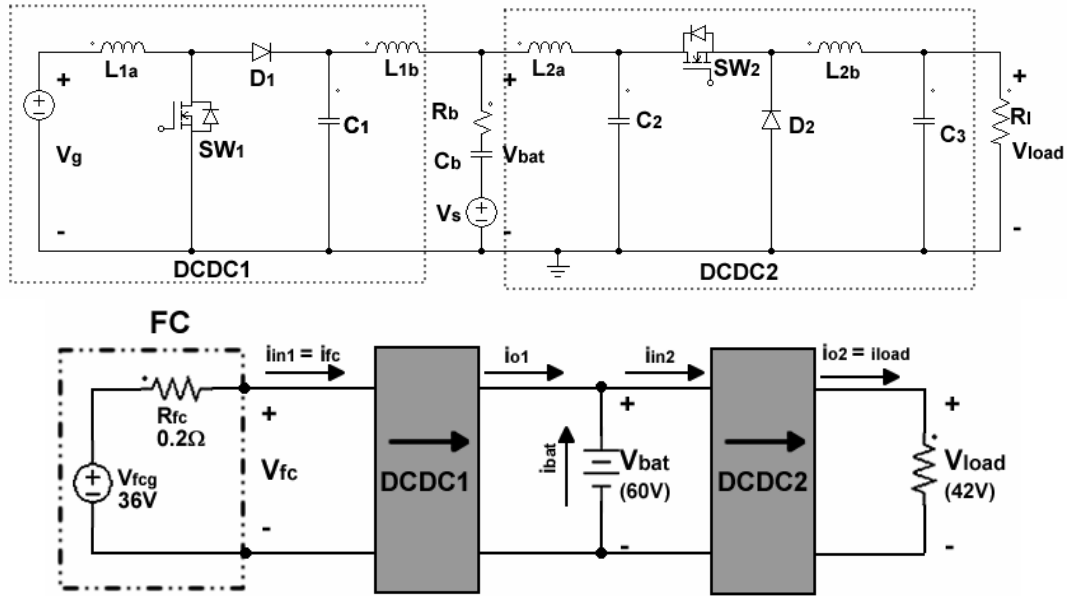


Figura 39. Circuito completo y esquema simplificado de la Topología Serial

- La tensión en la carga es regulada directamente por DCDC2.
- El SOC de la batería debe mantenerse cercano al valor inicial. Una vez ocurran las transiciones en la carga, el SOC de la batería debe aproximarse a un valor constante, definido al inicio de la prueba, el cuál tiende a ser el SOC antes del arranque del experimento.

Se evidencian como objetivos de control la tensión de la carga, la corriente de salida del convertidor DCDC1 y el SOC de la batería, debido a que la pila de combustible debe seguir trabajando como fuente principal. Los valores de los elementos pasivos seleccionados para esta topología, son equivalentes a los usados en los convertidores de potencia, los cuales pueden consultarse en la Tabla 10 y se referencian de acuerdo al esquema de la Figura 39. No obstante, falta especificar los parámetros del filtro LC de entrada al convertidor DCDC2 y la inductancia de salida al convertidor DCDC1:

- Como se mencionó en la sección 3.2.2.3, la selección del filtro de entrada puede realizarse dependiendo de la frecuencia de resonancia del mismo, la cual suele seleccionarse cercana a 1/10 de la frecuencia de conmutación. La frecuencia del filtro debe ser de 3kHz, la cual se relaciona con la capacitancia e inductancia del filtro con la relación $\frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}$. Se seleccionó $L_f=120\mu\text{H}$, y C_f de $23.5\mu\text{F}$, para obtener la frecuencia mencionada.

- Para el filtro de salida del convertidor DCDC1, suele obtenerse un sistema sobreamortiguado con frecuencia de corte $\frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}}$. Para este caso, se usó un inductor que permitiera mantener con las mínimas oscilaciones posibles la corriente entregada a la carga. Se seleccionó una frecuencia de corte de aproximadamente 557Hz y teniendo en cuenta que $C_o=680\mu\text{F}$, se seleccionó para L_o el valor de 120μH.

Tabla 10. Elementos de circuito y magnitudes utilizadas para la construcción y modelado de la Topología Serial

Elemento	Valor	Elemento	Valor	Variable	Valor
L_{1a}	800μH	C_1	680μF	$P_L(\text{nom})$	130W
L_{1b}	120μH	C_2	23.5μH	V_{fcg}	36 V
L_{2a}	120μH	C_3	680μF	$V_{bat}(\text{nom})$	60 V
L_{2b}	1000μH	C_b	1350F	V_L	42 V
R_b	0.165Ω	R_{fc}	0.2Ω	V_s	53 V

3.3.1 Análisis multivariable de la Topología Serial

Para realizar el análisis multivariable de la Topología Serial, se desarrolló el modelo multivariable de la topología empleando la estrategia sugerida en [129] para convertidores acoplados, consiste en analizar cada convertidor de manera independiente, teniendo en cuenta posibles tensiones y corrientes compartidas por ambas entidades. Luego, se procede a realizar el promediado del sistema, localizar puntos de equilibrio y sugerir el modelo completo en espacio de estados del sistema. En el Anexo B se incluye un resumen sobre el modelado de convertidores de potencia.

Para el modelado multivariable de la topología serial, se consideró su circuito completo (ver Figura 39). Se observa del esquema que se incluyeron los filtros de entrada y salida a los convertidores DCDC2 y DCDC1, respectivamente. En el modelo, las tensiones y corrientes de los inductores y capacitores reciben como identificador el elemento; así que la corriente $i_{L_{2a}}$ sería la corriente por el inductor L_{2a} . Además, se empleó el modelo fuente-capacitancia-resistencia para la batería, de tal forma que se tenga algún estado controlable en el modelo (tensión en el capacitor C_b) para validar la posibilidad de controlar el estado de carga al referirlo a esta variable.

Al elaborar el modelo promedio completo del convertidor DCDC1, incluyendo la batería, se obtienen las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{L1a} &= 1/L_{1a} (v_g - v_{c1}(1-d_1)) ; \quad \dot{i}_{L1b} = 1/L_{1b} (v_{c1} - v_{bat}) \\
\dot{v}_{c1} &= 1/C_1 (i_{L1a}(1-d_1) - i_{L1b}) ; \quad \dot{v}_{cb} = 1/C_b (i_{L1b} - i_{L2a}) \\
v_{bat} &= V_s + v_{cb} + R_b (i_{L1b} - i_{L2a})
\end{aligned} \tag{22}$$

Para el convertidor DCDC2, el modelo promediado es:

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{L2a} &= 1/L_{2a} (v_{bat} - v_{c2}) ; \quad \dot{i}_{L2b} = 1/L_{2b} (v_{c2}d_2 - v_{c3}) \\
\dot{v}_{c2} &= 1/C_2 (i_{L2a} - i_{L2b}d_2) ; \quad \dot{v}_{c3} = 1/C_3 \left(i_{L2b} - v_{c3}/R_l \right)
\end{aligned} \tag{23}$$

Las variables de estado para el modelo son, en su orden: i_{L1a} , v_{c1} , i_{L1b} , v_{cb} , i_{L2a} , v_{c2} , i_{L2b} , v_{c3} . Las entradas al modelo son los ciclos de trabajo d_1 y d_2 . Las potenciales salidas del modelo son el estado de carga de la batería, el cual depende de la tensión del capacitor C_b y la tensión en la carga C_3 .

Para hallar los puntos de equilibrio, se igualan los términos de (22) y (23) a cero. De estas ecuaciones, es interesante notar que el ciclo de trabajo en estado estable del convertidor DCDC1 se adapta a la relación entre la tensión de salida y la entrada. Realizando algunas sustituciones basadas en las ecuaciones de estado, considerando una tensión en la carga V_{oref} y teniendo en cuenta los ciclos de trabajo en estado estable D_1 y D_2 , los puntos de equilibrio del sistema son:

$$\begin{aligned}
X_1^* &= \frac{V_{oref} D_2}{R_L D_{1p}} ; \quad X_2^* = \frac{V_g}{D_{1p}} ; \quad X_3^* = D_{1p} X_1^* ; \quad X_4^* = \frac{V_g}{D_{1p}} - V_s \\
X_5^* &= X_3^* ; \quad X_6^* = \frac{X_8^*}{D_2} = \frac{V_{oref}}{D_2} ; \quad X_7^* = \frac{V_{oref}}{R_L} ; \quad X_8^* = V_{oref}
\end{aligned} \tag{24}$$

La expresión para el punto de equilibrio de x_l básicamente relaciona la corriente generada por la fuente V_g con la corriente de la carga. Esta simplificación se realizó para facilitar el análisis multivariable del sistema.

Finalmente, el sistema en espacio de estados se puede expresar por medio de las siguientes matrices A y B:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -D_{1p}/L_{1a} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ D_{1p}/C_1 & 0 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_{1b} & -R_b/L_{1b} & -1/L_{1b} & R_b/L_{1b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_b & 0 & -1/C_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_b/L_{2a} & 1/L_{2a} & -R_b/L_{2a} & -1/L_{2a} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_2 & 0 & -D_2/C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D_2/L_{2b} & 0 & -1/L_{2b} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_3 & -1/R_L C_3 \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$B = \begin{bmatrix} V_g/L_{1a}D_{1p} & -V_{oref}D_2/R_L C_1 D_{1p} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -V_{oref}/R_L C_2 & V_{oref}/D_2 L_{2b} & 0 \end{bmatrix}^T$$

Para definir si una estrategia de control distribuido permite controlar las variables antes mencionadas, se realizó un análisis del sistema multivariable, que consistía en evaluar el Arreglo de Ganancias Relativas (RGA) del sistema [146]. El uso de esta herramienta permite establecer el grado de acople entre entradas y salidas de un sistema multivariable, sin importar si este se encuentra escalado o no. Para calcular la RGA, se toma la matriz de transferencia del sistema y se realiza la siguiente operación:

$$RGA(s) = G(s) \times (G(s)^{-1})^T \quad (26)$$

Donde el operador $\times$ es el producto elemento a elemento entre un par de matrices, conocido como producto Schur. Vale la pena aclarar que el RGA se puede obtener para todo el rango de frecuencias. En caso de que la matriz G no sea cuadrada, se emplea el concepto de Matriz Pseudoinversa. Además, la suma de los elementos entre filas y columnas siempre es 1.

Ahora, para determinar si un sistema multivariable puede ser comandado con controles distribuidos, se puede analizar la RGA estática o RGA_0 , obtenida para $s=0$ y se deben analizar las posibles interacciones entrada-salida de acuerdo a la magnitud de los elementos de la RGA_0 , dado que los elementos de dicha matriz permiten asociar el comportamiento de las salidas ante un vector de entradas, al observar las

magnitudes de los términos de la RGA obtenida. Teniendo en cuenta que la RGA es una matriz con i filas y j columnas, donde i se relaciona con las salidas y j con las entradas, se busca que el elemento λ_{ij} sea cercano a uno, para que la entrada j pueda controlar la salida i , ya que la salida no se verá afectada por las otras entradas. No obstante, la selección de acoples de entrada-salida no siempre es fácil de realizar y se requiere de experiencia por parte del diseñador para obtener acoples adecuados. Ejemplos adicionales y profundización de este concepto pueden verse en [145, 146].

Retomando al análisis de la Topología Serial, en (25) se muestra el modelo multivariable del sistema, teniendo en cuenta el modelo fuente-condensador-resistencia de la batería y los filtros en los convertidores, tal como se muestra en la Figura 39. Los parámetros de los elementos de circuito y las magnitudes de las tensiones y potencias nominales son empleadas para hallar los valores de equilibrio de los ciclos de trabajo. Los objetivos de control consisten en mantener regulada la tensión en la carga (tensión del condensador C_3), regular la corriente de salida del convertidor DCDC1 (corriente en L_{1b}) y el estado de carga de la batería (tensión en el condensador C_b). Por lo tanto, se tendrá un sistema de 2 entradas, 3 salidas. Realizando la sustitución respectiva, el sistema con la matriz de transferencias estática $G(0)$ y su RGA es:

$$\begin{bmatrix} i_{L1b} \\ v_{cb} \\ v_{c3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3.611 & 6.1953 \\ 100 & 0 \\ 70 & .047 & 60 & .00 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$RGA \ (G(0)) = \begin{bmatrix} -0.0013 & 0.0131 \\ 0.9987 & 0 \\ 0.0026 & 0.9869 \end{bmatrix}$$

Por lo tanto, del cálculo de la RGA y localizando los mayores términos para asociar una salida a las entradas, se observa que puede asociarse el control del estado de carga, relacionado con v_{cb} a la entrada d_1 y el control de la tensión de salida v_{c3} con la entrada d_2 , lo que implica que DCDC1 debe controlar el SOC y DCDC2 regulará la tensión en la carga. Como se mencionaba con anterioridad, para determinar cómo controlar i_{L1b} , es necesario conocer el sistema y evidentemente, esto se logra al controlar el convertidor DCDC1, ya que este convertidor permite la interacción entre la FC y el resto del sistema. Al controlar i_{L1b} , se controla el SOC de la batería y se entrega el monto de corriente adecuado a DCDC2 cuando la carga se mantiene constante. Finalmente, el sistema puede considerarse desacoplado y pueden usarse controladores distribuidos para lograr los objetivos de control.

3.3.2 Diseño de estrategias de control de alto nivel para la Topología Serial

El análisis multivariable permitió establecer las estrategias de control que deben realizarse. Para ello, se debe tener en cuenta los lazos de control de corriente en las inductancias de los convertidores implementados en el hardware, lo cual simplifica el proceso de diseño de los controladores de nivel superior (ver Figura 32), cuyos bloques se muestran en la Figura 40. Al final, las señales de control serán las señaladas como I_{Lref1} e I_{Lref2} que ingresarán como referencias al hardware descrito en el capítulo 1.

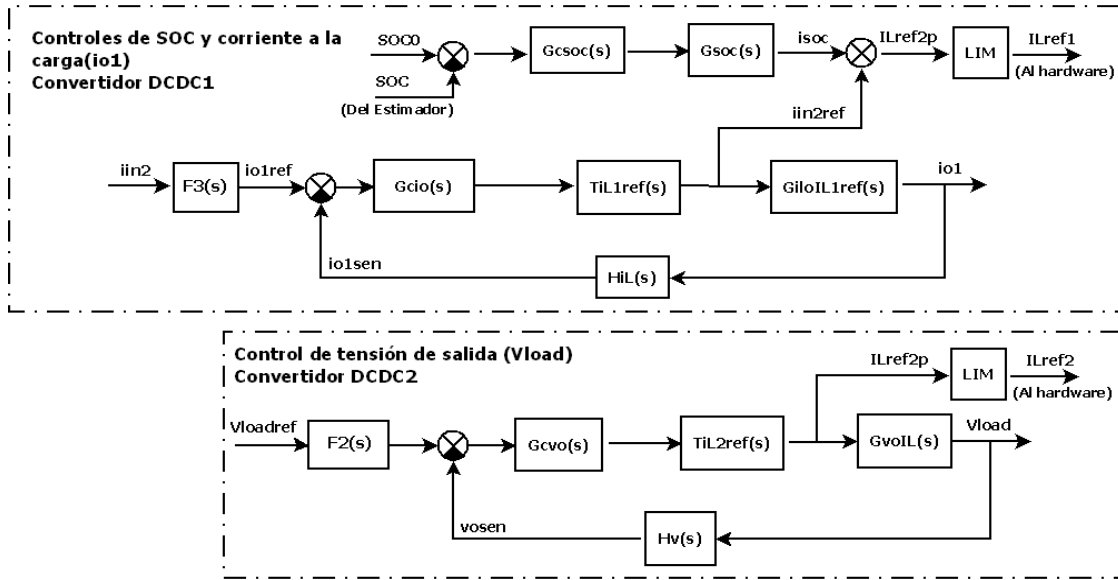


Figura 40. Lazos de control de nivel superior de la Topología Serial

En este diagrama de bloques se observan los bloques T_{iL1ref} y T_{iL2ref} que representan la función de transferencia en lazo cerrado de los controladores de corriente obtenidos en el capítulo anterior. Debido a que el diseño de los controladores de nivel superior tienen un ancho de banda, por lo menos 10 veces menores los anchos de banda de los lazos de corriente, además de que los controles de corriente siguen adecuadamente las referencias, estos bloques serán remplazados por ganancias unitarias; es decir $T_{iL1ref}(s)=T_{iL2ref}(s)=1$.

En el lazo de control de tensión de salida (convertidor DCDC2), se observan los bloques $G_{cvo}(s)$ y $H_v(s)$, que corresponden al control de tensión y la función de transferencia de realimentación, asociada al instrumento de medición de tensión $H_v(s) = \frac{0.1}{1/8200 s + 1}$. La función de transferencia $G_{voIL}(s)$ relaciona

la tensión de salida del convertidor con la corriente controlada del inductor. De la Figura 32 es posible obtener esta función de transferencia por medio de Ley de Corrientes de Kirchhoff en el nodo de salida:

$$\begin{aligned} C_o \dot{V}_{co} &= I_{Lref} - \frac{V_{co}}{R_L} \\ G_{vol}(s) &= \frac{V_{co}(s)}{I_{Lref}(s)} = \frac{R_L}{R_L C_o s + 1} \end{aligned} \quad (28)$$

Se observa que hay una función de transferencia de primer orden, cuyo único parámetro que puede modificarse en funcionamiento es R_L asociada a la potencia en la carga. El bloque $F_2(s)$ permite compensar la ganancia de realimentación y mantener la salida con ganancia unitaria.

En el lazo de corriente del convertidor DCDC1, se observa que la corriente de salida tiene una componente que se dirige a la entrada de DCDC2, i_{in2ref} , ya que explícitamente es la corriente que este necesita y la corriente para controlar el estado de carga i_{SOC} .

La corriente i_{in2ref} se genera al usar un lazo donde se emplea como referencia una versión medida pero más filtrada de la corriente i_{in2} y se aplica un filtro de frecuencia de corte muy baja (aproximadamente 400Hz). El bloque $G_{i_{LoILiRef}}(s)$ es la función de transferencia en la inductancia adicionada al convertidor respecto a la corriente controlada del inductor obtenida en (12) en la página 67. El controlador $G_{cio}(s)$ es el controlador de este bloque.

Para el lazo de control de estado de carga, la corriente i_{SOC} se genera al emplear una medida del SOC y una referencia de SOC inicial, tal como se observó en 3.2.3. El modelo de la planta que se controla es $G_{SOC}(s)$, el cual es el modelo mostrado en (20), pero considerando solamente la corriente de la batería, que se profundizará más adelante.

Lo interesante del control de SOC es que cuando esta variable se encuentra por debajo del valor de referencia, se inyectará una corriente a la batería, siempre y cuando la carga se encuentre en estado estacionario y hará que la FC genere menos corriente cuando el SOC se encuentre por encima del nivel de referencia, pues la batería tiene carga en exceso y debería descargarse. No obstante, debe limitarse esta corriente en un rango adecuado, de tal manera que la corriente generada por la FC sea siempre positiva y mayor a cero.

Finalmente, las señales que se dirigen a los controladores análogos fueron limitadas tanto en *slew rate* como en amplitud usando los bloques marcados como *LIM*. Para ello, se empleó el esquema propuesto en [142] y que permite su implementación con procesadores digitales, el cual se muestra en la Figura 41. El primer bloque se encarga en limitar la rata de variación de la señal de control, a una rata de $sr * T_d$ donde SR es el *slew rate* deseado y T_d es el periodo de muestreo del sistema, incluido en el retardo e^{-TS} . El otro

bloque, simplemente limita la magnitud de las señales entre un valor mínimo y un valor máximo [I_{refmin} , I_{refmax}]. De esta forma, se limitará en amplitud y variación las señales de control que serán señales de referencia de los controladores de corriente implementados en el capítulo anterior.

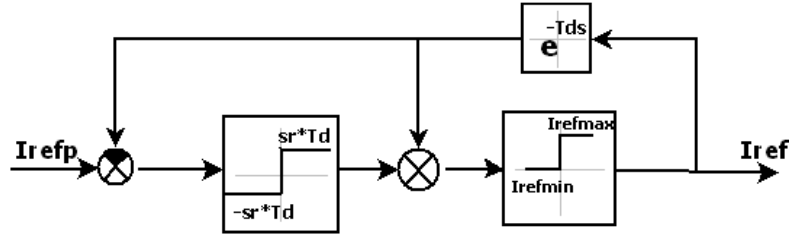


Figura 41. Limitadores de magnitud y *slew rate* utilizados

3.3.2.1 Diseño de controladores para el convertidor DCDC1

Para el diseño del controlador $G_{cio}(s)$, se tuvieron en cuenta la relación de corrientes de salida y entrada $G_{iLo1Iref1}(s)$, el bloque de realimentación $H_{iL}(s)$ y el prefiltro $F_3(s)$, con los parámetros de los elementos del convertidor DCDC1, reunidos en la Tabla 10. La función de transferencia de la planta a controlar puede sustituirse por una relación de primer orden con constante de tiempo 0.018s.

$$G_{iLo1Iref1}(s) = \frac{1.225 * 10^7}{s^2 + 2.308 * 10^5 s + 1.225 * 10^7} \approx \frac{1}{0.018 s + 1} ; \quad (29)$$

$$H_{iL}(s) = \frac{0.666}{1/30300 s + 1} ; \quad F_3(s) = 0.666$$

Para el diseño de este controlador, se tuvo en cuenta el criterio de seleccionar un ancho de banda inferior al del control de corriente del inductor principal del convertidor, el cual es cercano a 3kHz. Por lo tanto, el lazo de corriente de i_{o1} debería tener un ancho de banda inferior a 600 Hz. Se empleó como criterios de diseño un tiempo de estabilización inferior a 100ms y un coeficiente de amortiguamiento de 0.707. Se empleó la relación $w_c = 0.65 w_n$ [141] para estos criterios temporales. Además, debía mantener un margen de ganancia superior a 6dB y margen de fase mayor a 45°. En la Figura 42 se muestran los diagramas de bode del sistema compensado y no compensado en lazo abierto y la respuesta resultante en lazo cerrado, al emplear el controlador diseñado y ajustado en la práctica, para este caso (30). Finalmente, se obtiene un margen de fase de 80.3° a una frecuencia de 16.5Hz y un margen de ganancia de 69dB.

$$G_{cio}(s) = \frac{307.69(0.013s + 1)}{s} \quad (30)$$

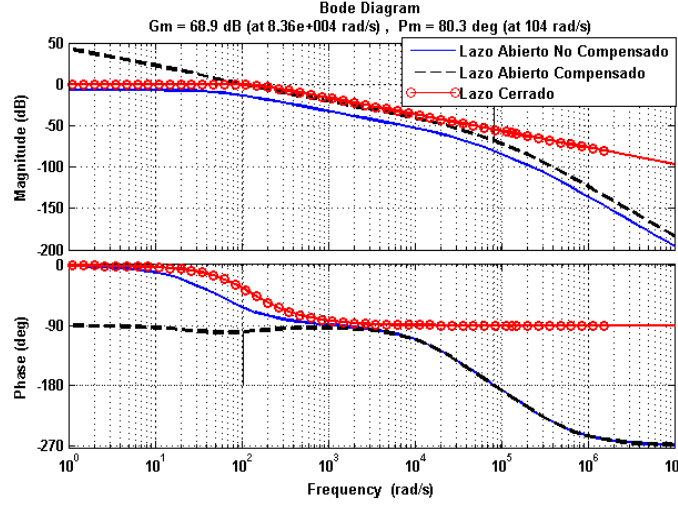


Figura 42. Diagramas de bode para el sistema en lazo abierto y lazo cerrado para el control de ioI .

Ahora, para el diseño del controlador de SOC, se tiene en cuenta el modelo en (20), pero se realizó una simplificación para que solo se tuviera una relación entre $S_{ocEst}(s)$ e $i_{bat}(s)$, al considerar que la tensión en la batería varía muy poco (como de hecho sucede). Luego, el modelo empleado es:

$$S_{ocEst}(s) \approx -\frac{k_i R_b}{s + k_i} i_{bmed}(s) \quad (31)$$

El controlador generará una referencia de corriente i_{soc} que será parte de la corriente expulsada de DCDC1. Es decir, si se presenta alguna condición donde la corriente en la resistencia de carga sea cero, la batería podría cargarse sin dificultades.

Vale la pena aclarar, que la batería seleccionada puede entregar energía a la carga nominal seleccionada por un periodo superior a 1 hora, antes de descargarse. Los perfiles de carga seleccionados, los cuales se detallarán más adelante, varían máximo en 160 W mientras la corriente entregada por la FC permite suplir la carga en estado estacionario y, generalmente, esta acción tarda poco menos de 2 s en la práctica. Por lo tanto, la batería tiende a descargarse muy poco y no se requiere de una estrategia de control muy rápida para llevar el SOC al valor de referencia.

Por lo tanto, si se considera este comportamiento, es útil mantener un ancho de banda para el control de SOC tan bajo como sea posible, de tal manera que evite saturaciones en la magnitud de I_{Lrefl} que se

dirigirá al hardware y dificultaría el control, además de que las dinámicas internas de la batería son de baja frecuencia y la posible inyección de corrientes elevadas a alta frecuencia, pueda deteriorar la batería. Por lo tanto, se decidió diseñar un controlador de tal manera que el tiempo de establecimiento fuese de máximo 10s, margen de fase superior a 45° y margen de ganancia superior a 6dB. De la correlación $w_c=0.5w_n$ [141], se empleó un w_c cercano a 0.064Hz y se obtuvo un controlador que permitió obtener margen de ganancia infinito, margen de fase superior a 90° y ancho de banda cercano a 0.1114Hz. El controlador se muestra a continuación y los diagramas de bode del sistema con controlador en lazo abierto y lazo cerrado se muestran en la Figura 43 :

$$G_{soc}(s) = \frac{-1.6(25s + 1)}{s} \quad (32)$$

La señal de referencia i_{soc} generada por este controlador, se limita por un bloque limitador a un *slew rate* de 7A/s y se limita en magnitud entre -2.5A y 2.5A antes de adicionarse a la señal de referencia del controlador de la corriente de salida.

Finalmente, la señal de referencia para el control análogo de corriente I_{Lreflp} , es pasada por el bloque limitador, donde se ajusta el *slew rate* máximo de 7A/s y se limita la señal de referencia entre 0A y 8.5A, de tal manera que se pueda cumplir la demanda de la carga y eventualmente, recargar la batería.

3.3.2.2 Diseño de controladores para el convertidor DCDC2

Para el diseño del controlador de tensión de salida de la topología, se controla la tensión de salida del convertidor DCDC2. Las funciones de transferencia tenidas en cuenta para el diseño son:

$$G_{voIL}(s) = \frac{13.57}{0.0092s + 1} ; H_{vC}(s) = \frac{0.1}{1/8200s + 1} ; F_2(s) = 0.1 \quad (33)$$

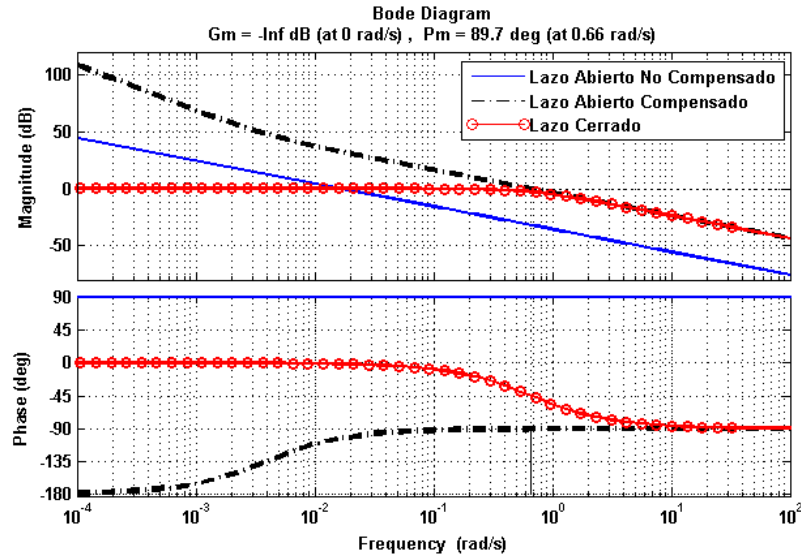


Figura 43. Diagramas de bode para el sistema en lazo abierto y lazo cerrado para el control de Estado de Carga.

Teniendo en cuenta que el ancho de banda de este lazo de control debe ser, al menos, 5 veces más lento que el ancho de banda en lazo cerrado del control de corriente, el cual se estableció cercano a 3kHz, el lazo de tensión deberá tener un ancho de banda máximo de 600 Hz. Para realizar un diseño conservador en términos de ancho de banda, se seleccionó 200Hz. Se requería que el sistema en lazo cerrado tuviera un coeficiente de amortiguamiento de 0.707, margen de ganancia mayor a 6dB, margen de fase mayor a 45°. El controlador que satisface estas condiciones, se muestra en (34) y las trazas de bode en lazo abierto y lazo cerrado se muestran en la Figura 44. El sistema en lazo cerrado cuenta con margen de ganancia infinito, margen de fase de 91.4° y frecuencia de corte de 21.5Hz.

$$G_{cvo}(s) = \frac{944 (0.01 s + 1)}{s} \quad (34)$$

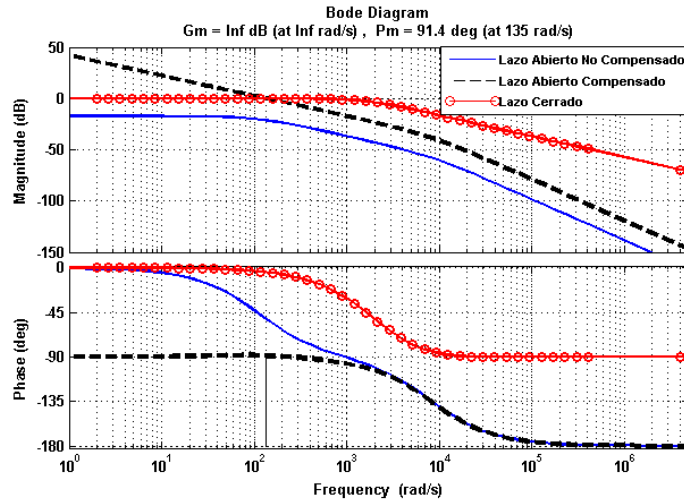


Figura 44. Diagramas de bode para el sistema en lazo abierto y lazo cerrado para el control de Tensión de Salida

3.3.3 Resultados de simulación de la Topología Serial

Para la simulación, se empleó el software de simulación Psim [158] para la implementación de la topologías serial, sin ninguna simplificación; es decir, se implementaron los convertidores de potencia completos y se adicionaron los elementos necesarios para la implementación de las estrategias de control. En la Figura 45 se muestra una captura de pantalla de la topología serial en el entorno Psim. Los convertidores se muestran como subsistemas y se pueden diferenciar la fuente principal, la batería modelada como fuente-condensador-resistencia y el banco de cargas, tal como se realizó en la implementación, cuya justificación se tratará a fondo en el próximo capítulo

A continuación se analizarán un par de pruebas de simulación, donde se realizaban cambios en la carga en forma de onda cuadrada, perfil de carga recomendado para verificar el funcionamiento de sistemas de generación basados en pila de combustible y que facilita el análisis del comportamiento del sistema, además de que este tipo de señal dispone de alto contenido armónico, que permite verificar el desempeño de la pila de combustible a bajas frecuencias y el AEES a altas frecuencias, además de extender el análisis a la aplicabilidad del sistema ante cargas de este tipo, que se pueden encontrar en entornos industriales, sistemas vehiculares, dispositivos satelitales, entre otras [45, 159].

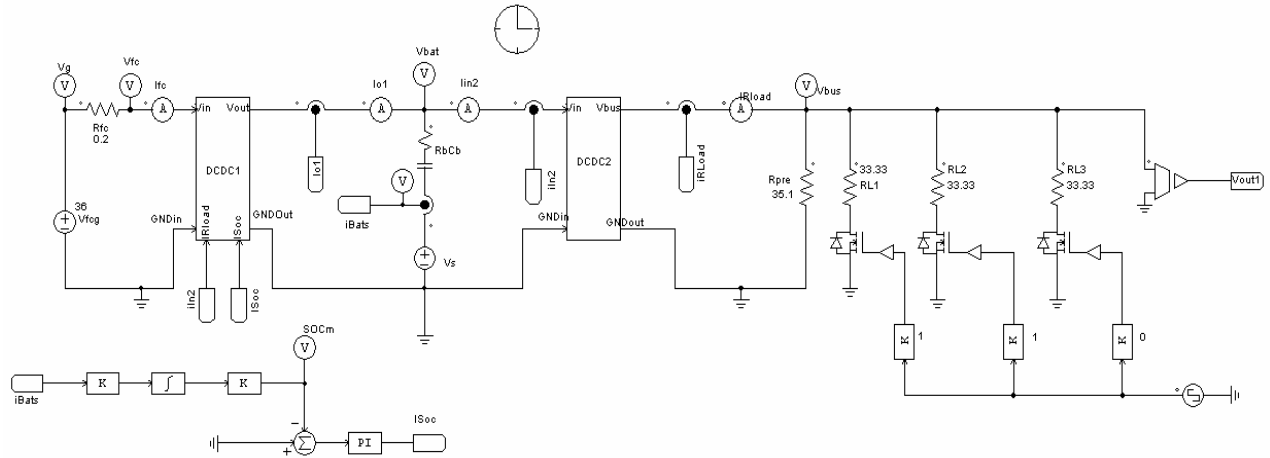


Figura 45. Implementación en PSIM de la Topología Serial

Se puede observar en la Figura 45 que solo hay una carga directamente conectada al bus de salida. Esta resistencia se considerará como la precarga y las otras cargas, tres en total, actúan de manera sincronizada, al ser activadas por un generador de señal. De esta forma, se emula el perfil pulsante y se pueden obtener cargas como 50.22W, 103.14W, 156.1W y 209 W, aproximadamente. Las frecuencias del perfil de pulsos suelen oscilar entre 0.2Hz y 10Hz, además de permitir el cambio del ancho de pulso. Siempre se considera que el ciclo de trabajo se relaciona con el tiempo en que la carga es alta y su complemento, como la acción de la precarga.

Uno de los ensayos que se analizan, mostrados en la Figura 46 , muestra el comportamiento del sistema para la acción de 2 de las 3 resistencias de carga, ciclo de trabajo del perfil de carga del 50% y periodo de 1s. Se puede observar las siguientes características:

- La corriente generada por la pila de combustible (I_{fc}) se encuentra limitada en *slew rate*, al igual que la corriente de salida de DCDC1, i_{o1} .
- La corriente i_{in2} es la suma de las componentes i_{o1} e i_{bat} . Cuando el transitorio finaliza, la corriente en la batería se vuelve negativa, indicando que se está recargando gracias a i_{soc} o en su defecto, esta corriente es cero, dado que el SOC logro regularse. Nótese como casi al final de la prueba, se realiza una desconexión de la carga y la FC mantiene la corriente de la carga sin dificultades.
- La tensión en la carga permanece regulada, presentándose leves oscilaciones cuando aumenta o disminuye la carga.
- El SOC de la batería muestra estar regulado después del arranque del sistema. Se observa además, como la componente de corriente i_{soc} reduce su magnitud después del arranque del sistema. Además, se observa como la medición del SOC via estimación (traza SOCm) y la medición de

SOC via conteo de Coulomb (traza SOCM*100) se aproximan a un valor de equilibrio cercano a cero, el cuál es el SOC de referencia de este lazo de control.

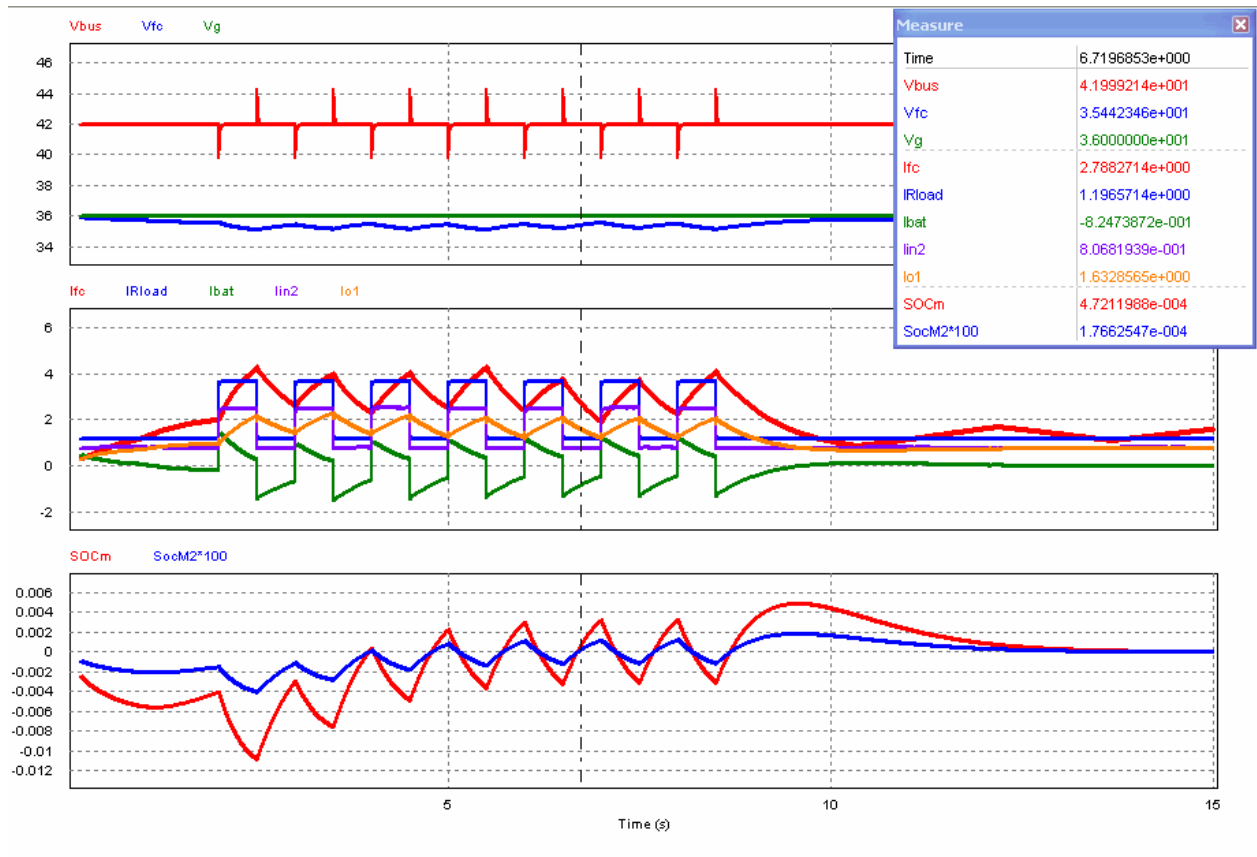


Figura 46. Resultados de simulación de la Topología Serial ($P_{min}=50W$, $P_{max}=156.1W$, $F=1Hz$, $D=50\%$)

De igual manera, en la Figura 47 se muestra una prueba equivalente, pero aumentando la frecuencia a 10Hz. El comportamiento del sistema es equivalente al caso de carga variando a baja frecuencia, pero la alta frecuencia con la que oscila la carga, provoca que la corriente generada por la FC tenga un valor pico-pico reducido, permitiendo afirmar que la corriente generada por la pila de combustible, debido al limitado ancho de banda, puede tratarse como DC para cargas de alta frecuencia, mientras que el AEES tendrá la responsabilidad de suplir las componentes de AC de la carga. Esta consideración será retomada en el próximo capítulo, cuando se analice la implicación de utilizar perfiles de carga con diferentes amplitudes y frecuencia con la eficiencia de las topologías. En esta prueba, solo se muestra la sección de funcionamiento con la carga pulsante, por motivos de visualización.

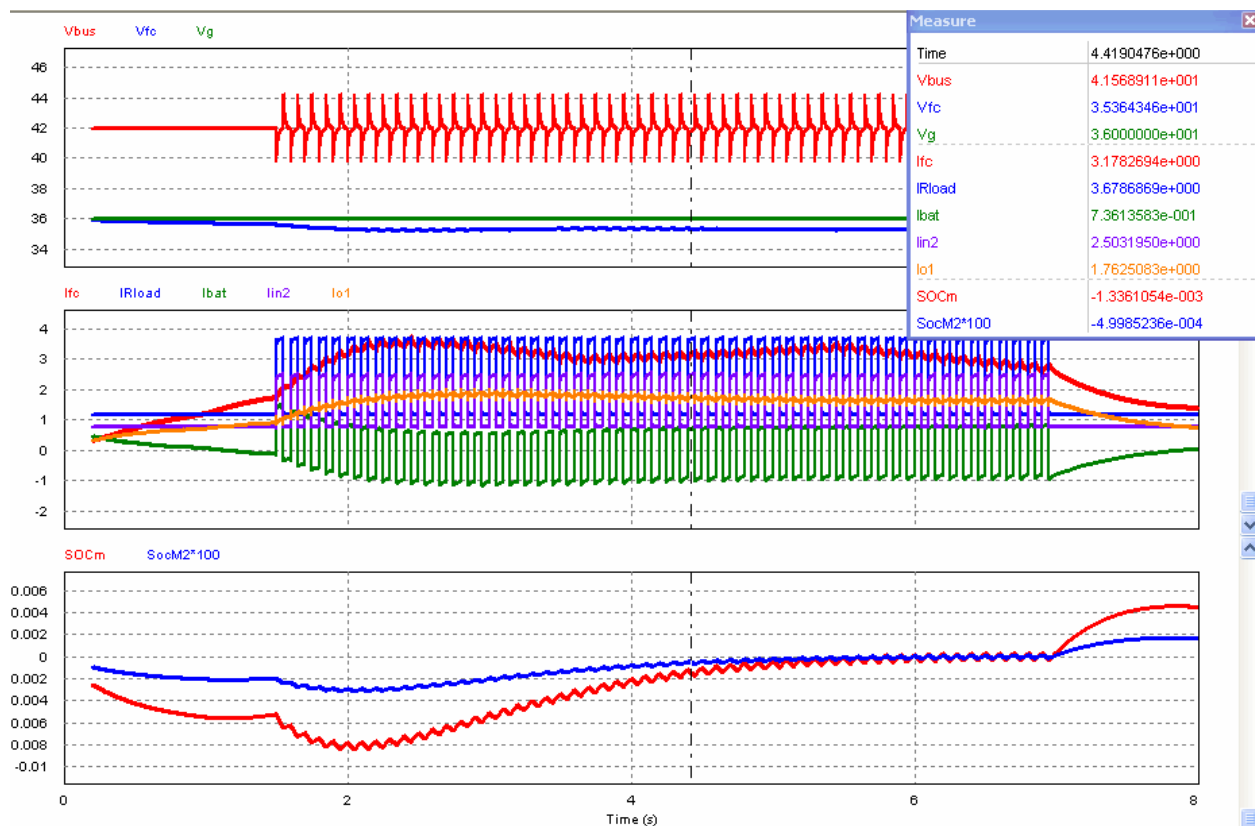


Figura 47. Resultados de simulación de la Topología serial ($P_{min}=50W$, $P_{max}=156.1W$, $F=10Hz$, $D=50\%$)

3.3.4 Resultados de implementación de la Topología Serial

Aunque el análisis de eficiencia de las topologías se tratará en el próximo capítulo, en la figura 47 se muestran los datos adquiridos al realizar una prueba experimental con la topología serial, para condiciones de carga similares a las del primer ejemplo simulado ($P_{min}=50W$, $P_{max}=156.1W$, $F=1Hz$, $D=50\%$), donde se evidencia que el comportamiento en la implementación, comparado con la prueba registrada en la Figura 46, cumple con los objetivos de control y la metodología de funcionamiento planteada para la Topología Serial. Se observa, en este caso, que el SOC no se encuentra regulado alrededor de 0, sino que se regula sobre un valor de 0.7366 (73.66%), el cuál es el SOC inicial del sistema, calculado con la tensión en reposo de la batería al iniciar la prueba. De igual manera, se observa que en el momento del arranque, hay un proceso de descarga de la batería, cuyo estado de carga se recupera cuando la carga pulsante se encuentra actuando. Los detalles de los componentes utilizados para la implementación se detallan en la sección 4.4.1, página 131.

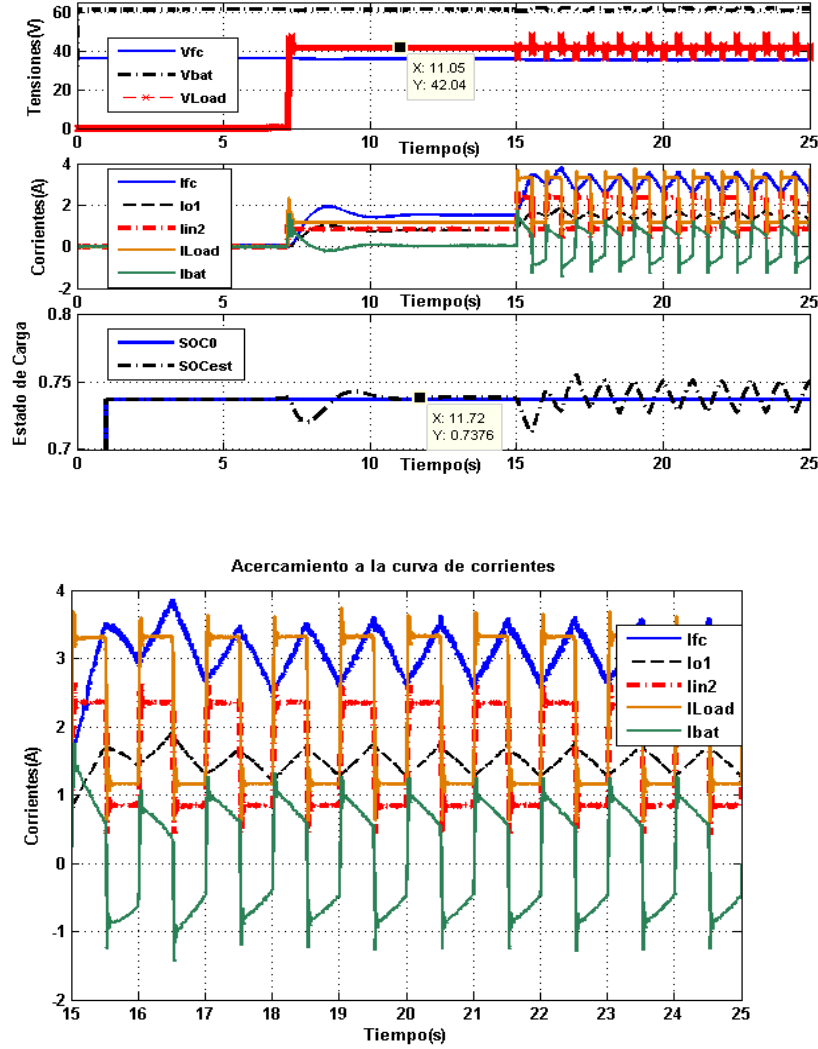


Figura 48. Resultados de implementación de la Topología serial ($P_{min}=50W$, $P_{max}=156.1W$, $F=1Hz$, $D=50\%$)

3.4 IMPLEMENTACIÓN DE LA TOPOLOGÍA PARALELA

En esta sección se comentarán los procedimientos empleados para la construcción de la Topología Paralela, la cual recibe su nombre por la conexión en paralelo, respecto a la carga, de la fuente principal (pila de combustible) con la fuente de energía auxiliar (batería/supercondensador). La principal característica de esta topología es que puede ser empleada en aplicaciones donde se requiera de un inicio rápido en la carga, por ejemplo una maniobra de arranque de un vehículo híbrido, donde actúa el banco de baterías [1, 17, 19] o cuando se busca instalar múltiples fuentes en paralelo [8, 12, 25, 30, 31].

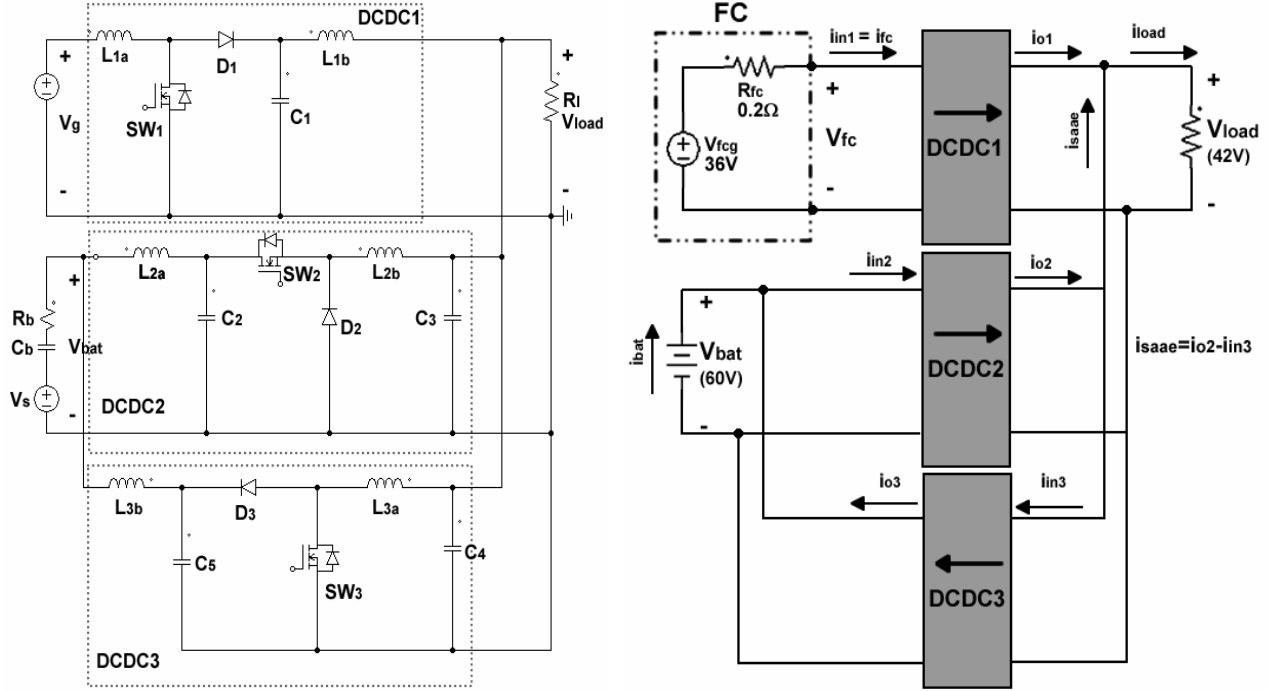


Figura 49. Circuito completo y esquema simplificado de la Topología Paralela

En la Figura 49 se muestra un esquema del circuito completo y una simplificación de la Topología Paralela, con la respectiva notación de tensiones y corrientes que son tenidas en cuenta en el diseño de los controles de alto nivel, que permitirán la gestión energética del sistema. Se observa en el diagrama los valores nominales de las tensiones y el valor de la resistancia en serie que se conecta a la fuente principal, que permitirá emular las pérdidas de generación propias de las pilas de combustible. Las relaciones principales de esta topología, de acuerdo a la Figura 49, son:

- El *slew rate* de la corriente i_{in1} , equivalente a i_{fc} , debe limitarse a 7A/s. Esta limitación debe realizarse usando el control de corriente del convertidor DCDC1 que, al ser de tipo Boost, controla la corriente de entrada.
- Los convertidores DCDC2 y DCDC3 deben funcionar por separado; es decir, cuando funciona DCDC2 debe desactivarse DCDC3 y viceversa, ya que estos convertidores se encuentran emulando el comportamiento de un convertidor bidireccional, donde se permite el paso de energía en solo un sentido.
- En el nodo de la carga, se tiene:

$$i_{o1} + i_{o2} - i_{in3} = i_{load} \quad (35)$$

Esta ecuación es de vital importancia en esta topología, ya que permite relacionar las corrientes en el nodo de la carga, con las corrientes entregadas por DCDC1 y DCDC2 y absorbida por DCDC3. Luego, esta ecuación puede ser utilizada para la regulación de la tensión en la carga, al manipular adecuadamente las corrientes de los convertidores, además de tener en cuenta que la corriente DCDC1 tiene un *slew rate* limitado. En la Figura 50 se muestra el diagrama equivalente de la Topología Paralela considerando las acciones de las corrientes de los convertidores sobre la corriente de la carga.

- El SOC de la batería debe mantenerse cercano al valor inicial. Una vez ocurran las transiciones en la carga, el SOC de la batería debe aproximarse a un valor constante, definido al inicio de la prueba, el cuál tiende a ser el SOC antes del arranque del experimento. Como se verá más adelante, esta estrategia de control trabajara de manera coordinada con un circuito lógico que monitorea la tensión de la carga, para establecer en que convertidor trabajará la referencia de corriente.

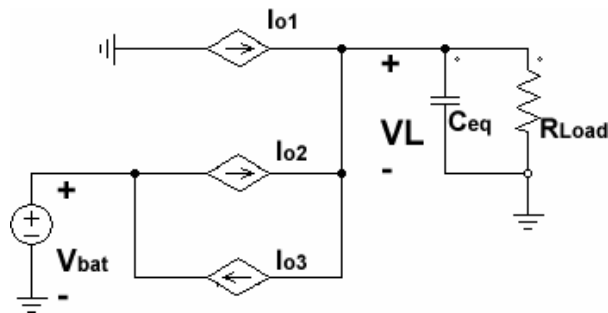


Figura 50. Simplificación de la Topología Paralela con fuentes de corriente equivalentes para el nodo de carga

De nuevo, puede observarse como los objetivos principales de control son la regulación de la tensión en el bus de carga, acción que debe coordinarse entre los tres convertidores, además de mantener el SOC de la batería sobre un valor de referencia.

Al igual que en la Topología Serial, se emplearon similares configuraciones en los convertidores de potencia. Por ejemplo, el convertidor DCDC2 mantiene el filtro de corriente a la entrada con los elementos $L_f=120\mu H$, y C_f de $23.5\mu F$ y los filtros de salida de los convertidores DCDC1 y DCDC3 con L_o igual a $120\mu H$. Los elementos de circuito y magnitudes importantes de la topología se muestran en la Tabla 11

Tabla 11. Elementos de circuito y magnitudes utilizadas para la construcción y modelado de la Topología Paralela

Elemento	Valor	Elemento	Valor	Variable	Valor
L _{1a}	800μH	C ₁	680μF	P _L (nom)	130W
L _{1b}	120μH	C ₂	23.5μH	V _{fcg}	36 V
L _{2a}	120μH	C ₃	680μF	V _{bat} (nom)	60 V
L _{2b}	1000μH	C ₄	470μH	V _L	42 V
L _{3a}	800μH	C ₅	680μF	V _s	53 V
L _{3b}	120μH	C _b	1350F		
R _b	0.165Ω	R _{fc}	0.2Ω		

3.4.1 Análisis multivariable de la Topología Paralela

De manera similar a lo realizado con la Topología Serial, se desarrolló el modelo multivariable de la Topología Paralela, teniendo en cuenta el circuito completo mostrado en la Figura 49. Para este caso, se consideraron como señales de entrada los ciclos de trabajo de cada uno de los tres convertidores. En el esquema se observa que los condensadores C₃ y C₄ están en paralelo, así que en el modelo se adoptó C₃₄ como el condensador equivalente de esta conexión. El modelo promediado del convertidor DCDC1 en esta topología es:

$$\dot{i}_{L1a} = \frac{1}{L_{1a}} (v_g - v_{c1}(1-d_1)) ; \quad \dot{i}_{L1b} = \frac{1}{L_{1b}} (v_{c1} - v_{c34}) ; \quad \dot{v}_{c1} = \frac{1}{C_1} (i_{L1a}(1-d_1) - i_{L1b}) \quad (36)$$

Para el convertidor DCDC2, el modelo promediado obtenido es:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{L2a} &= \frac{1}{L_{2a}} (v_{bat} - v_{c2}) ; \quad \dot{i}_{L2b} = \frac{1}{L_{2b}} (v_{c2}d_2 - v_{c34}) \\ \dot{v}_{c2} &= \frac{1}{C_2} (i_{L2a} - i_{L2b}d_2) ; \quad \dot{v}_{c2} = \frac{1}{C_1} (i_{L1a}(1-d_1) - i_{L1b}) \\ v_{bat} &= V_s + v_{cb} + R_b(i_{L3b} - i_{L2a}) ; \quad \dot{v}_{cb} = \frac{1}{C_b} (i_{L3b} - i_{L2a}) \end{aligned} \quad (37)$$

Para el convertidor DCDC3, el modelo promediado es:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{L3a} &= \frac{1}{L_{3a}} (v_{c34} - v_{c5}(1-d_3)) ; \quad \dot{i}_{L3b} = \frac{1}{L_{3b}} (v_{c5} - v_{bat}) \\ \dot{v}_{c34} &= \frac{1}{C_{34}} \left(i_{L1b} + i_{L2b} - i_{L3a} - v_{c34}/R_L \right) ; \quad \dot{v}_{c5} = \frac{1}{C_5} (i_{L3a}(1-d_3) - i_{L3b}) \end{aligned} \quad (38)$$

Los estados del sistema fueron definidos en el siguiente orden: en su orden: i_{L1a} , v_{c1} , i_{L1b} , v_{cb} , i_{L2a} , v_{c2} , i_{L2b} , v_{c34} , i_{L3a} , v_{c5} , i_{L3b} . Para el cálculo de los puntos de equilibrio, vale la pena tener en cuenta que en el nodo de la carga, hay una suma de corrientes debido a las corrientes en los inductores. Así, que para este caso, hay una expresión general para la tensión de salida que será útil para el control en la tensión del bus, como se puede ver en la estrategia de control de esta topología en este capítulo.

$$\begin{aligned}
 X_3^* + X_7^* - X_9^* &= V_{oref} / R_L \quad ; \\
 X_2^* = X_8^* = V_{oref} &= V_g / D_{1p} \quad ; \quad X_1^* = X_3^* D_{1p} \quad ; \quad X_5^* = X_{11}^* = X_7^* D_2 = \frac{V_g}{D_{1p}} \quad (39) \\
 X_6^* &= X_8^* / D_2 \quad ; \quad X_4^* = X_6^* + V_s \quad ; \quad X_{10}^* = X_8^* / D_{3p} \quad ; \quad X_{11}^* = X_9^* D_{3p}
 \end{aligned}$$

Finalmente, el sistema en espacio de estados para esta topología, se puede expresar por medio de las siguientes matrices A y B, las cuales se muestran en (40).

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-D_{1p}}{L_{1a}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{D_{1p}}{C_1} & 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{1b}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{1b}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_b} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_b} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{2a}} & \frac{-R_b}{L_{2a}} & \frac{-1}{L_{2a}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{R_b}{L_{2a}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-D_2}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D_2}{L_{2b}} & 0 & \frac{-1}{L_{2b}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{34}} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{34}} & \frac{-1}{R_L C_{34}} & -\frac{1}{C_{34}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{3a}} & 0 & \frac{-D_{3p}}{L_{3a}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D_{3p}}{C_5} & 0 & \frac{-1}{C_5} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{3b}} & \frac{R_b}{L_{3b}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{3b}} & \frac{-R_b}{L_{3b}} \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{X_2^*}{L_{1a}} & \frac{-X_1^*}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-X_7^*}{C_2} & \frac{X_6^*}{L_{2b}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{X_{10}^*}{L_{3a}} & \frac{-X_9^*}{L_{3a}} & 0 \end{bmatrix}^T$$

Los objetivos de control consisten en mantener regulada la tensión en la carga (tensión del condensador C_{34}), regular la corriente de salida del convertidor DCDC1 (corriente en L_{1b}) y el estado de carga de la batería (tensión en el condensador C_b). Ahora, se cuenta con un sistema de 3 entradas y 3 salidas, ya que se cuenta con tres convertidores. El sistema con la matriz de transferencias estática $G(0)$ y su RGA son:

$$\begin{bmatrix} i_{Lib} \\ v_{cb} \\ v_{c5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3.671 & 3.879 & 2.798 \times 10^{-5} \\ -2.934 \times 10^{-2} & -9.058 \times 10^{-1} & -2.773 \times 10^{-2} \\ 4.911 \times 10^{-1} & -1.975 \times 10^{-2} & 0.820 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} \quad (41)$$

$$RGA(G(0)) = \begin{bmatrix} 0.0013 & 0.9861 & 0.0125 \\ 0.0016 & 0.2745 & 0.7238 \\ 0.9970 & -0.2607 & 0.2667 \end{bmatrix}$$

Para realizar el acople adecuado de las variables para este sistema, es necesario analizar el circuito completo y tener en cuenta los flujos de energía que puede tener. En primera instancia, la corriente i_{Lib} solamente es posible de controlar mediante DCDC1, ya que las corrientes adicionales de este nodo (corriente de carga y corrientes de DCDC2 y DCDC3) pueden considerarse perturbaciones a esta corriente. Así que se selecciona la entrada d_1 para el control de i_{Lib} , aunque el RGA indique lo contrario.

Respecto a la tensión v_{cb} , se observa en la segunda fila de la RGA que hay acciones de las entradas d_2 y d_3 que pueden complementarse para mantener la tensión en la batería. Por lo tanto, una acción coordinada de d_2 y d_3 permitirá obtener energía desde el bus y la FC para recargar la batería.

Finalmente, la tensión en el bus, muestra una gran dependencia de d_1 , pero hay dependencias complementarias de las otras dos entradas. El comportamiento del circuito muestra que la tensión en el bus debe compensarse con la acción de las corrientes de salida de DCDC1 y DCDC2 y la corriente absorbida por DCDC3. Así que la posibilidad de que los tres convertidores regulen, de manera coordinada la tensión del bus es bastante viable y que en estado estable, la regulación puede ser manejada únicamente por DCDC1. Por lo tanto, se utiliza un control de corriente en DCDC1 para la regulación de i_{Lib} , acción coordinada de DCDC2 y DCDC3 para tomar/entregar energía del bus y recargar/descargar la batería y una acción coordinada, con un algoritmo adecuado de sincronización, para que entre los tres convertidores, se regule la tensión del bus.

3.4.2 Diseño de estrategias de control de alto nivel para la Topología Paralela

Para esta topología, se presentan dos estrategias de control fundamentales, las cuales están influenciadas por la tensión instantánea en el bus de salida.

Una de ellas sigue siendo el control de Estado de Carga, el cuál fue desarrollado igual que con la Topología Serial y cuya función de transferencia y diagrama de bode se pueden encontrar en la 3.3.2.1 página 82. La corriente i_{soc} generada por el sistema de control de SOC, es primero filtrada y se verifica su signo. De acuerdo a esto, se adecúa la señal de referencia para controlar esta variable y se asigna al convertidor DCDC2 o DCDC3. Esto se explicará más adelante.

De igual manera, se desarrolló una estrategia de regulación de la tensión en la carga realizando una acción coordinada entre los tres convertidores, tal como puede evidenciarse tanto por el tipo de sistema como por el análisis multivariable realizado.

3.4.2.1 Control de flujos de energía de los convertidores DCDC2 y DCDC3 y componentes del control de SOC

Para el control de flujos de energía de la Topología Paralela, se diseñó una estrategia de activación tanto los convertidores DCDC2 y DCDC3 como del control de estado de carga. El algoritmo parte del hecho de que el bus debe mantenerse regulado a la tensión de referencia. Cuando el sistema está en funcionamiento, pueden ocurrir dos eventos de cambio con la tensión del bus:

- Cuando la tensión del bus decrece, implica que la carga del sistema se ha incrementado y es necesario inyectar energía al bus para que mantenga la tensión regulada. Si se emplea el cálculo del error en la tensión del bus, teniendo como señal de referencia la tensión deseada y como variable de comparación la tensión medida, un error **positivo** implica que la carga se ha incrementado.
- De la misma forma, el incremento de la tensión en el bus es indicador de la reducción en la carga de salida, que también se relaciona como un error **negativo**.

Teniendo en cuenta esto, se emplearon comparadores de señal que no trabajan respecto a cero, sino a una tensión de magnitud H . La idea es que los convertidores DCDC2 y DCDC3 entren en acción siempre y cuando se produzca un transitorio fuerte para el bus de carga y no cambios debidos a rizados propios del convertidor o ruidos introducidos por la instrumentación. Esta banda de histéresis agrega robustez ante estos cambios repentinos del bus de carga de bajas magnitudes, además de asegurar de que las transiciones entre el funcionamiento de un convertidor y otro sean suaves y se eviten fenómenos de *chattering* que pueden saturar los actuadores e inducir ruidos indeseados [160] y que podría posibilitar la acción conjunta de los convertidores DCDC2 y DCDC3 en un mismo instante.

De la Figura 51 se pueden observar dos señales, **Hab_DCDC2** y **Hab_DCDC3**. Estas señales, provienen de un *flip-flop SR*, cuyas entradas *Set* y *Reset* están conectadas a los comparadores antes mencionados. La señal Q está directamente relacionada con la señal Hab_DCDC2, mientras que una versión negada de Q es la señal Hab_DCDC3, asegurando de esta manera, el funcionamiento excluyente de los convertidores. La señal Q se hará 1 si el error es superior a H y se vuelve 0 si el error es menor a $-H$. Luego, los

comparadores y el *flip-flop* permiten crear un comparador con histéresis. Un rango apropiado para H es entre 1 y 2 VDC.

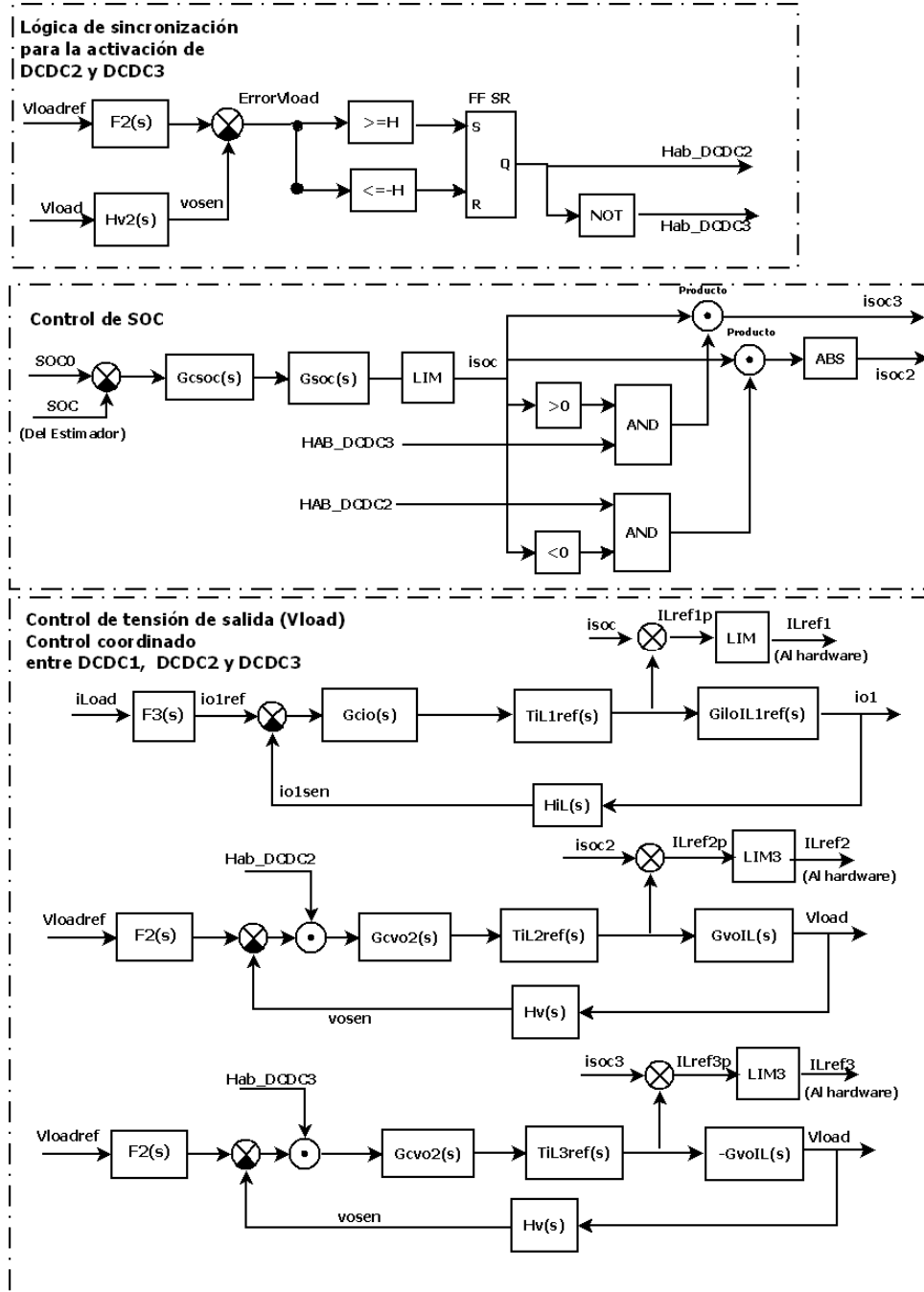


Figura 51. Lazos de control de nivel superior de la Topología Paralela

Ahora bien, en la Figura 51 también se muestra el control de SOC para esta topología. Vale la pena aclarar que al ser una señal de bajo ancho de banda, la corriente puede ser generada sin problemas por el DCDC1, en caso de requerir recargar la batería, o puede expulsarse parte de la carga mediante el convertidor DCDC2 y reducir un poco la corriente i_{o1} . Por ello, se debe asignar correctamente la componente de control de SOC, de acuerdo a las señales de activación Hab_DCDC2 y Hab_DCDC3 y el signo de la variable de la corriente generada i_{soc} .

Se observa que si el signo de i_{soc} es positivo, significa que la batería debe recargarse y el flujo de recarga solo debe permitirse si la señal Hab_DCDC3 está activada (se observa un multiplicador entre esta señal de activación y la señal de control). Si el signo de la señal es negativo, significa que la batería debe descargarse y la única forma de hacerlo es por medio de DCDC2, siempre y cuando la señal Hab_DCDC2 esté activada. Estas señales generadas, i_{soc2} e i_{soc3} son básicamente perturbaciones que serán contrarrestadas por DCDC1, dado el bajo ancho de banda de estas corrientes. Finalmente, la señal i_{soc} deberá ingresarse al convertidor DCDC1 para que se genere un monto adicional o se limite la generación de corriente, para equilibrar el SOC, puesto que la FC sigue siendo la fuente.

3.4.2.2 Estrategias de regulación de tensión en el bus de carga

De la Figura 50 se observa una simplificación que muestra el aporte de las corrientes de los convertidores al bus de la carga en la Topología Paralela. En base a esta gráfica, se obtuvo la siguiente función de transferencia que relaciona la tensión en la carga con las corrientes:

$$V_{Load}(s) = \frac{R_{Load}}{R_{Load} C_{eq} s + 1} (i_{o1} + i_{o2} - i_{o3}) \quad (42)$$

Donde $C_{eq}=1830\mu F$ es la suma de las capacitancias de salida de DCDC1 y DCDC2 y una capacitancia de entrada adicionada a DCDC3 y $R_{Load}=13.57\Omega$, de acuerdo a la tensión y potencia nominal de la carga. Se observa que el modelo de la planta es similar para las tres corrientes y también se puede observar que los signos de i_{o2} e i_{o3} son contrarios. Por lo tanto, teniendo en cuenta las señales de activación generadas por el controlador de flujos de energía y que la señal i_{o1} tiene ancho de banda limitado, es posible controlar la tensión del bus.

Para el diseño del control de tensión, se consideró un ancho de banda inferior a 1/5 de la frecuencia de conmutación. Como se realizó para la topología serial, se consideró para el diseño un ancho de banda de 200Hz, equivalente a una frecuencia de corte cercana a 127.3Hz, además de un margen de ganancia mayor a 6dB y margen de fase superior a 45°.

Ahora bien, como se asumió que el convertidor DCDC1 mantendría regulada la tensión mientras no se presentaran transitorios y en caso de que éstos se presentaran, la acción de los convertidores DCDC2 y DCDC3 debía evidenciarse para coordinar el flujo de energía con la batería, entonces para el controlador de tensión de DCDC1 se asumió un ancho de banda 20 veces menor que para los otros convertidores; es decir, tendrá una frecuencia de corte de 6.37Hz. Además, este ancho de banda asignado es suficiente para regular las perturbaciones provocadas por el control de SOC comentado con anterioridad. De acuerdo a la Figura 51, los bloques que componen el controlador de tensión para el convertidor DCDC1 son:

$$G_{volL}(s) = \frac{11.53}{0.0248s + 1} ; H_{vC}(s) = \frac{0.1}{1/8200s + 1} ; F_2(s) = 0.1 ; T_{IL1ref}(s) = 1 \quad (43)$$

Se diseñó un controlador PI usando las curvas de respuesta en frecuencia, cuya función de transferencia se muestra en (73). El sistema en lazo cerrado muestra un margen de fase mayor a 80°, margen de ganancia infinito y frecuencia de corte cercana a 12.1Hz. En la Figura 52 se muestran los diagramas de bode en lazo abierto y lazo cerrado para este sistema.

$$G_{cvo}(s) = \frac{700(0.0018s + 1)}{s} \quad (44)$$

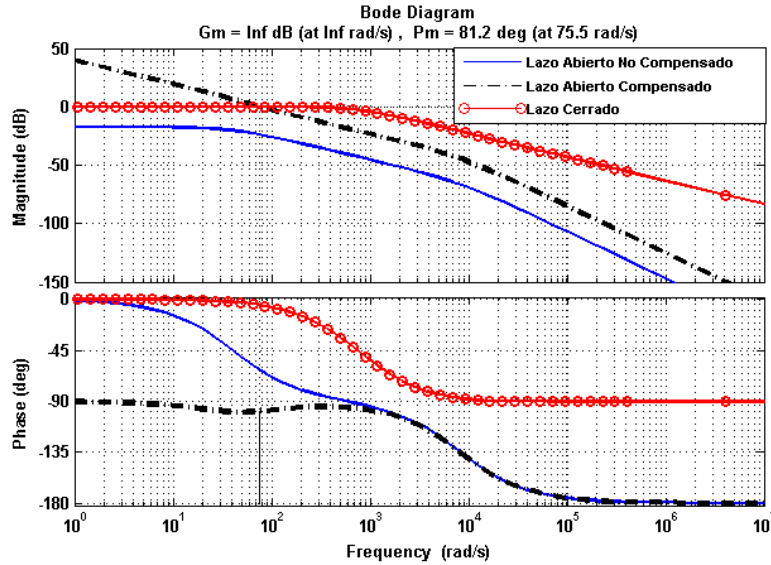


Figura 52. Diagramas de bode para el sistema en lazo abierto y lazo cerrado para el controlador de tensión para el convertidor DCDC1

Ahora, para el diseño de los controladores de los convertidores DCDC2 y DCDC3, vale la pena aclarar que la síntesis del controlador es similar para ambos y que la única diferencia es la multiplicación por -1 del controlador asignado a DCDC3, ya que como puede verse en la función de transferencia, el sistema tiene respuesta inversa. Los parámetros del sistema son similares a los mostrados en (43) y el controlador debía permitir que el sistema tuviese una frecuencia de corte cercana a 127.3Hz, además de un margen de ganancia mayor a 6dB y margen de fase superior a 45°. La función de transferencia del controlador se muestra en (45) y las trazas de bode del sistema obtenido, con margen de ganancia infinito y margen de fase de 79°, con frecuencia de corte de 191Hz, se muestra en la Figura 78.

$$G_{cv2}(s) = \frac{22387(0.001s + 1)}{s} \quad (45)$$

La estrategia empleada hasta el momento fue bastante efectiva en el montaje de la Topología Paralela probado en el laboratorio y se podrá observar más adelante, que el hecho de regular la tensión en la carga con el convertidor DCDC1 mientras los otros dos se encuentran desactivados es viable, siempre y cuando las variaciones en la tensión del bus sean más bajas que el nivel de histéresis establecido.

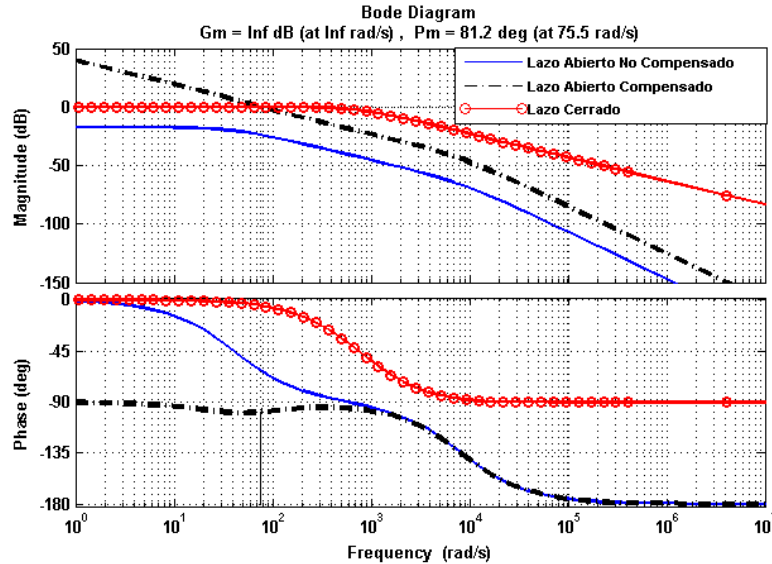


Figura 53. Diagramas de bode para el sistema en lazo abierto y lazo cerrado para el controlador de tensión para los convertidores DCDC2 y DCDC3

Ahora bien, en simulación se pudo probar una estrategia alternativa para controlar la corriente entregada a la carga, siempre y cuando la corriente de carga sea cercana a DC; es decir, que no presente excursiones fuertes de la corriente de carga o que no se presenten transitorios de gran magnitud en la misma. La idea

es que el funcionamiento coordinado de DCDC2 y DCDC3 lleven la tensión de la carga al punto de operación, mientras que la corriente generada por DCDC1 logra alcanzar la corriente de la carga. Una vez esto ocurra, la corriente de carga será mantenida por DCDC1, empleando como corriente de referencia una versión filtrada de la corriente de carga y como señal de realimentación la corriente medida en el inductor de salida de DCDC1. Nuevamente, este controlador debe tener un bajo ancho de banda, debido a las limitaciones de *slew rate* de la FC. En la Figura 54 se muestra el diagrama de bloques de esta propuesta alternativa de control para regular la corriente de carga de DCDC1. Las funciones de transferencia, tanto del controlador como de la planta considerada para este subsistema y usadas en la Topología Serial se muestran en (46) y el comportamiento de este lazo de control se muestra en la Figura 42, página 83. Esta estrategia requiere que los instrumentos de medida tengan una alta sensibilidad y precisión, de tal manera que se logre obtener un error en la tensión del bus cercano a cero y que permita activar, de alguna forma, esta acción de control.

$$G_{iLo \setminus iLref1}(s) = \frac{1.225 * 10^7}{s^2 + 2.308 * 10^5 s + 1.225 * 10^7} \approx \frac{1}{0.018 s + 1} ; \quad (46)$$

$$H_{iL}(s) = \frac{0.666}{1/30300 s + 1} ; F_3(s) = \frac{0.666}{1/1000 s + 1} ; G_{cio}(s) = \frac{307.69(0.013 s + 1)}{s}$$

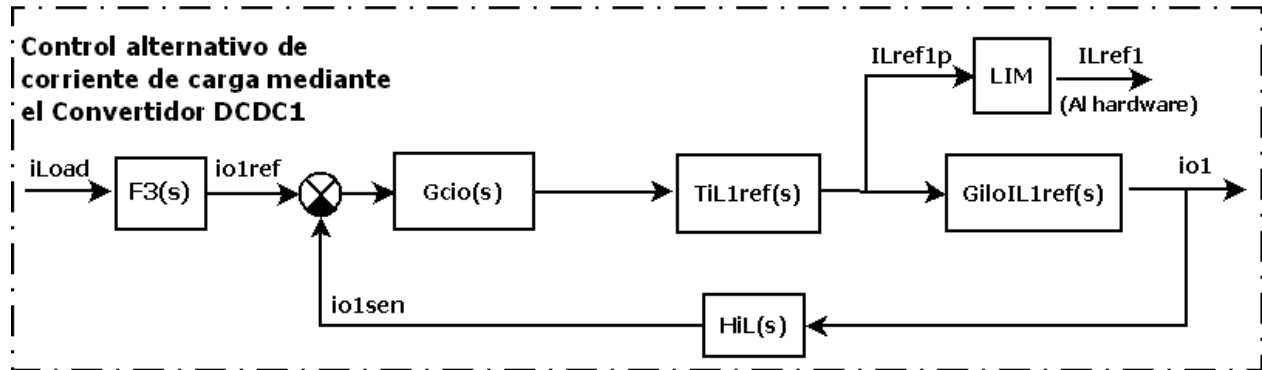


Figura 54. Esquema de control alternativo para el convertidor DCDC1 en la Topología Paralela

3.4.3 Resultados de simulación de la Topología Paralela

A continuación se mostrarán un par de pruebas de desempeño de la Topología Paralela en simulación teniendo en cuenta las estrategias de control analizadas en esta sección. Nuevamente, se implementó un prototipo sin ninguna simplificación en el entorno Psim (ver la Figura 55) y se realizaron dos pruebas, similares a las de la Topología Serial. En una de ellas, se manejó como carga mínima el nivel de precarga

establecido por R_{pre} y se adicionaron RL1 y RL2, de tal forma que el perfil de carga variara entre 50.25W y 156.1W, con variaciones de ciclo de trabajo del 50% y una frecuencia de 1Hz. En la otra prueba, se manejó el mismo perfil de carga, pero se modificó la frecuencia a 10Hz.

De las simulaciones mostradas, se puede observar los siguientes comportamientos, los cuales se establecieron desde el momento del diseño de las estrategias de control:

- Tanto la corriente generada por la pila de combustible i_{fc} como la corriente enviada al bus por el convertidor DCDC1, i_{oi} están limitadas en *slew rate*.
- En el momento de aumentar la demanda de carga, se observa que la corriente i_{AESS} , la cual es el resultado de $i_{o2}-i_{in3}$ es positiva, lo que implica que se inyecte corriente al bus, proveniente de la batería, para mantener regulada la tensión. Cuando la carga disminuye, esta corriente es negativa, lo que implica que la energía debe ser drenada del bus y es enviada a la batería para recargarse levemente. Por lo tanto, el mecanismo de regulación de tensión en la carga funciona satisfactoriamente, considerando las restricciones funcionales de los convertidores DCDC2 y DCDC3.
- El control de SOC depende de la sincronización de los convertidores de potencia DCDC2 y DCDC3. Dicha energía es pedida al bus y es generada por DCDC1.

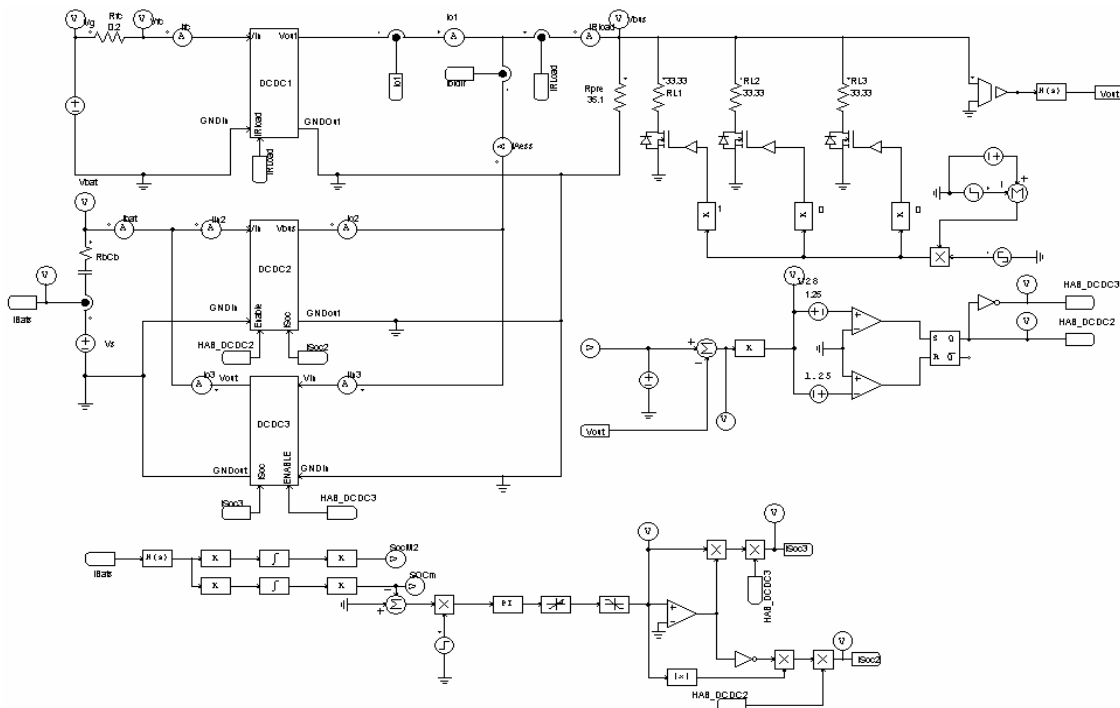


Figura 55. Implementación en PSIM de la Topología Paralela

Los resultados de simulación para $F=1\text{Hz}$ se muestran en la Figura 56, mientras que los resultados de simulación para $F=10\text{Hz}$ se muestran en la Figura 57. Se aprecia que la tensión en la carga permanece regulada y que la activación de las corrientes i_{o2} e i_{in3} se realizan de acuerdo al comportamiento de la carga. De la misma manera, la regulación del SOC logró cumplirse, en base a la sincronización de los convertidores DCDC2 y DCDC3 para restituir y eliminar el exceso de carga en la batería.

Finalmente, se observa como para la prueba de 10Hz en la frecuencia, la corriente generada por la pila de combustible exhibe un comportamiento casi constante, nuevamente debido a que las componentes de AC o de alta frecuencia de la carga serán suplidas desde la batería, mientras que las componentes de DC o de baja frecuencia, serán enviadas desde la pila de combustible.

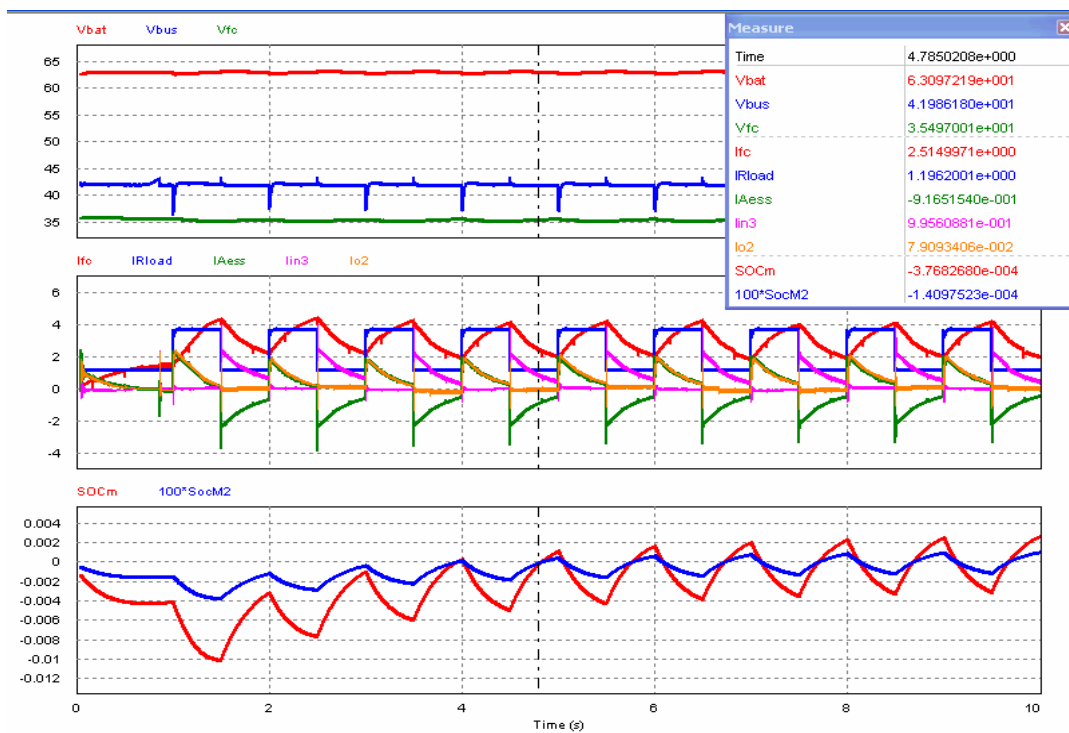


Figura 56. Resultados de simulación de la Topología Paralela ($P_{min}=50\text{W}$, $P_{max}=156.1\text{W}$, $F=1\text{Hz}$, $D=50\%$)

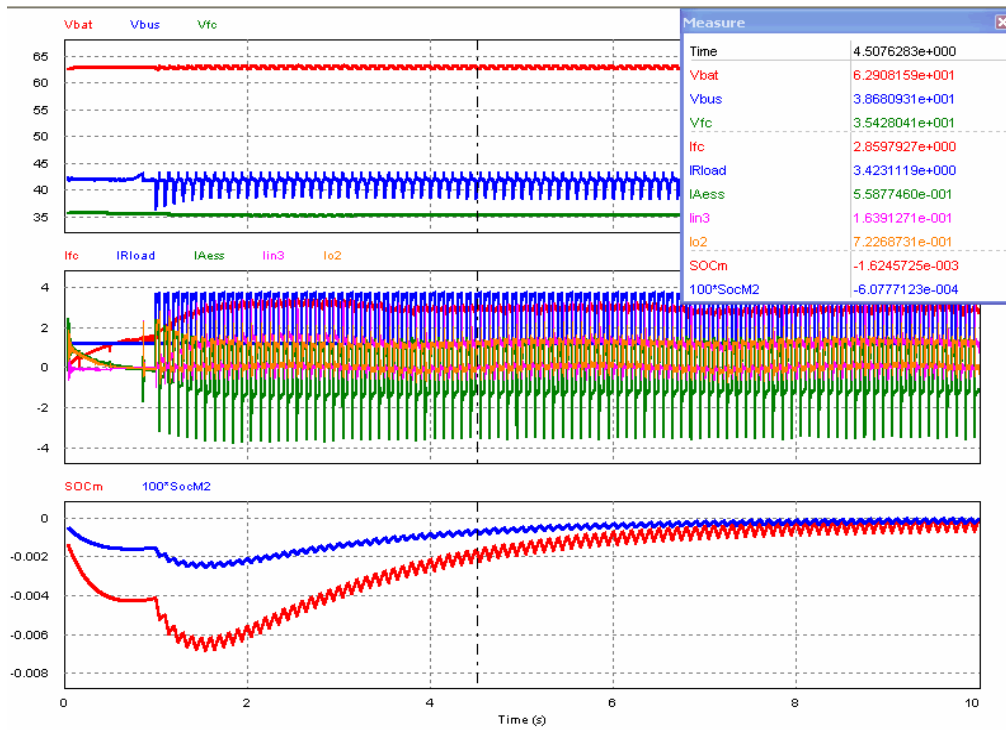


Figura 57. Resultados de simulación de la Topología Paralela ($P_{min}=50W$, $P_{max}=156.1W$, $F=10Hz$, $D=50\%$)

3.4.4 Resultados de implementación de la Topología Paralela

Tal como ocurrió en el caso de la Topología Serial, se empleó un perfil de carga similar al del primer caso de la simulación, donde se empleó un ciclo de trabajo del 50%, frecuencia de 1Hz, y carga variante entre 50W y 156.1W. En la Figura 58 se muestran los resultados de implementación y se logra observar que el SOC se mantiene oscilando sobre el valor inicial establecido, evidenciado en el rizado presente en la tensión de la batería. Además, se observa como al incrementarse la carga i_{Aess} es positiva y solo se presenta i_{o2} , la cual se superpone a i_{Aess} en las gráficas. Cuando se reduce la carga, i_{Aess} es negativa y se presenta la corriente i_{in3} mientras i_{o2} se vuelve cero. Se observa entonces, que la tensión del bus se mantiene regulada sobre el valor de referencia, el SOC se mantiene cerca al punto SOC_0 y se cumple una conmutación sincronizada entre DCDC2 y DCDC3 para regular todas estas variables. Nuevamente, esta prueba evidencia que la implementación realizada con la Topología Paralela cumple las características funcionales y el sistema podrá ser utilizado para la medición de eficiencia que será desarrollada en el próximo capítulo. Los detalles de los componentes utilizados para la implementación se detallan en la sección 4.4.1, página 131.

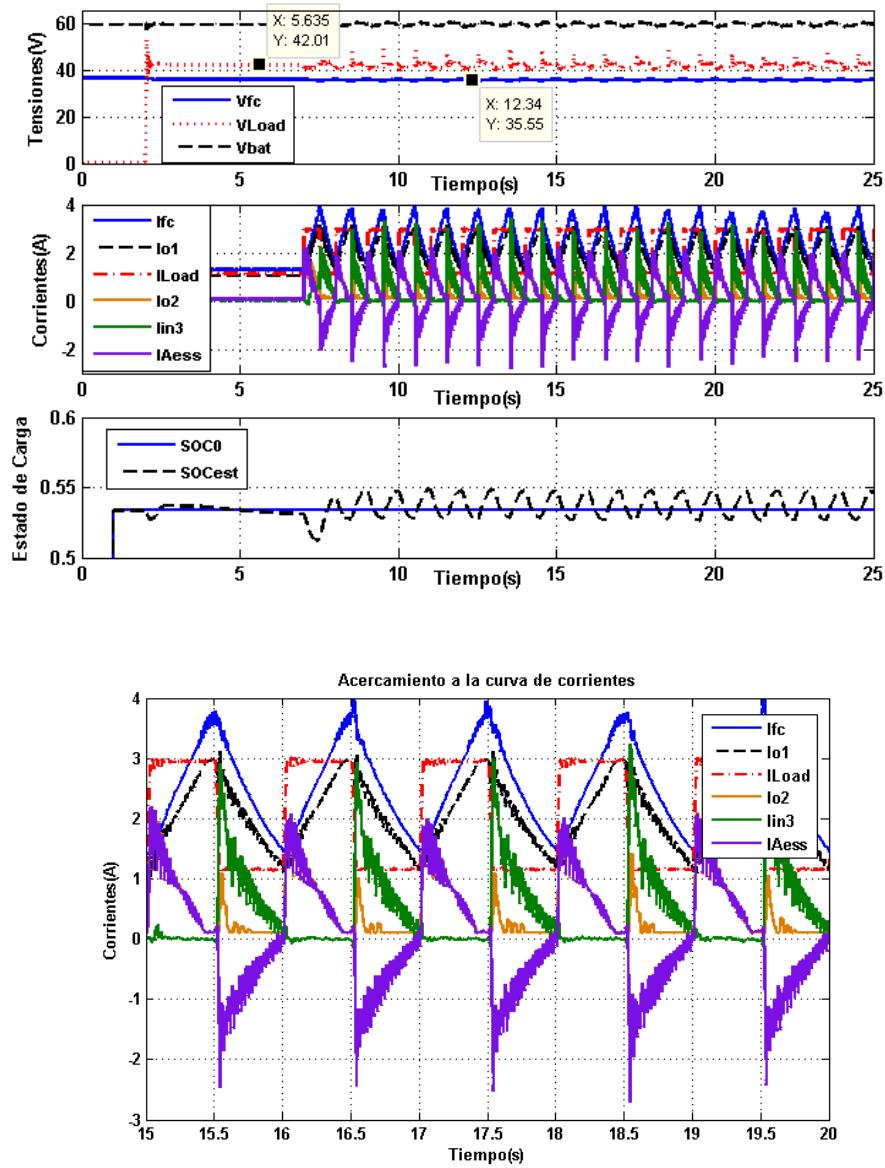


Figura 58. Resultados de implementación de la Topología Paralela ($P_{min}=50W$, $P_{max}=156.1W$, $F=1Hz$, $D=50\%$)

3.5 CONCLUSIONES

En este capítulo se analizaron las características de desempeño y condiciones de funcionamiento de las Topología Serial y Paralela. Para cada topología, se realizó un análisis multivariable de sus modelos completos, verificando que estrategias de control distribuido podían ser empleadas para regular las variables necesarias para su funcionamiento. De la misma forma, se definieron las estrategias de control de estado de carga de la batería y tensión en la carga, en base a las estrategias de control de corriente presentes en los convertidores de potencia y que fueron motivo de análisis del capítulo anterior.

Finalmente, se mostraron resultados de simulación y de implementación de las dos topologías con sus respectivos controladores, verificando el correcto funcionamiento en ambos casos, permitiendo concluir que los sistemas, tanto simulado como construido, permitirían realizar el análisis de eficiencia de estos sistemas que será realizado en el siguiente capítulo.

CAPÍTULO 4. ANÁLISIS DE EFICIENCIA DE LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN

En este capítulo, se realizará el análisis de eficiencia energética de las topologías de interconexión Serial y Paralela al analizar diversos elementos, tales como las condiciones de operación de las topologías respecto a los flujos de energía entre sus elementos (fuente principal, fuente auxiliar y carga eléctrica), condiciones operativas de los convertidores de potencia que pueden modificar su eficiencia y la características del perfil de carga del sistema.

El análisis empleó simulaciones de las topologías de interconexión utilizando relaciones estáticas de los convertidores de potencia, información de experimentos realizados en el laboratorio con un perfil de carga establecido, además del trabajo realizado por Ramos-Paja *et al* [89] donde se establecieron criterios de selección de la topología Serial o la Paralela, de acuerdo a las características de la carga, con la consideración de emplear eficiencias constantes en su análisis.

Finalmente, se propone un procedimiento para establecer qué topología resultaría conveniente, de acuerdo a las características del perfil de carga.

4.1 ANÁLISIS DE FLUJOS DE ENERGÍAS DE LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN Y EFICIENCIA DE LOS CONVERTIDORES DE POTENCIA

En esta sección, se realizará el análisis de los flujos de energía que se presentan en las topologías de interconexión serial y paralela. Como se comentó con anterioridad, la pila de combustible solo estará en capacidad de generar señales de bajo contenido armónico, las cuales y de acuerdo a la limitación de *slew rate* realizada, no exceden los 0.5Hz [28, 161]. Por su parte, el SAAE (batería, en este trabajo) se encargará en suplir las componentes armónicas de alta frecuencia de la carga, asemejando su funcionalidad a un filtro pasoaltos. Teniendo en cuenta estos aspectos, el análisis realizado, basado en la estrategia descrita en [89] tuvo en cuenta que el perfil de carga puede contener una componente variante en el tiempo y de otra que puede mantenerse constante o cambiar muy lentamente, que por lo general serán suplidas por el SAAE y la FC, respectivamente. En la Figura 59 se muestran los flujos de energía que se consideraron para analizar la eficiencia de las topologías serial y paralela.

Se realizó el análisis de flujos de energía de dos maneras distintas. En una de ellas, se consideraron flujos netos de energía desde la FC y el SAAE para suplir una carga determinada y en el otro análisis se

consideró la energía total producida por la FC, en términos de las componentes variantes (AC) e invariantes en el tiempo (DC) del perfil de carga.

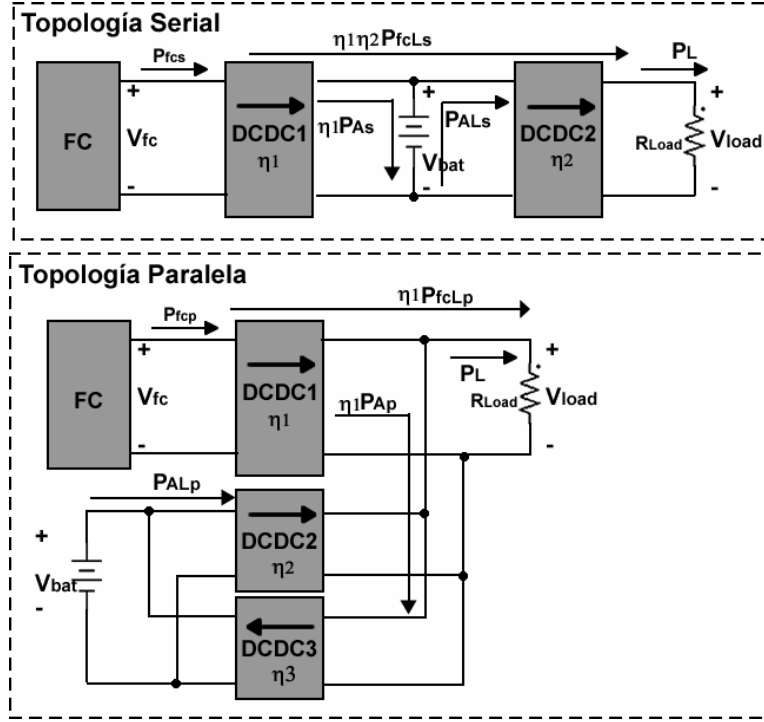


Figura 59. Flujos de energía considerados para el análisis de eficiencia de la topologías

4.1.1 Análisis de flujos de energías generados por la pila de combustible y el SAAE de acuerdo a la carga

De acuerdo a la Figura 59, es posible diferenciar los aportes de energía de la FC y el AESS, de tal forma que se cumpla la demanda de la carga y se mantenga regulado el SOC. Este análisis tiene en cuenta condiciones de operación estacionaria, despreciando las acciones transitorias de las señales de tensión y corriente de los convertidores ante un eventual cambio de corriente en la carga, además de que el perfil de carga debe ser igual para las dos topologías.

Para las topologías, se pueden diferenciar dos modos de operación. El primero de ellos consiste en suplir energía a la carga. Esta energía fluirá desde la FC y el SAAE para suplir la demanda P_L , que dado el análisis que se está realizando. Este modo de funcionamiento puede expresarse mediante (47) para la Topología Serial y (48) para la Topología Paralela. De las expresiones, se pueden observar las eficiencias de los convertidores de acuerdo a la topología, el término P_{fcLx} es la potencia generada de la FC a la carga, mientras que P_{ALx} es la potencia generada del SAAE a la carga. Como se verá más adelante, la eficiencia

de los convertidores debe considerarse cuidadosamente de acuerdo a la topología, ya que cada convertidor actúa de manera diferente de acuerdo a la configuración actual del sistema.

$$P_L = \eta_{1S} \eta_{2S} P_{fcLs} + \eta_{2S} P_{ALs} \quad (47)$$

$$P_L = \eta_{1P} P_{fcLP} + \eta_{2P} P_{ALP} \quad (48)$$

El segundo modo de funcionamiento consiste en la recarga del SAAE desde la pila de combustible, expresiones que se muestran en (49) y (50) para las topologías serial y paralela, respectivamente.

$$P_{ALs} = \eta_{1S} P_{As} \quad (49)$$

$$P_{ALP} = \eta_{1P} \eta_{3P} P_{AP} \quad (50)$$

De (49) y (50) se observa que la energía que se está reponiendo de la FC, demarcada como P_{Ax} restituirá la potencia que se envió desde el SAAE a la carga P_{ALx} en el modo de funcionamiento de regulación de carga. Por lo tanto, es posible expresar la potencia total generada por la pila de combustible en ambas topologías, como se expresa en (51) para la serial y (52) para la paralela:

$$P_{Fcs} = P_{FcLs} + P_{As} = \frac{P_L}{\eta_{1S} \eta_{2S}} \quad (51)$$

$$P_{FcP} = P_{FcLP} + P_{Ap} = \frac{\eta_{3P} P_L + P_{ALP} (1 - \eta_{2P} \eta_{3P})}{\eta_{1P} \eta_{3P}} \quad (52)$$

De estas dos expresiones, se pueden deducir algunas particularidades funcionales de cada topología. Una de ellas es que para la Topología Serial, la potencia generada de la FC es completamente independiente de cualquier aporte que realice el SAAE; mientras que en la Topología Paralela, la eficiencia está relacionada con el monto de energía que sea generado por el SAAE para la regulación de la carga [89]. También se aprecia la dependencia de la eficiencia de los convertidores de potencia en las topologías y la relación con la eficiencia del sistema completo. Sin embargo y como se apreciará más adelante, la eficiencia de un convertidor de potencia depende de sus condiciones de operación (tensiones de entrada y salida, potencia, temperatura, dispositivos de potencia utilizados, elementos de protección adicionales).

4.1.2 Análisis de energía generada por la pila de combustible de acuerdo a las características del perfil de carga

Para este análisis, se realizó una diferenciación del tipo de energía que se presenta en el perfil de carga P_L , de acuerdo a una componente constante y/o poco variante en el tiempo (componentes DC) y una componente variante en el tiempo (componentes AC). De igual manera, se emplearán magnitudes de señales de forma estática, cuya abstracción a las señales variantes se puede realizar con valores RMS respecto a una señal periódica que puede definirse de acuerdo al perfil de carga.

Los flujos de energía que salen desde la FC, que en la práctica son equivalentes a DC, debe tenerse en cuenta un flujo de energía que se dirigirá al SAAE para compensar el aporte de éste sistema auxiliar para regular una variación de carga de alta frecuencia, considerando que esta señal generada será de baja frecuencia, tal como se observó en el capítulo anterior. Luego, si en la carga se presenta un perfil con un nivel constante y con variaciones esporádicas, la energía saldrá prácticamente que en su totalidad desde la FC, con una acción del SAAE que puede despreciarse.

Para realizar esta descripción, se asume que la carga P_L está compuesta por una componente DC, P_{LDC} y otra AC, P_{LAC} . La primera proviene enteramente de la FC y la segunda del SAAE. La descripción de estas señales se muestra en (53) para la topología serial y (54) para la topología paralela.

$$P_L = P_{LDC} + P_{LAC} = \eta_{1S}\eta_{2S}P_{FCL} + \eta_{2S}P_{AL} \quad (53)$$

$$P_L = P_{LDC} + P_{LAC} = \eta_{1P}P_{FCL} + \eta_{2P}P_{AL} \quad (54)$$

Ahora, como el SOC debe reponerse después de la descarga de una componente P_{AL} , se asume que dicha energía es equivalente a la componente AC de la carga, la cual deberá generarse desde la FC. Esta componente, llamada P_A , se relaciona con la componente AC de la carga, tal como puede observarse en (55) para la topología serial y (56) para la topología paralela:

$$P_A = \frac{P_{AL}}{\eta_{1S}} ; P_{AL} = \frac{P_{LAC}}{\eta_{2S}} \Rightarrow P_A = \frac{P_{LAC}}{\eta_{1S}\eta_{2S}} \quad (55)$$

$$P_A = \frac{P_{AL}}{\eta_{1P}\eta_{3P}} ; P_{AL} = \frac{P_{LAC}}{\eta_{2P}} \Rightarrow P_A = \frac{P_{LAC}}{\eta_{1P}\eta_{2P}\eta_{3P}} \quad (56)$$

Finalmente, puede establecerse una relación entre la potencia generada por la pila de combustible y las componentes de baja y alta frecuencia del perfil de carga, al sumar las componentes PFCL y P_A de cada

topología. Las expresiones finales para la potencia generada de acuerdo al perfil de carga, se muestran en (57) y (58) para las Topologías Serial y Paralela, respectivamente.

$$P_{FC} = \frac{P_{LDC}}{\eta_{1S}\eta_{2S}} + \frac{P_{LAC}}{\eta_{1S}\eta_{2S}} = \frac{P_L}{\eta_{1S}\eta_{2S}} \quad (57)$$

$$P_{FC} = \frac{P_{LDC}}{\eta_{1P}} + \frac{P_{LAC}}{\eta_{1P}\eta_{2P}\eta_{3P}} \quad (58)$$

Puede notarse que (57) es equivalente a (51), mostrando que ambos convertidores influyen en la cantidad de energía que debe ser generada por la FC para mantener los objetivos de control del sistema (tensión de salida y estado de carga del SAAE). Además, no interesa si la señal de carga es puramente DC o AC, ambos convertidores afectarán el desempeño de la pila de combustible.

De (58), se aprecia que la componente DC de la carga, se genera por el convertidor DCDC1. De igual forma, la componente adicional de potencia generada por la FC, que compensa los efectos de las señales de alta frecuencia de la carga, está afectada por los tres convertidores de potencia, lo cual debe ser analizado con detenimiento.

Con estas últimas expresiones, es posible realizar un análisis de eficiencia de las topologías, teniendo en cuenta que las eficiencias de los convertidores de potencia varían de acuerdo a las condiciones de operación.

4.1.3 Análisis de energía generada por la pila de combustible de acuerdo a las características del perfil de carga

Para continuar con el análisis de las topologías de interconexión y ante la posibilidad de realizar un análisis de eficiencia con datos tomados en el laboratorio, se notó la necesidad de realizar una aproximación de las pérdidas de los convertidores de potencia, las cuales son provocadas principalmente por resistencias en los semiconductores de potencia y resistencias parásitas de los inductores y los capacitores [139], además de posibles elementos de protección de los convertidores.

En esta aproximación de pérdidas para los convertidores Buck y Boost, se tuvieron en cuenta las pérdidas causadas por la resistencia parásita del inductor r_L , la resistencia dren-fuente que se activa mientras el MOSFET de potencia conduce corriente r_{ds} y el efecto del diodo de potencia en encendido, cuyas pérdidas dependen de la tensión de activación del dispositivo V_F y la resistencia interna r_F del elemento. Además, las ecuaciones que permiten describir las pérdidas consideran valores RMS en la corriente de la carga I_{Load}

(calculado sobre un periodo de conmutación del convertidor) y el valor en equilibrio del ciclo de trabajo D del convertidor (ciclo de trabajo complementario $1-D=D_p$). La ecuación que relaciona las pérdidas del convertidor Boost se muestra en (59), mientras que la del convertidor Buck se muestra en (60).

$$P_{LOSS} = r_{ds} D \left(\frac{I_{Load}}{D_p} \right)^2 + V_F I_{Load} + \frac{r_F}{D_p} I_{Load}^2 + r_L \left(\frac{I_{Load}}{D_p} \right)^2 \quad (59)$$

$$P_{LOSS} = r_{ds} D I_{Load}^2 + D_p V_F I_{Load} + D_p r_F I_{Load}^2 + r_L I_{Load}^2 \quad (60)$$

De estas expresiones puede observarse como la posibilidad de que convertidores similares, los cuales tienen resistencias parásitas, tensiones de activación de semiconductores, entre otras propiedades equivalentes, pueden tener eficiencias completamente diferentes de acuerdo a la relación de tensiones de entrada y salida (ciclo de trabajo) y la carga a la salida, teniendo en cuenta una carga similar para ambos casos. Por ello, es normal que los convertidores DCDC1 de la Topología Serial y DCDC1 de la Topología Paralela tengan diferencias en sus pérdidas, debidas a los puntos de trabajo de los convertidores.

También, de estas expresiones, es posible observar que una adecuada selección en los dispositivos de potencia permitirá reducir las pérdidas debidas a la conmutación, aspecto que complementado con una estrategia de control adecuada, mantendría una eficiencia elevada en el convertidor de potencia en régimen de funcionamiento.

4.2 RELACIONES DE EFICIENCIA PARA LAS TOPOLOGÍAS DE INTERCONEXIÓN Y REQUERIMIENTOS ADICIONALES PARA EL ANÁLISIS

En la sección anterior, se dedujeron algunas expresiones que permitirán relacionar la eficiencia de las topologías de interconexión respecto a un perfil de carga, que pueda incluir componentes de DC, relacionadas con niveles de cargas constantes u *offsets* en el perfil de carga y componentes variantes en el tiempo, tal como es el caso de cargas que se comportan en ciclos de encendido-apagado típicas en automóviles, residencias, equipos de comunicación, entre otras.

Este análisis está basado para satisfacer cualquier perfil de carga bien definido. Sin embargo, los resultados de validación mediante simulación y experimentación consideraron un perfil de carga pulsante que, como se mencionó en secciones anteriores, permite evaluar el desempeño de un sistema de

generación con limitaciones en ancho de banda limitado y que contiene una fuente de almacenamiento auxiliar para suplir la demanda de alto contenido armónico del perfil de carga.

Como se verá más adelante, no se logra obtener una expresión explícita de qué topología seleccionar de acuerdo a las características del perfil de carga, pero si se logran establecer condiciones para emplear una topología en particular, de acuerdo a las características de la carga, específicamente en base a una relación entre la energía aportada por la componente cuasi constante con respecto a la componente variante; es decir, se podrá determinar una topología adecuada de acuerdo a la excursión del perfil de carga y el nivel mínimo o invariante considerado.

La primera tarea realizada fue establecer la energía total generada por la FC para cada una de las topologías, en términos de las componentes de energía de la carga. Como elemento para la relación entre las energías DC y AC se definió como:

$$k_E = \frac{E_{DC}}{E_{AC}}; \forall E_{AC} > 0 \quad (61)$$

De esta manera, se puede relacionar la energía de la carga respecto a una de las componentes, lo cual permitirá simplificar el análisis. La energía total generada para la FC se muestra en (62) para la Topología Serial y (63) para la topología Paralela, expresiones derivadas de (57) y (58).

$$E_{GS} = \frac{E_{LDC} + E_{LAC}}{\eta_{1S}\eta_{2S}} ; E_{GS} = \frac{E_{LAC}(1 + K_E)}{\eta_{1S}\eta_{2S}} \quad (62)$$

$$E_{GP} = \frac{E_{LDC}}{\eta_{1P}} + \frac{E_{LAC}}{\eta_{1P}\eta_{2P}\eta_{3P}} ; E_{GP} = \frac{E_{LAC}(1 + K_E\eta_{2P}\eta_{3P})}{\eta_{1P}\eta_{2P}\eta_{3P}} \quad (63)$$

Ahora, como las ecuaciones (62) y (63) relacionan la energía generada en cada topología de acuerdo a las exigencias de la carga, es posible establecer una relación entre estas dos energías, denotada como R_{EG} (Relación de Energías Generadas), tal como se muestra a continuación:

$$R_{EG} = \frac{E_{GS}}{E_{GP}} ; R_{EG} = \frac{\eta_{1P}\eta_{2P}\eta_{3P}(1 + K_E)}{\eta_{1S}\eta_{2S}(1 + \eta_{2P}\eta_{3P}K_E)} \quad (64)$$

Este término se observa que está relacionado implícitamente con el perfil de carga, además de una influencia directa de las eficiencias de los convertidores de potencia en cada topología. Esta proporción,

tal como se definió, permite establecer qué topología resulta más eficiente para un mismo perfil de carga, así:

- Si R_{EG} es **mayor a la unidad**, implica que el término en el numerador es mayor al denominador y por lo tanto, el sistema más eficiente será el implementado con la **Topología Paralela**.
- Si, por el contrario, R_{EG} es **menor a la unidad**, el término en el numerador es menor al denominador, relacionado con una mayor generación de energía en la Topología Paralela. Por lo tanto, el sistema más eficiente será el implementado con la **Topología Serial**.
- En caso de que R_{EG} sea **igual a la unidad**, se generará la misma energía por parte de la pila de combustible para ambas topologías y se puede afirmar que ambas topologías son **igual de eficientes**.

Como puede observarse de (62), las eficiencias de los convertidores afectarán significativamente la eficiencia de las topologías. Por lo tanto, para determinar si una topología en particular resulta altamente eficiente de acuerdo a un perfil de carga, se debe analizar por completo esta expresión.

4.2.1 Consideraciones adicionales para realizar al análisis de eficiencia: Perfil de carga empleado y características de las señales.

Debido a que el análisis tiene en cuenta las características de un perfil de carga que muestre un nivel de potencia que puede considerarse constante como una componente variante en el tiempo, es posible emplear una señal pulsante con un *offset*, tal como se muestra en la Figura 60. Básicamente, el perfil de carga utilizado tiene una componente DC presente marcada como P_{pre} , asociado a un valor de precarga que tendrán las topologías y emulará la presencia de una carga permanentemente conectada al bus de carga. Además, el perfil muestra una componente de carga periódica con amplitud pico a pico A_p , frecuencia $1/T_s$ y ciclo de trabajo D_s , para diferenciarlo de los ciclos de trabajo de los convertidores de potencia. Lo importante de esta carga es que tiene componentes de todas las frecuencias, lo cual resulta útil para validar el funcionamiento de un sistema de generación cuya fuente tiene un ancho de banda limitado, además de que esta carga u otras con comportamiento similar (variaciones de tipo escalón periódicas y aperiódicas), se presenta frecuentemente en diversas aplicaciones industriales, automotrices, sistemas de comunicaciones o incluso, el comportamiento cíclico del encendido de electrodomésticos de un hogar [28, 36, 89, 137, 159, 162].

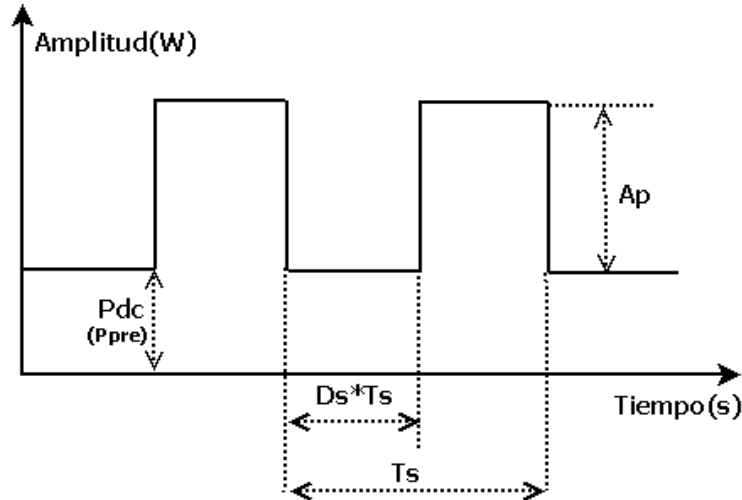


Figura 60. Perfil de carga considerado para el análisis de eficiencia y validación de los montajes de laboratorio

Como se observó en el capítulo anterior, específicamente en las páginas 88, 89 y 90 donde se muestran resultados de simulación y validación experimental de la Topología Serial y en la Páginas 104 y 106 para el caso de la Topología Paralela, la señal de corriente generada por la FC se ha limitado en *slew rate* y se observa que cuando la frecuencia del perfil de carga es elevada, la limitación de ancho de banda de esta corriente permite asemejar la corriente generada a una señal de DC o una señal centrada en un valor de corriente específico, con una excursión de señal que depende de la frecuencia de la carga. Por lo tanto, al tener perfiles de carga con frecuencias bajas, se puede observar una variación en el nivel de la corriente generada por la FC; pero cuando esta frecuencia de variación de carga es muy alta, la corriente generada desde la FC será casi constante.

A su vez, se observó cómo en el arranque del sistema, la variable de Estado de Carga muestra una respuesta dinámica de descarga bastante fuerte, debida a la acción de la batería. Al cabo de unos 20 o 30 segundos, esta dinámica ha desaparecido y se puede observar que el SOC se encuentra oscilando con una amplitud reducida alrededor de un valor de referencia. Igualmente, se observa como prácticamente las corrientes generadas por la FC y el SAAE se vuelven periódicas, con amplitudes y frecuencias fijas después de que el SOC se mantiene regulado. En este punto, puede afirmarse que el sistema ha alcanzado el estado de equilibrio y que pueden emplearse mediciones para señales periódicas, que son bastante útiles para el análisis de eficiencia del sistema. Por ello, las magnitudes del sistema pueden referirse a señales RMS, calculadas para el periodo del perfil de carga.

Además, a partir de este tiempo, para el sistema en cuestión, los transitorios de arranque han finalizado y es posible realizar un análisis de eficiencia y mediciones energéticas que contemplan variaciones propias del sistema en estado de equilibrio.

En conclusión, el análisis de eficiencia se realizará de acuerdo a la medición de señales de corrientes y tensiones RMS, una vez concluyan los transitorios de arranque del sistema y se establezca correctamente el SOC de la batería sobre el valor de referencia, acciones que toman aproximadamente 30 segundos (aspecto confirmado vía experimental). De igual forma, las energías que se utilizan tanto en la simulación como en la experimentación, deberán ser medidas después de estas transiciones, ya que estos eventos suelen exhibir altas energías y pueden afectar el análisis de los sistemas, debido a que las energías durante el arranque suelen ser diferentes, al menos en magnitud, de acuerdo a las tensiones de la FC, la batería e inclusive, las condiciones de arranque del sistema.

4.3 VALIDACIÓN DE LAS RELACIONES DE EFICIENCIA ESTABLECIDAS MEDIANTE SIMULACIÓN

En esta sección, se iniciará con la validación de la metodología para establecer la eficiencia de las topologías de interconexión, en base a la relación (74) de la página 150 y la consideración de utilizar convertidores de potencia, cuya eficiencia depende de las condiciones de operación (tensiones y corrientes del sistema) y los parámetros de los dispositivos con que fueron ensamblados. Para ello, vale la pena establecer dichos parámetros, los cuales fueron extraídos de las hojas características de los dispositivos electrónicos y mediciones realizadas a los elementos de circuito de los montajes realizados. Estos parámetros se resumen en la Tabla 12 para ambas topologías. Vale la pena mencionar una resistencia adicional, r_{Relay} que se conectará en serie a la resistencia r_L de los inductores de los convertidores DCDC1 y DCDC3 para las Topologías serial y paralela y representa la resistencia de un relé de protección adicionado al convertidor Boost, que interrumpe el paso de corriente en caso de presentarse un evento de sobrecarga en el convertidor.

En la Tabla 12 también se incluyen las características de la variación de la carga, tanto en periodos usados en la señal, como en los ciclos de trabajo. De igual manera, se muestra el nivel de precarga o P_{DC} de la carga y el incremento de carga máxima. En la práctica, se empleó una resistencia de precarga de 35.2Ω (50.1W) y mediante relés se activaban hasta tres cargas adicionales de aproximadamente 42.85Ω , que equivale a incrementos de 41.2W cada vez que se usa una de ellas. Por lo tanto, en los experimentos se tendrá una carga mínima de 50.1W y cargas máximas de 91.3W, 132.5W y 164.7W, las cuales varían en cuatro periodos (0.25s, 0.50s, 1.00s y 2.50s) y con ciclos de trabajo entre 10% y 90%, tal como se muestra en la tabla.

Evidentemente, estas características en la carga están relacionadas con las componentes DC y AC de energía del perfil de carga, lo cual será analizado más adelante. La razón de los aumentos de carga de esta

forma, obedeció al desempeño de los dispositivos de potencia (específicamente el MOSFET en el convertidor Boost) ante el aumento de su temperatura, por lo que tuvo que limitarse la potencia máxima que podría generar la FC para evitar el deterioro de los dispositivos.

Tabla 12. Parámetros considerados para el análisis de eficiencia de los sistemas mediante simulación

Topología Serial							
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$r_{ds}(DCDC1)$	80 mΩ	$r_L(DCDC1)$	9.8 mΩ	$r_d(DCDC1)$	14.4mΩ	$V_f(DCDC1)$	0.86 V
$r_{ds}(DCDC2)$	80 mΩ	$r_L(DCDC2)$	10.1mΩ	$r_d(DCDC2)$	14.4mΩ	$V_f(DCDC2)$	0.86 V
V_g	36 V	V_{bat}^{**}	62 V	V_{Load}	42 V		
$r_{Relay}(DCDC1)$	50 mΩ	D_1	0.4194	D_2	0.6774		
Topología Paralela							
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$r_{ds}(DCDC1)$	80 mΩ	$r_L(DCDC1)$	9.8 mΩ	$r_d(DCDC1)$	14.4mΩ	$V_f(DCDC1)$	0.86 V
$r_{ds}(DCDC2)$	80 mΩ	$r_L(DCDC2)$	10.1mΩ	$r_d(DCDC2)$	14.4mΩ	$V_f(DCDC2)$	0.86 V
$r_{ds}(DCDC3)$	80 mΩ	$r_L(DCDC3)$	9.8 mΩ	$r_d(DCDC3)$	14.4mΩ	$V_f(DCDC3)$	0.86 V
$r_{Relay}(DCDC1)$	50 mΩ	V_g	36 V	V_{bat}^{**}	62 V	V_{Load}	42 V
$r_{Relay}(DCDC3)$	50 mΩ	D_1	0.1667	D_2	0.6774	D_3	0.3226
Perfil de Carga							
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Precarga (P_{pre})	50.1 W (50.1Ω)	Incremento Carga*(dP_{peak})	41.2 W (42.85Ω)	Tensión de carga	42V	Periodos (T_s)	0.25 s, 0.5 s, 1s, 2.5 s
Pmax1	91.3 W	Pmax2	132.5 W	Pmax3	164.7 W	Ciclos de trabajo (D_s)	10 % a 90%

*Este incremento de carga se fijó para evitar calentamiento en los MOSFET de potencia que, como se observa, presentan baja resistencia y el efecto contrario está relacionado a la pobre capacidad de disipación que puede llevar a su deterioro ante periodos largos de operación.

**Tensión final esperada en el modelo de la batería cuando SOC=75%, con el modelo empleado en la simulación

A continuación se expone la metodología empleada para simular las topologías de interconexión de tal manera que puedan realizarse pruebas extensas sin requerir grandes recursos tanto de procesamiento como de almacenamiento de datos y que facilitaron la comparación de resultados entre los modelos simulados y la implementación.

4.3.1 Estrategia de simulación de los convertidores de potencia para el análisis de eficiencia

En el capítulo anterior, se realizó la implementación completa de cada una de las topologías, teniendo en cuenta sus estrategias de control, tanto de alto como de bajo nivel. Sin embargo, esta metodología de simulación consume demasiados recursos en un computador personal y simulaciones tan extensas, donde se simulan condiciones experimentales en los órdenes de cientos de segundos, puede tardar varios minutos. Por este motivo, se recurrió al uso de los conceptos expuestos en [163], donde se expone el elemento **fuerza de poder**, el cual permite expresar la interacción entre la potencia de entrada con la potencia de salida de un sistema, teniendo en cuenta su eficiencia. La ecuación que rige este elemento de circuito es:

$$\begin{aligned} P_{out} &= \eta P_{in} \\ V_{out} I_{out} &= \eta V_{in} I_{in} \end{aligned} \quad (65)$$

Se puede observar que la eficiencia del sistema relacionará la potencia de salida con la potencia de entrada al elemento, mediante una relación completamente estática. Esta abstracción puede llevarse a los convertidores de potencia sin ninguna dificultad e inclusive, si se emplean filtros o limitadores de *slew rate*, es posible simular el comportamiento de los convertidores de potencia de las topologías de interconexión en función de variables externas a éste. La implementación de las topologías se realizó en Matlab [144] y se utilizaron elementos como fuentes de tensión, fuentes de corriente, elementos de medida, algunos elementos pasivos como resistencias y condensadores y se empleó un modelo de batería similar al utilizado en la implementación, incluido en el entorno de Matlab. En la Figura 61 se muestra a manera de ejemplo, el esquema de la Topología Serial y la forma en que se implementaron los convertidores. El uso de fuentes dependientes de corriente permite asignar valores a las corrientes de entrada y salida del convertidor, en base a cálculos de variables externas como tensiones, corrientes y potencias, además del cálculo de la eficiencia del convertidor con pérdidas, mencionadas en la sección 4.1.3. Por ejemplo, se observa en la Figura 61 que la corriente de entrada al convertidor I_{in} toma una referencia limitada de la demanda de potencia a la entrada, se produce una división contra la tensión de entrada y se pasa por un filtro de segundo orden de frecuencia 0.5Hz que emula la limitación de *slew rate* ya mencionada. Al mismo tiempo, la corriente de salida del convertidor se calcula en base a (65), teniendo en cuenta que I_{in} fue calculado con anterioridad, V_{in} y V_{out} son señales medidas y η depende de algunos

parámetros de la potencia de entrada y salida y los parámetros de los dispositivos del montaje que se muestran en la Tabla 12.

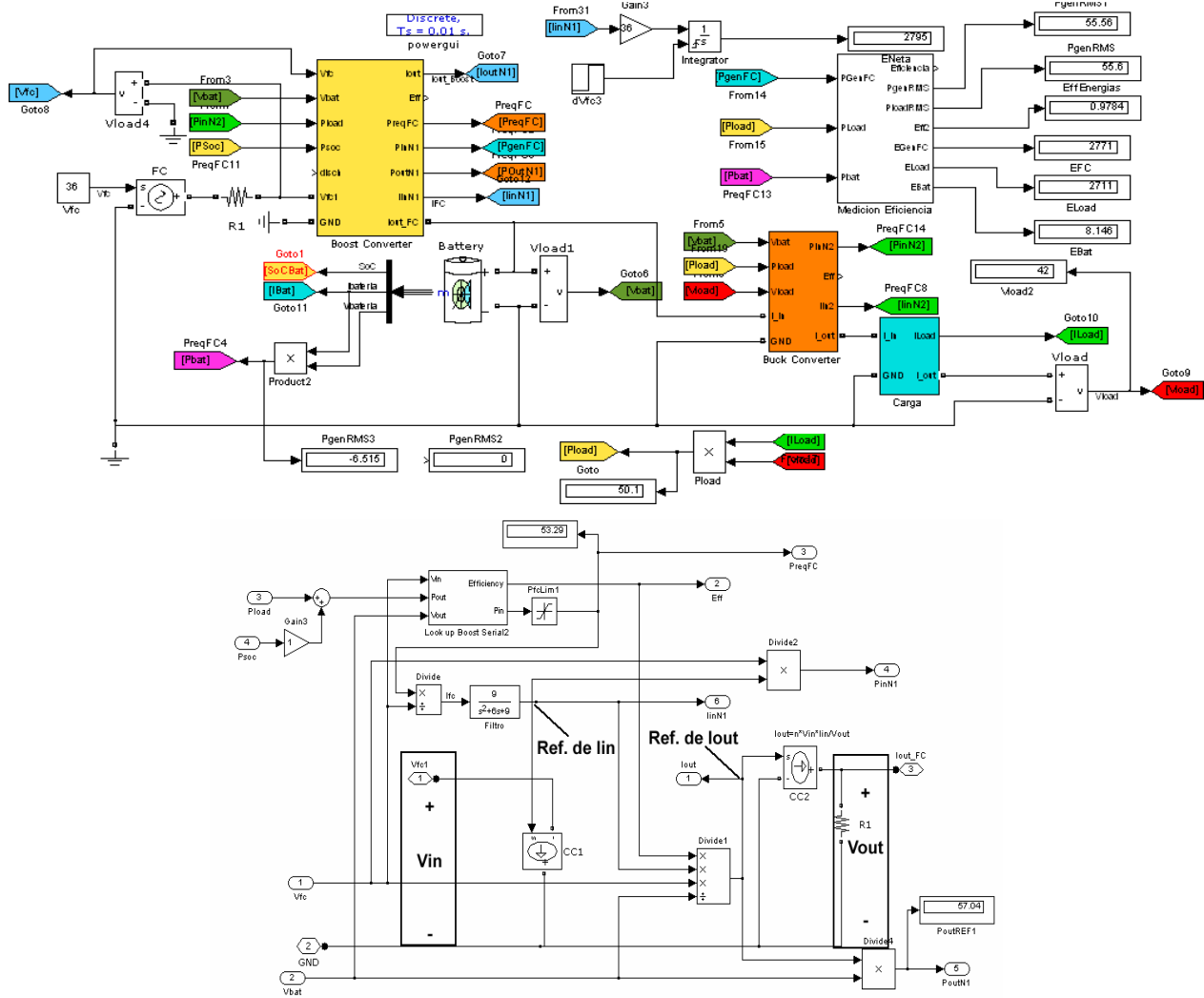


Figura 61. Implementación de la Topología Serial en Matlab con convertidores estáticos

Respecto a las estrategias de control de alto nivel, tales como la coordinación de flujos de energía en la Topología Paralela y el control de Estado de Carga de ambas topologías, fueron mantenidas en funcionamiento, ya que el uso de esta simplificación en los convertidores permite considerarlos como fuentes estáticas respecto a las altas frecuencias, pero el comportamiento de baja frecuencia, propio de estas estrategias de control, además de la limitación de *slew rate* de la FC, debe mantenerse para observar la operación del sistema. En la Figura 62 se muestra un ejemplo de simulación con esta metodología en la Topología Serial, para un perfil de carga con componente de DC de 50.1W y carga pulsante con periodo 1s, ciclo de trabajo de 50% y amplitud de 82.32W, con regulación del SOC de la batería en 75%. En la Figura 63 se muestra una prueba similar para la Topología Paralela.

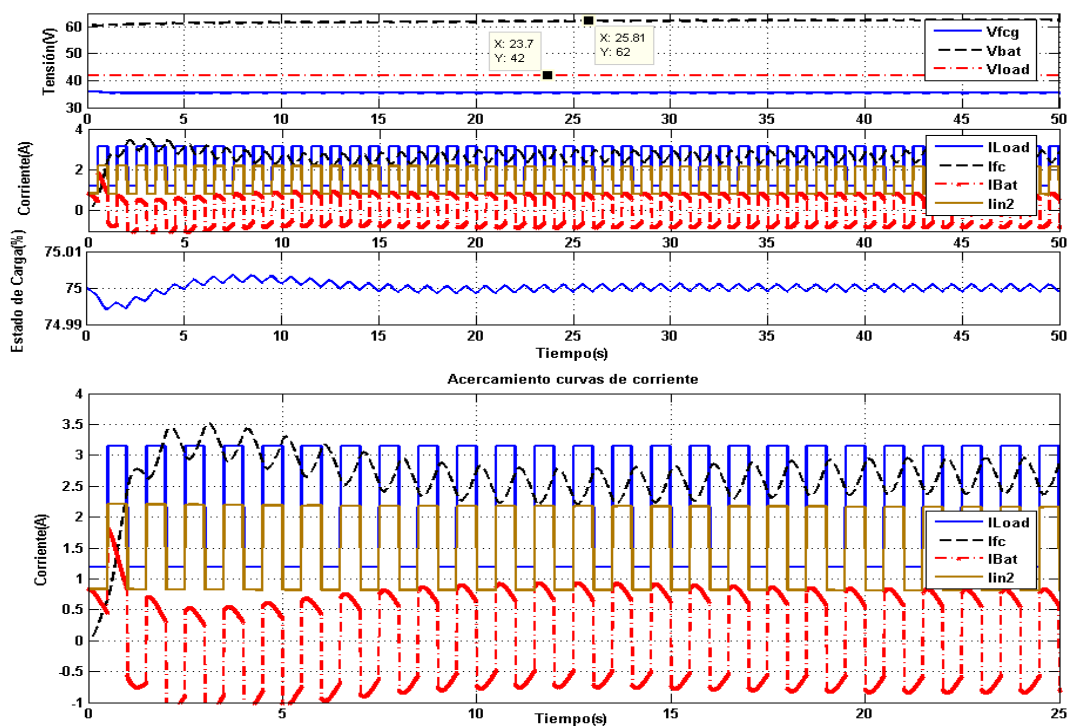


Figura 62. Resultados de simulación de la Topología Serial considerando convertidores con comportamiento estático ($P_{min}=50.1W$, $P_{max}=132.42W$, $D=50\%$, $T_s=1s$)

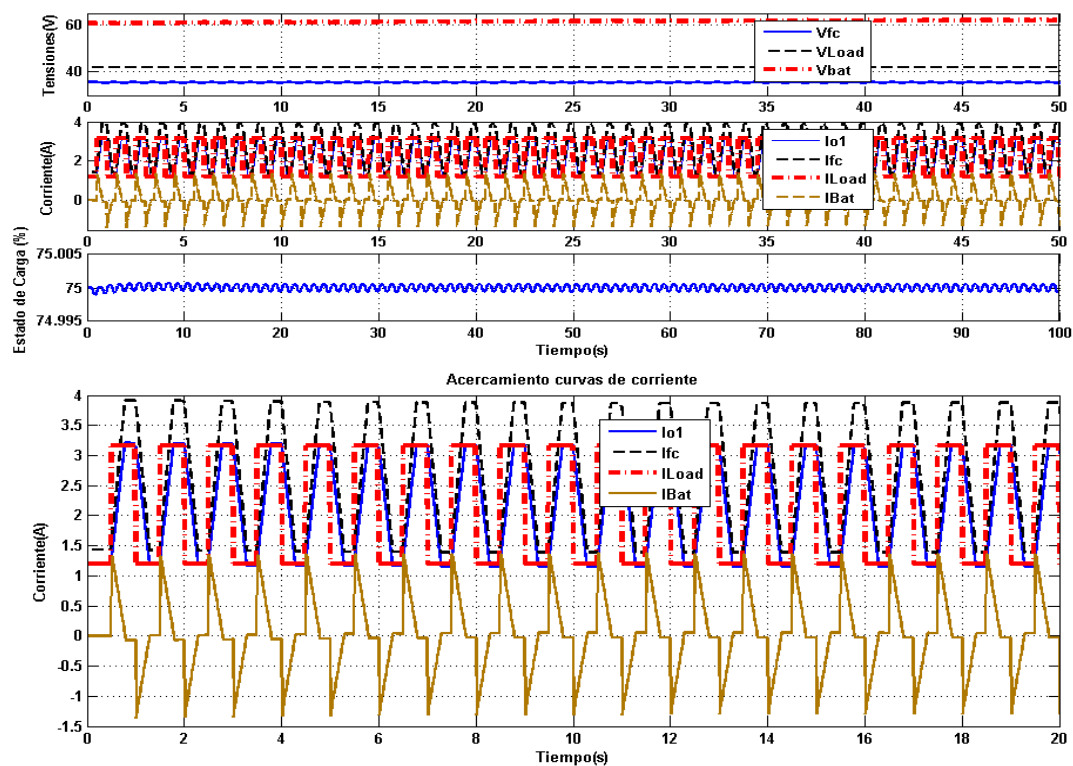


Figura 63. Resultados de simulación de la Topología Paralela considerando convertidores con comportamiento estático ($P_{min}=50.1W$, $P_{max}=132.42W$, $D=50\%$, $T_s=1s$)

4.3.2 Análisis de los perfiles de carga seleccionados y expresiones de las eficiencias de los convertidores respecto al perfil de carga

El uso del perfil de carga mostrado en la sección 4.2.1 permite facilitar el análisis de eficiencia, debido a que la estructura de este perfil es bastante simple y el cálculo de energías o de valores RMS de la carga se simplifica bastante.

Para las pruebas se seleccionaron tres perfiles de carga. Cada uno de ellos con un nivel de potencia en DC de 50.1W y una componente de AC que puede tener una de estas tres amplitudes: 41.2W (dP_{peak}), 82.4W ($2dP_{peak}$) y 123.6W ($3dP_{peak}$). Además, se seleccionaron 4 periodos diferentes de variación de carga (0.25s, 0.50s, 1.00s y 2.50s) y variación del ciclo de trabajo entre 10% y 90%.

La frecuencia del perfil de carga permite establecer condiciones para la cuales la componente de corriente de la FC presenta mayor o menor excursión de señal. Evidentemente, ante un periodo mayor, el cambio de referencia de corriente es más notorio y se verificará si la eficiencia del sistema se modifica debido a este factor. Además, la frecuencia seleccionada será la base para calcular los valores RMS de las tensiones y las corrientes del sistema.

El ciclo de trabajo del perfil de carga afecta significativamente a la proporción de energía que se considera continua con aquella aportada por la señal variante en el tiempo, además de ser empleado para facilitar el cálculo de las eficiencias de los convertidores que, como se observó con anterioridad, la eficiencia se ve afectada por este término.

Finalmente, según lo observado en las simulaciones tanto completas como simplificadas y en la implementación, el análisis de eficiencia se realizará después de los transitorios de arranque y por lo tanto, el cálculo de energías se realizará después de los 30 s para la práctica y 50s para la simulación, puesto que en la práctica se tomaron datos durante 60 s y en la simulación se extendió a los 100 s. Por lo tanto, es posible analizar la eficiencia del sistema al analizar los valores RMS y las energías del sistema en los últimos instantes de la prueba, ya que los valores RMS mantienen un valor constante y si la simulación continuase hasta el tiempo infinito, el comportamiento del sistema se mantiene de la misma manera.

Para el perfil de carga, una expresión para el cálculo de la potencia RMS o la corriente RMS, las cuales no dependen de la frecuencia del perfil de carga:

$$P_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DsT} (P_{dc} + A_p)^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{DsY}^T P_{dc}^2 dt} = \sqrt{D_s (P_{dc} + A_p)^2 + (1 - D_s) P_{dc}^2} \quad (66)$$
$$I_{LRMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DsT} (I_{Ldc} + I_{Ap})^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{DsY}^T I_{Ldc}^2 dt} = \sqrt{D_s (I_{Ldc} + I_{Ap})^2 + (1 - D_s) I_{Ldc}^2}$$

El cálculo de las porciones de energía de DC y AC de la carga, de acuerdo a los valores mencionados con anterioridad, siendo T_c el tiempo donde se realiza el cálculo de energía, son:

$$\begin{aligned}
 E_{LDC} &= \int_0^{T_c} P_{dc} dt = 50.1W * 30s \approx 1503 \text{ J} \\
 E_{LAC1} &= \int_0^{T_c} P_{AL} dt = \int_0^{T_c} D_s A_{p1} = 30s * 41.2W * D_s \approx 1236 D_s \text{ J} \\
 E_{LAC2} &= 2E_{LAC1} \approx 2472 D_s \text{ J} \quad ; \quad E_{LAC3} = 3E_{LAC1} \approx 3708 D_s \text{ J}
 \end{aligned} \tag{67}$$

Se observa que para el cálculo de la energía en AC se requiere conocer el ciclo de trabajo, mas no la frecuencia del perfil de carga, ya que esta componente estaría activa durante $T_c D_s$ segundos, mientras que durante el resto del tiempo esta componente es cero.

Finalmente, se definen los factores k_E respecto al ciclo de trabajo, para los tres tipos de carga pico. Además, se establecerán los límites de k_E para el rango permitido del ciclo de trabajo de la carga establecido ($0.1 \leq D_s \leq 0.9$):

$$\begin{aligned}
 k_{E1} &= \frac{E_{LDC}}{E_{LAC1}} = \frac{1503}{1236 D_s} \approx \frac{1.2126}{D_s}; \quad 1.348 \leq k_{E1} \leq 12.126 \\
 k_{E2} &= \frac{E_{LDC}}{E_{LAC2}} = \frac{1503}{2472 D_s} \approx \frac{0.6080}{D_s}; \quad 0.6756 \leq k_{E2} \leq 6.08 \\
 k_{E3} &= \frac{E_{LDC}}{E_{LAC3}} = \frac{1503}{3708 D_s} \approx \frac{0.4053}{D_s}; \quad 0.4503 \leq k_{E3} \leq 4.053
 \end{aligned} \tag{68}$$

De la eficiencia de un sistema, es posible obtener su relación en términos de la potencia de salida y las pérdidas del mismo. Por lo tanto, en (69) se muestran las relaciones de eficiencia de cada uno de los convertidores de potencia de las topologías serial y paralela, teniendo en cuenta los valores RMS de las señales en el estado de equilibrio de la topología, ya que como se observó con anterioridad muchas señales toman un comportamiento periódico. Además, las tensiones de la batería y la carga tienden a valores constantes y es posible calcular la eficiencia del sistema en base a estos parámetros con relativa facilidad. Por ello, las corrientes que se muestran para cada convertidor están referidas a valores RMS de las salidas de cada convertidor: para la topología serial, la corriente de salida DCDC1 es la corriente I_{o1} y para DCDC2 la corriente de salida es la corriente de la carga (ver Figura 39, página 75). Por su parte, para la topología paralela, la corriente de salida DCDC1 es la corriente I_{o1} , la corriente de salida de DCDC2 es I_{o2} o corriente adicionada al bus para regular la carga y la corriente de salida de DCDC3 es I_{o3} , o

corriente utilizada para recargar la batería, tanto por el control de SOC como por la acción del control de corriente de absorber energía del bus (ver Figura 49, página 91). Los elementos para calcular la potencia de pérdidas del convertidor pueden extraerse de la Tabla 12. Además, en la simulación, los ciclos de trabajo se calcularán en cada instante, debido a que las tensiones exhiben pequeñas excursiones durante el desarrollo de la prueba y se decidió utilizar esta estrategia para aproximar la simulación al comportamiento real. El uso de valores RMS medidos al final del tiempo de prueba, permitirán obtener un valor de eficiencia para cada perfil de carga, permitiendo obtener conclusiones respecto a la eficiencia y las características de la carga.

$$\begin{aligned}
\eta_{1s} &= \frac{V_b I_{o1}}{(V_b + V_F) I_{o1} + I_{o1}^2 \left(\frac{r_{DS} D_1 + r_{L1}}{D_{1p}^2} + \frac{r_D}{D_{1p}} \right)} = \frac{V_b}{(V_b + V_F) + I_{o1} \left(\frac{r_{DS} D_1 + r_{L1}}{D_{1p}^2} + \frac{r_D}{D_{1p}} \right)}; D_1 = 1 - \frac{V_{fc}}{V_{bat}} \\
\eta_{2s} &= \frac{V_{Load} I_{Load}}{(V_{Load} + V_F D_2) I_{Load} + I_{Load}^2 (r_{DS} D_2 + r_D D_{2p} + r_{L2})} = \frac{V_{Load}}{(V_{Load} + V_F D_2) + I_{Load} (r_{DS} D_2 + r_D D_{2p} + r_{L2})}; D_2 = \frac{V_{load}}{V_{bat}} \\
\eta_{1p} &= \frac{V_{Load}}{(V_{Load} + V_F) + I_{O1} \left(\frac{r_{DS} D_1 + r_{L1}}{D_{1p}^2} + \frac{r_D}{D_{1p}} \right)}; D_1 = 1 - \frac{V_{fc}}{V_{Load}} \\
\eta_{2p} &= \frac{V_{Load}}{(V_{Load} + V_F D_2) + I_{O2} (r_{DS} D_2 + r_D D_{2p} + r_{L2})}; D_2 = \frac{V_{load}}{V_{bat}} \\
\eta_{3p} &= \frac{V_b}{(V_b + V_F) + I_{o3} \left(\frac{r_{DS} D_3 + r_{L3}}{D_{3p}^2} + \frac{r_D}{D_{3p}} \right)}; D_3 = 1 - \frac{V_{Load}}{V_{bat}}
\end{aligned} \tag{69}$$

Para probar las implicaciones del punto de operación, como puede apreciarse en (76), se analizó la eficiencia de los convertidores Boost (η_{1s} , η_{1p} , η_{3p}). En la Figura 64 se muestra la traza de eficiencia de estos convertidores, junto a las trazas del convertidor DCDC2 de ambas topologías, manteniendo el ciclo de trabajo y otros parámetros nominales de cada uno (de acuerdo a lo mostrado en la Tabla 12) y con variaciones en la corriente de salida entre 0 y 10Arms. Se puede observar como para corrientes inferiores a 4.5Arms en la salida de los convertidores, el convertidor η_{1s} muestra ser más eficiente que el convertidor η_{1p} , pero a corrientes superiores, se invierte la situación. Teniendo en cuenta que la potencia máxima en la carga no supera los 175W y que la componente de SOC no excede los 100W generados, implica que estos convertidores deben generar corrientes de $I_{o1smax}=4.27Arms$ e $I_{o1pmax}=6.309Arms$, por lo que a máxima carga, el convertidor DCDC1 en la Topología Serial será más eficiente que el DCDC1 en la Topología Paralela.

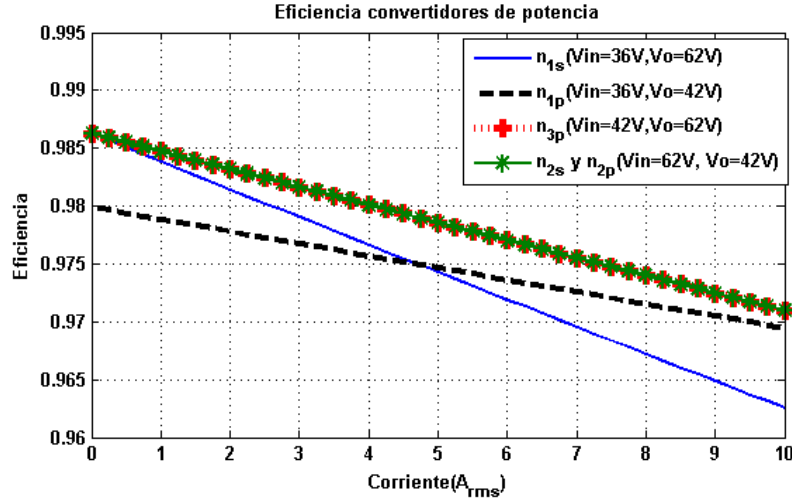


Figura 64. Eficiencias de los convertidores utilizados en las topologías de interconexión

Teniendo en cuenta valores nominales de tensiones de entrada, salida y cargas de las topologías, es posible aproximar estas ecuaciones de pérdidas en términos de la corriente RMS de salida de cada convertidor. Si estas eficiencias se remplazan en la ecuación (64) y teniendo en cuenta que el factor k_E depende únicamente de la relación energética, el término R_{EG} podría expresarse, utilizando los parámetros de la Tabla 12, como:

$$R_{EG} = \frac{\left(\frac{1}{1.0205 + 0.0011 I_{o1p}} \right) \left(\frac{1}{1.0139 + 0.0016 I_{o2p}} \right) \left(\frac{1}{1.0139 + 0.0016 I_{o3p}} \right) (1 + k_E)}{\left(\frac{1}{1.0139 + 0.0025 I_{o1s}} \right) \left(\frac{1}{1.0139 + 0.0016 I_{o2s}} \right) \left[1 + k_E \left(\frac{1}{1.0139 + 0.0016 I_{o2p}} \right) \left(\frac{1}{1.0139 + 0.0016 I_{o3p}} \right) \right]} \quad (70)$$

4.3.3 Validación del análisis de eficiencia energética

En esta etapa, se emplearon como principales elementos la expresión (64), que relaciona las energías generadas de la FC en ambas topologías respecto al perfil de carga, las expresiones en (75) donde se establecen los aportes de energía de acuerdo a los componentes del perfil de carga, las expresiones en (76) donde se utiliza la eficiencia de los convertidores y la posibilidad de emplear valores de tensión y ciclos de trabajo bien definidos, para obtener (77), que será empleada en esta sección.

La comparación de los resultados; es decir la determinación sobre qué topología resulta más adecuada para la carga en cuestión, teniendo en cuenta los valores picos que se tienen y las frecuencias, será comparado con el cálculo de eficiencia utilizando las energías en la carga respecto a la generada por la FC en el entorno de simulación, puesto que es precisamente este escenario el que se desea evaluar: **determinar qué topología requiere utilizar menor energía generada para suplir una carga determinada, que contiene elementos fijos y variantes en el tiempo.**

Las simulaciones realizadas incluyen mediciones de energía generadas por la FC, el SAAE y la consumida en la carga, además de todas las tensiones y corrientes RMS.

La metodología empleada consideró los perfiles de carga ya mencionados y se separaron por periodos del perfil. Luego, se separaron por amplitud de la señal de AC y se graficaron las eficiencias de la Topología Serial y la Topología Paralela respecto al ciclo de trabajo de la carga. Además, se complementó con una traza, también respecto al ciclo de trabajo, del factor R_{EG} que permita comparar los resultados y verificar los resultados obtenidos. Graficar respecto al ciclo de trabajo permite realizar una estimación sobre la eficiencia de las topologías de acuerdo al ciclo de trabajo de la carga y así suponer para qué condiciones una topología resultaría mejor que otra.

Este parámetro también fue empleado en [89], donde se obtuvieron conclusiones respecto al comportamiento de las topologías para un perfil de carga similar, pero con eficiencias constantes en los convertidores de potencia. Los autores establecieron mediante simulación, que la topología serial resulta más eficiente en situaciones en las que el ciclo de trabajo del perfil de carga es inferior a 50%; mientras que la topología paralela resulta más eficiente para ciclos de trabajo superiores al 50%. Esta conclusión puede obtenerse directamente del diseño de las topologías, pues un alto ciclo de trabajo implica que la señal tiende a un comportamiento de DC, para lo cual, si se consideran eficiencias constantes e iguales en las topologías, la topología paralela entregaría energía a la carga a través de un convertidor, mientras que la serial requiere dos convertidores entre la FC y la carga. Por otro lado, cuando la carga tiene mayor nivel de AC; es decir, menor valor de ciclo de trabajo, el intercambio energético entre la FC y el SAAE (para fines de mantener el SOC) suele ser más eficiente en la Topología serial que en la paralela y por este motivo, la primera suele ser mejor que la segunda en estos casos.

En la Figura 65 se muestran los resultados de las eficiencias energéticas, medidas como la relación entre la energía medida en la carga respecto a la energía que genera la FC, tomada como la energía que ingresa a los convertidores DCDC1 en ambas topologías, para los casos donde se emplea un ciclo periodo en el perfil de carga de 0.25s y se realiza uno, dos y tres incrementos en la carga. Estas gráficas incluyen la relación entre la energía generada en la Topología serial respecto a la energía generada en la Topología Paralela, el cual podría asumirse como el término $R_{eg\ medido}$ (R_{egm}) y se compara con el término R_{eg} que

puede calcularse la expresión (77) en la que, se insiste, se emplearon valores nominales de las topologías y se utilizaron los valores RMS de las corrientes medidas.

Se puede apreciar que el término R_{eg} , calculado a partir de las mediciones de corrientes RMS del sistema y la proporción de energía DC respecto a AC en la carga, tiene un comportamiento más suave que el término R_{egm} , no obstante, las regiones donde este término se vuelve mayor o menor a uno son equivalentes. Por lo tanto, es posible obtener un resultado de determinación de eficiencia energética aproximado al utilizar la expresión (76), teniendo en cuenta la configuración del sistema (cargas mínimas y máximas, tensiones en la pila de combustible, en la batería y en la carga, elementos resistivos en los dispositivos electrónicos, etcétera).

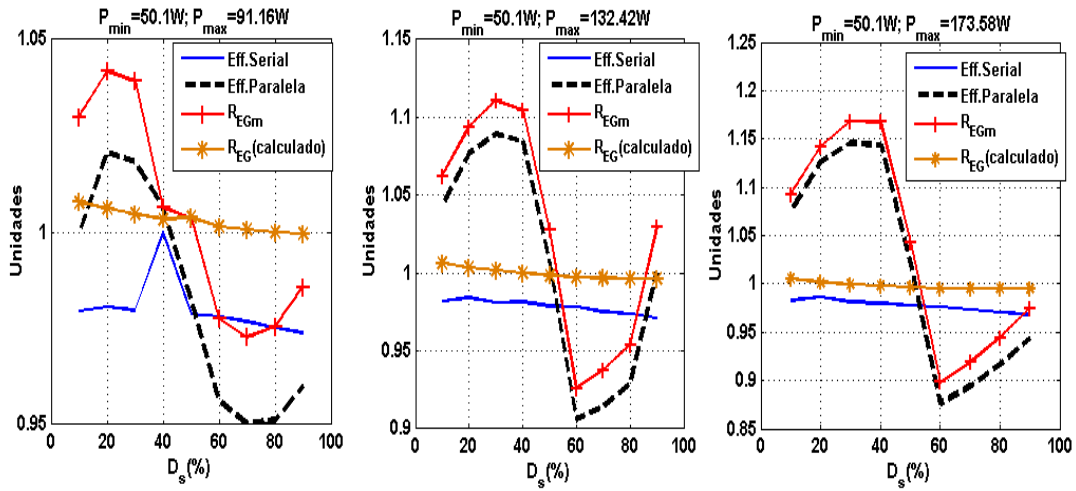


Figura 65. Análisis de eficiencia mediante simulación para $T_s=0.25s$

De la Figura 65, también puede observarse un hecho que, como se verá en las otras pruebas realizadas mediante simulación e incluso mediante pruebas experimentales, se presenta para el sistema planteado. Cuando el sistema tiene ciclos de trabajo bajos, se observa que la eficiencia de la Topología Paralela será superior a la de la Topología Serial; mientras que para ciclos de trabajo elevados la eficiencia mejora para la topología serial. Inclusive, se puede notar que cuando el ciclo de trabajo se acerca a los extremos (0% y 100%) la demanda de potencia en la carga tiende a un valor constante, ocasionando que la implementación con la Topología Paralela tienda a tener una eficiencia más alta que en el caso de la Topología Serial. Esto se puede observar al analizar las trazas de R_{EGm} y R_{EG} , las cuales tienden a valores inferiores de 1 en regiones medias del ciclo de trabajo, pero tienden a superar la unidad cuando el ciclo de trabajo ocasiona que el perfil de carga sea básicamente un valor constante.

Ahora bien, de los datos obtenidos de corriente RMS y la relación de energías calculada, tanto calculada como medida, se puede evidenciar un comportamiento de suma importancia cuando el ciclo de trabajo de

la carga se encuentra entre el 20% y el 80%, región en la que la Topología Paralela suele perder eficiencia respecto a la Topología Serial e incluso, esta última logra ser más eficiente. Cuando se presenta esta situación, en la Topología Serial se mantiene una tendencia incremental de las corrientes generadas por ambos convertidores de potencia, dado que éstos están unidos en serie. Sin embargo, en la Topología Paralela se produce una situación en la que el intercambio energético entre la carga y la batería varía en este rango de ciclo de trabajo del perfil de carga, llegándose a maximizar cerca a $D_s=50\%$, provocando que los convertidores I_{o2} e I_{o3} generen mayor cantidad de pérdidas, ocasionando que se requiera mayor cantidad de energía desde la FC para recargar la batería y mantener el balance energético. Para verificar este comportamiento, en la Figura 66 se muestran las trazas de todas las corrientes de salida medidas para ambas topologías y, de acuerdo a lo mostrado en la Figura 64, la eficiencia de los convertidores tiende a reducirse al aumentar la corriente de carga. Esto provoca que en la ecuación (64), los términos que están referidos como η_{2p} y η_{3p} , tiendan a reducirse. Además, se puede apreciar como este proceso de intercambio energético provoca que la corriente I_{o1p} se incremente rápidamente, lo que conlleva a un decremento de eficiencia en la Topología Paralela que, para los convertidores disponibles, ocasiona que su eficiencia tienda a ser menor que en la Topología Serial para las mismas condiciones de carga. Nótese también que en la Topología Serial, las corrientes de salida de los convertidores tienden a incrementarse de manera suave, de acuerdo al incremento de la carga que, precisamente, es la corriente $I_{o2serial}$.

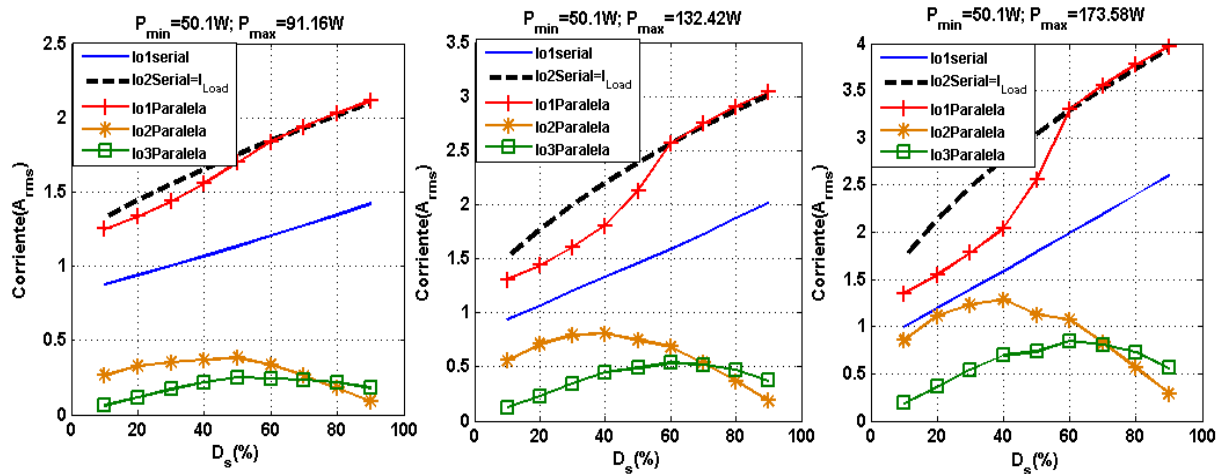


Figura 66. Corrientes de salida RMS de los convertidores, en estado de equilibrio, para $T_s=0.25s$

Finalmente, vale la pena observar nuevamente la Figura 65, respecto a la magnitud de las eficiencias energéticas de las topologías. Se observa que, por ejemplo, en el caso de la Topología Paralela, la eficiencia supera la unidad. Esto no implica que el sistema no cumpla las leyes físicas fundamentales; sino que puede ocurrir una condición operativa que puede afectar el análisis de eficiencia, en la cual la potencia de la carga, en el equilibrio, es suplida no solamente por la FC sino por un aporte residual del SAAE. Esto

ocasiona que la FC genere menos energía de la necesitada por la carga, ocasionando que la eficiencia sea mayor a uno. Sin embargo, se pudo verificar que el SOC de la batería se mantuviera en el rango de regulación acordado y que es muy probable que para estas condiciones, especialmente cuando el intercambio energético sea muy rápido (específicamente, cuando los periodos de la señal de carga son cortos). En simulación, este comportamiento resulta más evidente debido a que se pueden presentar errores de solución de los métodos numéricos. Pero, en la práctica, puede ocurrir una condición como la antes mencionada y debido a la poca variación del SOC en el montaje, este comportamiento no se puede evidenciar sino en una condición de funcionamiento estacionario extenso, donde el SOC de la batería tiende a reducirse con el tiempo.

Una vez analizado el caso para el periodo de 0.25s para el perfil de carga, se realizaron observaciones similares para los otros casos de periodo mencionados y se graficaron. En la Figura 67 se muestran los resultados para $T=0.50s$, en la Figura 68 se exponen los resultados para $T=1.00s$ y en la Figura 69 los resultados para $t=2.50s$.

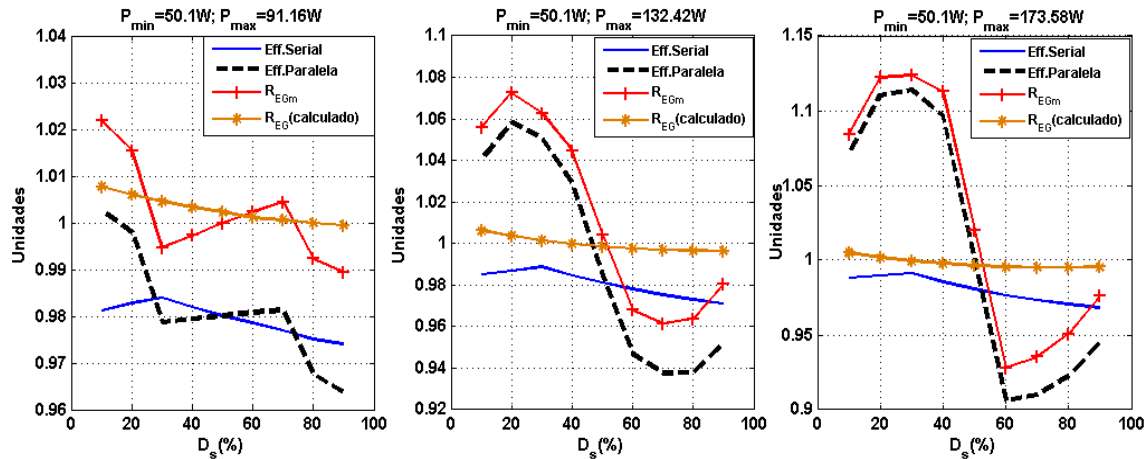


Figura 67. Análisis de eficiencia mediante simulación para $T_s=0.50s$

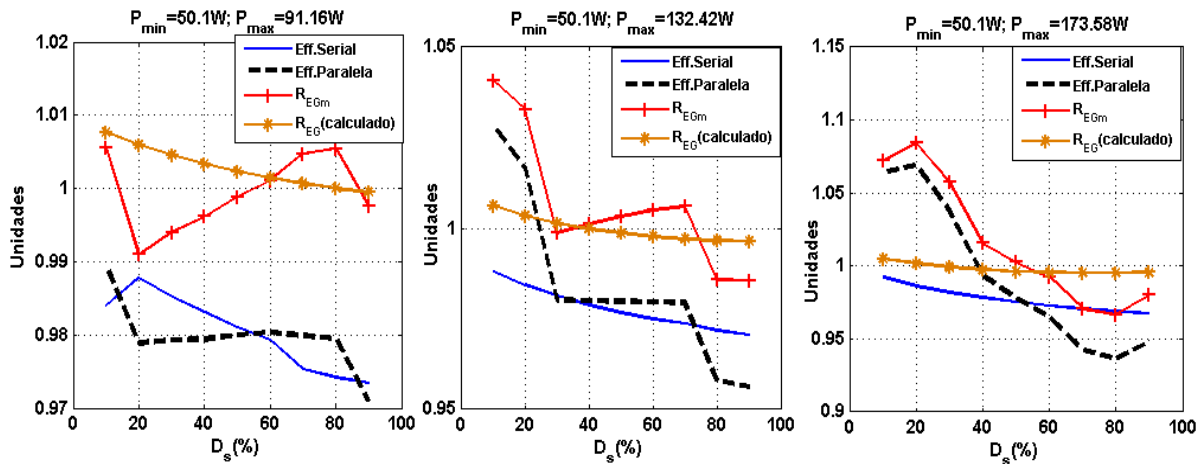


Figura 68. Análisis de eficiencia mediante simulación para $T_s=1.00s$

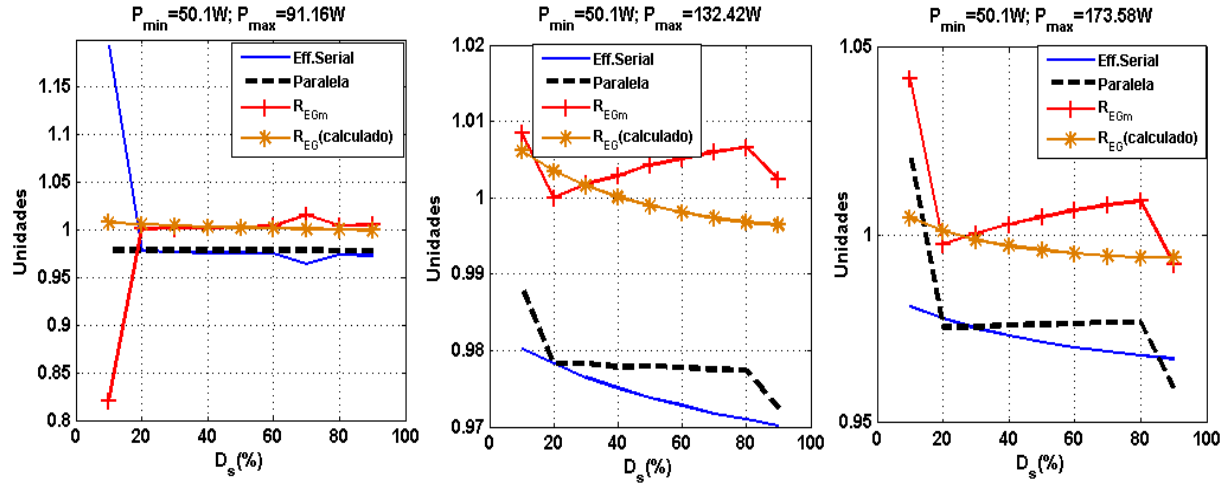


Figura 69. Análisis de eficiencia mediante simulación para $T_s=2.50s$

De estas curvas, se puede deducir un elemento adicional, para lo cual el análisis de eficiencia tiende a simplificarse drásticamente o inclusive, se vuelve innecesario. Si se observan los resultados de los casos para $T=0.50s$ y $T=1.00s$, se observa que los resultados son muy similares a los analizados con $T=0.25s$. Se puede notar que para valores del ciclo de trabajo cercanos al 50% se produce un cambio de eficiencia en la Topología Paralela, por razones similares a las expuestas con anterioridad. Además, se puede observar que el cálculo de R_{EG} aun provee información sobre la posibilidad de que se presente un cambio de condición sobre la eficiencia de las topologías.

Ahora bien, para el caso en el que $T=2.50s$, se observa un comportamiento bastante interesante, confirmando un comportamiento que podría evidenciarse al observar el esquema de conexión de las topologías. Debido a que para este periodo se van a presentar los periodos más extensos en los que la demanda de corriente de carga se mantiene en un valor de referencia y básicamente transcurre un tiempo más extenso para los cambios de carga, en comparación a los casos anteriores, puede observarse que la eficiencia de la Topología Paralela siempre estará por encima de la eficiencia de la Topología Serial para todo el rango de ciclos de trabajo. Además, el cálculo de R_{EG} no se vuelve un claro indicador de las tendencias energéticas de las topologías y puede afirmarse, al menos mediante los resultados de simulación, que emplear este término para el análisis de eficiencia no sería contundente para casos como este en los que, básicamente, la frecuencia del perfil de carga o componente de AC se vuelve muy baja y como era de esperarse, en condiciones donde la recuperación energética al SAAE es mínima, el sistema de generación estará supliendo una carga en DC, cuyas variaciones temporales son poco significativas.

Luego, por medio de este análisis, es posible concluir que este tipo de análisis se hace necesario en casos en los que la excursión de la corriente generada por la FC no sea lo suficientemente alta cuando se está supliendo una carga determinada. La correlación se puede explicar de la siguiente manera: Cuando la FC está siendo exigida con un perfil de carga con una frecuencia elevada, la corriente de la FC tiende a un

valor constante, con una excursión pequeña que está limitada de acuerdo al *slew rate* establecido, lo cual podría extrapolarse al comportamiento de un fuente de corriente tipo paso bajo. En caso de que esta excursión se mantenga lo suficientemente baja, las corrientes generadas por los convertidores tienden también a tener pequeñas excursiones, permitiendo mantener las pérdidas casi constantes para una prueba en particular. De lo contrario, si estas excursiones de corriente son elevadas, las pérdidas de los convertidores variarán fuertemente de acuerdo a estas excursiones y esto solo ocurre cuando la frecuencia de la carga es muy baja. Es decir, **si es posible evitar que la corriente de la FC cambie considerablemente durante una prueba**, el análisis de eficiencia empleando la ecuación (64) es viable de realizar. De lo contrario, si se nota que esta corriente puede variar muy lentamente, es posible asegurar que la Topología Paralela sería adecuada para la aplicación.

En caso de que la limitación de *slew rate* sea más fuerte; es decir, si el ancho de banda permitido de la FC es más bajo, es posible que el periodo para que el análisis con la expresión (64) siga funcionando puede ser un poco más grande, dado que las señales generadas son aún más lentas y se presentaría menor excursión en las mismas entre un nivel de carga y otro.

A continuación se realizará el análisis con los datos obtenidos en la implementación de las topologías de interconexión, con tal de verificar las ideas antes mencionadas.

4.4 VALIDACIÓN DE LAS RELACIONES DE EFICIENCIA ESTABLECIDAS USANDO MEDIDAS DEL LABORATORIO

Para la validación experimental de las relaciones de eficiencia expuestas en la sección anterior, se realizó la implementación de las topologías de interconexión serial y paralela en el laboratorio, en base a los convertidores de potencia mencionados ampliamente en el Capítulo 2. Primero, se describirá el equipamiento empleado para la validación y luego se procede con el análisis de los datos obtenidos.

4.4.1 Equipos empleados para la validación en el laboratorio

El equipo de laboratorio estuvo compuesto por una fuente **BK PRECISION XLN 6024N (60V/24A 1.44kW)** [164], cuyo objetivo consistió en emular la pila de combustible. Se adicionó un banco de condensadores de unos 10mF a su salida para evitar disparar las protecciones de sobretensión y sobrecorriente que posee la fuente, haciéndola propicia para las pruebas. Además, se agregó la fuente de 0.2Ω para emular las pérdidas resistivas de la pila de combustible, tal como lo muestra el esquema de las topologías de interconexión. Los elementos (fuente principal, batería, banco de cargas y convertidores) se

interconectaron empleando cables de conexión para corrientes de hasta 10A, teniendo en cuenta los requerimientos de potencia del sistema.

El sistema de adquisición de datos estaba compuesto por una tarjeta **National Instruments PCI-6229** [165] (32AI a 250kS/s, 4AO a 833kS/s y 48DIO), instalada en un computador personal con sistema operativo Windows XP® con 2.6GHz y 2GB de memoria RAM. Se empleó como software para la adquisición de datos y control Matlab R2010a [144], usando el entorno *Simulink*, y el *Toolbox Real Time Windows Target*, permitiendo realizar adquisición de datos y control en tiempo real (con sus debidas limitaciones al trabajar en entorno Windows). Utilizando este *Toolbox*, es posible utilizar bloques muy simples para interactuar con los canales de entrada y salida tanto análoga como digital de la tarjeta de adquisición, además de poder emplear otros bloques propios de *Simulink* para establecer estrategias de control, visualización de datos, entre otras. En la Figura 70 se muestra un esquema de los principales elementos que componen el sistema para la validación experimental de eficiencia.

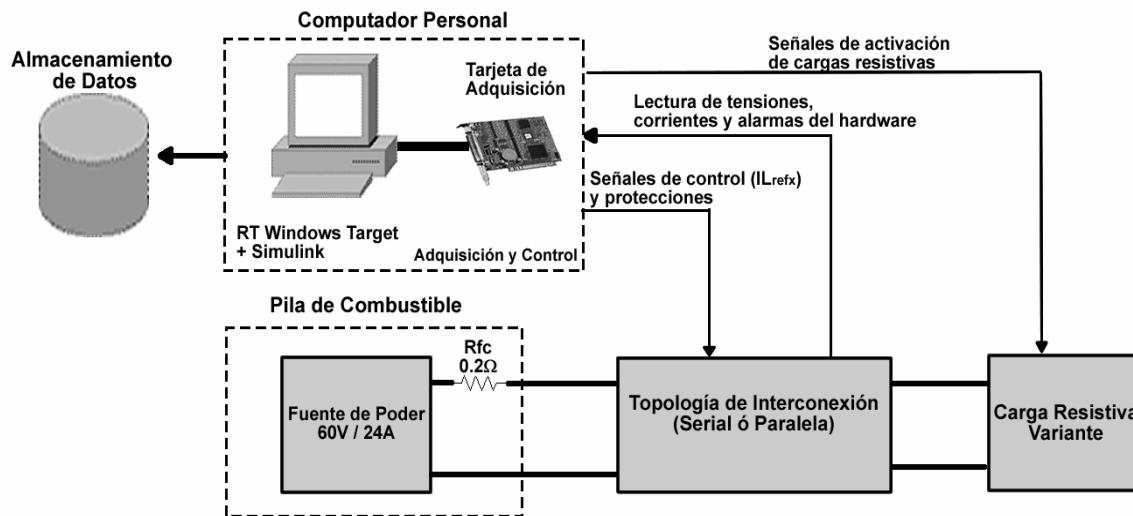


Figura 70. Componentes presentes en la implementación de las topologías de interconexión en el laboratorio

Vale la pena mencionar que para la implementación de la Topología Paralela se usaron 19 entradas análogas, 3 salidas análogas y 15 entradas/salidas digitales, por lo que fue necesario, considerando las funciones de visualización y almacenamiento de datos para su posterior análisis, que se empleara una frecuencia de muestreo de 5kHz. Para la Topología Serial, se emplearon 13 entradas análogas, 2 salidas análogas y 11 entradas/salidas digitales y se empleó una frecuencia de muestreo de 8kHz. Ambas frecuencias de muestreo se encontraban en el rango adecuado para asegurar los anchos de banda en lazo cerrado de los controladores de tensión de las topologías, tal como pudo verificarse en el capítulo anterior.

Finalmente, en la Figura 71 se muestra una fotografía del montaje completo en el laboratorio, donde se pueden identificar claramente los convertidores de potencia, el banco de baterías, el computador personal, entre otros elementos que componen el sistema, como el circuito de control para la conmutación de las cargas usadas en las pruebas.



Figura 71. Componentes presentes en la implementación de las topologías de interconexión en el laboratorio

4.4.2 Validación de relaciones de eficiencia con los datos obtenidos en la práctica

En esta sección, se realiza el análisis de los datos obtenidos en el laboratorio, teniendo en cuenta una metodología similar a la empleada con los datos obtenidos mediante simulación para las topologías de interconexión. La información obtenida de la experimentación, también fue separada por periodo del perfil de carga y luego por nivel máximo del mismo. Debido a que se busca comprobar que un análisis teórico permitiría seleccionar una topología específica, se emplea un REG calculado teórico para cada caso (R_{EGC})

y se observó la variación de las eficiencias de las topologías de interconexión respecto a este término. Las posibles diferencias en las eficiencias radican en que en la práctica se presenta una mayor cantidad de pérdidas que no fueron modeladas en el análisis teórico: Pérdidas por resistencias internas en los capacitores, pérdidas por resistencia de relés de protección, pérdidas por cables de conexión, entre otras. Además, es posible que, de acuerdo al punto de operación de los convertidores, las eficiencias de los mismos se vean afectadas, influyendo en el desempeño de la topología, tal como lo muestra (69). Sin embargo, se puede apreciar que la aproximación realizada en (70) permite analizar el sistema real sin dificultades.

Finalmente, la información obtenida se separó la información de la misma manera que en el análisis vía simulación (periodo de señal y carga pico) y se realizaron las gráficas de la eficiencia. Los resultados obtenidos experimentalmente se muestran a continuación, entre la Figura 72, destinada para el caso $T=0.25s$ y la Figura 75 destinada para el caso $T=2.50s$. De los resultados obtenidos, puede evidenciarse que la relación obtenida en (64), describe muy bien el comportamiento de la relación de energías generadas en las topologías y, por lo tanto, permite afirmar qué topología se presenta con mejor eficiencia de acuerdo a las características de la carga. Por ello, es válido recomendar que para el desarrollo de estas aplicaciones, el sistema sea sometido a simulación, al menos con convertidores estáticos tal como se realizó en el presente trabajo, pero considerando las pérdidas básicas de los convertidores de potencia (activación del MOSFET, activación del diodo y disipación de potencia del inductor).

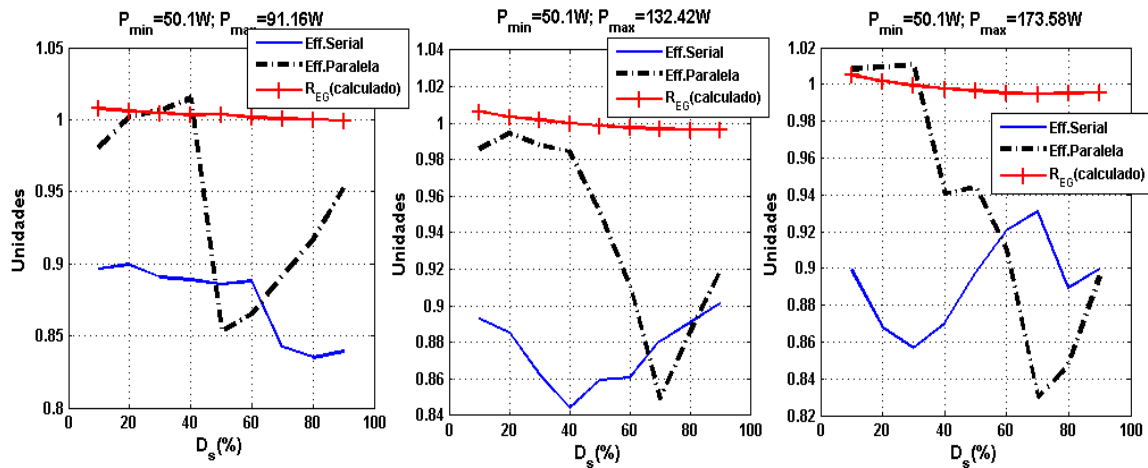


Figura 72. Análisis de eficiencia mediante datos experimentales para $T_s=0.25s$

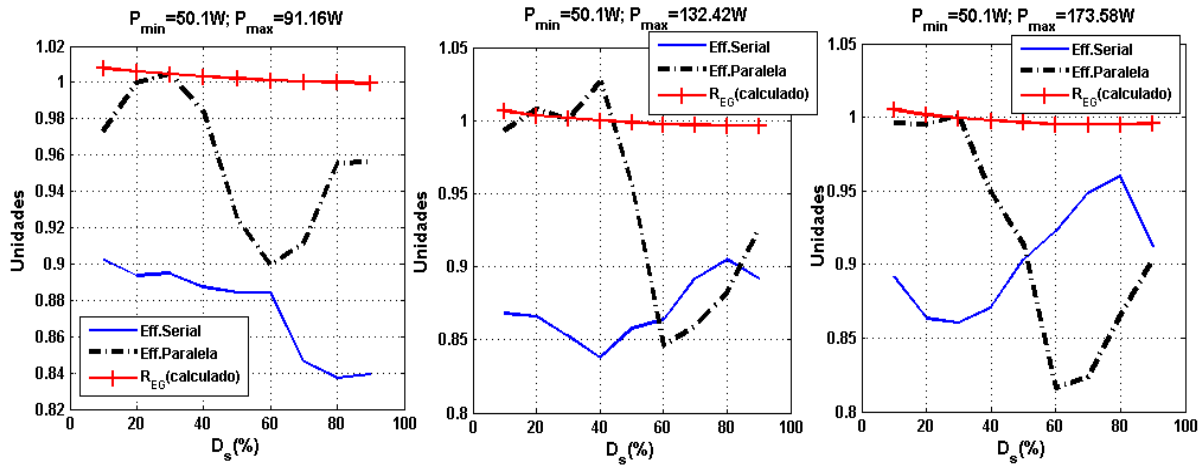


Figura 73. Análisis de eficiencia mediante datos experimentales para $T_s=0.50s$

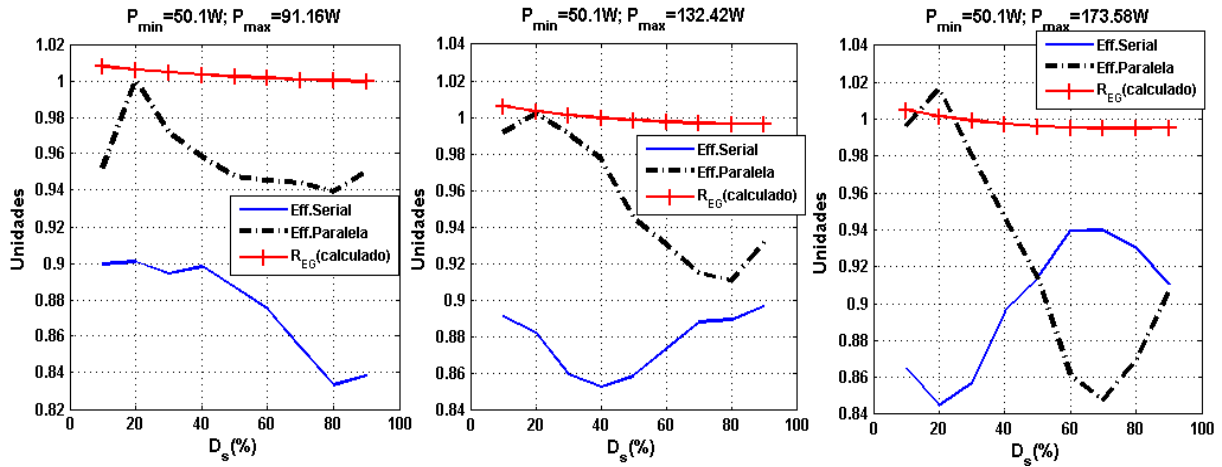


Figura 74. Análisis de eficiencia mediante datos experimentales para $T_s=1.00s$

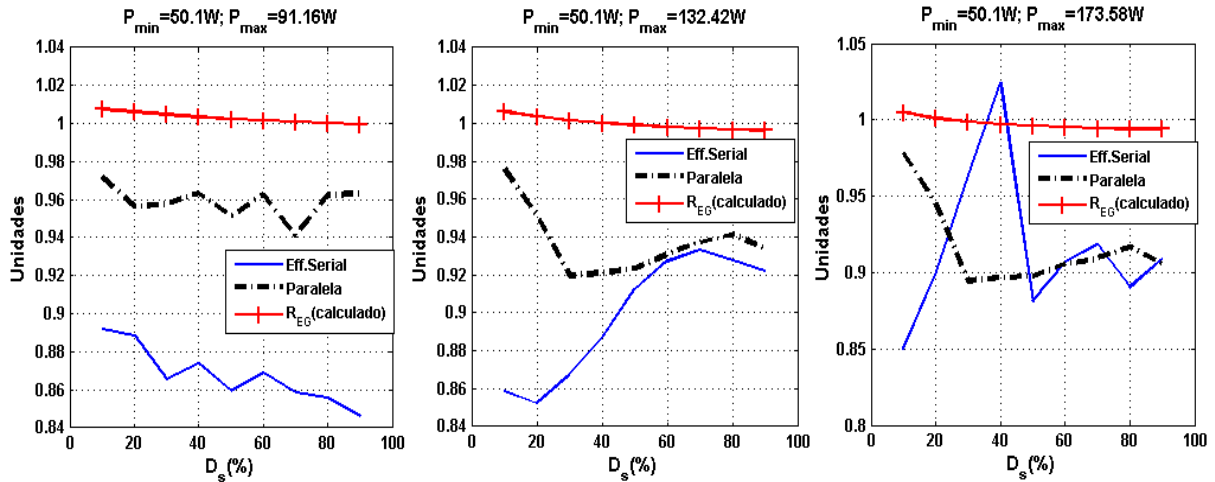


Figura 75. Análisis de eficiencia mediante datos experimentales para $T_s=2.50s$

Evidentemente, se pueden observar algunos saltos en las curvas de eficiencia en varias pruebas, debido principalmente a condiciones adversas propias de la experimentación (sobrecalentamiento de componentes de circuito, perturbaciones no compensadas) o inclusive, errores de procesamiento por parte del sistema de adquisición de datos.

Otros efectos adversos, están asociados con los anchos de banda propios del sistema real en comparación a los anchos de banda de un sistema simulado de manera estática. Al calcular energías durante la fase de equilibrio de la topología (aquella donde se mantiene regulado el SOC), aún se presentan mediciones de señales transitorias, lo cual puede trastornar los resultados y hace poco viable una comparación con una señal en entorno de simulación. Inclusive, en la práctica se realizó la limitación de *slew rate* pero se evitaba que las señales de control alcanzaran este ancho de banda, para evitar problemas con las estrategias de control, específicamente las análogas, al no disponer de una estrategia de *anti-windup* implementada. No obstante, los comportamientos de la eficiencia de las topologías pueden aproximarse a lo establecido por R_{EGc} sin perder objetividad en el comportamiento del sistema en el laboratorio.

Tal como ocurrió con el estudio vía simulación, en los casos donde el periodo de la señal del perfil de carga se extiende, la Topología Paralela dispone de mejor eficiencia que la Topología Serial, por las razones antes mencionadas. También, se logra apreciar el comportamiento característico de la curva de eficiencia de la Topología Paralela en los rangos medios del ciclo de trabajo de la carga empleada, por lo que es necesario que para otros tipos de perfiles se deba analizar el intercambio energético que ocurre en esta topología y que, como se mencionó con anterioridad, modifica las eficiencias de los convertidores que interactúan con la batería en la Topología Paralela.

4.5 METODOLOGÍA PARA SELECCIONAR UNA TOPOLOGÍA DE INTERCONEXIÓN ESPECÍFICA

Después de observar los comportamientos tanto en experimentación como en simulación, es posible establecer una metodología que, desafortunadamente, requiere de estrategias de simulación, al menos considerando convertidores estáticos o bajo la aproximación de los elementos fuente de potencia ya mencionados. Se pretendía establecer un procedimiento que, de manera analítica, permitiera obtener conclusiones sobre la pertinencia de emplear una topología específica de acuerdo al perfil de carga. Sin embargo, una expresión simple no pudo obtenerse debido a que las eficiencias de los convertidores de potencia cambian de acuerdo a sus condiciones operativas y no pueden asumirse constantes. Inclusive, se observó cómo un alto intercambio energético con el SAAE reduce la eficiencia de la Topología Paralela que, inicialmente, parece más eficiente que la Topología Serial por la menor cantidad de convertidores entre la FC y la carga. No obstante, se pudo observar que cuando el perfil de carga varía muy poco en el

tiempo (en el orden de varios segundos) o lo que es equivalente a permitir que la corriente generada por la FC tenga una gran excursión en su señal, entonces puede afirmarse que la Topología Paralela resultaría adecuada para la aplicación. La metodología propuesta contiene los siguientes pasos:

- **Paso 1:** Definir las condiciones operativas de la topología, tales como tensiones de entrada, tensiones de salida y potencias permitidas de la carga. Analizar detenidamente el perfil de carga y observar si tiene variaciones de carga relativamente espaciadas (cambios en el orden de segundos). En caso de ocurrir esto, conviene usar la **Topología Paralela**.
- **Paso 2:** Determinar los parámetros que permiten relacionar las pérdidas en cada convertidor de potencia en función de la corriente RMS de salida de cada convertidor (tensión de activación y resistencia interna del diodo, resistencia de conducción del MOSFET, resistencia equivalente del inductor, entre otras), además de ciclos de trabajo nominales del paso anterior. Se puede emplear un modelo simple de pérdidas como el expresado en (59) y (60) para los convertidores Boost y Buck, respectivamente (evidentemente, los modelos de pérdidas deben ajustarse de acuerdo al convertidor usado). Es útil expresar las corrientes de forma RMS, de tal forma que esté incluido tanto la componente constante como la componente variante en la carga. La elección del periodo para calcular los valores RMS depende del tipo de perfil de carga o en base a otro término comparativo.
- **Paso 3:** Realizar una implementación mediante simulación estática del caso de estudio, teniendo en cuenta estrategias de control de gestión energética (control de SOC, control de tensión de salida), adicionando limitadores de *slew rate* a las referencias de corriente de la FC y los modelos de pérdidas obtenidos en el paso anterior. Se deben medir los valores RMS de tensiones y corrientes y las energías generada por la FC y consumida por la carga. Las energías deben medirse una vez el SOC haya alcanzado el equilibrio alrededor del valor de referencia, debido a que los transitorios de corriente generada por la FC para reponer el SOC han transcurrido y no se generarán falsas mediciones de energía.

Decisión Paso 3: Como puede ocurrir en la implementación, es posible que elementos como el periodo de muestreo, la duración de la prueba, el tiempo de estabilización de la topología, limitaciones en la medición y cálculo de variables, entre otros parámetros que pueden impedir una verificación directa de eficiencia al relacionar las energías (ya que, como se observó en (67) los cálculos energéticos requieren condiciones temporales equivalente), es necesario emplear la expresión (64) para analizar la eficiencia en términos de variables que, una vez estabilizadas, no tienen grandes desviaciones. De ser así, se continúa al **Paso 4**. De lo contrario, si se tiene buenas condiciones de medición energética, se puede pasar al **Paso 5**.

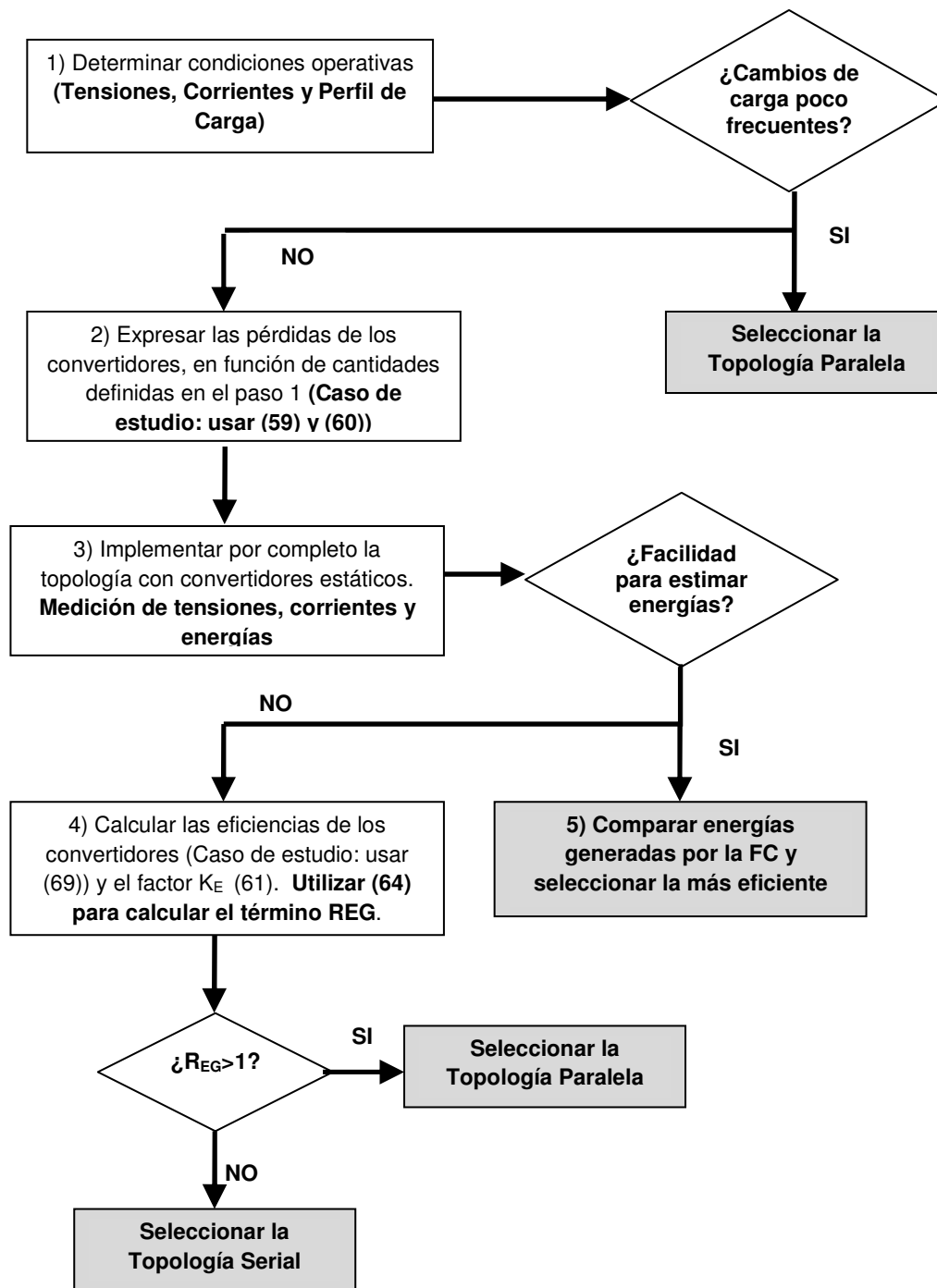


Figura 76. Diagrama de flujo para la verificación de eficiencia energética las topologías

- **Paso 4:** Usar las corrientes y tensiones RMS medidas en la simulación de ambas topologías, para calcular las eficiencias de los convertidores de potencia (η_{1s} , η_{2s} , η_{1p} , η_{2p} y η_{3p}), utilizando la expresión (69). Del análisis en el **Paso 1** del perfil de carga, también es posible determinar el

parámetro K_E que es básicamente una proporción energética entre la componente DC y la componente AC de la carga, la cual se muestra en (61).

Con estos 6 parámetros, es posible utilizar la expresión (64) para determinar qué topología es más eficiente, por medio del valor que toma el término R_{eg} : Si este término es **mayor a 1**, la Topología Paralela será más eficiente; por el contrario, si este término es **menor a 1**, la Topología Serial es más eficiente para el perfil de carga que se está analizando. De igual manera, esta metodología permite esbozar un mapa de eficiencias de acuerdo a perfiles de carga particulares, con alta certidumbre para la implementación de los mismos.

- **Paso 5:** Si se cuenta con medidas energéticas que tengan en cuenta mismas referencias temporales y mediciones equivalentes en todo sentido, es posible observar las eficiencias directamente y utilizar la topología más eficiente.

El procedimiento antes mencionado se resume en el esquema incluido en la Figura 76, considerando las expresiones obtenidas a lo largo de las secciones anteriores de este capítulo.

Aunque extraer conclusiones sobre otros tipos de perfiles de carga resulta riesgoso, se puede usar información del perfil de carga utilizado para determinar qué topología puede usarse. Por ejemplo, cuando los ciclos de trabajo de la carga son inferiores al 20% o superiores al 80%, desde el punto de vista de la FC la corriente generada alcanza un valor constante por un largo periodo de tiempo, por lo cual permite una mayor eficiencia en la aplicación para la Topología Paralela. Cuando el ciclo de trabajo se encuentra entre el 20% y el 50%, la Topología Paralela mantiene una eficiencia mayor que la Topología Serial, pero empieza a volverse ineficiente en este rango de trabajo. Si se observa el término K_E establecido, éste se reduce con el aumento de D_s , pero el intercambio energético con el SAAE se incrementa en este rango. Ahora bien, cuando el ciclo de trabajo se encuentra entre el 50% y el 80%, suele ocurrir que las pérdidas debidas al intercambio energético en la Topología Paralela son mayores, comparadas con las pérdidas de la Topología Serial; por lo que en este rango de operación, la Topología Serial se torna más eficiente. Ahora bien, es importante analizar como varía la eficiencia de los convertidores de acuerdo a los rangos de corriente establecidos para la aplicación ya que, como se observó en la Figura 64, las eficiencias de los convertidores están ligadas a las corrientes del sistema y es posible que el análisis realizado tenga cambios considerables.

No obstante, del análisis realizado con los datos mediante simulación y experimentación, es posible deducir que el uso de la Topología Paralela es adecuado cuando la carga varía con frecuencias muy bajas; es decir, se producen transiciones en tiempos de segundos o minutos. El intercambio energético con el SAAE es bajo y básicamente solo hay carga de tipo DC.

Ahora bien, de lo mostrado en el análisis tanto experimental como vía simulación, el uso de la Topología Paralela asegura mejor comportamiento ante diversos rangos de variación que en la Topología Serial y su eficiencia resulta mejor. No obstante, la complejidad de ésta topología es relativamente más alta que en la Topología Serial, debido a la cantidad de convertidores y la estrategia necesaria para mantener regulado la tensión en la carga y el procedimiento de recarga de la batería. Así que la decisión de uso de una topología también puede depender de la complejidad del sistema a implementar y el presupuesto disponible para ello. Como se observó en el análisis de estado del arte realizado, las aplicaciones no se han acotado por el tipo de Topología a utilizar, sino que se centran en la utilización de la FC de manera adecuada.

4.6 CONCLUSIONES

En este capítulo se realizó un análisis de eficiencias de las topologías de interconexión Serial y Paralela, basado en un perfil de carga pulsante, al cual se modificó su frecuencia en cuatro oportunidades y su amplitud en tres oportunidades, de tal forma que se pudiera determinar alguna correlación entre las propiedades del perfil de carga y la eficiencia. Aunque se emplearon convertidores con diseños similares, las pérdidas de potencia dependen exclusivamente de las condiciones operativas de cada uno de ellos, tales como tensiones de entrada y salida (definición de ciclo de trabajo) y la corriente de salida.

Se obtuvo una expresión que permite establecer qué topología es más eficiente ante un perfil de carga específico, conociendo la relación energética entre una componente fija o DC de la carga y una componente cambiante o AC de la carga, además de las pérdidas de cada convertidor de potencia de acuerdo a la corriente RMS generada por cada uno de ellos, en la condición de equilibrio de la topología, la cual ocurre cuando el estado de carga se mantiene regulado sobre el valor de referencia y se produce el intercambio energético convencional.

Esta expresión fue verificada mediante simulación y mediante datos experimentales, donde se mostró que es posible determinar qué topología es más eficiente de acuerdo a un perfil de carga determinado. Como se observó, si el perfil de carga tiende a variar poco en el tiempo, la Topología Paralela muestra una mejor eficiencia para diversas condiciones del perfil de carga; mientras que la Topología Serial resulta más útil cuando se requiere de un intercambio energético mayor entre el SAAE y la carga.

Al mismo tiempo, la estrategia de análisis propuesta permite eliminar los inconvenientes al no disponer de mediciones energéticas similares para ambas topologías, dado que al realizar estas mediciones se pueden tener serias discrepancias en el cálculo de la potencia por elementos como: periodo de muestreo, tiempo total de cálculo, errores en mediciones de los sensores, entre otros.

Sin embargo, la motivación para seleccionar una topología u otra puede depender de aspectos meramente económicos o de acuerdo a la complejidad del sistema, tanto en funcionalidad como en la topología de cada convertidor de potencia.

Finalmente, aún se insiste en la necesidad de realizar diseños de convertidores altamente eficientes que eliminen al máximo las pérdidas de conmutación que, como se vio en este trabajo, donde no se realizó un procedimiento tan riguroso para eliminar pérdidas en el convertidor, los convertidores poseían eficiencias superiores al 96%. Inclusive, la utilización de convertidores que reduzcan las pérdidas podría ocasionar que, por ejemplo, la Topología Paralela se torne más eficiente que la Topología Serial o viceversa.

CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

De este proyecto de investigación, relacionado con el análisis de eficiencia de topologías de interconexión de pilas de combustible, es posible destacar diversos elementos a manera de conclusión y se realizan sugerencias a modo de trabajo futuro, para el respectivo mejoramiento de estos elementos.

En el primer capítulo se desarrolló un análisis del estado del arte sobre las topologías de interconexión para pilas de combustible y diseño de convertidores DC/DC utilizados para acondicionar la potencia en estos sistemas. El análisis de la literatura permitió establecer las siguientes conclusiones:

- La pila de combustible genera energía mediante una reacción electroquímica entre Hidrógeno y Oxígeno. Para suministrar estos gases, es necesario emplear elementos mecánicos como válvulas y compresores, que terminan limitando en ancho de banda de la señal de corriente generada por la pila. Por ejemplo, en prototipos reales de 1.2kW, es normal que el *slew rate* sea máximo de unos 300W/s o 7A/s aproximadamente. Si se incumple esta limitación, es posible que se deteriore la pila de combustible al generarse un fenómeno de agotamiento de Oxígeno, donde básicamente no se cuenta con los reactivos adecuados para suplir una demanda de potencia determinada. Por ello, es común utilizar convertidores de potencia controlados para limitar la demanda de corriente a la FC, además de un elemento almacenador de energía como una batería o un supercondensador, para poder suplir la corriente demandada por la carga sin dificultades.
- El uso de convertidores de potencia para acondicionar los niveles de potencia entre la FC, el sistema de almacenamiento auxiliar y la carga. Adicionarles estrategias de control permiten proteger el sistema de condiciones de operación peligrosas, además de permitir la regulación de señales de tensión y corriente. Estos convertidores de potencia pueden ser unidireccionales o bidireccionales y pueden usarse convertidores aislados o no aislados. Como se observó en la revisión, las aplicaciones son muy diversas y suelen usarse diferentes convertidores de potencia; pero muchas de las propuestas de convertidores analizadas son prototipos de laboratorio que pretenden aumentar la eficiencia de la aplicación en las que se utiliza el convertidor, lo cual demuestra un amplio interés de los investigadores en este ámbito.
- Por su parte, las topologías de interconexión básicas (Serial y Paralela) son utilizadas indistintamente en todos los tipos de aplicaciones (automóviles, sistemas de generación para residencias o en gran escala, sistemas de respaldo, alimentación de equipos de comunicación, entre otras). La mayoría de los autores no incluye un análisis para establecer si su aplicación será eficiente ante un perfil de carga específico y simplemente implementan una topología de acuerdo a

su experiencia o en su defecto, desean probar una nueva estrategia de control para una configuración preestablecida.

Como trabajo futuro, es evidente que la revisión de literatura es una tarea que no debe ser despreciada en ningún momento en el ámbito investigativo y como tarea se propone actualizar este Estado del Arte con aportes posteriores al año 2010, puesto que las últimas referencias incluidas datan de Noviembre o Diciembre de 2010.

En el capítulo 2 se detalló el procedimiento de diseño de cada uno de los convertidores de potencia que se emplearon para la implementación de las topologías de interconexión, de acuerdo a las características funcionales de las topologías, tales como rangos de tensión en la pila de combustible, la batería y la carga eléctrica, además de la carga máxima seleccionada. Como conclusiones de este capítulo se pueden destacar:

- Se realizó el diseño de los convertidores de potencia tipo Buck y Boost, de tal manera que se obtuvieran bajos rizados en la corriente de los inductores y la tensión de capacitores. La idea consistía en mantener un comportamiento con bajo rizado que pudiese incrementar las pérdidas de potencia y posibles inconvenientes en la implementación de las estrategias de control. Dichos convertidores de potencia fueron implementados, de tal forma que fueran completamente idénticos, para facilitar el análisis de eficiencia que se realizaría más adelante. Se incluyeron redes *snubber* e instrumentación para la medición de las señales de tensión y corriente, con el fin de monitorear y controlar las diversas variables del convertidor.
- Para cada convertidor de potencia se construyó una tarjeta electrónica, basada en amplificadores operacionales, que permitiera implementar un control análogo tipo Proporcional-Integral para la corriente de cada convertidor de potencia. El diseño de este controlador de bajo nivel, permitiría agregar robustez al sistema, evitando comportamientos indeseados de la corriente del convertidor, además de facilitar enormemente el desarrollo de controladores de alto nivel al simplificar el modelo usado para el control de otras variables. El diseño de los controladores análogos reduce la posibilidad de errores en funcionamiento por causa de interferencia electromagnética, propia de los circuitos de potencia.
- Para el diseño de estos controladores PI, se tuvo en cuenta un caso nominal para cada convertidor y mediante un análisis de respuesta en frecuencia, se ajustaron los parámetros del controlador y se determinaron las magnitudes de los elementos pasivos que permitirían implementar el controlador. Mediante herramientas software, se realizó un análisis de robustez para el convertidor de potencia

controlado en corriente ante cambios en sus tensiones de entrada, tensiones de salida y carga, obteniéndose buenos resultados, que aseguraban un buen comportamiento de acuerdo a los márgenes de fase, márgenes de ganancia y anchos de banda definidos. Finalmente, se implementó el convertidor completo con su respectivo controlador de corriente, tanto en un entorno de simulación como en el laboratorio y se realizaron pruebas de regulación y seguimiento de corriente, obteniéndose buenos resultados y habilitando la posibilidad del uso de los convertidores para las topologías de interconexión. Las señales de referencia ingresan a una bornera específica de la tarjeta de control y permite el control de la señal del corriente, al realimentar mediante una señal proveniente de un sensor, la cual es inyectada en otro terminal específico de la tarjeta de control.

- En este mismo capítulo, se muestran los bloques básicos que permiten el funcionamiento de las tarjetas de control, especialmente cuando se activan las protecciones de sobretensión o sobrecorriente, además de la descripción detallada de los elementos empleados para el sensado de corriente y tensión de todo el sistema.

Como trabajo futuro cabe la posibilidad de mejorar el diseño de las tarjetas electrónicas, de tal manera que permita configurar estrategias de control más avanzadas y de simple configuración. Por ejemplo, el uso de un microcontrolador podría ser una mejora sustancial que puede ser aprovechada en otras actividades como entrenamiento de estudiantes de Ingeniería en control electrónico de potencia. Otra mejora consiste en la implementación de unidades de *anti windup* para evitar efectos de saturación de este controlador análogo, que afecten el desempeño de las topologías de interconexión en su momento.

En el Capítulo 3 se realizó una descripción profunda de las diversas estrategias de control que debieron implementarse y las condiciones de operación requeridas para las topologías serial y paralela. Para desarrollar este capítulo, se tuvo en cuenta que los convertidores disponían de un lazo de control de corriente, lo cual facilitó el desarrollo de las topologías. De este capítulo se pueden obtener las siguientes conclusiones:

- Para el diseño de las topologías, fue necesario utilizar los convertidores de potencia básicos, con algunos elementos adicionales. Por ejemplo, al convertidor Buck se le agregó un filtro LC a su entrada, de tal forma que se mantenga una corriente suave a su entrada, con el objetivo de poder controlarla y reducir el EMI propio de este convertidor. A los convertidores Boost se les adicionó una inductancia entre el condensador de salida y la resistencia de carga, con el objetivo de realizar control directo de esta corriente y mantener un ancho de banda de la corriente de salida deseado.

- Por otro lado, se propuso una estrategia de estimación de estado de carga para la batería empleada, de tal manera que se reduzcan errores incrementales debidos al *offset* del instrumento de medición de corriente de la batería. Se empleó una estrategia de corrección basada en un modelo de batería, cuya tensión depende del estado de carga en circuito abierto. De esta forma, fue posible obtener una estimación del SOC de la batería, de tal manera que permitiera regular dicha variable respecto a un estado de carga inicial, obtenida justo cuando iniciaban las pruebas. De hecho, el modelo de estimación entrega un modelo dinámico que permite implementar estrategias de control lineal sin dificultades.
- Para la Topología Serial, se realizó un análisis multivariable de la misma, de tal forma que pudiera definirse si era necesario emplear una estrategia centralizada o se podría emplear estrategias de control distribuido que facilitan el desarrollo de las soluciones. Se verificó que para controlar la tensión de salida, el *slew rate* de la corriente entregada por la fuente que reemplaza la FC y el SOC, es posible emplear estrategias distribuidas. Para el convertidor DCDC1 se implementaron como estrategias de alto nivel un control de corriente de salida, cuya referencia es la corriente de entrada del convertidor DCDC2 más una componente que proviene de un control de SOC de bajo ancho de banda. Para el convertidor DCDC2 simplemente se implementó un control PI para la regulación de tensión de la carga. Los modelos utilizados para estos controladores surgieron al simplificar los convertidores de potencia por fuentes controladas de corriente, cuya salida está conectada al capacitor y la carga. Se corroboró el funcionamiento de la topología tanto en simulación como en la experimentación, obteniéndose un comportamiento adecuado de todas las variables de tensión, corriente y estado de carga de la batería.
- Para la Topología Paralela, también se realizó un análisis del sistema multivariable y se obtuvo que también es posible emplear herramientas de control distribuido para controlar las variables en cuestión. Sin embargo, fue necesario analizar detenidamente la topología para controlar las variables de manera adecuada. La tensión de salida es controlada por la acción coordinada de los tres convertidores, ante la acción de una lógica implementada que monitorea la tensión de salida. El SOC es controlado por una corriente que genera DCDC1 y es dirigida a la cuando la coordinación funcional entre DCDC2 y DCDC3 así lo permita. Los tres convertidores están controlados con estrategias PI de tensión; específicamente, DCDC1 y DCDC2 están controlados en tensión de salida, mientras que DCDC3 está controlado en tensión de entrada. El funcionamiento en simulación y en implementación de esta topología fue adecuado de acuerdo al comportamiento esperado de la topología, por lo cual se validó su construcción y utilización para el análisis de eficiencia.

Como trabajo futuro, se podría plantear una estrategia de control multivariable, que tenga en cuenta todos los requerimientos de desempeño dinámico de las corrientes, tensiones y estado de carga de los sistemas, de tal forma que pueda realizarse un proceso de optimización desde el uso de estrategias de control para tal fin.

En el capítulo 4 se realizó un análisis de eficiencia de las topologías de interconexión, utilizando un perfil de carga altamente empleado en aplicaciones industriales con pilas de combustible. De este capítulo, se pueden desprender las siguientes conclusiones:

- Se realizó una descripción de potencias generadas en ambas topologías en función de las características del perfil de la carga y los convertidores de potencia de cada una de ellas. Las ecuaciones establecidas tienen en cuenta la necesidad de suplir la carga requerida y mantener el estado de carga del SAAE en un nivel aceptable. Evidentemente, la pila de combustible debe encargarse de entregar la energía necesaria solicitada por la carga y recargar el SAAE ante eventos transitorios de la carga. La diferenciación de las componentes del perfil de carga se realizan de acuerdo a una componente que no suele variar en el tiempo (potencia DC, *offset*, carga constante, etc.) y una componente AC que varía en el tiempo y que suele encontrarse sobre el nivel de DC.
- Se obtuvo una expresión que permite relacionar la energía generada por las topologías, en función de las eficiencias de los convertidores de cada topología y en términos de la proporción entre energía DC y energía AC del perfil de carga. Además, se pudo determinar que la eficiencia de cada convertidor depende no solamente de la corriente generada, sino del ciclo de trabajo, equivalente a relaciones dependientes de las tensiones de entrada y de salida. Por ello, es muy complejo asumir valores de eficiencia para cada convertidor en cada topología y lo único que es posible hacer es utilizar la corriente RMS de salida de cada convertidor, una vez la topología ese en equilibrio, para determinar qué topología es más óptima para un perfil de carga característico.
- Aunque no se pudo obtener una expresión directa para determinar si una topología resulta más eficiente de acuerdo al perfil de carga, debido principalmente a las pérdidas de cada convertidor, fue posible establecer, sin duda alguna, que cuando el perfil de carga tiene una variación bastante lenta, se considera como una carga en DC. Para este caso, la topología paralela, al disponer de solo un convertidor entre la FC y la carga, resulta más eficiente que la topología serial para un mismo caso. Sin embargo, cuando el intercambio energético entre la carga y el SAAE sucede con mayor frecuencia, la topología serial puede resultar más óptima, debido a que la energía para mantener el SOC del SAAE circula a través de un convertidor en vez de dos, como en la topología paralela.

- Ahora bien, empleando el perfil de carga de tren de pulsos con diferentes amplitudes y frecuencias, fue posible observar que la Topología Paralela demuestra una mayor eficiencia en el rango del ciclo de trabajo, mientras que la serial pudo ser más eficiente cuando el ciclo de trabajo de la carga se encontraba entre 60% y 80%, debido a la posibilidad de ser una topología más eficiente en la recarga del sistema auxiliar. Sin embargo, para el resto del rango del ciclo de trabajo, la topología paralela resultó más eficiente.
- En análisis de eficiencia realizado se basó en un modelo de simulación estático, en el que se consideraron los convertidores de potencia como fuentes de tensión y corriente de alto ancho de banda. Sin embargo, para aquellas señales de corriente que requerían limitarse en *slew rate* se adicionaron limitadores de rata de cambio para generar este efecto. Además, las estrategias de alto nivel tales como control de SOC y regulación de la tensión del bus (topología paralela) se mantuvieron tal y como se implementaron en el laboratorio y en el modelo de simulación completo probado en el capítulo 3. Esta estrategia permite obtener información de sistemas operando en periodos extensos de tiempo con pocos tiempos de simulación y bajo uso de recursos del computador personal.
Además, el análisis de eficiencia también se basó en los datos obtenidos en las topologías de interconexión implementadas, las cuales utilizaron los controladores propuestos en los capítulos 2 y 3. La implementación se realizó con una tarjeta de adquisición National Instruments NI-6229, con sus respectivas borneras de interconexión y se reemplazó la pila de combustible por una fuente de 60V/1.44kW con una resistencia en serie para emular el comportamiento de pérdidas resistivas de la pila de combustible.
- Tanto en el análisis mediante simulación como en hardware se midieron las señales de tensión, corriente y energías (generada por la FC y consumida por la carga). Las señales se midieron de manera convencional y se disponían de los valores RMS de las mismas, con las cuales se facilitó la comparación de resultados entre el modelo simulado y el montaje experimental.

Como trabajo futuro, se pretende obtener un modelo que, de manera simple, establezca qué topología de interconexión incrementa la eficiencia del sistema de acuerdo a un perfil de carga genérico, pero que pueda descomponerse fácilmente. La dependencia de requerir una herramienta de simulación dificulta la aplicabilidad de los planteamientos propuestos en sistemas reales. De igual manera, se pretende implementar la topología serial-paralela propuesta en [89], donde se verifica que ésta topología resulta más eficiente que las otras dos, para aplicaciones no regenerativas. De ser esto cierto, se dispone de una solución que sería conveniente para cualquier tipo de carga, lo que permitiría consolidar a las pilas de

combustible como una de las fuentes de energía alternativas de alta confiabilidad, respecto a la energía que se está generando.

Como aporte final, se pudo notar con este trabajo que hay múltiples líneas de investigación que permitirían aplicarse a cualquier sistema basado en fuentes alternativas, donde las pérdidas de energía sin inadmisibles. Se pueden observar aplicaciones de Electrónica de Potencia, Teoría de Control y Sistemas de Generación.

ANEXO A. CONSIDERACIONES DE DISEÑO DE LOS CONVERTIDORES DE POTENCIA

En este anexo se realiza la selección de los dispositivos electrónicos que permitieron la construcción de los convertidores de potencia empleados en este proyecto. La información referente a las características de cada topología puede ser consultada en la sesión 0, página 33. En la Figura 77 se muestran los esquemas completos de los convertidores de potencia empleados en el presente trabajo. Debe tenerse en cuenta que la resistencia de carga presente en cada convertidor puede remplazarse por un equivalente, donde se relacione tensión y corriente en la carga.

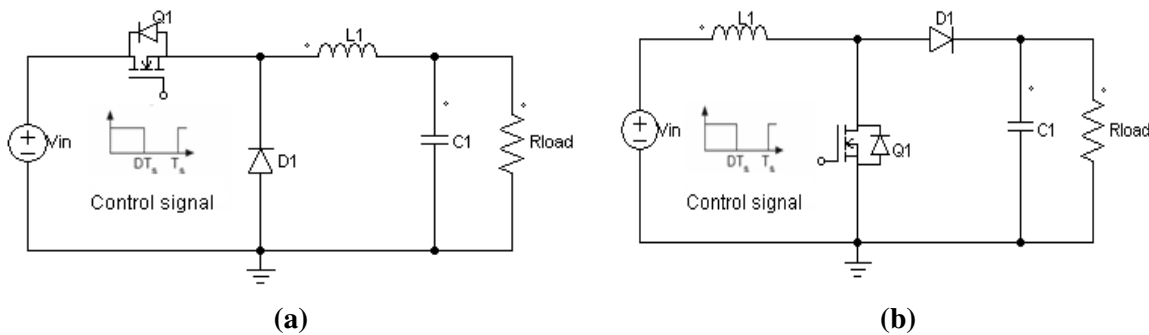


Figura 77. Esquema de los convertidores de potencia Buck y Boost

a. Variaciones del ciclo de trabajo para los convertidores de potencia

Para determinar la variación del ciclo de trabajo en los convertidores construidos, se recurrió al uso de las relaciones estáticas de los convertidores Buck (71) y Boost (72) sin pérdidas, las cuales se muestran a continuación [90, 138, 139].

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{D} \quad (71)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (72)$$

b. Selección del rango de potencia de carga

Otro de los criterios de interés es el rango de potencia de carga que maneja el convertidor DC/DC. Al diseñar el convertidor, se debe tener en cuenta que la carga mínima debe, por lo menos, el 10% de la carga

nominal, con el fin de evitar el aumento infinito en la corriente del capacitor en el arranque y también para disponer de un límite mínimo de corriente para que el convertidor pueda ser controlado, teniendo en cuenta los modelos que más adelante se expondrán [90, 138, 166].

c. Selección de inductancias y capacitancias

El conocimiento de la carga mínima del convertidor permite establecer el valor crítico de inductancia que evita el funcionamiento en modo discontinuo del mismo. Para seleccionar estas inductancias, se puede recurrir a (73) para el convertidor Buck y (74) para el convertidor Boost, las cuales son derivadas del análisis de las formas de onda de la corriente en el convertidor [138]. En estas ecuaciones se encuentra R (resistencia de carga) y la frecuencia de muestreo (f_s); la cuál debe ser seleccionada de tal manera que evite la mayor cantidad de pérdidas debidas a la conmutación y la posibilidad de un procesamiento digital de las señales del convertidor en caso de emplear con controlador digital para el mismo.

Finalmente, el valor seleccionado para la capacitancia de salida se relaciona con el porcentaje de rizado de la tensión de salida respecto a la tensión en DC. De las ecuaciones (75) y (76) para el cálculo de la capacitancia de salida de los convertidores Buck y Boost respectivamente, se observa como un valor elevado en la capacitancia reduce el rizado de manera significativa (término ΔV_o en las ecuaciones). Inclusive, la selección del condensador puede condicionarse a un valor estándar en todos los convertidores, de tal manera que la resistencia serial de estos componentes sea similar para todos, lo que representa un mismo índice de pérdidas en todos los convertidores [139]. El parámetro V_g en (75) corresponde a la tensión de entrada del convertidor Buck, mientras que el término I_o corresponde a la corriente de salida del convertidor Boost.

$$L_c = \frac{(1-D)R}{2f_s} \quad (73)$$

$$L_c = \frac{D(1-D)^2 R}{2f_s} \quad (74)$$

$$C_c = \frac{V_g D(1-D)}{8\Delta V_o L f_s^2} \quad (75)$$

$$C_c = \frac{I_o D}{\Delta V_o f_s} \quad (76)$$

De las ecuaciones (73) y (74) se debe obtener el mayor valor de inductancia crítica posible. Esto se obtiene al utilizar el valor de R para la carga mínima del convertidor, que se escogió de 30W. a resistencia equivalente de carga es proporcional al cuadrado de la tensión de salida, por lo que se debe tener en cuenta la tensión máxima de salida para cada caso.

Para ambos convertidores, el término de los numeradores de las ecuaciones (73) y (74) debe maximizarse para establecer el valor mínimo requerido de la inductancia. La resistencia R más elevada se obtiene para el máximo valor de la tensión de salida, de acuerdo al caso. Por lo tanto, el ciclo de trabajo D debe relacionarse con la tensión máxima de salida y bajo la condición de hacer el numerador tan grande como sea posible, teniendo en cuenta los rangos de tensión de entrada establecidos. En el caso de los condensadores, el cálculo de la capacitancia crítica depende del ciclo de trabajo elegido para la selección del inductor y se debe tener en cuenta que el rizado sea inferior al 5%.

En la Tabla 13 se detallan los parámetros empleados para el diseño de los convertidores, para una frecuencia de conmutación de 30kHz. Nótese que si se incrementa la frecuencia de conmutación, el valor de la carga mínima para entrar en modo discontinuo se incrementa. Vale la pena aclarar que los valores de las inductancias calculadas deben ser ajustados en un 20% como mínimo, de tal manera que se pueda disminuir la carga mínima del convertidor antes de entrar en modo discontinuo. En esta tabla aparecen un par de columnas que se emplean para calcular las inductancias de los dos convertidores que se encargarán de la interconexión bidireccional entre la batería y la carga en la topología paralela. Se busca verificar si el valor de inductancia empleado en los convertidores convencionales pueda servir para el caso de esta topología, teniendo en cuenta que la carga mínima se reduce aún más (20W).

En la Tabla 14 se consignan los valores de la inductancia y capacitancia seleccionados para los tres convertidores desarrollados. Se tiene en cuenta la notación mencionada con anterioridad para facilitar la ubicación de cada convertidor

Más adelante se detallará el procedimiento para la selección de valores de capacitancia de entrada y la incorporación de inductancias adicionales a la entrada (convertidor Buck) y/o salida (convertidor Boost) para agregar variables que serán útiles para la planeación de estrategias de control ya que dado el esquema clásico de los convertidores, se pueden obtener modelos no controlados de ciertas variables.

d. Selección de los dispositivos semiconductores y cálculo de redes Snubber

La selección de los dispositivos semiconductores se encuentra directamente ligada con las prestaciones que se requieren por cada convertidor, en términos de corrientes y tensiones de entrada y/o salida medias máximas que puede alcanzar el convertidor en funcionamiento [138]. Por supuesto, se deben incluir los términos de rizado de tensión y corrientes en los elementos almacenadores de energía, pero para la selección, puede despreciarse esta característica.

De igual manera, debe tenerse en cuenta la capacidad de respuesta de los semiconductores de potencia ante la señal de conmutación. Deben seleccionarse dispositivos que estén en capacidad de disipar la

potencia requerida con la frecuencia de operación y se deben seleccionar redes *snubber* que protejan el dispositivo ante transitorios de apagado, que pueden deteriorarlo [167].

Para cada posible convertidor presente en las topologías, se calcularon los rangos de tensión y corriente máximos que deben soportar los dispositivos de potencia, de acuerdo a los parámetros de la Tabla 13. Las magnitudes definitivas de los elementos almacenadores de energía se muestran en la Tabla 15, con la debida notación de cada convertidor. Se observa que con solo tres convertidores (un reductor y dos elevadores) se pueden implementar las topologías sin inconvenientes.

Tabla 13. Parámetros de diseño de los convertidores

	Convertidor Boost #1	Convertidor Boost #2	Convertidor Buck	Convertidor Elevador (bidireccional)	Convertidor Reductor (bidireccional)
Tensión Entrada (rango)	28-40 VDC	28-40 VDC	53-65VDC	42 VDC	53-65 VDC
Tensión Salida (rango)	53-65 VDC	42 VDC	42 VDC	53-65 VDC	42 VDC
Ciclo de trabajo (rango)	0.2453 – 0.5692	0.0476-0.333	0.646-0.792	0.2075-0.3538	0.646-0.792
Ciclo de trabajo para maximización	0.333 ($V_{in}=40$ VDC $V_o=60$ VDC)	0.333 ($V_{in}=28$ VDC $V_o=42$ VDC)	0.646 ($V_{in}=65$ VDC $V_o=42$ VDC)	0.333 ($V_{in}=42$ VDC $V_o=63$ VDC)	0.646 ($V_{in}=65$ VDC $V_o=42$ VDC)
Potencia máxima	500 W	500 W	500 W	500 W	500 W
Potencia mínima	30 W	30 W	30 W	20 W	20 W
Resistencia máxima	120 Ω	58.8 Ω	58.8 Ω	198.4 Ω	88.2 Ω
Inductancia crítica	296.3 μ H (444.4 μ H)	145.2 μ H (217.8 μ H)	653.3 μ H (980.0mH)	489.5 μ H (734.1 μ H)	520.4 μ H (780.6 μ H)
Inductancia seleccionada	800 μ H	600 μ H	1.0mH	800 μ H	800 μ H
Resistencia serial inductancia	9.8m Ω	8.5m Ω	10.5m Ω	9.8m Ω	9.8m Ω
Capacitancia crítica	111.0 μ F	158.6 μ F	41.3 μ F	70.5 μ F	61.62 μ F
Capacitancia seleccionada	680 μ F	680 μ F	680 μ F	680 μ F	680 μ F
Frecuencia de conmutación	30 kHz	30 kHz	30 kHz	30 kHz	30 kHz

Tabla 14. Notación, inductancias y capacitancias de los convertidores implementados.

	Nombre convertidor	Notación convertidores	Inductancia	Capacitancia de salida
Convertidor 1 (Elevador)	DCDC1	SFCB, PFCL	800 μ H	680 μ F
Convertidor 2 (Reductor)	DCDC2	SBL, PBL	1.1mH	680 μ F
Convertidor 3 (Elevador)	DCDC3	PLB	800 μ H	680 μ F

Para cumplir los requerimientos anteriormente mencionados, se empleó el MOSFET **FDPF51N25**, que soporta 51A, 250V, t_{on} típico de 0.53 μ s, t_{off} típico de 0.23 μ s y cuenta con una resistencia de conducción de 48m Ω . El diodo seleccionado es el **SBR60A150CT** que soporta 150V de tensión inversa, 60A y tiempo de recuperación de 0.5 μ s

Tabla 15 Tensiones y corrientes máximas en los semiconductores de potencia para los convertidores diseñados

Nombre convertidor	Elemento	Rango de tensiones	Corriente máxima
DCDC1	MOSFET	0, 65 VDC	17.87 A
	Diodo	-65, 0 VDC	17.87 A
DCDC2	MOSFET	0, 65 VDC	17.87 A
	Diodo	-42, 0 VDC	17.87 A
DCDC3	MOSFET	0, 53 VDC	10.38 A
	Diodo	0, 53 VDC	10.38 A

El cálculo de las redes *snubber* se basó en el criterio descrito en (77). Se empleó la configuración sencilla de circuito serie capacitor-resistor, conectada en paralelo a los terminales drenaje fuente del MOSFET y ánodo-cátodo del diodo, respectivamente. Para el MOSFET, t_{on} mínimo está relacionado con el ciclo de trabajo más pequeño D_{min}/f_s ; mientras que para el diodo este parámetro está asociado al ciclo de trabajo más grande $(1-D_{max})/f_s$, siendo f_s la frecuencia de conmutación (30kHz). Los valores de los elementos de la redes *snubber* de los tres convertidores se muestran en la Tabla 16. Vale la pena aclarar que en el caso del DCDC2, el t_{on} mínimo del MOSFET que aparece en la tabla tratará de no ser empleado, debido a que la relación de la tensión de entrada con la de salida, para este caso, será casi nula y por lo tanto, el convertidor no realizaría operación alguna. Por lo tanto, será necesario con reducir la tensión de entrada a tensiones inferiores a los 38 VDC, para evitar inconvenientes.

$$5 * R_s C_s < t_{on} \quad (77)$$

Tabla 16. Valores de los elementos pasivos que componen las redes *snubber*

Nombre convertidor	Elemento	t_{on} mínimo	R_s	C_s	$5 * R_s C_s$
DCDC1	MOSFET	8.176 μ s	120 Ω	2.2 nF	1.32 μ s
	Diodo	14.36 μ s	120 Ω	2.2 nF	1.32 μ s
DCDC2	MOSFET	1.586 μ s	120 Ω	2.2 nF	1.32 μ s
	Diodo	22.223 μ s	120 Ω	2.2 nF	1.32 μ s
DCDC3	MOSFET	21.533 μ s	120 Ω	2.2 nF	1.32 μ s
	Diodo	6.933 μ s	20 Ω	2.2 nF	0.04 s

ANEXO B. MODELADO MATEMÁTICO DE LOS CONVERTIDORES DE POTENCIA

En el presente anexo se encuentran los detalles para la obtención del modelo dinámico de los convertidores de potencia Buck y Boost, empleados en este trabajo. De igual manera, se realiza el análisis de este tipo de convertidores, con algunas modificaciones realizadas para facilitar el control de las topologías, al poder monitorear o filtrar variables de interés.

Los modelos obtenidos se obtuvieron mediante la estrategia de promediado del modelo en espacio de estados del convertidor, una técnica bastante conocida en la que se obtiene un modelo dinámico del convertidor al analizar su comportamiento durante un periodo de conmutación [90, 91]. Básicamente, las dinámicas de alta frecuencia del convertidor son suprimidas en el modelo, por lo cual, este modelo solo es aplicable siempre y cuando se analice con frecuencias inferiores a la mitad de la frecuencia de conmutación. Finalmente, se obtiene una función de transferencia que depende de la variación del ciclo de trabajo, respecto a su valor en el punto de equilibrio (entre 0 y 1) y se puede entrar a analizar las funciones de transferencia control – estado y funciones de transferencia perturbación-estado.

Vale la pena aclarar que los modelos en espacio de estados promediados son no lineales y se deben linealizar alrededor del punto de equilibrio [129, 160]. Se podrá observar como las funciones de transferencia del sistema estarán completamente influenciadas por parámetros que pueden variar en el tiempo como la resistencia y las fuentes de alimentación, por lo que es necesario aplicar técnicas de control lineales teniendo en cuenta algunos aspectos mínimos de estabilidad y robustez o estrategias de control no lineales que lidian con cambios de parámetros en el sistema sin inconvenientes [90, 125, 132, 143, 153, 154, 168].

Finalmente, los modelos que suelen emplearse para diseño de estrategias de control suelen ser simplificados. Suelen despreciarse pérdidas de cableado, resistencia en los inductores, capacitores y dispositivos semiconductores, caídas de tensión en el diodo de potencia, efectos de saturación en las inductancias, entre otras. Al obtener el modelo completo, se puede observar que el modelo simplificado es una buena aproximación del mismo y solamente basta con diseñar estrategias de control que tengan en cuenta dinámicas no modeladas [129, 146].

a. Modelo matemático del convertidor Buck

Para realizar el modelado matemático del convertidor Buck, es necesario analizar su comportamiento durante los estados de MOSFET activo y MOSFET inactivo. La Figura 78 muestra la representación del convertidor en ambos estados. El modelo del circuito se obtiene al escribir las variables del circuito para un periodo completo, que incluye un tiempo de encendido d y un tiempo de apagado $1-d$. Luego, las variables de estado *corriente en la inductancia*, $x_1 (i_L)$ y *voltaje en el condensador*, $x_2 (v_c)$ dispone de condiciones durante el encendido y el apagado, las cuales deben sumarse para obtener la descripción de estas variables para un periodo. La señal de entrada al sistema es el ciclo de trabajo (d) y como entrada de perturbación se emplea la tensión de entrada (V_g). Al final, se obtendrá un modelo en espacio de estados del convertidor, descrito en (78), donde se muestra la ecuación de estados y la ecuación de salida. La matriz de estados A se obtiene al extraer el Jacobiano de las ecuaciones de estado y remplazando en el punto de equilibrio para el sistema no lineal. La relación entre estados y entradas se diferencia empleando la matriz B_1 para la relación con la señal de control d y B_2 para relacionar entradas de perturbación, donde solo se considerará V_g . Al final, los modelos obtenidos permitirán relacionar variaciones de las variables de estado respecto a variaciones de las señales de control o perturbaciones, respecto al sistema en el punto de equilibrio inicial.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial x_1} & \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial \dot{x}_2}{\partial x_1} & \frac{\partial \dot{x}_2}{\partial x_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial d} \\ \frac{\partial \dot{x}_2}{\partial d} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial v_g} \\ \frac{\partial \dot{x}_2}{\partial v_g} \end{bmatrix} v_g = AX + B_1 d + B_2 v_g \quad (78)$$

$$\begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = CX$$

Los valores en estado estable de las variables de estado serán i_L y v_c para la corriente en la inductancia y el voltaje del capacitor, respectivamente.

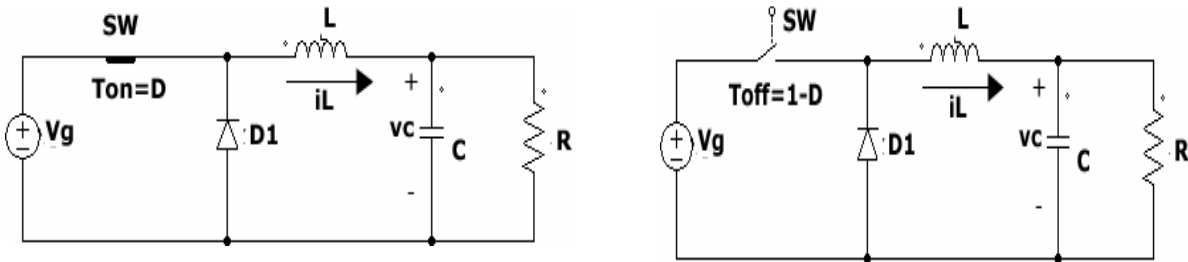


Figura 78. Estados de funcionamiento de un convertidor Buck

Para el circuito en estado de encendido, se describen las variables de tensión en la inductancia y corriente en el condensador en (79) :

$$v_L = v_g - v_c \rightarrow \dot{i}_L = \frac{1}{L}(v_g - v_c) \quad ; \quad i_c = i_L - i_R \rightarrow \dot{v}_c = \frac{1}{C}(i_L - i_R) \quad (79)$$

Para el circuito en estado de apagado, se describen las variables de estado en (80):

$$v_L + v_c = 0 \rightarrow \dot{i}_L = -\frac{1}{L}v_c \quad ; \quad i_c = i_L - i_R \rightarrow \dot{v}_c = \frac{1}{C}(i_L - i_R) \quad (80)$$

Luego, deben sumarse las relaciones entre la derivada de i_L y la derivada de v_c obtenidas en (79) y (80), posterior a la multiplicación de (79) por d y (80) por $(1-d)$, denotando los instantes donde se cumplen estas evoluciones de estado durante cada periodo. De esta manera, se obtiene (81), donde se expresan la variación de las variables de estado para todo un periodo:

$$\begin{aligned} \dot{i}_L &= \frac{1}{L}(v_g d - v_c d - v_c (1-d)) \rightarrow \dot{i}_L = \frac{1}{L}(v_g d - v_c) \\ \dot{v}_c &= \frac{d}{C}(i_L - i_R) + \frac{(1-d)}{C}(i_L - i_R) \rightarrow \dot{v}_c = \frac{1}{C}(i_L - i_R) \end{aligned} \quad (81)$$

De (81) se pueden obtener las relaciones en estado estable del convertidor (82), calculando los puntos de equilibrio del modelo promediado no lineal, haciendo di_L/dt e dv_c/dt iguales a cero. Las variables usadas se manejan en estado estable (V_g , V_c , I_L , I_R , D). Puede observarse que el ciclo de trabajo D depende de la relación entre la tensión de salida (voltaje del condensador) y la tensión de entrada, tal como lo muestra (71). Por otro lado, el valor en estado estable de la corriente en el inductor depende del valor en estado estable de la tensión del condensador y de la carga deseada, mostrando las condiciones de continuidad de corriente en el condensador, en las que la corriente promedio en un periodo es cero.

$$\begin{aligned} \dot{i}_L = 0 \rightarrow 0 &= \frac{1}{L}(v_g D - v_c) \rightarrow D = \frac{V_c}{V_g} \\ \dot{v}_c = 0 \rightarrow 0 &= \frac{1}{C}(i_L - i_R) \rightarrow I_L = \frac{V_c}{R} \end{aligned} \quad (82)$$

Finalmente, aplicando el Jacobiano de (81) respecto a las variables de estado, se obtiene la matriz de variación de estados, mientras que extrayendo el Jacobiano respecto a las entradas, se obtiene las matriz

de variación de estados respecto a las entradas. El modelo completo del convertidor Buck, se puede expresar de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_g/L \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} D/L \\ 0 \end{bmatrix} v_g \quad (83)$$

Se debe reafirmar que el modelo dinámico del convertidor de potencia queda limitado para un punto de operación específico, el cual se sugiere sea el caso de operación nominal. Como se puede observar, la matriz B_1 de esta última expresión tiene el término V_g relacionado con la tensión nominal de alimentación y en la matriz B_2 el término D es el ciclo de trabajo nominal. Lo mismo ocurre con la variable resistencia (R) de la matriz A . Si se modifica la carga, este parámetro varía, modificando el comportamiento dinámico del sistema. Sin embargo, como se podrá apreciar más adelante, la estrategia de control permite que el sistema se mantenga operando ante variaciones en la carga y la tensión de entrada, al variar el ciclo de trabajo.

b. Funciones de transferencia del convertidor Buck

De acuerdo al análisis realizado y al sistema en espacios de estados obtenido, se pueden hallar las expresiones de las funciones de transferencia entre las variables de estado (corriente en inductor y tensión en capacitor) en función del ciclo de trabajo (señal de control) y la fuente de alimentación (perturbación). La Tabla 17 muestra las expresiones obtenidas. La notación en minúsculas implica que la cantidad es de hecho una variación respecto al punto de operación nominal.

Tabla 17. Funciones de transferencia del convertidor Buck

$\frac{i_l(s)}{d(s)} = \frac{V_g/L (s + 1/RC)}{s^2 + s/RC + 1/LC}$	$\frac{i_l(s)}{v_g(s)} = \frac{D/L (s + 1/RC)}{s^2 + s/RC + 1/LC}$
$\frac{v_c(s)}{d(s)} = \frac{V_g/LC}{s^2 + s/RC + 1/LC}$	$\frac{v_c(s)}{v_g(s)} = \frac{D/LC}{s^2 + s/RC + 1/LC}$

c. Modelo matemático de un convertidor Buck con filtro a la entrada

Una de las características importantes del convertidor Buck es el hecho de disponer de una corriente discontinua en su entrada, puesto que el dispositivo de conmutación se encuentra bloqueando el camino directo de la corriente desde la fuente, tal como se puede apreciar en la Figura 78. Durante la fase de encendido, la corriente de entrada del convertidor es igual a la corriente en el inductor; mientras que en la fase de apagado, la corriente de entrada cae drásticamente a cero. La discontinuidad en la corriente produce interferencia electromagnética que no solamente debe ser contrarrestada para evitar un mal funcionamiento en los circuitos electrónicos cercanos a este convertidor, sino que la corriente contiene componentes armónicas de la frecuencia de conmutación, lo cual es indeseable para fuentes que disponen de un ancho de banda limitado [90].

Para evitar posibles inconvenientes por el contenido armónico de la corriente de entrada de este convertidor, se adapta el esquema mostrado en la Figura 79. Se hallará a continuación una función de transferencia que permita aplicar sin dificultad el proceso de modelado de las secciones anteriores y agregará un factor de corrección a las funciones de transferencia del sistema, debido a la presencia del filtro.

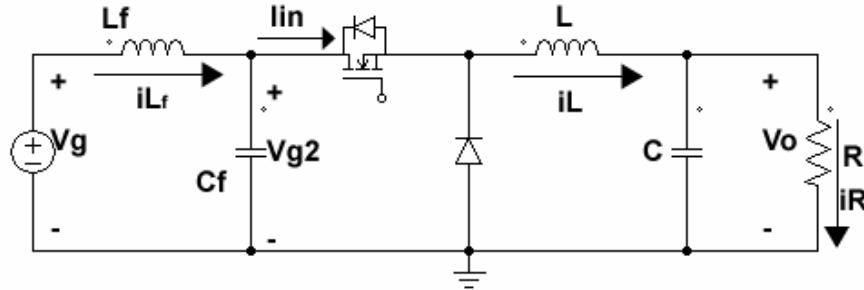


Figura 79. Esquema del convertidor Buck con filtro a la entrada

Se puede apreciar en la figura una cantidad llamada i_{in} , que representa la corriente de entrada del convertidor convencional. La relación entre la tensión V_{g2} y esta corriente permiten hallar la resistencia equivalente vista por el filtro LC, R_{feq} , compuesto por L_f y C_f los cuales se seleccionan de tal forma que la frecuencia de resonancia sea de un décimo de la frecuencia de conmutación. Considerando que la carga que tendría el filtro es la resistencia R_{feq} , y realizando un análisis de la malla de entrada, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$L_f \dot{i}_{Lf} = V_g - v_{cf} ; C_f \dot{v}_{cf} = i_{Lf} - \frac{v_{cf}}{R_{feq}} \quad (84)$$

$$C_f \ddot{v}_{cf} = \dot{i}_{Lf} - \frac{\dot{v}_{cf}}{R_{feq}} \quad (85)$$

Remplazando (85) en la primera expresión de (84) y reorganizando en el dominio de la frecuencia, se obtiene la función de transferencia entre V_{cf} y V_g como:

$$L_f C_f \ddot{v}_{cf} + \frac{L_f}{R_{feq}} \dot{v}_{cf} + v_{cf} = V_g$$

$$\frac{v_{cf}(s)}{v_g(s)} = \frac{1/L_f C_f}{s^2 + 1/R_{feq} C_f s + 1/L_f C_f} \quad (86)$$

La expresión (86) permite extender el efecto del filtro LC en las funciones de transferencia que tienen presente la tensión de la fuente principal V_g . Nótese que al hallar el punto de equilibrio, se obtiene que la tensión de entrada al convertidor sigue siendo V_g . Como se puede apreciar en la Tabla 17, las funciones afectadas por esta expresión son importantes para el análisis de sensibilidad del sistema controlado ante variaciones de la tensión de entrada y se observa como este filtro no afecta las dinámicas de los estados internos (tensión en capacitor de salida C y corriente en el inductor L).

d. Modelo matemático del convertidor Boost

De la misma forma en la que se procedió para obtener el modelo del convertidor Buck, se puede obtener el modelo en espacio de estados del convertidor Boost. La Figura 80 muestra los diagramas de funcionamiento de este convertidor durante el estado de encendido y de apagado.

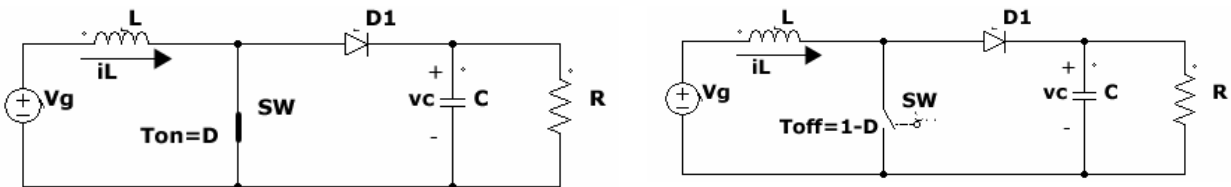


Figura 80. Estados de funcionamiento de un convertidor Boost

Para el circuito en estado de encendido, las variaciones de las variables de estado (corriente en el inductor, x_1 y tensión en el capacitor, x_2) se pueden expresar como:

$$-v_g + v_l = 0 \rightarrow \dot{i}_L = 1/L(v_g) \quad ; \quad i_c + i_R = 0 \rightarrow \dot{v}_c = -v_c/RC \quad (87)$$

De igual manera, en el estado de apagado, las variaciones de la corriente en la inductancia y la tensión del capacitor se expresan como:

$$\begin{aligned} -v_g + v_l + v_c &= 0 \rightarrow \dot{i}_L = 1/L(v_g - v_c) \\ i_L = i_c + i_R &= 0 \rightarrow \dot{v}_c = 1/C\left(i_L - v_c/R\right) \end{aligned} \quad (88)$$

Combinando las ecuaciones (87) y (88) y multiplicando por d y $(1-d)$ previo a esta suma, se obtiene la variación de los estados en cada ciclo de trabajo:

$$\begin{aligned} \dot{i}_L &= 1/L(v_g d + v_g(1-d) - v_c(1-d)) \rightarrow \dot{i}_L = 1/L(v_g - v_c(1-d)) \\ \dot{v}_c &= 1/C\left(-v_c d/R + i_L(1-d) - v_c(1-d)/R\right) \rightarrow \dot{v}_c = 1/C\left(i_L(1-d) - v_c/R\right) \end{aligned} \quad (89)$$

De la expresión (89) se pueden obtener las relaciones de ciclo de trabajo (ver (72)) y corriente en la inductancia de estado estacionario, igualando las derivadas a cero. Por lo tanto:

$$\begin{aligned} \dot{i}_L = 0 \rightarrow 0 &= 1/L(v_g - v_c(1-D)) \rightarrow \frac{V_c}{V_g} = \frac{1}{1-D} \rightarrow V_c = \frac{V_g}{1-D} \\ \dot{v}_c = 0 \rightarrow 0 &= 1/C\left(i_L(1-D) - v_c/R\right) \rightarrow I_L = \frac{V_c}{R(1-D)} \end{aligned} \quad (90)$$

Finalmente, aplicando el Jacobiano al sistema descrito en (90) para obtener las matrices que relacionan la variación de estados con los estados y la variación de estados respecto a las entradas, se obtiene el modelo en espacio de estados la ecuación de estados (91). Nótese que nuevamente, se utiliza un punto de operación para ajustar el modelo y es responsabilidad del controlador de mantener el circuito operando ante variaciones en la carga y la tensión de entrada, por medio de la variación del ciclo de trabajo.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-D)/L \\ (1-D)/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_c/L \\ -I_L/C \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} v_g \quad (91)$$

e. Funciones de transferencia del convertidor Boost

Al igual que como se obtuvo para el convertidor Buck, la Tabla 18 incluye las funciones de transferencia del convertidor Boost. Nuevamente, las cantidades denotadas en minúscula implican variación respecto al punto de operación nominal-

Tabla 18. Funciones de transferencia del convertidor Boost

$\frac{i_l(s)}{d(s)} = \frac{V_c/L (s + 2/RC)}{s^2 + s/RC + D_p^2/LC}$	$\frac{i_l(s)}{v_g(s)} = \frac{1/L (s + 1/RC)}{s^2 + s/RC + D_p^2/LC}$
$\frac{v_c(s)}{d(s)} = \frac{V_c/RC D_p \left(-s + RD_p^2/L \right)}{s^2 + s/RC + D_p^2/LC}$	$\frac{v_c(s)}{v_g(s)} = \frac{D_p/LC}{s^2 + s/RC + D_p^2/LC}$

f. Modelo matemático de un convertidor Boost con filtro a la salida

En este caso, se considera un convertidor Boost, pero con un inductor adicional entre el nodo del capacitor de salida y la carga. Esta configuración se vuelve altamente interesante en el caso de requerir controlar la corriente de salida de este convertidor de potencia. Se emplea una estrategia de modelado equivalente a la del convertidor Boost observado con anterioridad, teniendo en cuenta las variables de estado corriente en el inductor de entrada $i_{Lin} (x_1)$, tensión en el capacitor $v_C (x_2)$ y corriente en el inductor de salida $i_{Lout} (x_3)$. En el estado de encendido, las ecuaciones de estado son:

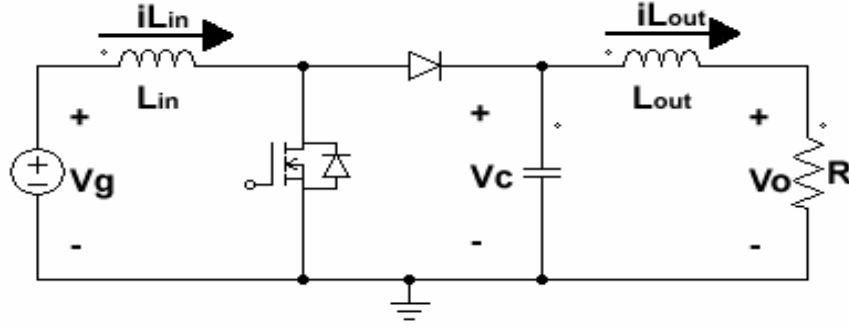


Figura 81. Esquema del convertidor Boost con filtro a la salida

$$\begin{aligned}
 -v_g + v_{L_{in}} &= 0 \rightarrow \dot{i}_{L_{in}} = \frac{1}{L_{in}} (v_g) \quad ; \quad i_c + i_{L_{out}} = 0 \rightarrow \dot{v}_c = -i_{L_{out}} \quad ; \\
 -v_c + v_{L_{out}} + v_R &= 0 \rightarrow \dot{i}_{L_{out}} = \frac{1}{L_{out}} (v_c - i_{L_{out}} R)
 \end{aligned} \tag{92}$$

En el estado de apagado, las ecuaciones de estado son:

$$\begin{aligned}
 -v_g + v_{L_{in}} + v_c &= 0 \rightarrow \dot{i}_{L_{in}} = \frac{1}{L_{in}} (v_g - v_c) \quad ; \\
 i_{L_{in}} = i_c + i_{L_{out}} &= 0 \rightarrow \dot{v}_c = \frac{1}{C} (i_{L_{in}} - i_{L_{out}}) \quad ; \\
 -v_c + v_{L_{out}} + v_R &= 0 \rightarrow \dot{i}_{L_{out}} = \frac{1}{L_{out}} (v_c - i_{L_{out}} R)
 \end{aligned} \tag{93}$$

Al combinar las expresiones anteriores, se obtienen las siguientes ecuaciones de estado promediadas en un periodo de conmutación:

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_{L_{in}} &= \frac{1}{L_{in}} (v_g d) + \frac{1}{L_{in}} (v_g - v_c)(1-d) \rightarrow \dot{i}_{L_{in}} = \frac{1}{L_{in}} (v_g - v_c(1-d)) \quad ; \\
 \dot{v}_c &= \frac{1}{C} (i_{L_{out}} d) - \frac{1}{C} (i_{L_{in}} - i_{L_{out}})(1-d) \rightarrow \dot{v}_c = \frac{1}{C} (i_{L_{in}}(1-d) - i_{L_{out}}) \quad ; \\
 \dot{i}_{L_{out}} &= \frac{1}{L_{out}} (v_c - i_{L_{out}} R)
 \end{aligned} \tag{94}$$

Los puntos de equilibrio de este sistema pueden hallarse al igualar las derivadas de los estados de (94) a cero. Se obtienen los puntos de equilibrio:

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_{Lin} = 0 \rightarrow 0 &= \frac{1}{L_{in}} (v_g - v_c (1 - D)) \rightarrow \frac{V_c}{V_g} = \frac{1}{1 - D} \rightarrow V_c = \frac{V_g}{1 - D} \\
 \dot{v}_c = 0 \rightarrow 0 &= \frac{1}{C} (i_{Lin} (1 - D) - i_{Lout}) \rightarrow I_{Lout} = I_{Lin} (1 - D) \\
 \dot{i}_{Lout} = 0 \rightarrow 0 &= \frac{1}{L_{out}} (v_c - i_{Lout} R) \rightarrow I_{Lout} = I_R = V_c / R
 \end{aligned} \tag{95}$$

Aplicando el Jacobiano en (95), teniendo en cuenta los puntos de equilibrio, se obtiene la expresión general del sistema en espacio de estados en el punto de operación. El sistema en espacio de estados es:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -D_p/L_{in} & 0 \\ D_p/C & 0 & -1/C \\ 0 & 1/L_{out} & -R/L_{out} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_c/L_{in} \\ -I_{Lin}/C \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 1/L_{in} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_g \tag{96}$$

Finalmente, se pueden determinar las funciones de transferencia de este sistema, las cuales se reúnen en la Tabla 19.

Tabla 19. Funciones de transferencia del convertidor Boost con inductor a la salida

$ \frac{i_{Lin}(s)}{d(s)} = \frac{V_c/L_{in} \left(s^2 + R/L_{out} s + 1/L_{out} C \right) + V_c/RCL_{in} \left(s + R/L_{out} \right)}{s^3 + R/L_{out} s^2 + \left(1/CL_{out} + D_p^2/CL_{in} \right) s + RD_p^2/CL_{in} L_{out}} $
$ \frac{i_{Lin}(s)}{v_g(s)} = \frac{1/L_{in} \left(s^2 + R/L_{out} s + 1/L_{out} C \right)}{s^3 + R/L_{out} s^2 + \left(1/CL_{out} + D_p^2/CL_{in} \right) s + RD_p^2/CL_{in} L_{out}} $

$\frac{v_c(s)}{d(s)} = \frac{D_p V_c / CL_{in} \left(s + R / L_{out} \right) - V_c / RCD_p \left(s^2 + R / L_{out} s \right)}{s^3 + R / L_{out} s^2 + \left(1 / CL_{out} + D_p^2 / CL_{in} \right) s + RD_p^2 / CL_{in} L_{out}}$
$\frac{v_c(s)}{v_g(s)} = \frac{D_p / CL_{in} \left(s + R / L_{out} \right)}{s^3 + R / L_{out} s^2 + \left(1 / CL_{out} + D_p^2 / CL_{in} \right) s + RD_p^2 / CL_{in} L_{out}}$
$\frac{i_{Lout}(s)}{d(s)} = \frac{V_c / RD_p L_{out} \left(-s + RD_p^2 / L_{in} \right)}{s^3 + R / L_{out} s^2 + \left(1 / CL_{out} + D_p^2 / CL_{in} \right) s + RD_p^2 / CL_{in} L_{out}}$
$\frac{i_{Lout}(s)}{v_g(s)} = \frac{D_p / CL_{in} L_{out}}{s^3 + R / L_{out} s^2 + \left(1 / CL_{out} + D_p^2 / CL_{in} \right) s + RD_p^2 / CL_{in} L_{out}}$

ANEXO C. ESQUEMAS DE CIRCUITO Y DIAGRAMAS DE CABLEADO DE LOS CONVERTIDORES DE POTENCIA

En este anexo se pueden encontrar los diferentes esquemas de circuito empleados en el desarrollo de las topologías, además de la notación de los diferentes conectores de cada convertidor y su respectivo cableado.

a. Esquemas de los instrumentos de corriente y tensión

En la Figura 82 se muestra el esquema de circuito de los instrumentos de medición de corriente; mientras que en la Figura 83 se encuentra el esquema del instrumento de medición de tensión, con sus respectivos valores. Para el instrumento de corriente, en el esquema se sustituyó por un circuito integrado de 8 pines; en este caso un amplificador operacional de montaje superficial, dado que el elemento **ACS714** no estaba disponible en la librería de diseño del software de diseño de tarjetas.

b. Esquema completo de la tarjeta de control para cada convertidor

En la Figura 84 se muestra el diseño completo de la tarjeta de control y protecciones de los convertidores tipo Boost. Vale la pena aclarar que las tarjetas son similares y que la única diferencia apreciable está en la conexión del *driver* para el convertidor Buck, el cuál se conecta de manera diferente. Respecto al esquema usado (convertidor Boost), las modificaciones que debieron realizarse a la tarjeta para adaptarla a un convertidor Buck son:

- Los pulsos de control ingresan por el pin 10 del Driver, no por el pin 12.
- La señal de inhibición sigue entrando por el mismo pin.
- Se debe instalar un capacitor de *bootstrap* entre los pines 5 y 6.
- Se debe instalar un diodo de conmutación rápida (1N4148) entre la fuente (+15VDC) y el pin 6.
- La señal que se dirige a la fuente del MOSFET sale del pin 5, mientras que la señal que va a la puerta saldrá del pin 7.

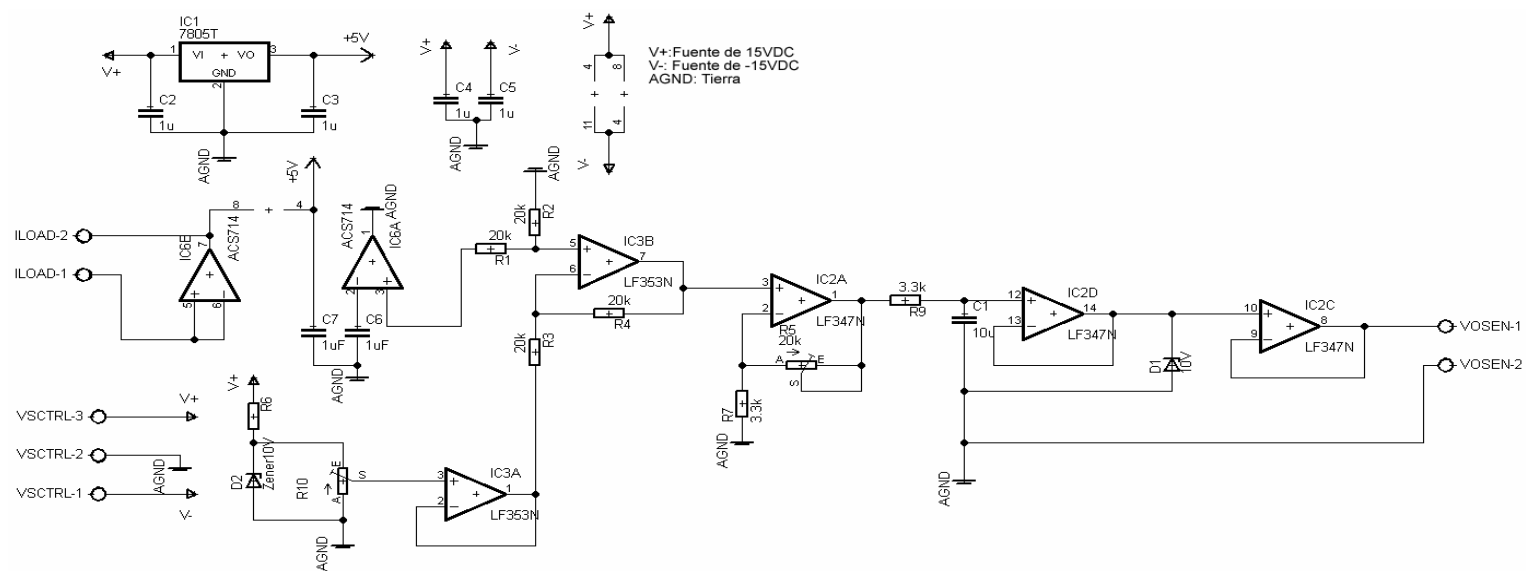


Figura 82. Detalles del instrumento de medición de corriente

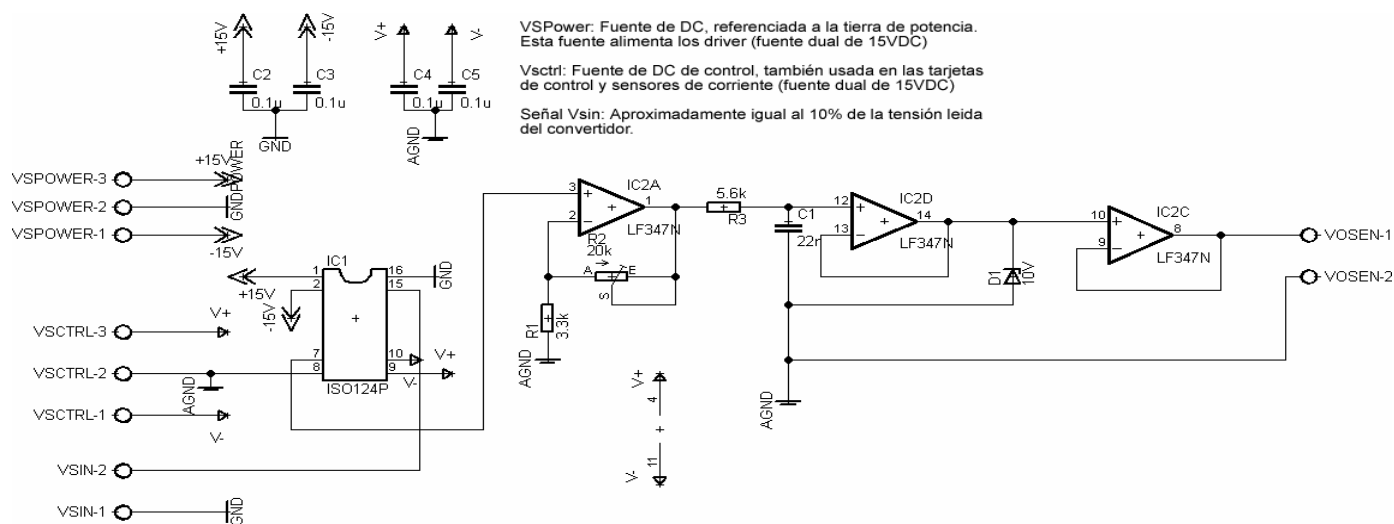


Figura 83. Detalles del instrumento de medición de tensión

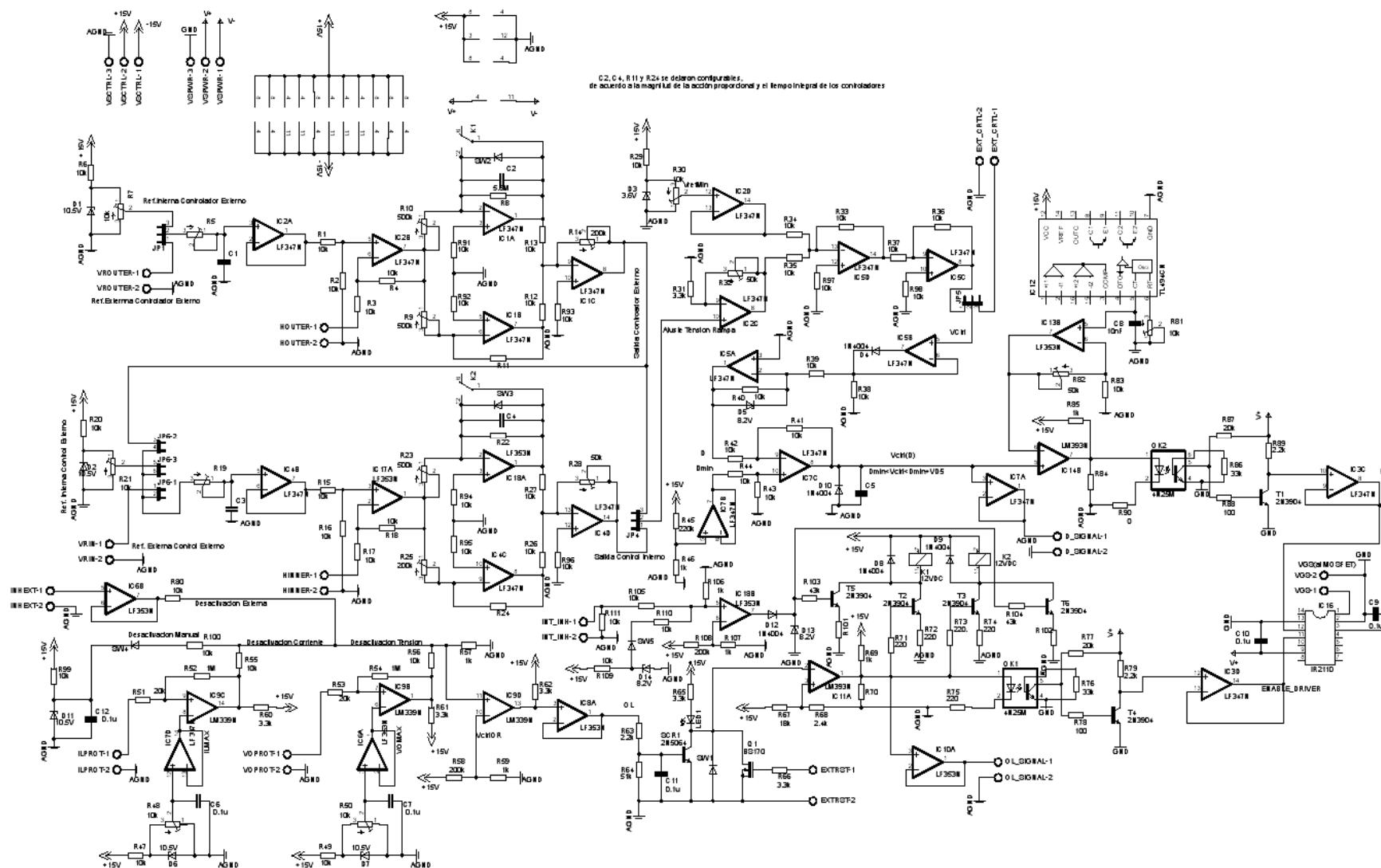


Figura 84. Esquema de circuito de las tarjetas de control de los convertidores de potencia

c. Detalles de señales de entrada y salida de los componentes de cada convertidor de potencia

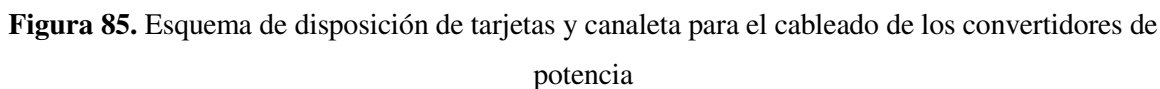
En esta sección del anexo, se realiza una descripción detallada de todos los puertos de entrada y salida que pueden hallarse en cada esquema completo del convertidor de potencia. Vale la pena aclarar que algunas conexiones son opcionales y otras son configurables, de acuerdo al funcionamiento establecido del convertidor, como es el caso de las señales leídas para los esquemas de protección y las estrategias de control concebidas para cada convertidor.

Esquema completo de los módulos convertidores de potencia

En este apartado, se describirán cada una de las señales que se encuentran involucradas en el sistema. Cada módulo convertidor (ver Figura 85) contiene los siguientes elementos:

- Tarjeta de circuito convertidor de potencia (Tarjeta A)
- Tarjeta de control (Tarjeta B)
- Acondicionador de señal de la tensión de entrada del convertidor (Tarjeta C)
- Acondicionador de señal de la tensión de salida del convertidor (Tarjeta D)
- Sensor y acondicionador de señal de la corriente de entrada del convertidor (Tarjeta E)
- Sensor y acondicionador de señal de la corriente de salida del convertidor (Tarjeta F)
- Tarjeta de interconexión de señales entre el módulo convertidor y la tarjeta de adquisición de datos (Tarjeta G)
- Tarjeta de conexión de fuentes DC duales para las tarjetas de control y sensado (Tarjeta H)
- L1 y L2 son las inductancias que incluye el circuito. La inductancia L1 siempre estará conectada en el convertidor; mientras que la inductancia L2 se instalaría en caso de requerir el filtrado de la corriente de salida (convertidor Elevador) o corriente de entrada (convertidor Reductor), de acuerdo a la aplicación.

A continuación se describirán cada una de las señales de cada convertidor, de acuerdo a la nomenclatura de la Figura 85. Se especifica el tipo de señal (entrada o salida).



La tarjeta A contiene las siguientes señales de entrada y salida, tanto de potencia como de control y adecuación de señal:

- Respecto a la señal **C2**, esta señal se encarga en permitir el paso de energía al convertidor de potencia. Lo que ocurre es que cuando en el convertidor elevador el ciclo útil es 0, la tensión de salida se iguala a la

entrada y circulará corriente por el sistema y en ocasiones, este flujo de energía debe ser completamente interrumpido.

Tarjeta B

Esta tarjeta dispone de diversas señales de entrada, salida y alimentación.

- **DC1:** Entrada de fuente de alimentación dual, para efectos de control (**Entrada**)
- **DC2:** Entrada de fuente de alimentación dual, cuya terminal de referencia es la misma que la terminal de referencia del convertidor de potencia (**Entrada**)
- **VRo:** Señal de entrada para fijar tensión de referencia para el lazo de control externo (**Entrada**)
- **VRi:** Señal de entrada para fijar tensión de referencia para el lazo de control interno (**Entrada**)
- **Ho:** Señal de realimentación del lazo de control externo (**Entrada**)
- **Hi:** Señal de realimentación del lazo de control interno (**Entrada**)
- **INH:** Señal para inhibir la acción integral de los lazos de control (**Entrada**)
- **Ipr:** Señal de corriente para la etapa de protección (**Entrada**)
- **Vpr:** Señal de tensión para la etapa de protección (**Entrada**)
- **Inpr:** Señal para activación de protecciones (**Entrada**)
- **RST:** Señal de reinicio en caso de haberse activado la protección (**Entrada**)
- **CTRL:** Señal análoga de control para el convertidor, en caso de emplear un controlador externo (**Entrada**)
- **D:** Señal de control (**Salida**)
- **OL:** Señal de sobrecarga (**Salida**)
- **VGS:** Pulsos de control del convertidor de potencia (**Salida**)

Vale la pena aclarar que las señales de referencia **VRo** y **VRi** deberán ser activadas de manera conveniente. Por ejemplo, si se realiza un control en cascada, la señal **VRo** recibirá la referencia del lazo completo; mientras que si se requiere de un control de lazo simple, se puede usar **VRi** y gestionar los *jumpers* incluidos en la tarjeta de control de manera adecuada. De igual manera, en caso de emplear un esquema de control que no se implemente en esta tarjeta, se emplea el terminal **CTRL** para introducir la señal de control del sistema. Por ese motivo, solo se requiere **un canal de salida análoga** de la tarjeta de adquisición de datos para realizar control en la tarjeta, bien sea entregando una referencia o una señal de control.

Las señales de entrada **INH**, **Inpr** y **RST** son señales digitales provenientes de la tarjeta de adquisición de datos. Por su parte, las señales **D** y **OL** son señales análogas que irán a ésta. No obstante, la conexión de **D** puede resultar opcional, pero la de **OL** si es necesaria para efectos del control de nivel superior.

Tarjetas C y D

Estas tarjetas permiten la adecuación de señales de tensión. Debido a que emplean un amplificador de aislamiento, requieren de dos fuentes de alimentación. Sus señales de entrada y salida son:

- **DC1:** Entrada de fuente de alimentación dual, para efectos de control (**Entrada**)
- **DC2:** Entrada de fuente de alimentación dual, cuya terminal de referencia es la misma que la terminal de referencia del convertidor de potencia (**Entrada**)
- **Vs:** Señal proveniente del convertidor de potencia, que corresponde a la tensión de entrada o salida atenuada (**Entrada**)
- **Vo:** Señal de tensión de entrada o salida del convertidor acondicionada (**Salida**)

Tarjetas E y F

Estas tarjetas permiten la adecuación de señales de corriente. La tarjeta incluye un sensor de efecto Hall, el cuál interactúa con la corriente que requiere medirse por medio del terminal **IL**. Las señales de entrada y salida son:

- **DC1:** Entrada de fuente de alimentación dual, para efectos de control (**Entrada**)
- **IL:** Señal de corriente de la inductancia que requiere medirse (**Entrada**)
- **Vo:** Señal de tensión acondicionada, equivalente a la corriente del inductor medida (**Salida**)

Para la conexión de estas tarjetas, es necesario realizar una conexión serial entre la inductancia, la bornera **IL** de las tarjetas **E** ó **F** y la bornera P3 (inductancia principal del circuito) o el terminal rojo de las borneras **P1** o **P2**, según la aplicación (filtrado de corriente).

Tarjeta G

Esta tarjeta contiene una serie de borneras y cables de conexión para realizar la interacción entre el módulo convertidor de potencia y la tarjeta de adquisición de datos u otra fuente/receptor de señales. Las señales que son llevadas desde la tarjeta de adquisición de datos u otra fuente hacia el módulo de potencia y su respectiva interrelación son:

- **Vro:** Tensión de referencia para el lazo externo, asociada a la señal **Vro** de la tarjeta **B**.
- **Vri:** Tensión de referencia para el lazo interno, asociada a la señal **Vri** de la tarjeta **B**.
- **CTRL:** Señal de control, en caso de emplearse un controlador externo. Asociada a la señal **CTRL** de la tarjeta **B**.
- **Inpr:** Entrada para la desactivación forzada del sistema por protección. Asociada a la señal **Inpr** de la tarjeta **B**.
- **INH:** Inhibidor de acciones integrales, asociada a la señal **INH** de la tarjeta **B**.
- **RST:** Señal de reinicio ante eventos de sobretensión o sobrecorriente, asociada a la señal **RST** de la tarjeta **B**.
- **C2:** Señal de activación para el MOSFET de encendido para las tarjetas de potencia tipo elevadoras, asociada a la señal **C2** de la tarjeta **A**.

Por su parte, las señales que salen del módulo convertidor de potencia a la tarjeta de adquisición de datos u otra entidad para efectos de control son las siguientes:

- **Señales Vo** de las tarjetas **C, D, E y F**, las cuales disponen información de señales instrumentadas de tensiones y corrientes. Asociadas a los pines **Vo** de **C, D, E y F**.
- **D:** Señal de control resultante generada por la tarjeta de control. Se asocia a la señal **D** de la tarjeta **B**.
- **OL:** Bandera de sobrecarga, sobretensión, asociada a la señal **OL** de la tarjeta **B**.

Tarjeta H

Esta tarjeta contiene las borneras de las fuentes duales empleadas en el montaje. La bornera DC1 es de la fuente asociada al control, mientras que la señal DC2 es de la fuente asociada a la potencia, cuya tierra es la misma que del convertidor.

Bobinas L1 y L2

En el esquema se incluyen las dos bobinas que se pueden conectar al convertidor. Por lo menos, debe instalarse una de ellas para que el convertidor realice su operación normal. La otra se empleará para fines de ajuste de estrategias de control.

d. Cableado de los convertidores de potencia

A continuación se muestra una representación numérica de las conexiones que son empleadas para la interacción de las diversas tarjetas que componen el convertidor de potencia. La Figura 86 muestra el esquema mostrado en la Figura 85, pero teniendo en cuenta un formato numérico que especifica las conexiones que deben realizarse entre las tarjetas que incluye el convertidor. En la Tabla 20 se resumen las uniones que deben llevarse a cabo, de acuerdo al número y a los terminales de cada tarjeta. Vale la pena mencionar que por ejemplo, la señal **B.OL** corresponde al terminal **OL** de la tarjeta **B**.

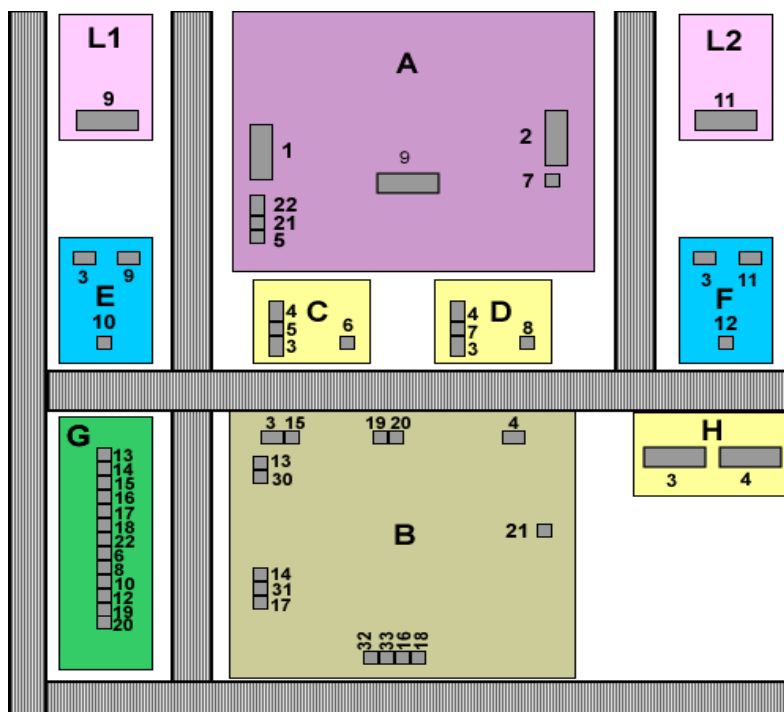


Figura 86. Notación de conexiones, basada en números, de los elementos que componen los convertidores

Tabla 20. Detalle de interconexiones de acuerdo a la notación numérica

Conexión	Señales involucradas	Observaciones
1	A.P1	Conductor de potencia, desde la fuente, batería u otro convertidor
2	A.P2	Conductor de potencia, hacia la batería, carga u otro convertidor
3	B.DC1, C.DC1, D.DC1, E.DC1, F.DC1, H.DC1	El terminal H.DC1 recibe señales desde la fuente dual externa
4	B.DC2, C.DC2, D.DC2, H.DC2	El terminal H.DC1 recibe señales desde la fuente dual externa
5	A.Vi1, C.Vs	
6	C.Vo, G.Vo	
7	A.Vo1, D.Vs	
8	D.Vo, G.Vo	
9	A.P3, E.IL, L1.L1	Conexión en serie para la medición de corriente por medio de E.IL
10	E.Vo, G.Vo	
11	A.P1, F.IL, L2.L2 ó A.P2, F.IL, L2.L2	Conexión en serie para la medición de corriente por medio de F.IL. Es posible que L2 no se conecte en algunos casos.
12	F.Vo, G.Vo	
13	B.VRo, G.VRo	Señal análoga
14	B.VRi, G.VRi	Señal análoga
15	B.CTRL, G.CTRL	Señal análoga
16	B.Inpr, G.Inpr	Señal digital
17	B.INH, G.INH	Señal digital
18	B.RST, G.RST	Señal Digital
19	B.D, G.D	Señal análoga
20	B.OL, G.OL	Señal digital
21	A.C1, B.VGS	
22	A.C2, G.C2	Señal de activación externa.
30	Estas cuatro señales son reconfigurables de acuerdo a las necesidades para la protección contra sobretensión o sobre corriente, que pueden ser de entrada o de salida y las necesidades de control.	
31		
32		
33		

Como se referencia en la Tabla 20 , las señales 30, 31, 32 y 33 que corresponden a señales medidas para efectos de realimentación (30 y 31) y protecciones (32 y 33) pueden variar de acuerdo a las condiciones de funcionamiento de cada convertidor, de acuerdo a la topología. Se mencionan a continuación, algunos casos de cómo deben conectarse estos pines.

Caso 1: Control en cascada corriente de salida – convertidor Boost

En el caso del convertidor elevador controlado en corriente de salida, es necesario emplear una bobina adicional (L2) en serie al terminal de carga (terminal **A.P2**). Si se realiza el control en la tarjeta, debe realizarse las siguientes extensiones de conexiones de la Figura 86.

- **Terminal 30**, debe unirse a la conexión 12, que quedaría **F.Vo, G.Vo(F), B.Ho**.
- **Terminal 31** y **Terminal 32**, deben unirse a la conexión 10, que quedaría **E.Vo, G.Vo(E), B.Hi, B.Ipr**
- **Terminal 33**, debe unirse a la conexión 8, que quedaría **D.Vo, G.Vo(D), B.Vpr**.

Caso 2: Control en cascada de tensión de salida – ambos convertidores

En este caso, se emplean las siguientes conexiones:

- **Terminal 30** y **Terminal 33** deben unirse a la conexión 8, que queda de la siguiente manera: **D.Vo, G.Vo(D), B.Ho, B.Vpr**
- **Terminal 31** y **Terminal 32**, asumiendo que la inductancia principal es L1, deben unirse a la conexión 10 quedando: **E.Vo, G.Vo(E), B.Hi, B.Ipr**

Caso 3: Control de tensión de entrada – convertidor Boost

Para este caso, la señal generada por el controlador externo entrará como señal de referencia para el lazo interno (señal B.VRo), debido a que esta estrategia requiere un control con ganancia negativa que no puede lograrse en el esquema mostrado con anterioridad. Por lo tanto, la conexión sería:

- **Terminal 30**: No requiere conexión
- **Terminal 31** y **Terminal 32**, asumiendo que la inductancia principal es L1, deben unirse a la conexión 10 quedando: **E.Vo, G.Vo(E), B.Hi, B.Ipr**
- **Terminal 33** debe unirse a la conexión 8, que quedaría **D.Vo, G.Vo(D), B.Vpr**.

REFERENCIAS

- [1] X. Yu, M. R. Starke, L. M. Tolbert, and B. Ozpineci, "Fuel cell power conditioning for electric power applications: a summary," *Electric Power Applications, IET*, vol. 1, pp. 643-656, 2007.
- [2] G. Sattler, "Fuel cells going on-board," *Journal of Power Sources*, vol. 86, pp. 61-67, 2000.
- [3] US Department of Energy, *Fuel cell handbook*, 5th ed.: Parson Corporation, 2000.
- [4] R. von Helmolt and U. Eberle, "Fuel cell vehicles: Status 2007," *Journal of Power Sources*, vol. 165, pp. 833-843, 2007.
- [5] A. R. Miller, J. Peters, B. E. Smith, and O. A. Velez, "Analysis of fuel cell hybrid locomotives," *Journal of Power Sources*, vol. 157, pp. 855-861, 2006.
- [6] M. Tanrioven and M. S. Alam, "Modeling, Control, and Power Quality Evaluation of a PEM Fuel Cell-Based Power Supply System for Residential Use," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 1582-1589, 2006.
- [7] M. Mahmoodi, G. B. Gharehpetian, M. Abedi, and R. Noroozian, "Novel and Simple Control Strategy for Fuel Cell Converters in DC Distribution Systems," in *Power and Energy Conference, 2006. PECon '06. IEEE International*, 2006, pp. 358-362.
- [8] M. Uzunoglu, O. C. Onar, and M. S. Alam, "Modeling, control and simulation of a PV/FC/UC based hybrid power generation system for stand-alone applications," *Renewable Energy*, vol. 34, pp. 509-520, 2009.
- [9] N. Kalhoff, "Integration of fuel cell applications into the power supply for information and telecommunications technology," in *Telecommunications Energy Conference, 2007. INTELEC 2007. 29th International*, 2007, pp. 444-448.
- [10] I. F. Bitterlin, "Modelling a reliable wind/PV/storage power system for remote radio base station sites without utility power," *Journal of Power Sources*, vol. 162, pp. 906-912, 2006.
- [11] J. Lagorse, D. Paire, and A. Miraoui, "Sizing optimization of a stand-alone street lighting system powered by a hybrid system using fuel cell, PV and battery," *Renewable Energy*, vol. 34, pp. 683-691, 2009.
- [12] J.-H. Wee, "Applications of proton exchange membrane fuel cell systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 11, pp. 1720-1738, 2007.
- [13] D. Bouquain, B. Blunier, and A. Miraoui, "A hybrid fuel cell/battery wheelchair — modeling, simulation and experimentation," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE*, 2008, pp. 1-6.
- [14] A. J. del Real, A. Arce, and C. Bordons, "Development and experimental validation of a PEM fuel cell dynamic model," *Journal of Power Sources*, vol. 173, pp. 310-324, 2007.
- [15] C. Ramos, A. Romero, R. Giral, and L. Martinez-Salamero, "Maximum Power Point Tracking Strategy for Fuel Cell Power Systems," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronic - ISIE07, 2007. Proceedings of*, 2007.
- [16] J. T. Pukrushpan, A. G. Stefanopoulou, and P. Huei, "Control of fuel cell breathing," *Control Systems Magazine, IEEE*, vol. 24, pp. 30-46, 2004.
- [17] P. Thounthong and S. Rael, "The benefits of hybridization," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 3, pp. 25-37, 2009.
- [18] F. Khairy, L. Hyun Woo, T. Mishima, and M. Nakaokal, "Boost-Half Bridge Single Power Stage PWM DC-DC Converter for Small Scale Fuel Cell Stack," in *Power and Energy Conference, 2006. PECon '06. IEEE International*, 2006, pp. 426-431.
- [19] S. M. Naylor, V. Pickert, and D. J. Atkinson, "Fuel Cell Drive Train Topologies - Computer Analysis of Potential Systems," in *Power Electronics, Machines and Drives, 2006. The 3rd IET International Conference on*, 2006, pp. 398-403.

- [20] A. Arce, A. J. del Real, and C. Bordons, "Predictive Control for battery performance improvement in hybrid PEM fuel cell vehicles," in *Control Applications, 2008. CCA 2008. IEEE International Conference on*, 2008, pp. 696-701.
- [21] Ballard Power Systems Inc, *NEXATM Power Module User's Manual MAN5100078*, 2003.
- [22] J. Larminie, A. Dicks, and Knovel, *Fuel cell systems explained*, 2nd ed.: Wiley New York, 2003.
- [23] C. A. Ramos, "Emulación de Pílas de Combustible y Evaluación de Estructuras de Potencia y Control para Sistemas de Generación de Energía Eléctrica Basados en Pilas de Combustible," in *Departament d'Enginyeria Electrònica, Elèctrica i Automàtica*. vol. Maestría en Ingeniería Tarragona: Universitat Rovira i Virgili, 2007.
- [24] C. A. Ramos-Paja, C. Bordons, A. Romero, R. Giral, and L. Martinez-Salamero, "Minimum Fuel Consumption Strategy for PEM Fuel Cells," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 685-696, 2009.
- [25] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control strategy of fuel cell/supercapacitors hybrid power sources for electric vehicle," *Journal of Power Sources*, vol. 158, pp. 806-814, 2006.
- [26] H.-w. He, J.-p. Gao, and Y.-m. Zhang, "Fuel cell output power-oriented control for a fuel cell hybrid electric vehicle," in *American Control Conference, 2008*, 2008, pp. 605-610.
- [27] P. Sethakul, S. Rael, B. Davat, and P. Thounthong, "Fuel cell high-power applications," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 3, pp. 32-46, 2009.
- [28] C. Wang and M. H. Nehrir, "Fuel cells and load transients," *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 5, pp. 58-63, 2007.
- [29] M. Marchesoni and C. Vacca, "New DC/DC Converter for Energy Storage System Interfacing in Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 301-308, 2007.
- [30] O. C. Onar, M. Uzunoglu, and M. S. Alam, "Modeling, control and simulation of an autonomous wind turbine/photovoltaic/fuel cell/ultra-capacitor hybrid power system," *Journal of Power Sources*, vol. 185, pp. 1273-1283, 2008.
- [31] O. H. A. Shirazi, O. Onar, and A. Khaligh, "A novel telecom power system," in *Telecommunications Energy Conference, 2008. INTELEC 2008. IEEE 30th International*, 2008, pp. 1-8.
- [32] A. Emadi, S. S. Williamson, and A. Khaligh, "Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 567-577, 2006.
- [33] A. Emadi, L. Young Joo, and K. Rajashekara, "Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 2237-2245, 2008.
- [34] K. Rajashekara, "Power conversion and control strategies for fuel cell vehicles," in *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, 2003, pp. 2865-2870 Vol.3.
- [35] P. Thounthong, V. Chunkag, P. Sethakul, B. Davat, and M. Hinaje, "Comparative Study of Fuel-Cell Vehicle Hybridization with Battery or Supercapacitor Storage Device," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 3892-3904, 2009.
- [36] J. Bauman and M. Kazerani, "A Comparative Study of Fuel-Cell/Battery, Fuel-Cell/Ultracapacitor, and Fuel-Cell/Battery/Ultracapacitor Vehicles," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 760-769, 2008.
- [37] N. D. Benavides and P. L. Chapman, "Mass-Optimal Design Methodology for DC-DC Converters in Low-Power Portable Fuel Cell Applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 1545-1555, 2008.
- [38] A. F. Burke, "Batteries and Ultracapacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, pp. 806-820, 2007.

- [39] M. Harfman-Todorovic, M. Chellappan, L. Palma, and P. Enjeti, "The role of supercapacitors in designing fuel cell powered portable applications," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 2465-2472.
- [40] L. Palma, M. Harfman-Todorovic, P. Enjeti, and C. Sewan, "Analysis of DC-DC Converter Stability in Fuel Cell Powered Portable Electronic Systems," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, 2006, pp. 1-6.
- [41] M. Harfman-Todorovic, L. Palma, M. Chellappan, and P. Enjeti, "Design considerations for fuel cell powered UPS," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, 2008, pp. 1984-1990.
- [42] M. Harfman-Todorovic, L. Palma, and P. N. Enjeti, "Design of a Wide Input Range DC/DC Converter With a Robust Power Control Scheme Suitable for Fuel Cell Power Conversion," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 1247-1255, 2008.
- [43] H.-w. He, C.-n. Zhang, and X.-j. Yu, "Power Distribution Control for a Fuel Cell Hybrid Electric Bus," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE*, 2007, pp. 62-65.
- [44] H.-w. He, Y.-q. Zhang, and F. Wan, "Control strategies design for a fuel cell hybrid electric vehicle," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE*, 2008, pp. 1-6.
- [45] Z. Jiang, L. Gao, and R. A. Dougal, "Flexible multiobjective control of power converter in active hybrid fuel cell/battery power sources," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 244-253, 2005.
- [46] C. Liu, T. Nergaard, L. Leslie, J. Ferrell, X. Huang, T. Shearer, J. Reichl, J. Lai, and J. Bates, "Power balance control and voltage conditioning for fuel cell converter with multiple sources," in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, 2002, pp. 2001-2006.
- [47] M. J. Marcel, T. A. Haskew, and K. A. Williams, "Test facility for a hybrid fuel cell electric vehicle," in *SoutheastCon, 2007. Proceedings. IEEE*, 2007, pp. 734-739.
- [48] C. Wang and M. H. Nehrir, "Distributed Generation Applications of Fuel Cells," in *Power Systems Conference: Advanced Metering, Protection, Control, Communication, and Distributed Resources, 2006. PS '06*, 2006, pp. 244-248.
- [49] J. Zhenhua, R. A. Dougal, and R. Leonard, "A novel digital power controller for fuel cell/ battery hybrid power sources," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*, 2005, pp. 467-473 Vol. 1.
- [50] J. Bernard, S. Delprat, F. Buechi, and T. M. Guerra, "Global Optimisation in the power management of a Fuel Cell Hybrid Vehicle (FCHV)," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2006. VPPC '06. IEEE*, 2006, pp. 1-6.
- [51] A. Boucherit, Y. M. Ayad, A. Djerdir, M. Cirrincione, M. Pucci, and G. Vitale, "Power conditioning in electrical vehicles fed by fuel cells and supercapacitors with a matrix converter," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, pp. 1-9.
- [52] B. Bidoggia, G. Spiazzi, S. Buso, T. Lequeu, and L. Ventura, "Design of a fuel cell based backup system for telecoms applications," in *Telecommunications Energy Conference, 2008. INTELEC 2008. IEEE 30th International*, 2008, pp. 1-8.
- [53] H.-J. Chiu and L.-W. Lin, "A bidirectional DC-DC converter for fuel cell electric vehicle driving system," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 950-958, 2006.
- [54] Y.-D. Kim, K.-B. Park, C.-E. Kim, and G.-W. Moon, "Band-gap reference voltage control strategy of power conditioning system for fuel cell hybrid vehicle," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 2574-2578.
- [55] H. Li and F. Z. Peng, "Modeling of a new ZVS bi-directional dc-dc converter," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 272-283, 2004.
- [56] T. Pang, S. Huang, and S. Wang, "A three phase ZVS bidirectional DC-DC converter," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE*, 2008, pp. 1-6.

- [57] G. J. Su and L. Tang, "A Multiphase, Modular, Bidirectional, Triple-Voltage DC/DC Converter for Hybrid and Fuel Cell Vehicle Power Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 3035-3046, 2008.
- [58] A. Drolia, P. Jose, and N. Mohan, "An approach to connect ultracapacitor to fuel cell powered electric vehicle and emulating fuel cell electrical characteristics using switched mode converter," in *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, 2003, pp. 897-901 vol.1.
- [59] T. Furuya, K. Ogawa, and T. Yamamoto, "Drive control for fuel cells and lithium ion battery hybrid railway vehicle," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE*, 2009, pp. 86-91.
- [60] J.-S. Lai and D. J. Nelson, "Energy Management Power Converters in Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, pp. 766-777, 2007.
- [61] F. Z. Peng, S. Miaosen, and K. Holland, "Application of Z-Source Inverter for Traction Drive of Fuel Cell/Battery Hybrid Electric Vehicles," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 1054-1061, 2007.
- [62] P. García, J. Perez, L. M. Fernández, C. A. García, and F. Jurado, "Control strategies for a fuel-cell hybrid tramway," in *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, 2010, pp. 1183-1188.
- [63] W. Greenwell and A. Vahidi, "Predictive Control of Voltage and Current in a Fuel Cell/Ultracapacitor Hybrid," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 1954-1963, 2010.
- [64] C.-C. Hua, C.-W. Chuang, and C.-L. Huang, "Design and Implementation of a PEMFC/Battery Hybrid Generation System with Bi-Directional Power Flow," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, 2006, pp. 1-6.
- [65] C.-C. Hua, C.-L. Huang, and H.-C. Chiu, "Research on Dynamic Response of Hybrid Power Source Systems with PEMFCs and Lead-Acid Batteries," in *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07*, 2007, pp. 739-744.
- [66] C. Wei and L. Zhengyu, "A novel ZVS push-pull type LLC series resonant Dc-Dc converter for hybrid fuel cell power systems," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 1651-1656.
- [67] J.-S. Lai, S.-Y. Park, S. Moon, and C. L. Chen, "A High-Efficiency 5-kW Soft-Switched Power Conditioning System for Low-Voltage Solid Oxide Fuel Cells," in *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07*, 2007, pp. 463-470.
- [68] M. Marchesoni and S. Savio, "Reliability analysis of a fuel cell electric city car," in *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, 2005, pp. 10 pp.-P.10.
- [69] J. Weigl, I. Inayati, E. Zind, and H. Said, "Pios fuel cell Motorcycle; design, development and test of hydrogen fuel cell powered vehicle," in *Sustainable Energy Technologies, 2008. ICSET 2008. IEEE International Conference on*, 2008, pp. 1120-1122.
- [70] H. Mehlich, S. Jaehnert, J. Mehlich, B. Veit, and S. Konig, "A current-controlled fuel cell system with short-time storage for grid feeding application," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, pp. 1-10.
- [71] W. Na and B. Gou, "Analysis and control of bidirectional DC/DC converter for PEM fuel cell applications," in *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, 2008, pp. 1-7.
- [72] F. Z. Peng, L. Hui, S. Gui-Jia, and J. S. Lawler, "A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 54-65, 2004.
- [73] H. Qiao, Y. Zhang, Y. Yao, and L. Wei, "Analysis of Buck-Boost Converters for Fuel Cell Electric Vehicles," in *Vehicular Electronics and Safety, 2006. ICVES 2006. IEEE International Conference on*, 2006, pp. 109-113.

- [74] A. K. Saha, S. Chowdhury, S. P. Chowdhury, and C. T. Gaunt, "Integration of wind turbine, SOFC and microturbine in distributed generation," in *Power & Energy Society General Meeting, 2009. PES '09. IEEE*, 2009, pp. 1-8.
- [75] V. Sánchez, J. M. Ramirez, and G. Arriaga, "Optimal sizing of a hybrid renewable system," in *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, 2010, pp. 949-954.
- [76] K. Sang-Hyun, K. Tae-Hoon, K. Wook, L. Jong-Hak, and C. Woojin, "Optimal selection and design of the supercapacitor module for fuel cell vehicles," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010, pp. 466-473.
- [77] N. Schofield, H. T. Yap, and C. M. Bingham, "Hybrid energy sources for electric and fuel cell vehicle propulsion," in *Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conference*, 2005, pp. 522-529.
- [78] K. Taehyung, O. Vodyakho, and J. Yang, "Control of a fuel cell hybrid electric motorcycle," in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE. IEEE*, 2009, pp. 438-442.
- [79] H. Tao, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Novel Zero-Voltage Switching Control Methods for a Multiple-Input Converter Interfacing a Fuel Cell and Supercapacitor," in *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, 2006, pp. 2341-2346.
- [80] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Family of multiport bidirectional DC-DC converters," *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, vol. 153, pp. 451-458, 2006.
- [81] P. Thounthong, V. Chunkag, P. Sethakul, S. Sikkabut, S. Pierfederici, and B. Davat, "Energy management of fuel cell/solar cell/supercapacitor hybrid power source," *Journal of Power Sources*, vol. 196, pp. 313-324.
- [82] A. Vazquez, C. Aguilar, F. Canales, and M. Ponce, "Integrated power conditioner topology for fuel cell based power supply systems," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 223-229.
- [83] L. Wang and H. Li, "Maximum Fuel Economy-oriented Power Management Design for a Fuel Cell Vehicle Using Battery and Ultracapacitor," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, 2009, pp. 171-178.
- [84] H. Xu, K. Li, and W. Xuhui, "Fuel cell power system and high power DC-DC converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1250-1255, 2004.
- [85] Z. Yuedong, Z. Jianguo, G. Youguang, and W. Hua, "Design of an active power factor converter for ups with backup proton exchange membrane fuel cell/battery," in *Universities Power Engineering Conference, 2007. AUPEC 2007. Australasian*, 2007, pp. 1-5.
- [86] Z. Yuedong, Z. Jianguo, G. Youguang, and W. Hua, "Development of a single-phase high frequency UPS with backup PEM fuel cell and battery," in *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on*, 2007, pp. 1840-1844.
- [87] S. Yujin, S. B. Han, X. Li, S. I. Park, H. G. Jeong, and B. M. Jung, "A Power Control Scheme to Improve the Performance of a Fuel Cell Hybrid Power," in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, 2007, pp. 1261-1266.
- [88] L. Zhu, "A Novel Soft-Commutating Isolated Boost Full-Bridge ZVS-PWM DC/DC Converter for Bidirectional High Power Applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 422-429, 2006.
- [89] C. A. Ramos-Paja, A. Romero, R. Giral, J. Calvente, and L. Martinez-Salamero, "Mathematical analysis of hybrid topologies efficiency for PEM fuel cell power systems design," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 32, pp. 1049-1061.
- [90] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [91] M. Rashid, *The power electronics handbook*, 2nd ed.: CRC Press, 2002.
- [92] A. K. Rathore, A. K. S. Bhat, and R. Oruganti, "A Comparison of Soft-Switched DC-DC Converters for Fuel Cell to Utility Interface Application," in *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07*, 2007, pp. 588-594.

- [93] D. M. Bellur and M. K. Kazimierczuk, "DC-DC converters for electric vehicle applications," in *Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo, 2007*, 2007, pp. 286-293.
- [94] J. M. Andújar, F. Segura, and M. J. Vasallo, "A suitable model plant for control of the set fuel cell-DC/DC converter," *Renewable Energy*, vol. 33, pp. 813-826, 2008.
- [95] J. Anzick and M. Thompson, "DC-DC boost converter design for Kettering University's GEM fuel cell vehicle," in *Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo, 2005. Proceedings*, 2005, pp. 307-316.
- [96] M. I. Marei, S. Lambert, R. Pick, and M. M. A. Salama, "DC/DC converters for fuel cell powered hybrid electric vehicle," in *Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conference*, 2005, pp. 126-129.
- [97] G. Calderon-Lopez, A. J. Forsyth, and D. R. Nuttall, "Design and Performance Evaluation of a 10-kW Interleaved Boost Converter for a Fuel Cell Electric Vehicle," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC '06. CES/IEEE 5th International*, 2006, pp. 1-5.
- [98] Y. Tsuruta and A. Kawamura, "A Novel Soft Switching Scheme QRAS Converter Aimed for FCEV," in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, 2005, pp. 779-785.
- [99] Y. Tsuruta, Y. Ito, and A. Kawamura, "A new zero-voltage-zero-current-transition chopper SAZZ for a FCEV drive," in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, 2005, p. 6 pp.
- [100] K. Ogura, S. Chandhaket, T. Ahmed, and M. Nakaoka, "Non-isolated ZVS-PWM boost choppered dc-dc converter with auxiliary edge resonant snubber," in *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, 2003, pp. 2356-2362 Vol.3.
- [101] E. Schaltz, P. O. Rasmussen, and A. Khaligh, "Non-inverting buck-boost converter for fuel cell applications," in *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, 2008, pp. 855-860.
- [102] Y.-y. Zhang, J.-c. Sun, L.-b. Du, and Y. Zhang, "An Intelligent Control Strategy for Power and Voltage of PEMFC Generator," in *Natural Computation, 2008. ICNC '08. Fourth International Conference on*, 2008, pp. 458-462.
- [103] S. Wang, Y. Kenarangui, and B. Fahimi, "Impact of Boost Converter Switching Frequency on Optimal Operation of Fuel Cell Systems," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2006. VPPC '06. IEEE*, 2006, pp. 1-5.
- [104] R. Attanasio, M. Cacciato, F. Gennaro, and A. Consoli, "An innovative boost converter for fuel cells stationary generation systems," in *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, 2004, pp. 2831-2836 Vol. 3.
- [105] L. Palma and P. Enjeti, "A Modular Fuel Cell, Modular DC-DC Converter Concept for High Performance and Enhanced Reliability," in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, 2007, pp. 2633-2638.
- [106] M. A. A. Younis, N. A. Rahim, and S. Mekhilef, "Dynamic and control of fuel cell system," in *Industrial Electronics and Applications, 2008. ICIEA 2008. 3rd IEEE Conference on*, 2008, pp. 2063-2067.
- [107] S. Basu and T. M. Undeland, "A novel isolated DC DC converter with improved efficiency for fuel cell based DC power supply systems," in *Sustainable Energy Technologies, 2008. ICSET 2008. IEEE International Conference on*, 2008, pp. 661-664.
- [108] R. Bojoi, C. Pica, D. Roiu, and A. Tenconi, "New DC-DC converter with reduced low-frequency current ripple for Fuel Cell in Single-Phase Distributed Generation," in *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, 2010, pp. 1213-1218.
- [109] M. C. Caponet, F. Profumo, and A. Tenconi, "Cost effective saturable inductor for zero voltage switching-zero current switching DC/DC power conditioning converter for fuel cells," in *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2003, pp. 1576-1581 vol.3.

- [110] V. I. Cimino and L. Piegari, "A Dual Inductor Current fed dc/dc converter with ZVS active clamping, for fuel cell based plant," in *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*, 2008, pp. 1-6.
- [111] L. Guillaume, D. B. Viet, F. J. Paul, B. Jean, and L. Yves, "New soft switching ZVS and ZCS half-bridge inductive DC-DC converters for fuel cell applications," in *International Power Electronics Congress, 10th IEEE*, 2006, pp. 1-6.
- [112] A. Ivanov, V. Dang Bang, Y. Lembeye, J. P. Ferrieux, and J. Barbaroux, "Comparison of two soft switching DC-DC converters for fuel cell applications," in *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, 2006, pp. 2121-2128.
- [113] H. Kim, C. Yoon, and S. Choi, "A Three-Phase Zero-Voltage and Zero-Current Switching DC/DC Converter for Fuel Cell Applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 391-398, 2010.
- [114] C. Liu, A. Johnson, and J. S. Lai, "A novel three-phase high-power soft switched DC/DC converter for low voltage fuel cell applications," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, 2004, pp. 1365-1371 Vol.3.
- [115] W. Yu, J.-S. Lai, and H. Qian, "A Family of Novel Zero-Voltage and Zero-Current Switching Full Bridge Converters Using Output Voltage Reset for Fuel Cell Application," in *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*, 2007, pp. 622-627.
- [116] J.-F. Chen, W.-S. Liu, R.-L. Lin, T.-J. Liang, and C.-H. Liu, "High-Efficiency Cascode Forward Converter of Low Power PEMFC System," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC '06. CES/IEEE 5th International*, 2006, pp. 1-7.
- [117] B. M. Han, L. Jun-Young, and J. Yu-Seok, "Power conditioning system for fuel cell with 2-stage DC-DC converter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010, pp. 303-308.
- [118] A. Mousavi, P. Das, and G. Moschopoulos, "ZVS and ZCS dc-dc PWM full-bridge fuel cell converters," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010, pp. 564-570.
- [119] G. Spiazzi, P. Mattavelli, J. R. Gazoli, R. Magalhaes, and G. Frattini, "Improved integrated boost-flyback high step-up converter," in *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, 2010, pp. 1169-1174.
- [120] X. Kong and A. M. Khambadkone, "Analysis and Implementation of a High Efficiency, Interleaved Current-fed Full Bridge Converter for Fuel Cell System," in *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on*, 2005, pp. 474-479.
- [121] J.-S. Lai, S.-R. Moon, R. Kim, F.-Y. Lin, Y.-H. Liu, and M.-H. Lin, "A General-Purpose Three-Phase DC-DC Converter Building Block for Fuel Cell Applications," in *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*, 2007, pp. 1639-1644.
- [122] J. i. Itoh and F. Hayashi, "Ripple Current Reduction of a Fuel Cell for a Single-Phase Isolated Converter Using a DC Active Filter With a Center Tap," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 550-556, 2010.
- [123] G. Kovacevic, A. Tenconi, and R. Bojoi, "Advanced DC-DC converter for power conditioning in hydrogen fuel cell systems," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 33, pp. 3215-3219, 2008.
- [124] A. Narjiss, D. Depernet, D. Candusso, F. Gustin, and D. Hissel, "Online diagnosis of PEM Fuel Cell," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, 2008, pp. 734-739.
- [125] J. Leyva-Ramos, J. A. Morales-Saldana, and M. Martinez-Cruz, "Robust stability analysis for current-programmed regulators," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1138-1145, 2002.
- [126] L. Danwei and L. Hui, "Dynamic modeling and control design for bi-directional DC-DC converter for fuel cell vehicles with battery as energy storage element," in *Industry Applications*

- Conference, 2005. *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, 2005, pp. 1632-1635 Vol. 3.
- [127] H. Xu, X. Wen, E. Qiao, G. Xin, and K. Li, "High Power Interleaved Boost Converter in Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle," in *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*, 2005, pp. 1814-1819.
 - [128] S. M. Elashhab and M. A. Zohdy, "PEM fuel cell system identification and model order reduction for H_{∞} loop shaping controller design," in *Electro/Information Technology, 2008. EIT 2008. IEEE International Conference on*, 2008, pp. 60-65.
 - [129] E. Sira-Ramírez and R. SILVA-ORTIGOZA, *Control Design Techniques for Power Electronic Devices*: Springer, 2006.
 - [130] H. Erdem, "Comparison of fuzzy, PI and fixed frequency sliding mode controller for DC-DC converters," in *Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP '07. International Aegean Conference on*, 2007, pp. 684-689.
 - [131] S. Laghrouche, F. Plestan, and A. Glumineau, "Higher order sliding mode control based on integral sliding mode," *Automatica*, vol. 43, pp. 531-537, 2007.
 - [132] M. Lopez, L. G. de Vicuna, M. Castilla, P. Gaya, and O. Lopez, "Current distribution control design for paralleled DC/DC converters using sliding-mode control," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 419-428, 2004.
 - [133] E. Arango, J. Calvente, R. Giral, A. El Aroudi, and L. Martinez-Salamero, "LQR control of an asymmetrical interleaved boost converter working in inherent DCM," in *Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005. Proceedings of the IEEE International Symposium on*, 2005, pp. 721-726 vol. 2.
 - [134] P. Thounthong, P. Sethakul, S. Rael, and B. Davat, "Modeling and control of a fuel cell current control loop of a 4-phase interleaved step-up converter for DC distributed system," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 230-236.
 - [135] X. Chang-jun, Q. Shu-hai, and C. Qi-hong, "Control strategy of hybrid power system for Fuel Cell Electric Vehicle based on neural network optimization," in *Automation and Logistics, 2008. ICAL 2008. IEEE International Conference on*, 2008, pp. 753-757.
 - [136] O. Erdinc, B. Vural, M. Uzunoglu, and Y. Ates, "Modeling and analysis of an FC/UC hybrid vehicular power system using a wavelet-fuzzy logic based load sharing and control algorithm," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. In Press, Corrected Proof.
 - [137] P. Thounthong, S. Rael, and B. Davat, "Control Strategy of Fuel Cell and Supercapacitors Association for a Distributed Generation System," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 3225-3233, 2007.
 - [138] D. Hart, *Introduction to Power Electronics*: Prentice Hall, 1997.
 - [139] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters* John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
 - [140] R. Coughlin and F. Driscoll, *Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits*, 2000.
 - [141] J. Van de Vegte, *Feedback Control Systems*, 3rd ed.: Prentice Hall, 1994.
 - [142] G. Goodwin, S. Graebe, and M. Salgado, *Control Systems Design*: Prentice Hall, 2000.
 - [143] A. Pressman, *Switching Power Supply Design*, 2nd ed.: McGraw-Hill, 1998.
 - [144] I. Mathworks, *Matlab R2010a*, 2010.
 - [145] M. Morari and E. Zafiriou, *Robust Process Control*, 1989.
 - [146] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable feedback control analysis and design*, 1996.
 - [147] R. Naim, G. Weiss, and S. Ben-Yaakov, " H_{∞} control applied to boost power converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 677-683, 1997.
 - [148] G. Garcera, M. Pascual, and E. Figueres, "Robust average current-mode control of multimodule parallel DC-DC PWM converter systems with improved dynamic response," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 995-1005, 2001.
 - [149] G. Garcera, E. Figueres, M. Pascual, and J. M. Benavent, "Analysis and design of a robust average current mode control loop for parallel buck DC-DC converters to reduce line and load disturbance," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 151, pp. 414-424, 2004.

- [150] E. Figueres, G. Garcera, M. Pascual, and A. Abellan, "Control of multi-module parallel DC-DC converters," in *Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on*, 2002, pp. 1053-1058 vol.4.
- [151] J. N. Marie-Francoise, H. Gualous, R. Outbib, and A. Berthon, "42 V Power Net with supercapacitor and battery for automotive applications," *Journal of Power Sources*, vol. 143, pp. 275-283, 2005.
- [152] V. Pop and et al., "State-of-the-art of battery state-of-charge determination," *Measurement Science and Technology*, vol. 16, p. R93, 2005.
- [153] C. A. Ramos-Paja, E. Pérez, D. G. Montoya, C. E. Carrejo, A. Simon-Muela, and C. Alonso, "MODELING OF FULL PHOTOVOLTAIC SYSTEMS APPLIED TO ADVANCED CONTROL STRATEGIES," 2009.
- [154] R. D. Middlebrook, "Modeling current-programmed buck and boost regulators," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 4, pp. 36-52, 1989.
- [155] Longway, "6FM4.5 battery," in http://www.longwaybattery.com/data/2008/1/www.longwaybattery.com/db_pictures/200812/27/1230340853638738.pdf.
- [156] G. Lijun, L. Shengyi, and R. A. Dougal, "Dynamic lithium-ion battery model for system simulation," *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 495-505, 2002.
- [157] F. Codeca, S. M. Savaresi, and V. Manzoni, "The Mix Estimation Algorithm for Battery State-of-Charge Estimator: Analysis of the Sensitivity to Model Errors," *ASME Conference Proceedings*, vol. 2009, pp. 97-104, 2009.
- [158] I. Powersim, *Psim V9.0.3*, 2010.
- [159] L. Gao, Z. Jiang, and R. A. Dougal, "An actively controlled fuel cell/battery hybrid to meet pulsed power demands," *Journal of Power Sources*, vol. 130, pp. 202-207, 2004.
- [160] H. Khalil, *Nonlinear Systems*, 2nd ed.: Prentice Hall, 1996.
- [161] C. A. Ramos-Paja, C. Olalla, C. Bordons, A. Romero, R. Leyva, and R. Giral, "Hybrid Topologies Analysis for Fuel Cell QFT Control Design."
- [162] D. Candusso, L. Valero, and A. Walter, "Modelling, control and simulation of a fuel cell based power supply system with energy management," in *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, 2002, pp. 1294-1299 vol.2.
- [163] S. Singer and R. W. Erickson, "Power-source element and its properties," *Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings -*, vol. 141, pp. 220-226, 1994.
- [164] B. Precision, "60V / 24A 1.44kW Programmable DC Power Supply."
- [165] N. Instruments, "PCI-6229 Data acquisition card."
- [166] L. Rossetto and S. Buso, "Digitally-controlled single-phase single-stage AC/DC PWM converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 326-333, 2003.
- [167] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. Robbins, *Power Electronics*: John Wiley & Sons 2003.
- [168] C. Y. Chan, "A Nonlinear Control for DC–DC Power Converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 216-222, 2007.