



SEP

SECRETARÍA DE  
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO  
NACIONAL DE MÉXICO

# Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación  
y Desarrollo Tecnológico

## Tesis de Maestría

Acondicionador Electrónico de Potencia Basado en  
el Convertidor Buck Multifase para Alimentar  
Drones con Celdas de Combustible de Hidrógeno

presentada por

**Ing. Merlin Tonalli Ruiz Pérez**

como requisito para la obtención del grado  
de

**Maestro en Ciencias en Ingeniería  
Electrónica**

Director de tesis

**Dr. Carlos Aguilar Castillo**

Codirector de tesis

**Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel**

Cuernavaca, Morelos, México. Noviembre de 2018



Cuernavaca, Mor., 20 de noviembre de 2018.

OFICIO No. DIE/167/2018

**Asunto:** Aceptación de documento de tesis

**DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ**  
**SUBDIRECTOR ACADÉMICO**  
**PRESENTE**

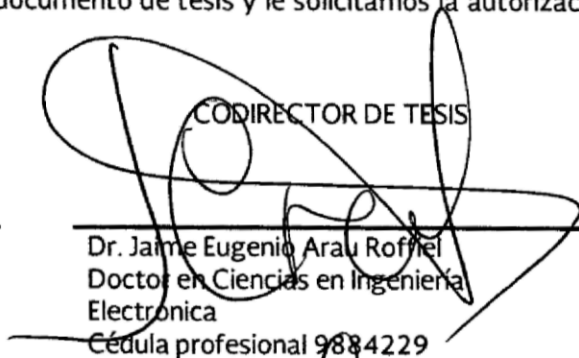
Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. Merlín Tonalli Ruiz Pérez**, con número de control **M16CE104** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **"Acondicionador Electrónico de Potencia Basado en el Convertidor Buck Multifase para Alimentar Drones con Celdas de Combustible de Hidrógeno"** y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS



Dr. Carlos Aguilar Castillo  
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica  
Cédula profesional 3581040

CODIRECTOR DE TESIS



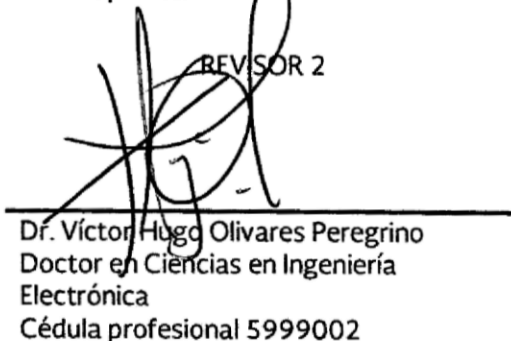
Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel  
Doctor en Ciencias en Ingeniería  
Electrónica  
Cédula profesional 9884229

REVISOR 1



Dr. Abraham Claudio Sanchez  
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica  
Cédula profesional 7675050

REVISOR 2



Dr. Víctor Hugo Olivares Peregrino  
Doctor en Ciencias en Ingeniería  
Electrónica  
Cédula profesional 5999002

C.p. M.T.I. María Elena Gómez Torres- Jefa del Departamento de Servicios Escolares

Estudiante  
Expediente  
RFEJ/lrr.

Cuernavaca, Mor., 23 de noviembre de 2018

**OFICIO No. SAC/533/2018**

**Asunto:** Autorización de impresión de tesis

**ING. MERLÍN TONALLI RUIZ PÉREZ**  
**CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS**  
**EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA**  
**PRESENTE**

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "**Acondicionador Electrónico de Potencia Basado en el Convertidor Buck Multifase para Alimentar Drones con Celdas de Combustible de Hidrógeno**", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

**ATENTAMENTE**  
*EXCELENCIA EN EDUCACIÓN TECNOLÓGICA®*  
*"CONOCIMIENTO Y TECNOLOGÍA AL SERVICIO DE MÉXICO"*



**DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ**  
**SUBDIRECTOR ACADÉMICO**



SEP TecNM  
CENTRO NACIONAL  
DE INVESTIGACIÓN  
Y DESARROLLO  
TECNOLÓGICO  
SUBDIRECCIÓN  
ACADÉMICA

C.p. M.T.I. María Elena Gómez Torres- Jefa del Departamento de Servicios Escolares.  
Expediente

GVGR/mcr



# Dedicatoria

---

*A mi madre Patricia Pérez Meana, gracias por apoyarme en todo momento y en todas las formas posibles, por estar siempre conmigo y por tu amor eterno.*

*A mi hermana Enya Citlalmina Ruiz Pérez, gracias porque sin saberlo siempre has sido una motivación para ser mejor y más grande.*

*Al recuerdo de mi padre Roberto Ruiz Matamoros, memoria que inspira cada acto de mi vida.*

*Los quiero mucho y siempre estaré con ustedes.*

# Agradecimientos

---

Agradezco al Tecnológico Nacional de México (TecNM) y al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET) por brindarme la oportunidad de aprender y desarrollarme académicamente dentro de sus aulas.

Agradezco al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico brindado durante esta etapa y por permitirme dedicarme de tiempo completo a mis estudios de posgrado.

A mis directores de tesis, el Dr. Carlos Aguilar Castillo y el Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel, quienes me brindaron su apoyo así como su completa confianza.

Agradezco al Dr. Claudio Abraham Sánchez y al Dr. Victor Hugo Olivares Peregrino por su tiempo, dedicación y compromiso en el desarrollo de este proyecto de investigación.

Rindo agradecimiento eterno a mi familia, a mi madre Patricia Pérez Meana y a mi hermana Enya Citlalmina Ruiz Pérez quienes me han guiado en esta vida con sus acciones, decisiones y consejos. Son los pilares morales que me han llevado a ser lo que soy.

Agradezco a mis compañeros Dante Miraglia, Alan Zambrano, Eliud Campos, Mauricio Santos, Yesenia Reyes, Carlos Castellón, Daniel Salazar, Catalina Alejandra, el Ponchis y todos aquellos con quienes compartí momentos de estrés y de alegría en mi estancia en CENIDET.

A todo el personal de CENIDET, especialmente a la Lic. Lorena Ruiz Ramírez por su apoyo.





# Resumen

---

Los *drones* son un producto de creciente interés hoy en día por sus potenciales aplicaciones tanto en el ámbito civil como en el militar. Los *drones* suponen un método más seguro y con menor impacto ambiental cuando se trata de volar cargas ligeras en misiones aéreas, por esto, las aplicaciones que pueden llevar a cabo son muchas y muy variadas, entre las que destacan: misiones militares, cobertura de eventos, toma de fotografías, supervisión de niveles de agua en ríos y presas, revisiones seguras de establecimientos, entre otras.

Los *drones* con mayor oportunidad para el desarrollo de estas actividades son los drones eléctricos que actualmente funcionan con baterías. Sin embargo, estos drones tienen el problema de tener muy poca autonomía de vuelo. El avance en la investigación de nuevas tecnologías de generación de electricidad ha dado pie al uso de sistemas de hidrógeno como principal fuente de alimentación para los *drones*.

Los sistemas de alimentación basados en hidrógeno, llamados celdas de combustible presentan ventajas frente a los sistemas de baterías, algunas de las cuales son: menor tamaño físico, menor peso, mayor tiempo de vida, facilidad de transporte, mayor densidad de energía, reabastecimiento más rápido, entre otros; por esto, los sistemas de alimentación basados en hidrógeno son los principales candidatos para sustituir a las baterías en *drones*.

Sin embargo, la interconexión de una celda de combustible a un *drone* representa un problema ya que es necesario un sistema de acondicionamiento de energía. Dicho sistema debe tener características particulares para mantener a la celda de combustible en una región de operación estable y alimentar al *drone* de forma correcta.

En este proyecto de tesis se lleva a cabo el diseño e implementación de un sistema de acondicionamiento de energía para la interconexión de una celda de combustible con un *drone*.

# Abstract

---

Drones are a product of growing interest today due to their potential applications in both civil and military areas. Drones represent a safer method with less environmental impact when it comes to flying lightweight loads in air missions. For this, the applications they can carry out are many and varied, which are: military missions, coverage of events, taking photographs, supervision of water levels in rivers and dams, safe reviews of establishments, among others.

The drones with the greatest opportunity for the development of these activities are electric, that currently work with batteries. However, these drones have the problem of having little flight autonomy. The research of new electricity generation technologies has given rise to the use of hydrogen systems as the main source of power for drones.

Hydrogen-based power systems, called fuel cells, have advantages over battery systems, some of which are: smaller physical size, lower weight, longer life time, ease of transport, higher energy density and faster replenishment. For this reason, hydrogen-based power systems are the main candidates to replace batteries in drones. However, the interconnection of fuel cells to drones represents a problem because an energy conditioning system is necessary. The system must have characteristics to keep the fuel cell in a stable operating region and feed the drone.

In this thesis project the design and implementation of an energy conditioning system for the interconnection of a fuel cell with a drone is carried out.



# Contenido

---

Resumen.....	ix
Abstract .....	x
Listado de figuras .....	xv
Listado de tablas.....	xviii
Notación .....	xix
Acrónimos .....	xxiii
1. Introducción .....	1
1.1. Antecedentes .....	2
1.2. Marco contextual .....	2
1.2.1. <i>DRONES</i> .....	2
1.2.2. Celdas de combustible .....	3
1.3. Planteamiento del problema .....	4
1.4. Objetivos .....	4
1.4.1. General .....	4
1.4.2. Particulares.....	4
1.5. Propuesta de solución.....	4
1.6. Alcances.....	5
1.7. Metodología .....	6
1.8. Organización del documento .....	6
2. Revisión del estado del arte y del uso de la tecnología .....	7
2.1. Revisión del estado del uso de la tecnología .....	8
2.1.1. La empresa líder en tecnología de hidrógeno.....	8
2.1.2. La empresa líder de <i>drones</i> con tecnología de hidrógeno .....	9
2.2. Revisión del estado del arte .....	11
2.2.1. Proyectos de investigación de <i>drones</i> con tecnología de hidrógeno.....	11
2.2.2. Características de las topologías para <i>drones</i> con tecnología hidrógeno.....	12
2.2.3. Convertidores afines al proyecto .....	12
2.3. Conclusiones de la revisión de estado del arte y de la tecnología.....	18
3. Selección del <i>drone</i> , celda de combustible y topología del convertidor .....	19
3.1. <i>Drone</i> DJI X8+ .....	20

3.1.1.	Consumo de energía del <i>drone</i> .....	21
3.2.	Celda de combustible AST02-01.....	23
3.3.	Selección de la topología.....	25
4.	Fundamentos, características y análisis del convertidor <i>Buck</i> síncrono multifase en MCC .....	28
4.1.	Convertidor <i>Buck</i> multifase .....	29
4.2.	Características de los convertidor <i>Buck</i> síncrono multifase .....	29
4.3.	Ecuaciones de diseño del convertidor <i>Buck</i> síncrono multifase en MCC.....	33
4.4.	Modelo de pérdidas del convertidor <i>Buck</i> síncrono multifase en MCC.....	35
5.	Diseño del convertidor .....	40
5.1.	Parámetros de diseño .....	41
5.1.1.	Frecuencia de conmutación .....	41
5.1.2.	Número de fases .....	42
5.1.3.	Circuito integrado de control PWM .....	43
5.1.4.	Resumen de parámetros de diseño del convertidor.....	44
5.2.	Diseño.....	45
5.2.1.	Esfuerzos de tensión y corriente .....	45
5.2.2.	Selección de componentes del convertidor.....	46
5.2.3.	Diseño del convertidor con elementos parásitos.....	52
5.2.4.	Diseño del lazo de control.....	53
5.3.	Simulaciones.....	58
5.3.1.	Simulación del convertidor en lazo abierto .....	58
5.3.2.	Simulación del convertidor en lazo cerrado.....	61
5.3.3.	Validación del diseño .....	66
5.3.4.	Cálculo de la eficiencia teórica.....	67
5.4.	Diseño del PCB .....	70
6.	Implementación experimental y pruebas en laboratorio .....	74
6.1.	Prototipo .....	75
6.2.	Definición del protocolo de pruebas.....	76
6.3.	Pruebas realizadas.....	78
6.3.1.	Prueba 1 – Circuito integrado ISL6558 .....	78
6.3.2.	Prueba 2 – Impulsores y tiempos muertos .....	79
6.3.3.	Prueba 3 – Convertidor en lazo abierto .....	81
6.3.4.	Prueba 4 – Convertidor en lazo cerrado .....	84

6.3.5.	Prueba 5 – Rizo de corriente en la entrada.....	88
6.3.6.	Prueba 6 – Pruebas dinámicas .....	88
6.3.7.	Prueba 7 – Mediciones de eficiencia.....	91
6.4.	Caracterización del funcionamiento del convertidor.....	92
6.5.	Densidad de potencia y peso del convertidor.....	95
6.5.1.	Densidad de potencia.....	95
6.5.2.	Peso .....	96
6.6.	Análisis de la autonomía de vuelo.....	97
7.	Conclusiones y trabajos futuros .....	99
7.1.	Conclusiones.....	100
7.1.1.	Generales .....	100
7.1.2.	Particulares.....	100
7.1.3.	Otros Logros .....	101
7.2.	Trabajos futuros .....	101
	Referencias.....	103
	Anexos.....	107
	Anexo 1 – Diseño del convertidor Buck síncrono multifase en MCC con componentes parásitos .....	108
	Anexo 2 – Cálculo de pérdidas con el modelo desarrollado para el convertidor Buck síncrono en MCC .....	111

# Listado de figuras

---

Figura 1. Curva característica típica de una celda de combustible.....	3
Figura 2. Propuesta de solución. ....	5
Figura 3. Peso del sistema vs Tiempo de vuelo en función del sistema de alimentación que utilicen los drones; HES[5]. ....	8
Figura 4. Drone de ala fija fabricado por H3 Dynamics con autonomía de 10 horas [5].....	9
Figura 5. HyDrone 1550 con celda de combustible H1 [6].....	9
Figura 6. HyDrone 1800 [6]. ....	10
Figura 7. Topología y curva de eficiencia de referencia 8. ....	13
Figura 8. Topología y curva de eficiencia de referencia 9. ....	13
Figura 9. Topología de referencia 10.....	14
Figura 10. Topología y curva de eficiencia de referencia 11. ....	14
Figura 11. Topología y curva de eficiencia de referencia 12. ....	15
Figura 12. Topología y curva de eficiencia de referencia 13. ....	15
Figura 13. Topología y curva de eficiencia de referencia 14. ....	16
Figura 14. Topología y curva de eficiencia de referencia 15. ....	16
Figura 15. Topología y curva de eficiencia de referencia 16. ....	17
Figura 16. Topología y curva de eficiencia de referencias 17-19. ....	17
Figura 17. Topología y curva de eficiencia de referencia 20-22.....	18
Figura 18. Drone DJI X8+; drone seleccionado para el proyecto de tesis. ....	20
Figura 19. Foto de la batería del drone DJI X8+.....	21
Figura 20. Drone DJI X8+ montado banco de pruebas en laboratorio de CENIDET.....	21
Figura 21. Control remoto y palanca con porcentaje de aceleración del drone DJI X8+.....	22
Figura 22. Consumo de energía del drone DJI X8+.....	22
Figura 23. Celda de combustible de 500 W modelo AST02-01.....	24
Figura 24. Curva característica de potencia/tensión de la celda de combustible AST02-01.....	25
Figura 25. Topología del convertidor Buck síncrono multifase.....	29
Figura 26. Gráfica de factor de cancelación de rizo en la entrada. ....	31
Figura 27. Gráfica de factor de cancelación de rizo en la salida. ....	32
Figura 28. Topología del convertidor Buck síncrono multifase con elementos parásitos.....	33
Figura 29. Inductor IHLP-6767GZ-11 y tabla de características.....	42
Figura 30. Curva de eficiencia del convertidor Buck síncrono de 8 fases de 500 W con frecuencia de conmutación de 200 kHz. ....	42
Figura 31. Circuito integrado ISL6558 para 4 fases a 200 kHz. ....	43
Figura 32. Diagrama a bloques de conexión de la etapa de potencia propuesta. ....	44
Figura 33. Topología del convertidor del proyecto: Buck síncrono multifase de 8 fases en lazo abierto en dos etapas de 4 fases cada una.....	44
Figura 34. Inductor IHLP-6767-GZ11. ....	46
Figura 35. MOSFET IRL3705Z.....	46
Figura 36. Capacitor multicapa de 220 nF. ....	47
Figura 37. Capacitor electrolítico de aluminio de 1 uF. ....	47
Figura 38. Diagrama a bloques del esquema de conexión de un impulsor bootstrap.....	48

Figura 39. Diagrama a bloques del esquema de conexión de los impulsores para el proyecto de tesis. ....	49
Figura 40. Impulsor 1 - ISL66112ACBZ. ....	49
Figura 41. Impulsor 2 - UCC27212-Q1. ....	49
Figura 42. Diagrama bloques del convertidor y la etapa de alimentación. ....	50
Figura 43. Regulador de 12 V - TPS7A1650. ....	50
Figura 44. Regulador de 5 V – LM78L05. ....	51
Figura 45. Diagrama del convertidor del proyecto de tesis Buck multifase de 8 fases con valores de elementos parásitos. ....	52
Figura 46. Diagrama interno del circuito integrado ISL6558. ....	55
Figura 47. Señales de encendido del circuito integrado ISL6558. ....	57
Figura 48. Diagrama del convertidor para el proyecto Buck síncrono de 4 fases en lazo cerrado. ....	58
Figura 49. Convertidor Buck de 8 fases en lazo abierto en el software Simetrix Simplis. ....	59
Figura 50. Corriente en la salida. ....	59
Figura 51. Tensión en la salida. ....	60
Figura 52. Corriente en la entrada. ....	60
Figura 53. Corriente en cada fase. ....	60
Figura 54. Esfuerzo de tensión y corriente del MOSFET superior. ....	60
Figura 55. Esfuerzo de tensión y corriente del MOSFET inferior. ....	61
Figura 56. Convertidor Buck de 8 fases en lazo cerrado en el software Simetrix Simplis. ....	62
Figura 57. Pruebas dinámicas ante una variación de +14 % en la tensión de entrada. ....	63
Figura 58. Pruebas dinámicas ante una variación de -14 % en la tensión de entrada. ....	64
Figura 59. Variación de 200 W en la carga. ....	64
Figura 60. Pruebas dinámicas ante una variación de +200 W en la carga. ....	65
Figura 61. Pruebas dinámicas ante una variación de -200 W en la carga. ....	66
Figura 62. Distribución de pérdidas en el convertidor. ....	68
Figura 63. Distribución de pérdidas en cada fase del convertidor. ....	69
Figura 64. Gráfica de eficiencia en función de la potencia de salida; modelo de pérdidas. ....	70
Figura 65. Esquemático del convertidor en Altium Designer. ....	71
Figura 66. Cara superior e inferior del convertidor. ....	72
Figura 67. Visualización 3D de la placa diseñada para el convertidor. ....	73
Figura 68. Tarjeta electrónica fabricada por la empresa ALL PCB. ....	75
Figura 69. Tarjeta electrónica implementada. ....	75
Figura 70. Tarjeta electrónica con todos los elementos. ....	76
Figura 71. Banco de pruebas. ....	78
Figura 72. Conexión del circuito ISL6558 para su funcionamiento en lazo abierto. ....	78
Figura 73. Revisión de pulsos de conmutación de 4 fases y desfase de las señales. ....	79
Figura 74. Conexión para la prueba de los impulsores. ....	79
Figura 75. Revisión de tiempos muertos en las compuertas de los MOSFET. ....	80
Figura 76. Tiempo muerto al encendido y al apagado. ....	81
Figura 77. Conexión de los convertidores en lazo abierto. ....	82
Figura 78. Tarjeta electrónica implementada mostrando la distribución de los convertidores. ....	82
Figura 79. Señales de los convertidores 1 y 2. ....	83
Figura 80. Corriente en cada una de las fases del convertidor. ....	83
Figura 81. Corrientes por fase del convertidor en lazo abierto, corrientes des-ecualizadas. ....	84



Figura 82. Tensión en la salida y rizo de cada convertidor de 4 fases. ....	84
Figura 83. Conexión del convertidor en lazo cerrado. ....	85
Figura 84. Ubicación de los lazos de control y ecualizadores de corriente en la tarjeta electrónica. ....	86
Figura 85. Señales de arranque del circuito integrado ISL6458 obtenidas experimentalmente.....	86
Figura 86. Corrientes del convertidor con los ecualizadores de corriente funcionando.....	87
Figura 87. Valor de tensión en la salida del convertidor con los ecualizadores de corrientes conectados. ....	87
Figura 88. Rizo de corriente en la entrada del convertidor. ....	88
Figura 89. Prueba dinámica: variación +14% en la tensión de entrada.....	89
Figura 90. Prueba dinámica al convertidor: variación -14% en la tensión de entrada. ....	89
Figura 91. Prueba dinámica al convertidor: variación de carga. ....	90
Figura 92. Prueba dinámica al convertidor: escalón de carga de+200 W. ....	90
Figura 93. Prueba dinámica al convertidor: escalón de carga de-200 W. ....	91
Figura 94. Curva característica de la celda de combustible del proyecto de tesis y puntos de prueba. ....	91
Figura 95. Curvas de eficiencia calculada y mediciones en lazo abierto y lazo cerrado.....	92
Figura 96. Eficiencia del convertidor en función de la tensión de la celda de combustible.....	93
Figura 97. Eficiencia del convertidor en función de la potencia del drone. ....	93
Figura 98. Tensión en la salida del convertidor en función de la corriente del drone.....	94
Figura 99. Tensión en la salida del convertidor en función de la potencia del drone. ....	94
Figura 100. Tensión en la salida del convertidor en función de la tensión de la celda de combustible. ....	95
Figura 101. Tarjeta electrónica con medidas para el cálculo de la densidad de potencia. ....	96
Figura 102. Comparativa de peso vs horas de vuelo del drone DJI x8+ utilizando baterías y celda de combustible. ....	98

# Listado de tablas

---

Tabla 1. Comparativa de los datos del HyDrone 1550 utilizando Batería y Celda de Combustible H1 [6] .....	10
Tabla 2. Proyectos de investigación con drones y celdas de combustible de hidrógeno [1, 7]. .....	11
Tabla 3. Tabla de consumo de energía del drone DJI X8+. .....	22
Tabla 4. Peso de la celda de combustible AST02-01 con elementos de instrumentación.....	24
Tabla 5. Tabla comparativa de topologías simuladas.....	26
Tabla 6. Ecuaciones de diseño del convertidor Buck multifase en MCC con elementos parásitos. .	34
Tabla 7. Ecuaciones de pérdidas de los componentes del convertidor Buck síncrono multifase en MCC.....	36
Tabla 8. Valor de inductor necesario para la operación en MCC en todo el rango de potencia de un convertidor Buck de 1 fase a diferentes valores de frecuencia de conmutación. ....	41
Tabla 9. Rango de operación en MCC para convertidor de 8 fases con frecuencia de conmutación de 200 kHz. ....	43
Tabla 10. Parámetros de diseño del convertidor. ....	45
Tabla 11. Esfuerzos de tensión y corriente en el convertidor.....	45
Tabla 12. Lista de componentes del convertidor del proyecto.....	51
Tabla 13. Valores de elementos parásitos. ....	52
Tabla 14. Resultados de diseño del convertidor con elementos parásitos.....	53
Tabla 15. Descripción de terminales del circuito integrado ISL6558. ....	54
Tabla 16. Componentes calculados para el circuito ISL6558. ....	57
Tabla 17. Valores medidos en simulación.....	61
Tabla 18. Validación del modelo de pérdidas. Comparación de valores calculados con valores medidos en simulación del convertidor en lazo abierto. ....	66
Tabla 19. Valores obtenidos en el simulador del convertidor en lazo cerrado. ....	67
Tabla 20. Valor de disipación de potencia el convertidor de 8 fases. ....	68
Tabla 21. Valores de disipación de potencia en cada fase del convertidor .....	69
Tabla 22. Valores de eficiencia en los puntos de prueba de la celda de combustible. ....	70
Tabla 23. Protocolo de pruebas. ....	77
Tabla 24. Valores de eficiencia calculada y mediciones en lazo abierto y lazo cerrado.....	92
Tabla 25. Comparativa de las características de los sistemas de alimentación batería/celda de combustible en el proyecto de tesis.....	97
Tabla 26. Comparativa entre el peso y el tiempo de vuelo entre los sistemas de alimentación de baterías y celdas de combustible del proyecto de tesis . ....	97

# Notación

---

## Nomenclatura

<b>Símbolo</b>	<b>Descripción</b>
$\Delta_{icap}$	Rizo de corriente en el capacitor
$\Delta_{iL}$	Rizo de corriente
$\Delta_{ifase}$	Rizo de corriente por fase
$\Delta_{Iin\_rms}$	Rizo de corriente rms en la entrada
$\Delta_{Io\_rms}$	Rizo de corriente rms en la salida
$\Delta_{Vo}$	Rizo de tensión en la salida
$\Delta_{Voprop}$	Rizo de tensión en la salida propuesto
$C$	Capacitor
$C_C$	Capacitor de la red de compensación
$C_{iss}$	Capacitancia de entrada del interruptor
$C_{oss}$	Capacitancia de salida del interruptor
$C_{diodo}$	Capacitancia del diodo parásito
$D$	Ciclo de trabajo
$E_{bateria}$	Energía de la batería
$ESR$	Resistencia parásita del capacitor de salida
$f_{cap}$	Frecuencia de corriente que observa el capacitor
$F_{CIn}$	Factor de cancelación de rizo de corriente en la entrada
$F_{Cto}$	Factor de cancelación de rizo de corriente en la salida
$f_s$	Frecuencia de conmutación
$I_{fase}$	Corriente en cada fase del convertidor
$I_G$	Corriente de compuerta
$I_{G(ON)}$	Corriente de compuerta al encendido

$I_{G(OFF)}$	Corriente de compuerta al apagado
$I_{IN}$	Corriente en la entrada
$I_{lin\_rms}$	Corriente rms en la entrada
$I_{lo\_rms}$	Corriente rms en la salida
$I_O$	Corriente en la salida
$I_Q$	Corriente de alimentación del circuito integrado
$I_{reg}$	Corriente de consumo del regulador lineal.
$I_{rms C}$	Corriente rms en el capacitor
$I_{rms L}$	Corriente rms en el inductor
$I_{rms S1}$	Corriente rms en el interruptor superior
$I_{rms S2}$	Corriente rms en el interruptor superior
$I_{total}$	Corriente total del convertidor
$i_{pico}$	Corriente pico
$L$	Inductor
$M$	Ganancia del convertidor
$\eta$	Eficiencia
No. fases	Número de fases con las que cuenta el convertidor
$P_{Adicionales}$	Pérdidas adicionales
$P_{capacitor}$	Pérdidas en el capacitor
$P_{CI}$	Pérdidas del circuito integrado
$P_{Conducción}$	Pérdidas por conducción
$P_{Conmutación}$	Pérdidas por conmutación
$P_{Conmutación(ON)}$	Pérdidas por conmutación al encendido
$P_{Conmutación(OFF)}$	Pérdidas por conmutación al apagado
$P_{Conmutación(ON+OFF)}$	Pérdidas por conmutación al encendido y al apagado
$P_{Coss S1}$	Pérdidas en las capacitancias parásitas del MOSFET superior
$P_{Coss S2}$	Pérdidas en las capacitancias parásitas del MOSFET inferior

$P_{\text{diodo\_parásito}}$	Pérdidas en el diodo parásito del MOSFET inferior
$P_{\text{driver}}$	Pérdidas en el impulsor
$P_{\text{driver(ON)}}$	Pérdidas en el impulsor al encendido
$P_{\text{driver(OFF)}}$	Pérdidas en el impulsor al apagado
$P_G$	Pérdidas en la compuerta
$P_{\text{inductor}}$	Pérdidas en el inductor
$P_{\text{MOS\_inf}}$	Pérdidas en el MOSFET inferior
$P_{\text{MOS\_sup}}$	Pérdidas en el MOSFET superior
$P_{\text{multifase}}$	Pérdidas en el convertidor multifase
$P_O$	Potencia de salida
$P_{O\_drone}$	Potencia del drone
$P_{Qrr}$	Pérdidas por recuperación inversa del diodo
$P_{\text{regulador\_lineal}}$	Pérdidas en el regulador lineal
$Q_g$	Carga total de compuerta
$Q_{\text{oss}}$	Carga de la capacitancia de salida
$Q_{rr}$	Carga de recuperación inversa del diodo
$Q_{SW}$	Carga de la compuerta durante la conmutación
$R_C$	Resistencia de la red de compensación
$R_{DS(ON)}$	Resistencia parásita del interruptor
$R_{FB}$	Resistencia superior del divisor de tensión de la salida del convertidor
$R_G$	Resistencia externa de compuerta del interruptor
$R_g$	Resistencia interna de compuerta del interruptor
$R_{gL}$	Resistencia de <i>pull-down</i> del impulsor
$R_{ISEN}$	Resistencia de sensado para ecualizadores de corriente
$R_L$	Resistencia parásita del inductor
$R_{OS}$	Resistencia inferior del divisor de tensión de la salida del convertidor
$R_T$	Resistencia selectora de la frecuencia

$S_1$	Interruptor superior
$S_2$	Interruptor inferior
$SS_{\text{intervalo}}$	Intervalo de tiempo de <i>Soft Start</i>
$T_{\text{Dead}}$	Tiempo muerto
$T_{\text{Dead(ON)}}$	Tiempo muerto al encendido
$T_{\text{Dead(OFF)}}$	Tiempo muerto al apagado
$t_{\text{descarga}}$	Tiempo de descarga
$V_{\text{celda}}$	Voltaje de la celda de combustible
$V_{DD}$	Tensión de alimentación
$V_{fr}$	Tensión del voltaje de libre circulación
$V_{GP}$	Tensión durante el efecto Miller
$V_{GSth}$	Tensión compuerta-fuente de umbral
$V_{\text{max}}$	Tensión máxima
$V_{\text{pico}}$	Tensión pico en el interruptor
$V_{SPEC}$	Tensión especificada de compuerta
$V_{reg}$	Tensión regulada del regulador lineal.

# Acrónimos

---

<b>Símbolo</b>	<b>Descripción</b>
<i>CENIDET</i>	Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
<i>CD – CD</i>	Corriente Directa a Corriente Directa
<i>MCC</i>	Modo de Conducción Continuo
<i>MCD</i>	Modo de Conducción Discontinuo
<i>MOSFET</i>	Transistor de Efecto de Campo de Semiconductor Óxido-Metal.
<i>PWM</i>	Modulación de Ancho de Pulso
<i>SMPS</i>	Fuente de Alimentación Conmutada
<i>ZCS</i>	Conmutación a Corriente Cero
<i>ZVS</i>	Conmutación a Voltaje Cero





# Capítulo 1

---

## **1. Introducción**

En este capítulo se presenta el panorama general del proyecto de tesis. Se tiene como objetivo dar una breve introducción al tema y presentar la importancia y el interés que se tiene en los *drones* hoy en día, y a su vez exponer de manera breve la problemática que tienen, que en esencia es una corta autonomía de vuelo la cual se resuelve reemplazando las baterías por celdas de combustible de hidrógeno.

## 1.1. Antecedentes

El uso de *drones* ha tenido un fuerte crecimiento en los últimos años. Los *drones* representan una importante herramienta para diversas actividades, tales como: actividades militares, inspección de líneas de transmisión, cobertura de eventos, toma de fotografías, supervisión de niveles de agua en ríos y presas, revisiones seguras de establecimientos, entre otras. El incremento de usos se verá beneficiado en la medida en que incrementen su autonomía de vuelo.

Los *drones* más utilizados son los que funcionan con baterías que tienen el problema de tener una baja autonomía de vuelo. El avance en la investigación de nuevas tecnologías de generación de electricidad ha dado pie al uso de sistemas de hidrógeno como principal fuente de alimentación para un *drone*. Sin embargo, la interconexión de una celda de combustible a un *drone* representa un problema ya que es necesario un sistema de acondicionamiento electrónico. Dicho sistema electrónico debe tener características particulares para mantener a la celda en una región de operación estable y alimentar al *drone* de forma correcta.

Los sistemas de alimentación basados en hidrógeno presentan ventajas frente a los sistemas de baterías, algunas de las cuales son: menor tamaño físico, menor peso, mayor tiempo de vida, facilidad de transporte, mayor densidad de energía, reabastecimiento más rápido, entre otros. Los sistemas de alimentación basados en hidrógeno son los principales candidatos para sustituir a las baterías en vehículos eléctricos y *drones* [1].

## 1.2. Marco contextual

### 1.2.1. DRONES

Los vehículos aéreos no tripulados (UAV, por sus siglas en inglés *Unmanned Aerial Vehicle*) comúnmente llamados *drones*, son un producto de creciente interés hoy en día por sus potenciales aplicaciones tanto en el ámbito civil como en el militar. Los *drones* suponen un método más seguro y con menor impacto ambiental cuando se trata de volar cargas ligeras en misiones aéreas, por esto, las aplicaciones que pueden llevar a cabo son muchas y muy variadas y éstas prometen aumentar conforme se mejore la tecnología de estos sistemas [2, 3].

Los *drones* más utilizados hoy en día son los *drones* eléctricos que funcionan con baterías. La operación de sistemas eléctricos en los *drones* ofrece muchas ventajas, algunas de las cuales son: mejor aprovechamiento de la energía, disminución del tamaño del sistema, entre otros. Sin embargo, así como tienen muchas ventajas también tienen algunas desventajas, entre las que destaca una baja autonomía de vuelo. La autonomía de vuelo de un *drone* actual que funciona con baterías oscila entre los 15 – 30 minutos, lo cual representa un problema para el desarrollo de algunas actividades. Desde hace varios años se han estado realizando proyectos de investigación con el fin de aumentar la autonomía de vuelo de los *drones* eléctricos y a la fecha, existen *drones* que presentan autonomías de vuelo de más de 4 horas de vuelo. Dicha autonomía se logra reemplazando las baterías del *drone* por una celda de combustible de hidrógeno.

### 1.2.2. Celdas de combustible

Las celdas de combustible son dispositivos electroquímicos que generan una corriente eléctrica a partir de la reacción química de un combustible y un oxidante. La diferencia principal entre una celda de combustible y una batería radica en que las celdas de combustible extraen la energía de un combustible externo, mientras que la batería almacena la energía en su interior; la ventaja de esto, es que el combustible de una celda puede ser abastecido ininterrumpidamente, por lo cual la energía eléctrica que genera puede ser ininterrumpida, mientras que las baterías tienen una cantidad de energía finita en su interior [4].

Una celda de combustible individual genera tensiones bajas, éstas son de aproximadamente 0.9 V en circuito abierto y 0.6 a plena carga. Es por esta razón, que las celdas de combustible se conectan en arreglos serie y/o paralelo para obtener mayores valores de tensión y/o corriente; a estos arreglos se les llama *stack* de celdas de combustible [4].

El valor de los parámetros de tensión y corriente de una celda de combustible depende de su punto de operación. La tensión en la celda de combustible es función de la corriente de la celda. Este comportamiento se grafica en la Figura 1; a dicha gráfica se le conoce como “Curva característica de la celda de combustible”.

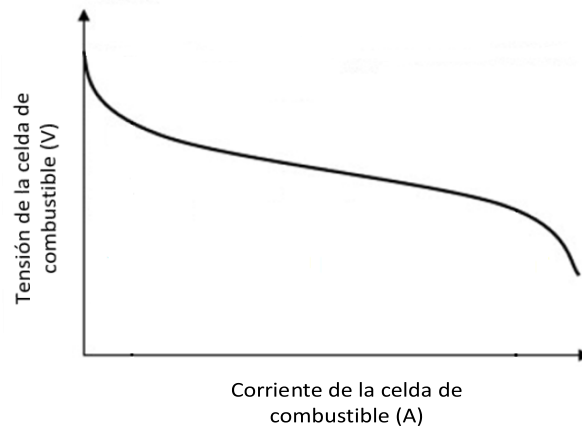


Figura 1. Curva característica típica de una celda de combustible.

Las celdas de combustible tienen una regulación de tensión muy pobre. La tensión de una celda de combustible varía conforme varía la corriente que se le exige, de modo que, si la celda de combustible está conectada a una carga que representa una carga variable, la tensión de la celda de combustible no será constante. Para solucionar este problema se requiere un regulador de tensión. Generalmente se utilizan convertidores electrónicos de potencia para dar solución a este problema.

Con base en los antecedentes presentados a continuación se describe el planteamiento del problema del proyecto de tesis.

### 1.3. Planteamiento del problema

En los últimos años se ha puesto particular interés en el desarrollo e investigación de una fuente de energía alternativa llamada celda de combustible, que es un sistema que extrae energía de un combustible, en este caso el hidrógeno. Las características de densidad de potencia, peso y volumen de estos sistemas, son de interés para su uso en diversas aplicaciones; una de ellas es como fuente de alimentación principal en *drones* eléctricos, pues se cree que éstas pueden aumentar la autonomía de vuelo de los *drones*. En la interconexión de una celda de combustible a un *drone* es necesario un sistema de acondicionamiento de potencia electrónico con características especiales para satisfacer los requerimientos eléctricos de ambos sistemas. Para resolver este problema es necesario estudiar y evaluar diferentes topologías de convertidores electrónicos de potencia, con el fin de obtener un convertidor de alta eficiencia y con alta densidad de potencia que satisfaga las necesidades de ambos sistemas.

### 1.4. Objetivos

#### 1.4.1. General

Proponer, diseñar e implementar un acondicionador electrónico de potencia para la interconexión de una celda de combustible con un *drone*, el cual tenga una eficiencia mayor al 90 % y alta densidad de potencia con el propósito de aumentar la autonomía de vuelo del *drone*.

#### 1.4.2. Particulares

- Identificar las especificaciones de la fuente de alimentación a partir de los requerimientos de potencia del *drone* y la celda de combustible.
- Determinar la topología de la fuente de alimentación más apta a utilizar a partir de los requerimientos de eficiencia y de densidad de potencia.
- Desarrollar y validar un diseño de fuente de alimentación que cumpla con las características esperadas en términos de densidad de potencia y eficiencia.
- 

### 1.5. Propuesta de solución

En este trabajo de tesis se propone desarrollar el acondicionador de energía para el acoplo de una celda de combustible de hidrógeno a un *drone* con el fin de aumentar la autonomía del mismo. En Figura 2 se presenta una imagen de la propuesta de tesis.

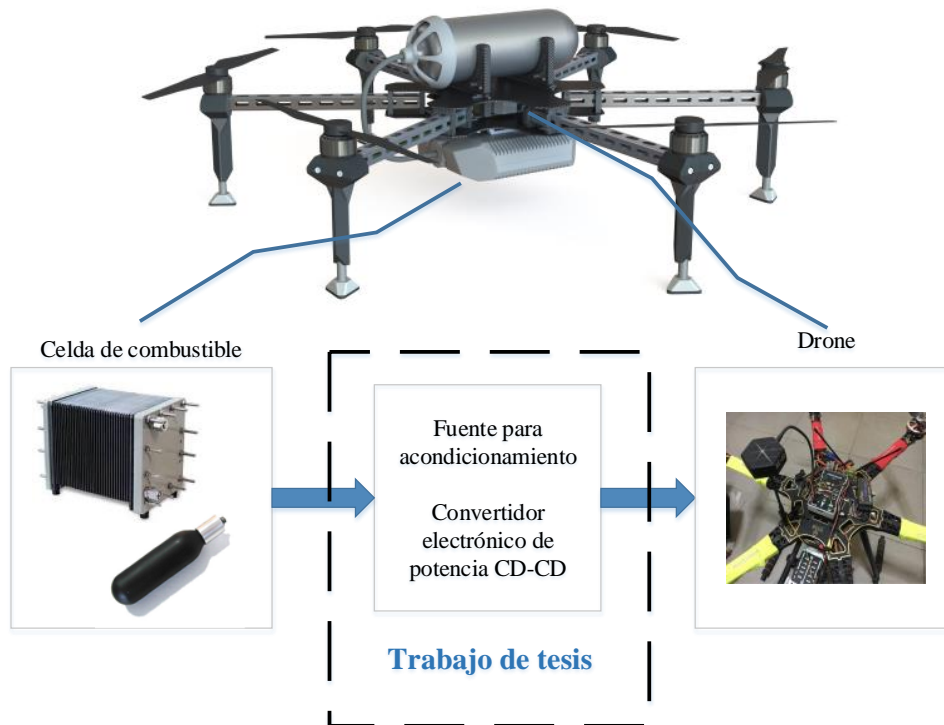


Figura 2. Propuesta de solución.

Debido a la mala regulación de tensión que tienen las celdas de combustible, como se aprecia en la Figura 1, es requerida una etapa de acondicionamiento de energía. Para la etapa de acondicionamiento se estudian las diferentes topologías encontradas en la literatura, y se propone una como fuente de alimentación para la interconexión de una celda de combustible a un *drone*.

## 1.6. Alcances

Los alcances/limitaciones del trabajo de tesis son las siguientes:

- Desarrollo y experimentación de un convertidor electrónico de potencia para la interconexión de una celda de combustible con un *drone*.
- El convertidor electrónico de potencia deberá cumplir con las siguientes especificaciones:
  - Potencia de salida = 500 W
  - Eficiencia > 90%
  - Densidad de potencia >  $50 \text{ W/in}^3$
- En caso de no poder adquirir la celda de combustible seleccionada, se emulará su comportamiento con fuentes de CD disponibles en el laboratorio de CENIDET.
- No se realizarán pruebas con el convertidor electrónico de potencia en el *drone*.

## 1.7. Metodología

Para alcanzar los objetivos propuestos en este proyecto de tesis se planteó la siguiente metodología de trabajo:

1. Análisis del estado del arte.
2. Formulación de especificaciones
3. Síntesis de la topología propuesta/análisis.
4. Diseño, implementación y experimentación del convertidor.
5. Verificación de características de operación.
6. Documentación.

## 1.8. Organización del documento

El presente documento de tesis está dividido en siete capítulos, a través de los cuales se presentan cada una de las etapas de este trabajo de tesis, desde su inicio hasta su culminación. A continuación se describe de manera breve el contenido de cada capítulo.

En el primer capítulo se presenta una introducción al proyecto de tesis en donde se presenta la problemática que motivó a la realización de este proyecto de tesis. En este capítulo se determina la propuesta solución y se establecen los objetivos, metas y alcances del proyecto.

En el segundo capítulo se presenta la revisión del estado de la tecnología del estado del arte, actividades realizadas con el fin de definir la viabilidad de investigación del proyecto de tesis.

El tercer capítulo tiene como objetivo presentar las especificaciones de diseño del convertidor electrónico de potencia del proyecto de tesis. Dichas especificaciones se obtienen a partir de la caracterización de un *drone* con el que se cuenta dentro de CENIDET y de la selección de una celda de combustible comercial.

En el cuarto capítulo se presentan las características más relevantes de la topología seleccionada, el convertidor *Buck* síncrono multifase. Se presenta el análisis de la topología, se presentan las ecuaciones de diseño del convertidor y un modelo de pérdidas desarrollado.

En el quinto capítulo se presenta el diseño del convertidor de potencia, el diseño del lazo de control, la selección de los componentes y el diseño de la tarjeta electrónica que albergará el prototipo experimental.

En el sexto capítulo se presenta el desarrollo e implementación del prototipo experimental. Se define un protocolo de pruebas a través del cual se validará el prototipo experimental.

En el séptimo capítulo se presentan las conclusiones obtenidas al término del proyecto de tesis. Se presentan también los trabajos futuros y las referencias.

# Capítulo 2

---

## **2. Revisión del estado del arte y del uso de la tecnología**

Este capítulo tiene como objetivo presentar la revisión del estado del uso de la tecnología, presentando las principales empresas y *drones* que funcionan actualmente con tecnología de hidrógeno. A su vez, se presenta, en el estado del arte, los principales proyectos y tendencias electrónicas al utilizar en sistemas con celdas de combustible de hidrógeno.

## 2.1. Revisión del estado del uso de la tecnología

En esta sección se presentan una revisión del estado de la tecnología, que en esencia es la revisión de los principales trabajos y productos comerciales que tienen relación con el proyecto de tesis.

### 2.1.1. La empresa líder en tecnología de hidrógeno

La empresa *HES Energy Systems*, fundada en Singapur en el año 2008, es considerada como uno de los más avanzados desarrolladores de tecnología de hidrógeno en el mundo. *HES* se dedica al desarrollo de fuentes de energía alternativas tal como lo son las celdas de combustible. Además, desarrolló una electrónica activa con la que gestiona y optimiza la eficiencia energética entre las pilas de combustible, baterías y otros dispositivos de recolección de energía enfocados al sector de los *drones*. Desarrolla sistemas de celdas de combustible que son compatibles con diferentes formas de almacenamiento de hidrógeno, tales como:

1. Hidrógeno presurizado en forma de gas.
2. Cartuchos de hidrógeno líquido.
3. Cartuchos de hidrógeno sólido.

En los reportes de pruebas publicados por *HES*, los *drones* que utilizan tecnología de hidrógeno presentan una considerable disminución del peso del sistema de alimentación y un aumento de la autonomía de vuelo frente a los *drones* que utilizan baterías. En la Figura 3 se presentan un gráfico comparativo entre los diferentes sistemas de alimentación que utiliza *HES*, graficando el peso del sistema en función de las horas de vuelo.

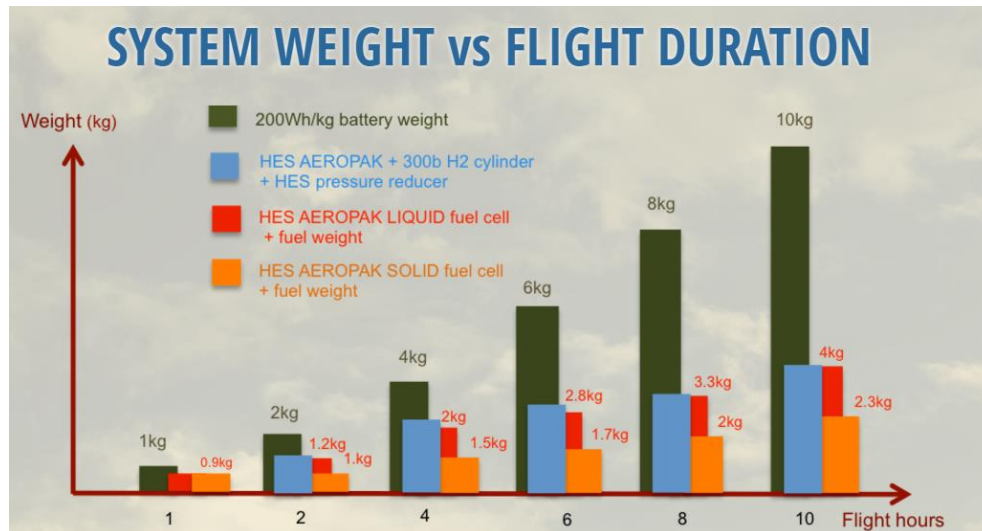


Figura 3. Peso del sistema vs Tiempo de vuelo en función del sistema de alimentación que utilizcen los drones; HES[5].

Uno de los trabajos más destacados de *HES* es el *drone H3 dynamics Hywings*, el cual es un *drone* de ala fija con un motor principal al frente alimentado por un cartucho de producto químico de hidrógeno sólido. Este *drone* presenta una autonomía de alrededor de 10 horas.



Es capaz de volar hasta 55 km/h, lo que permite recorrer una distancia de 550 km sin tener que detenerse a recargar. En la Figura 4 se presenta una imagen del *drone*.



Figura 4. Drone de ala fija fabricado por H3 Dynamics con autonomía de 10 horas [5].

Además de la empresa *HES*, existe otra empresa que se dedica al desarrollo y venta de *drones* que funcionan con tecnología de hidrógeno, su nombre es *Micro Multicopter Aero Technology*. En la siguiente sección se presenta información sobre dicha empresa.

### 2.1.2. La empresa líder de *drones* con tecnología de hidrógeno

La empresa *Micro Multicopter Aero Technology* es la empresa líder en venta de *drones* con tecnología de hidrógeno hoy día. Apuesta a que para el 2022 el mercado de los *drones* crecerá un 700% con respecto al año 2016, por lo que ponen particular interés en el aumento de la autonomía de los *drones*.

En el año 2011, la empresa MMC desarrolló su propia celda de combustible para implementación en los *drones* que fabrica, la celda de combustible fue llamada Celda de Combustible H1 [6]. La celda de combustible fue implementada y probada en el *drone Matriz Dji 1550* (Ver Figura 5).



Figura 5. HyDrone 1550 con celda de combustible H1 [6].

En la Tabla 1 se presenta la comparativa del *Hy Drone 1550* utilizando baterías la celda de combustible de hidrógeno H1.

Tabla 1. Comparativa de los datos del *HyDrone 1550* utilizando Batería y Celda de Combustible H1 [6].

	Celda de combustible	Baterías Li-Po
Autonomía	De 2 a 3 horas dependiendo del modo de manejo	Máximo 1 hora
Adaptación ambiental	Buena adaptación, le afectan poco climas extremos	Baja el rendimiento a temperaturas bajas
Esperanza de vida	Mayor a 1000 horas	De 80 a 100 horas

En la Tabla 1 se hace notar el aumento de autonomía del *drone* utilizando una celda de combustible frente al *drone* que utiliza baterías. A raíz del éxito que tuvo este *drone*, la empresa MMC desarrolló un *drone* fabricado desde el inicio para el uso con la celda de combustible H1. Dicho *drone*, llamado *HyDrone 1800* es presentado en la Figura 6.



Figura 6. *HyDrone 1800* [6].

El *HyDrone 1800* es un *drone* de 6 motores que funciona con una celda de combustible de hidrógeno. A diferencia del *droneHyDrone 1550* que tiene una autonomía de 3 horas, el *droneHyDrone 1800* tiene una autonomía de más 4 horas de vuelo debido al material con el cual fue fabricado y a un sistema de potencia que maneja de manera más eficiente el hidrógeno en la celda de combustible H1. El *drone* fue presentado en el año 2016 y en ese entonces se ganó el puesto como el *dronemulti-rotor* con mayor autonomía fabricado en el mundo a la fecha.

A modo de resumen, se puede decir que la revisión del estado de la tecnología presentada en estas secciones muestra que los *drones* que funcionan con celdas de combustible de hidrógeno son una realidad. El camino para aumentar la autonomía de los *drones* está en el reemplazo de las baterías por celdas de combustible de hidrógeno. Es debido a esto que se procede a realizar una revisión del estado del arte para observar las tendencias electrónicas en la implementación de UAV con celdas de combustible, las tendencias con el uso de celdas de combustible y las tendencias para el uso de convertidores de alta eficiencia y alta densidad de potencia.

## 2.2. Revisión del estado del arte

En esta sección se presentan una revisión del estado del arte, que en esencia es la revisión de los principales trabajos de investigación que tienen relación con el proyecto de tesis.

### 2.2.1. Proyectos de investigación de *drones* con tecnología de hidrógeno

En la actualidad son muchos los centros de investigación, escuelas y empresas que están realizando proyectos de investigación con el fin de aumentar la autonomía de los *drones*. En la Tabla 2. Se presentan algunos de los principales trabajos de investigación de *drones* con tecnología de hidrógeno.

Tabla 2. Proyectos de investigación con *drones* y celdas de combustible de hidrógeno [1, 7].

Integrador/ Desarrollador	Prototipo	Fabricante de la celda	Tipo	Envergadura (m)	MTO W (kg)	Potencia (W)	Autonomía (h)
Lynntech/Aero Vironment	Home	Lynntech	PEM	0.381	0.17	---	0.25
Aero Vironment	Global Observer	---	PEM	15.24	---	---	24
FH-Wiesbaden	Hy-Fly	Heliocentris	PEM	2	1.75	65	0.025
Naval ResearchLab	Lyon	Protonex	PEM	2.2	3.1	115	3.3
AdaptativeMate rials (AMI)	---	AMI	SOFC	---	---	60	4.3
Georgia Inst. of Tech	---	BCS	PEM	6.58	16.4	550	0.75
Cal StrateLab	---	Horizon	PEM	5.49	12.9	513	0.25
Smartfish/DLR	Hyfish	Horizon	PEM	1	6.1	1300	0.25
AFRL/Aero Vironment	Puma	Protonex	PEM	2.6	6.5	---	9
Cal Stare LA/Oklahoma State Univ.	---	Horizon	PEM	4	5	150	12
Korea Advanced Instutite of Tech	---	Horizon	PEM	1.2	2	---	10
Boeing	Dimona	Intelligent Energy	PEM	16.3	841	---	0.5
AMI/Aero Vironment	Puma	AMI	SOFC	2.6	---	---	7
Material Univ. Of Michigan	Endurance	AMI	SOFC	1524	5.3	---	10.25
DLR	Antares	AMI	SOFC	20	660	25000	5
Blue Bird Aero Systems	Boomerang	Horizon	PEM	2.75	9	500	9
Naval ResearchLab	XFC	Protonex	PEM	---	---	---	6
Naval ResearchLab	Ios Tiger	Protonex	PEM	---	---	500	24
EnergyOr	Faucon2	EnergyOr	PEM	3	9	310	10

Como se ha mencionado, las celdas de combustible tienen muy mala regulación de tensión y en su interconexión se requiere usar acondicionadores electrónicos de potencia, que en

esencia son convertidores electrónicos CD-CD de potencia. En la siguiente sección se presenta una revisión sobre el tipo de convertidores que se utilizan y las características que tienen.

### **2.2.2. Características de las topologías para *drones* con tecnología hidrógeno**

Se ha comentado que las celdas de combustible tienen mala regulación de tensión cuando alimentan a sistemas que representan carga variable, como lo es un *drone*. Esta mala regulación exige un sistema electrónico que regule dicha tensión y que además, cumpla con los requerimientos eléctricos y físicos de ambos sistemas. Algunas de las características que tiene que tener este sistema electrónico de potencia son:

1. **Pequeña ondulación de corriente en la entrada:** Las celdas de combustible exigen una baja ondulación de corriente en la entrada, ya que una alta ondulación reduce su vida útil.
2. **Alta eficiencia:** Se requiere que el sistema electrónico sea de alta eficiencia para tener mayor aprovechamiento de la energía del hidrógeno.
3. **Tamaño/peso:** Ya que el convertidor electrónico de potencia es parte del sistema de alimentación y debe colocarse sobre el *drone*, se requiere que sea ligero y que tenga alta densidad de potencia.

Utilizando dichas características como criterios de búsqueda, se realiza una revisión en la literatura de topologías afines al proyecto. Los resultados de dicha búsqueda se presentan en la siguiente sección.

### **2.2.3. Convertidores afines al proyecto**

Es necesario mencionar que no existe información en la literatura sobre conexión de celdas de combustible con *drones*. Sin embargo, es posible realizar una búsqueda de información de topologías que se utilizan en la unión de sistemas que representan una carga variable con una celda de combustible. En dicha revisión se observan tendencias al uso de topologías alimentadas en corriente, ya que las topologías alimentadas en corriente tienen menor rizado de corriente en la entrada. A continuación se presentan algunas topologías encontradas en la literatura con características de interés para el proyecto.

#### **Convertidor de aumento de ganancia generalizado basado en una celda de conmutación de tres estados [8].**

La topología presentada en el artículo es una variación de un convertidor *Boost*. El convertidor logra disminuir las pérdidas por conmutación debido a sus redes *snubber* pero aumenta el tamaño del convertidor ya que utiliza muchos componentes y un transformador con dos o más devanados. Los resultados presentados en el artículo muestran una eficiencia de aproximadamente 95 %.

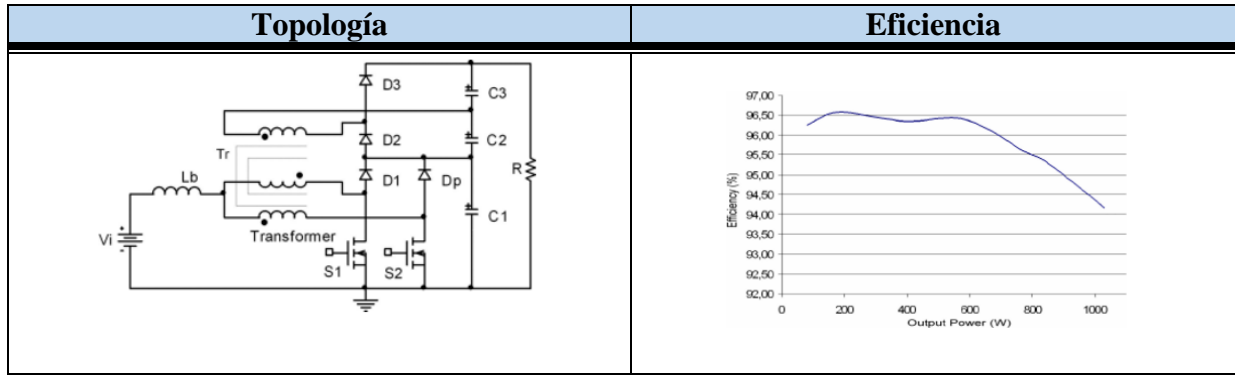


Figura 7. Topología y curva de eficiencia de referencia 8.

### Convertidores de alta eficiencia y alta ganancia [9].

La topología presentada en el artículo es una variación de un convertidor *Flyback* con un sujetador activo del lado primario del convertidor. El convertidor no ofrece aislamiento galvánico. Sin embargo, debido a un par de bobinas acopladas, ofrece alta ganancia. La ganancia del convertidor reportada es de 90 %, aproximadamente.

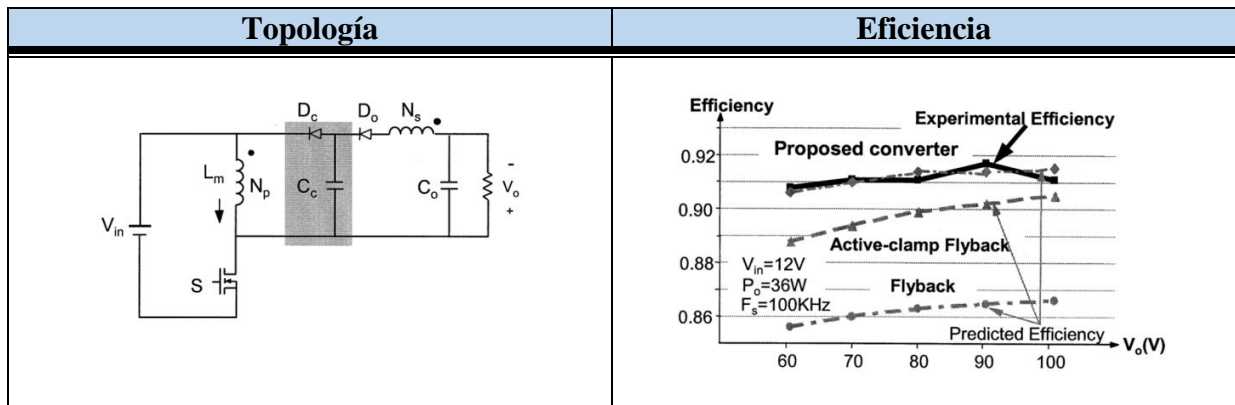


Figura 8. Topología y curva de eficiencia de referencia 9.

### Convertidor CD-CD con salida de ganancia intercalada con conmutación flotada a tensión cero [10]

La topología presentada en el artículo es un convertidor CD-CD que conmuta a tensión cero. La conmutación suave ayuda a que tenga bajo esfuerzo de tensión en los semiconductores. De igual forma, suprime la corriente de fuga del inductor y la corriente no pulsante en la entrada y en la salida, con lo cual obtiene una eficiencia muy elevada. Sin embargo, utiliza muchos componentes magnéticos por lo que es un convertidor de grandes dimensiones y de gran peso.

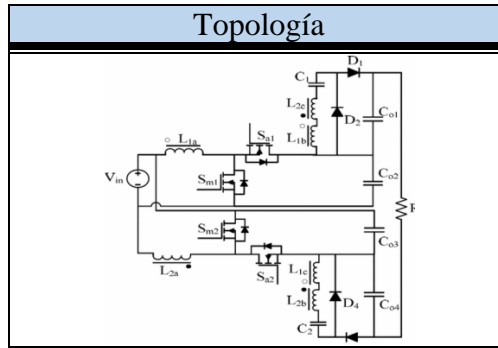


Figura 9. Topología de referencia 10.

**Convertidor CD-CD de alta eficiencia para aplicaciones de celdas de combustible: rendimiento y modelado dinámico [11].**

La topología presentada en el artículo es una variación de un convertidor puente completo alimentado en corriente, con un sujetador activo en la entrada y un doblador de tensión en la salida. El sujetador activo en la entrada proporciona al convertidor alta eficiencia y un doblador de tensión en la salida y alta ganancia. En el artículo se reporta una eficiencia del 90 %.

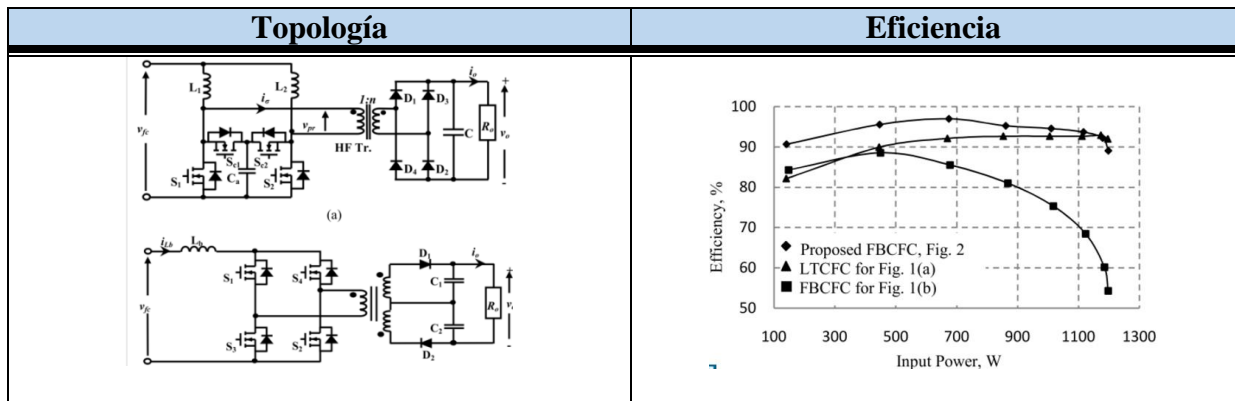


Figura 10. Topología y curva de eficiencia de referencia 11.

**Análisis e implementación de un convertidor puente completo de alta eficiencia alimentado en corriente para celdas de combustible [12].**

La topología presentada en el artículo es una variación el convertidor puente completo alimentado en corriente. El inductor en la entrada del convertidor ocasiona que exista un rizo de corriente muy pequeño en la entrada, por lo que es apropiado para un sistema de celdas de combustible. El artículo reporta eficiencia mayor a 90 %.

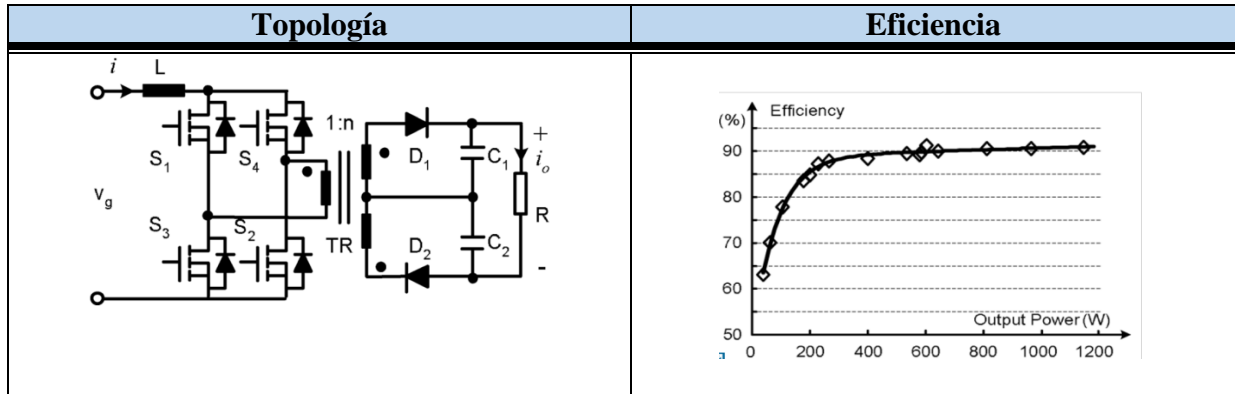


Figura 11. Topología y curva de eficiencia de referencia 12.

### Convertidor CD-CD cuasi-resonante para aplicación de celdas de combustible [13].

La topología presentada en el artículo es un convertidor cuasi-resonante de alta eficiencia para aplicaciones de celdas de combustible. El convertidor opera con alta frecuencia de conmutación y se alimenta en corriente, con lo cual se genera un bajo rizado de corriente en la entrada y disminución del tamaño de los elementos magnéticos. En el lado secundario del convertidor, los diodos rectificadores conmutan a corriente cero, con lo cual se genera una eficiencia de 95 %.

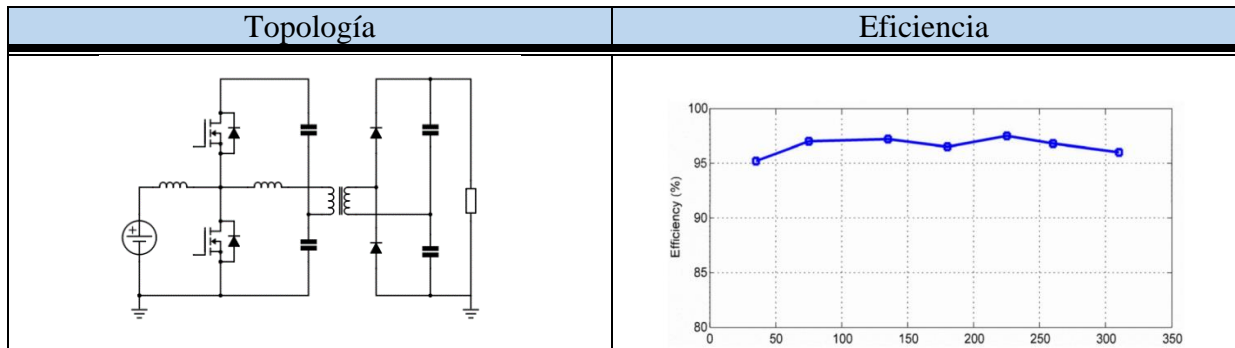


Figura 12. Topología y curva de eficiencia de referencia 13.

### Un nuevo convertidor resonante compacto y de alta eficiencia [14].

La topología presentada en el artículo es un convertidor CLL multi-resonante que mide aproximadamente 10 cm x 8 cm. El convertidor opera con dos frecuencias, una en el lado del primario y una en el lado del secundario; debido a esto, los interruptores de la entrada trabajan con ZVS y los rectificadores de la salida con ZCS. La eficiencia reportada en el artículo es de 95.7%.

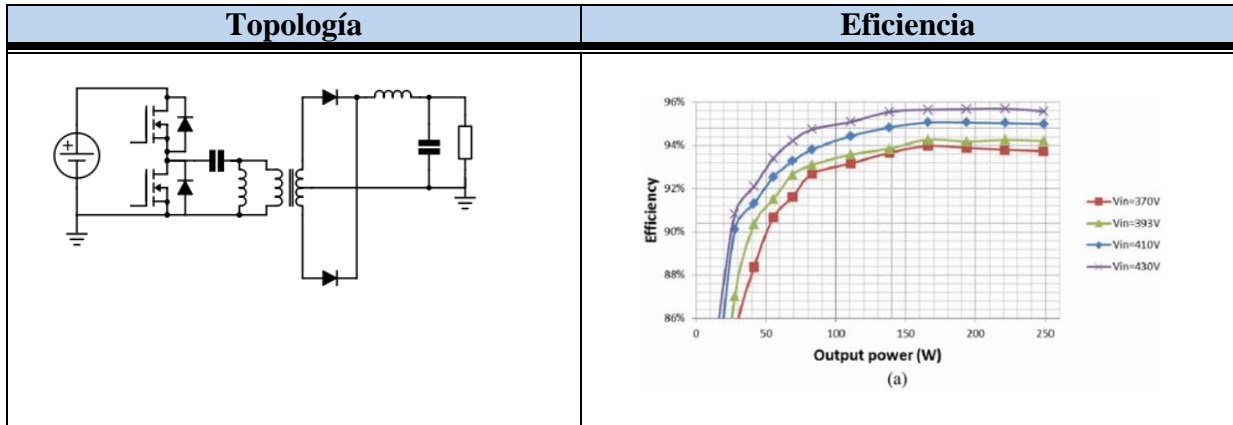


Figura 13. Topología y curva de eficiencia de referencia 14.

### Un novedoso convertidor de alta ganancia y alta eficiencia [15].

La topología presentada en el artículo es una variación del convertidor *Boost* que ofrece alta ganancia en la salida con una alta eficiencia. Esto se debe a que tiene bajas pérdidas por conmutación, las cuales se logran obtener con un par de inductores acoplados que funcionan como un sujetador de corriente activo. En el artículo se reportan eficiencias al 90 %.

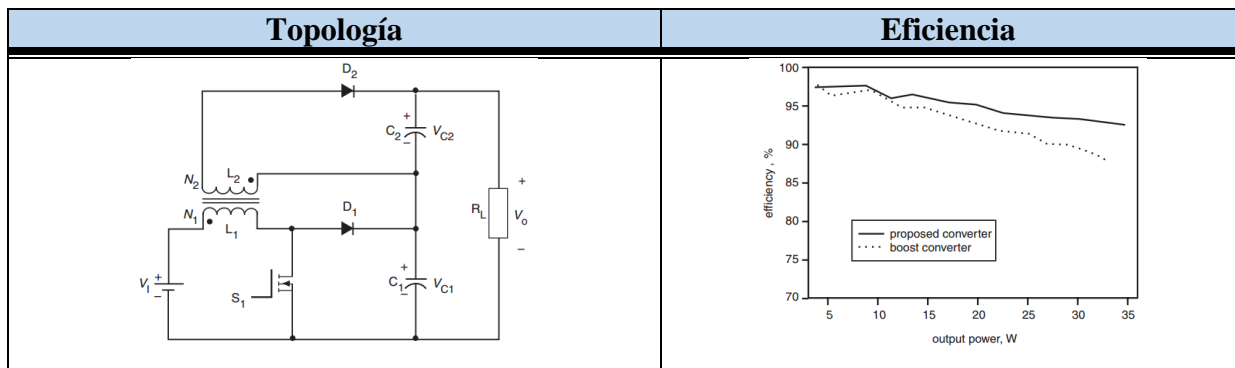


Figura 14. Topología y curva de eficiencia de referencia 15.

### *Buck* cuasi resonante con inductor acoplado [16]

La topología presentada en el artículo es un *Buck* síncrono con un inductor acoplado que trabaja con ZVS en los interruptores. El inductor acoplado evita el efecto de recuperación inversa en el diodo parásito del interruptor inferior con lo que se evita el pico de corriente característico de la conmutación del *Buck*, disminuyendo así las pérdidas por conmutación en los interruptores. En el artículo se compara la eficiencia de un *Buck* convencional con la eficiencia del *Buck* propuesto obteniendo mayores eficiencias con el nuevo prototipo.



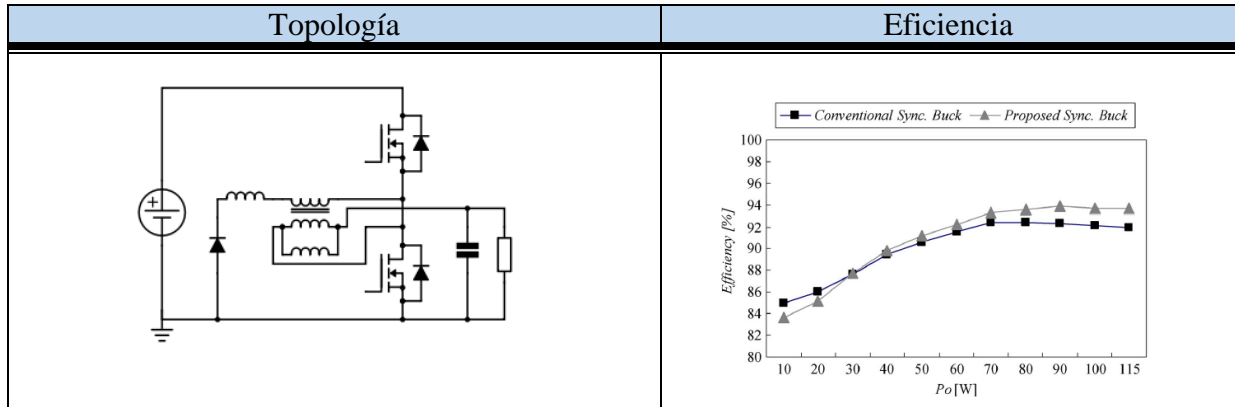


Figura 15. Topología y curva de eficiencia de referencia 16.

### Puente completo con sujetador activo con modulación PWM [17-19]

La topología presentada en el artículo es una variación de un convertidor puente completo con un sujetador activo en la entrada. El sujetador activo tiene un interruptor extra que funciona con modulación PWM operando de tal manera que los interruptores tengan ZVS, por lo que se reducen las pérdidas y es posible incrementar la frecuencia de conmutación. El convertidor se alimenta en corriente por lo que es útil para aplicaciones con celdas de combustible. Mantiene eficiencias superiores a 95 %.

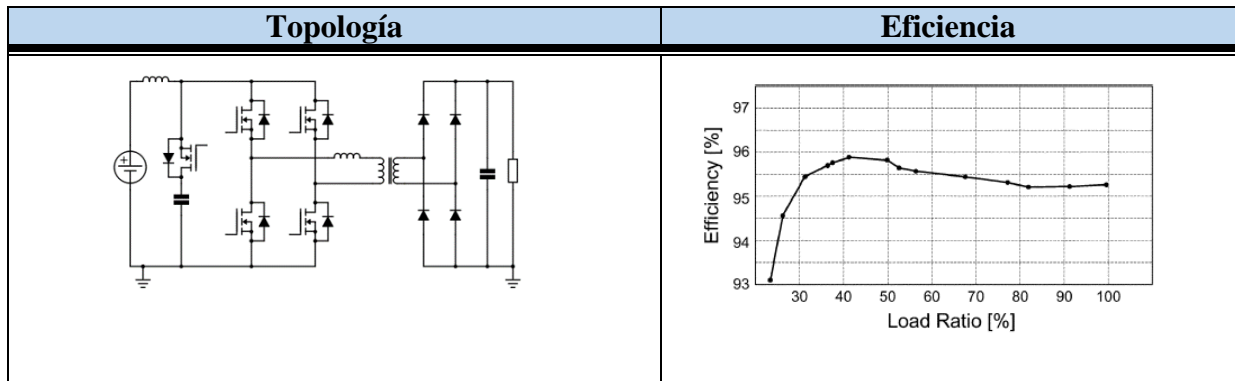


Figura 16. Topología y curva de eficiencia de referencias 17-19.

### El Buck síncrono multifase [20-22]

Los convertidores multifase ofrecen ventajas sobre los convertidores de una fase ya que dividen la corriente total entre el número de ramas ocasionando con ello una disminución del tamaño de los elementos magnéticos, disminución de pérdidas por conducción y por conmutación en los interruptores. Los convertidores multifase ofrecen altas eficiencias debido a que las pérdidas no se enfocan en un solo componente, lo que ocasiona también que la disipación de calor sea menor con lo cual se puede omitir el uso de disipadores de calor. Son buenas candidatas para disminuir rizados de corriente en la entrada y en la salida

debido al efecto de cancelación de rizados. Se utilizan comúnmente cuando se requiere una dinámica muy rápida y por ello son utilizados comúnmente en *motherboards*.

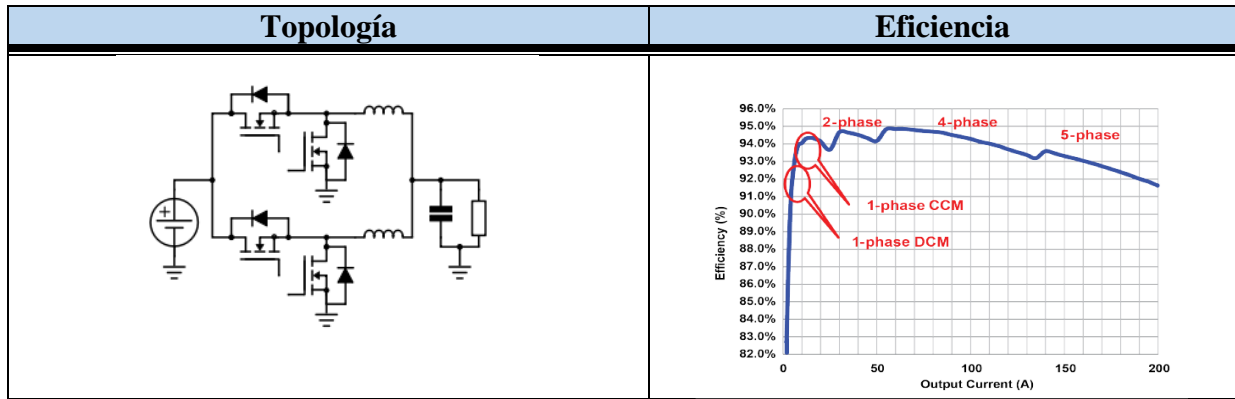


Figura 17. Topología y curva de eficiencia de referencia 20-22.

### 2.3. Conclusiones de la revisión de estado del arte y de la tecnología

Después de la revisión del estado de la tecnología y del estado del arte se puede concluir en lo siguiente:

- El tema de *drones* es un tema de interés hoy en día. Los *drones* se utilizan cada vez más utilizados para diversas actividades. Sin embargo, siguen teniendo el problema de tener poca autonomía. Esto se debe al tipo de fuente de alimentación que utilizan. El uso de celdas de combustible de hidrógeno en *drones* disminuye las desventajas que presentan las baterías (alto peso y baja densidad de energía) pero requiere de un sistema electrónico para regular la energía de la celda de combustible.
- Existen *drones* que utilizan celdas de combustible y reportan autonomías mayores frente a los que utilizan baterías. Estos productos son productos de mercado y la información de los sistemas electrónicos que utilizan no está disponible en la literatura [5, 6]. Muchos centros de investigación y universidades están realizando trabajos de *drones* con celdas de combustible [2, 7].
- Para el acondicionamiento de tensión de salida de las celdas de combustible se utilizan convertidores alimentados en corriente [23-25]. El tipo de convertidor varía en función de cual sea el objetivo a alcanzar; eficiencia, densidad de potencia, costo, peso, etc. [12, 13, 17, 26-28].
- Los convertidores multifase son una buena propuesta para ser utilizados como fuente de alimentación para sistemas que operan con celdas de combustible debido a algunas de sus características de operación; reducción el rizo de corriente en la entrada, reducción del tamaño de los filtros, entre otros [29-33].

# Capítulo 3

---

## **3. Selección del *drone*, celda de combustible y topología del convertidor**

Este capítulo tiene como objetivo determinar las especificaciones eléctricas del *drone* y de la celda de combustible seleccionados para el proyecto de tesis. Con base en dichas especificaciones, se realiza una comparación entre diferentes topologías presentadas en la revisión del estado del arte y se determina la topología que cumple con las especificaciones requeridas para ser utilizada como propuesta solución en el proyecto.

### 3.1. Drone DJI X8+

En el laboratorio del CENIDET se cuenta con un *drone* eléctrico que funciona con baterías, el cual se utiliza para este proyecto de tesis. El modelo del *drone* es DJI X8+. Es un vehículo aéreo no tripulado diseñado para realizar aplicaciones profesionales, tales como: levantamiento de cultivos, inspección de líneas de transmisión, adquisición de datos, entre muchas otras. Es resistente al viento y es capaz de ejecutar planes de vuelo con o sin piloto automático ya que cuenta con una unidad GPS. Tiene una capacidad de carga útil de 800 g. En la Figura 18 se presenta una imagen del *drone*.



Figura 18. Drone DJI X8+; drone seleccionado para el proyecto de tesis.

Algunas de las características principales del *drone* son:

- Sistema de elevación de hélices de 2x4.
- Hardware del piloto automático: Pixhawk v2.4.5.
- GPS: 3DR u-blox GPS con brújula (módulo LEA-6H, actualización de 5 Hz).
- Radio de la estación de tierra: 3DR Radio v2 (915 MHz o 433 MHz).
- Autonomía de vuelo: 15 minutos.
- Capacidad de carga útil: 800 g. Tiene la posibilidad de carga adicional de hasta 1 kg con tiempo de vuelo reducido.

El *drone* DJI x8+ obtiene la autonomía de vuelo de 15 minutos con una batería de polímero de litio recargable que se presenta en la Figura 19. Algunas de sus características destacadas de esta batería son:

- La batería es de tecnología polímero de litio, Li-Po.
- La capacidad de la batería es de 10000 mAh. Sin embargo, en la hoja de especificaciones del *drone* se advierte que la carga de dicha batería no debe exceder los 8000 mAh.
- El peso de la batería 803 g.
- El voltaje de la batería oscila entre los 14 V – 16.8 V; con carga máxima y mínima carga, respectivamente.



Figura 19. Foto de la batería del drone DJI X8+.

En la hoja de especificaciones del *drone* no se mencionan los parámetros de consumo energético del *drone*, de modo que se realizan pruebas en laboratorio para determinarlos.

### 3.1.1. Consumo de energía del *drone*

Para obtener los datos de consumo energético del *drone* se cuenta con un banco de pruebas en CENIDET. El banco de pruebas es una estructura metálica con movimiento en 3 ejes en la que se fija el *drone* y permite la maniobrabilidad en vuelo del mismo. A modo de obtener datos de consumo de energía del *drone*, se fija el *drone* a esta estructura y realizan pruebas de vuelo mientras se obtienen mediciones de consumo de corriente. En la Figura 20 se muestra el *drone* en el banco de pruebas.



Figura 20. Drone DJI X8+ montado banco de pruebas en laboratorio de CENIDET.

El *drone* es manejado de manera remota por medio de un control remoto el cual cuenta con una palanca que sirve como acelerador. Esta palanca tiene marcas de graduación que representan el porcentaje de aceleración de vuelo y van del 1 % al 100 %, como se muestra en la Figura 21. Se realizan pruebas de vuelo al *drone* sobre el banco de pruebas variando esta palanca y obteniendo datos de consumo de energía. En la Figura 21 se presenta el control remoto y se hace notar la palanca de aceleración.



Figura 21. Control remoto y palanca con porcentaje de aceleración del dron DJI X8+.

En la Tabla 3 se presentan los datos de consumo de energía obtenidos tras realizar las mediciones en laboratorio. Los valores son graficados y presentados en la Figura 22.

Tabla 3. Tabla de consumo de energía del dron DJI X8+.

Porcentaje de aceleración en la palanca	Voltaje de la batería (V)	Corriente consumida por el dron (A)	Potencia (W)
Encendido, no vuelo	15.74	0.5	7.5
10 %		5.71	85.65
20 %		10.6	159
35 %		18.5	277.5
60 %		29.8	470
85 %		31.3	500

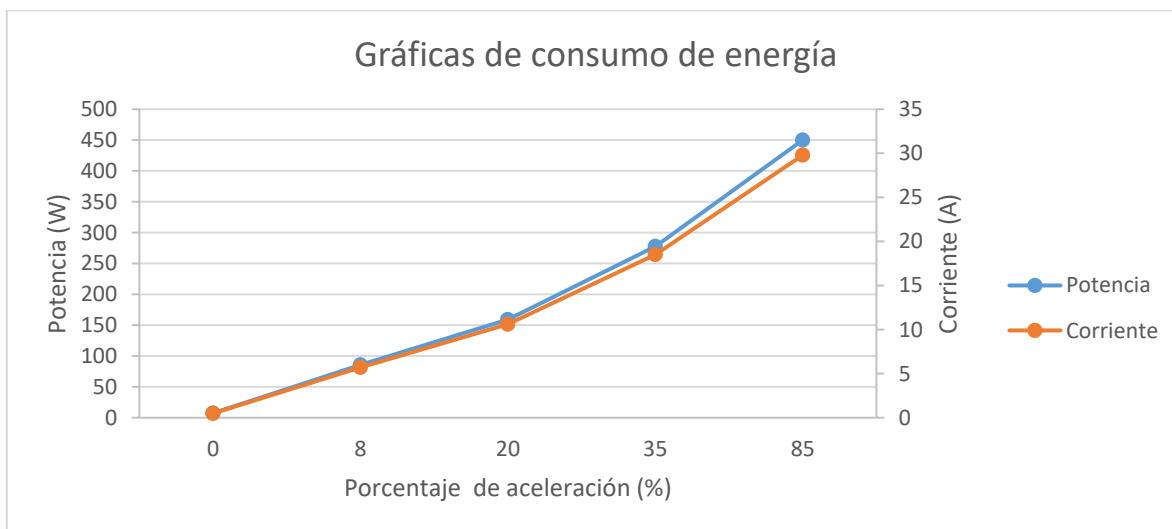


Figura 22. Consumo de energía del dron DJI X8+.

Con la prueba realizada en laboratorio se obtuvo la medición del consumo de potencia del *dron*, el cual varía dentro de un rango de 7.5 W a 500 W. Se realiza también el cálculo de la potencia por medio de los valores de consumo de corriente.

- La energía de la batería está dada por el voltaje medio de la batería y la capacidad de carga de la batería, valores que se presentan a continuación
  - Voltaje medio = 15.4 V.
  - Capacidad de carga = 8,000 mAh.
- El tiempo de vuelo máximo del *dron* es de 15 minutos, cuyo valor en horas se presenta a continuación
  - 15 minutos en horas = 0.25 h

La fórmula presentada en la Ecuación 1 permite conocer el consumo de potencia de un sistema por medio de la energía almacenada en el sistema de alimentación y el tiempo de descarga del mismo.

$$P_{O\_dron} = \frac{E_{batería}}{t_{descarga}} \quad (1)$$

Sustituyendo los valores de la batería presentados, se obtiene lo siguiente

$$P_{O\_dron} = \frac{(8000mAh)(15.4V)}{0.25h}$$

$$P_{O\_dron} \sim 500W$$

Los cálculos corroboran las mediciones realizadas en laboratorio. Con las pruebas realizadas se obtiene el consumo de corriente de 500 W, Utilizando este valor como criterio de búsqueda se realiza una revisión de celdas de combustible comerciales afines al proyecto.

### 3.2. Celda de combustible AST02-01

Entre los resultados de la búsqueda de una celda de combustible comercial de 500 W, destaca la celda de combustible modelo AST02-01 fabricada por *HES Energy Systems*. Dicha celda de combustible fue diseñada y construida para aplicación en *drones* por lo que presenta una serie de ventajas frente a otras celdas de combustible comerciales, tales como: menor peso, menor tamaño, menor número de componentes y todo está instrumentado en un pequeño stack transportable. En la Figura 23 se presenta una imagen de la celda de combustible y algunas de sus características más relevantes.

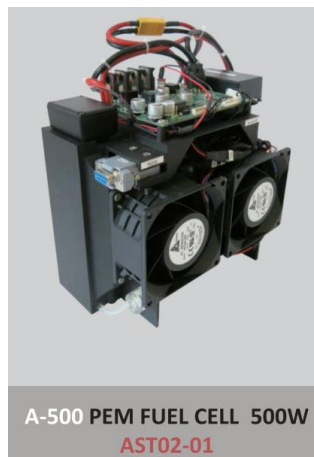


Figura 23. Celda de combustible de 500 W modelo AST02-01.

Algunas de las características más relevantes de la celda de combustible son:

- Potencia = 500 W
- Peso del Stack: 1.150 kg.
- Peso de la unidad de control: 80 g.
- Tensión de la celda de combustible: 27 V – 41 V; en función de la potencia.
- Tamaño del Stack instrumentado: 192 mm x 107 mm x 150 mm.

La celda de combustible AST02-01 cuenta con un sistema de potencia e instrumentación que se encarga de regular la presión del hidrógeno y la temperatura de la celda. El sistema de potencia completo instrumentado se compone de lo siguiente:

- Stack de celda de combustible de 500 W.
- Ventiladores para enfriamiento.
- Módulo de control.
- Tanque de almacenamiento de hidrógeno.
- Regulador del tanque de hidrógeno.

En la Tabla 4 se muestra el peso de cada componente y el peso total del sistema de potencia de hidrógeno.

Tabla 4. Peso de la celda de combustible AST02-01 con elementos de instrumentación.

Componente	Peso (g)
Celda de combustible	1150
Unidad de control de la celda	80
Tanque de almacenamiento de hidrógeno de 0.5 litros.	650
Regulador del tanque (válvula)	175
Peso del hidrógeno (0.5 l a 300 bar)	35.4
<b>Peso total</b>	<b>2090.4</b>



Los datos eléctricos de la celda de combustible se presentan en una serie de gráficos. En la Figura 24 se presenta la curva característica de potencia/tensión de la celda de combustible.

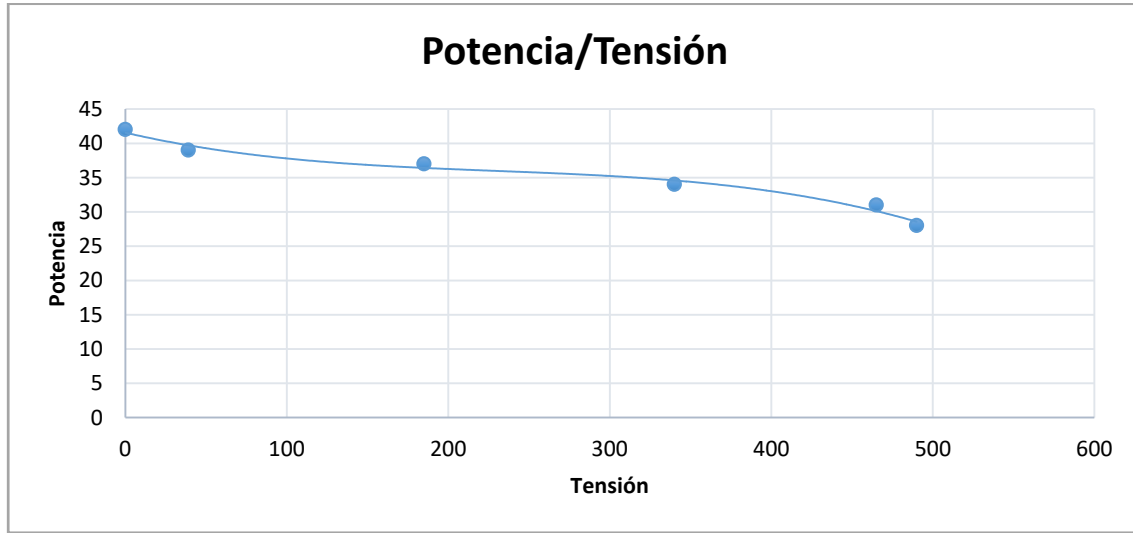


Figura 24. Curva característica de potencia/tensión de la celda de combustible AST02-01.

Realizando una interpolación de los puntos de la gráfica se obtuvo una expresión matemática que define el comportamiento de tensión en función de la potencia de la celda de combustible. La expresión matemática se muestra en la Ecuación 2. Dicha expresión matemática se utiliza para el diseño del convertidor que se describe en el Capítulo 4.

$$V_{Celda} = -\left(2.85737254 \cdot 10^{-7}\right) P_o^3 + \left(1.97168513 \cdot 10^{-4}\right) P_o^2 - \left(5.44987083 \cdot 10^{-2}\right) P_o + 41.56212430 \quad (2)$$

Con los parámetros eléctricos de la celda de combustible y del *dron* se realiza una comparación de las topologías encontradas en la revisión del estado del arte presentado en el Capítulo 2.

### 3.3. Selección de la topología

Con los parámetros eléctricos del *dron* y de la celda de combustible se realiza el diseño y la simulación de cada una de las topologías presentadas en el estado del arte. Los parámetros eléctricos son los siguientes:

- Potencia del convertidor = 500 W
- Tensión de entrada = 27 V; Tensión de la celda de combustible a 500 W.
- Tensión en la salida = 14.9 V – 16.8 V; rango de tensión permitido por el *dron*.
- Corriente del *dron* = 30 A.
- Frecuencia de conmutación = 200 kHz, propuesta.

Las simulaciones se realizan en el software *Simetrix Simplis*. En la Tabla 5 se presentan los datos comparados para realizar la selección de la topología. Cabe mencionar que se utilizaron interruptores ideales para realizar las simulaciones.

Tabla 5. Tabla comparativa de topologías simuladas.

Nombre o tipo de convertidor	Rizo de corriente en la entrada	Eficiencia (%)	Comentarios
Topología nueva cuasi-resonante orientada a celdas de combustible [13]	4.3 A	80	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Se alimenta en corriente</li> <li>• Es utilizada para celdas de combustible</li> <li>• Es complicado que entre en resonancia</li> </ul>
Convertidor CLL multi resonante[14]	6 A	96.32	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Alta eficiencia</li> <li>• Utiliza un transformador</li> </ul>
Convertidor LLC resonante [14]	6.5 A	96.45	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Muy alta eficiencia</li> <li>• Utiliza un transformador</li> </ul>
Convertidor reductor cuasi-resonante con inductor acoplado [16]	6 A	97.84	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Alta eficiencia</li> <li>• Es complicado hacerlo entrar en resonancia debido a los parásitos</li> </ul>
Convertidor puente completo con sujetador activo [17-19, 26]	13.2 A	89.41	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Utiliza muchos interruptores</li> <li>• El sistema de control es complicado</li> </ul>
Convertidor <i>Buck</i> síncrono multifase en MCD [20-22]	7 A	99.32	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Muy alta eficiencia</li> <li>• Disminución de rizados</li> <li>• Ecuiliza corrientes naturalmente</li> </ul>
Convertidor <i>Buck</i> síncrono multifase en MCC [20-22]	7A	99.13	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Muy alta eficiencia</li> <li>• Disminución de rizados</li> <li>• No ecualiza corrientes naturalmente</li> </ul>
Convertidor <i>Buck</i> asíncrono multifase en MCD [20-22]	7 A	96.46	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Muy alta eficiencia</li> <li>• Disminución de rizados</li> <li>• Ecuiliza corrientes naturalmente</li> </ul>
Convertidor <i>Buck</i> asíncrono multifase en MCC [20-22]	7 A	96.60	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Muy alta eficiencia</li> <li>• Disminución de rizados</li> <li>• No ecualiza corrientes naturalmente</li> </ul>

Realizadas las comparaciones se decide utilizar el convertidor ***Buck* síncrono multifase en modo de conducción continua**. El convertidor presenta una serie de ventajas que lo hacen

un buen candidato para la implementación con *drones* y celdas de combustible. Entre algunas de estas ventajas destacan:

- Menor peso, según reportes en la literatura.
- Menores esfuerzos de tensión y corriente en los dispositivos.
- Alta eficiencia.
- Mejor distribución de las pérdidas.
- Reducción de rizados de corriente en la entrada y en la salida.
- Entre otros.

En el siguiente capítulo se presentan los fundamentos, las características principales y el análisis del convertidor Buck síncrono multifase en MCC.

# Capítulo 4

---

## **4. Fundamentos, características y análisis del convertidor**

### ***Buck* síncrono multifase en MCC**

Este capítulo tiene como objetivo presentar los aspectos fundamentales de la topología seleccionada; el convertidor *Buck* multifase en modo de conducción continua. Se presentan las características generales del convertidor, las ecuaciones de diseño y el modelo de pérdidas desarrollado para el proyecto de tesis.

#### 4.1. Convertidor Buck multifase

Un convertidor *Buck* multifase son una serie de convertidores *Buck* idénticos puestos en paralelo. Cada uno de los convertidores puestos en paralelo son llamados “ramas” o “fases”. La finalidad de utilizar convertidores en paralelo es dividir la corriente total del circuito entre el número de fases; con ésto, se reduce el tamaño de los elementos magnéticos, disminuyen las pérdidas en cada semiconductor, aumenta la eficiencia del convertidor y se tiene una respuesta dinámica más rápida, entre algunas otras ventajas. En la Figura 25 se muestra la estructura básica de un convertidor *Buck* síncrono multifase.

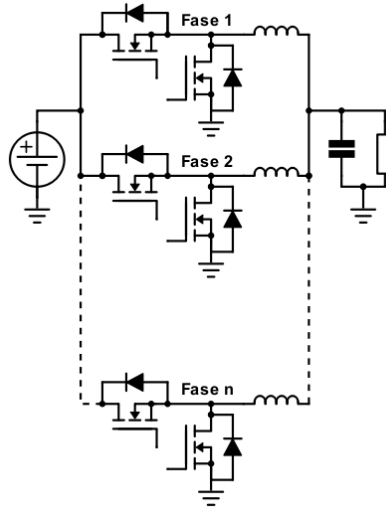


Figura 25. Topología del convertidor Buck síncrono multifase.

Los convertidores multifase se utilizan en aplicaciones donde se requiere mucha precisión en los parámetros de tensión y corriente de salida, respuesta dinámica rápida, alta densidad de potencia y alta eficiencia. Para entender por qué son buenos para estas aplicaciones, en la siguiente sección se presentan las características del convertidor multifase.

#### 4.2. Características de los convertidor Buck síncrono multifase

A continuación se presentan las características principales del convertidor *Buck* multifase, al final se presentan también los inconvenientes en el uso de esta topología.

➤ **Disminución del volumen de los inductores:**

En un convertidor multifase la corriente total del circuito se divide entre el número de fases o ramas, como se muestra en la siguiente ecuación [34].

$$I_{fase} = \frac{I_{total}}{\text{No. fases}}$$

La división de la corriente que pasa por cada fase ocasiona que la corriente que pasa por cada inductor sea una fracción de la corriente total, de modo que se disminuye el volumen de los inductores.

➤ **Disminución de pérdidas:**

La corriente que fluye por cada fase del convertidor es una fracción de la corriente total. Por tal, las pérdidas en cada semiconductor, tanto en conducción como en conmutación, disminuyen. De igual forma se reducen las pérdidas en el inductor y en el capacitor.

➤ **Gestión térmica:**

Ya que las pérdidas en cada componente disminuyen, la disipación de potencia en cada componente es menor, por lo que, se mejora la gestión térmica en todo el convertidor.

➤ **Aumento de la eficiencia del convertidor:**

Las pérdidas en el convertidor se distribuyen de forma que, las pérdidas totales son menores en todo el convertidor, Con esto se logra obtener una eficiencia mayor en el convertidor al encontrarse distribuida entre los diferentes componentes del circuito. Los efectos de cancelación de rizo en la entrada y en la salida reducen las pérdidas en los capacitores de salida también.

➤ **Fenómenos de cancelación de rizo:**

En un convertidor *Buck* multifase las señales de control de cada rama están desfasadas  $360^\circ/\text{fases}$ , una con respecto a la otra. Con el desfasamiento de las señales de control se producen dos fenómenos, uno en la entrada y uno en la salida, que se llaman factores de cancelación de rizados.

○ **El factor de cancelación de rizo de corriente en la entrada [34].**

El factor de cancelación de rizo en la entrada es un factor que aparece cuando las señales de control se desfasan y que ocasiona que el rizo disminuya. Visto matemáticamente, aparece como un factor multiplicativo por el término de rizo de corriente en la entrada, como se aprecia en la siguiente ecuación

$$\Delta_{I_{in\_rms}} = I_{in\_rms} \cdot F_{C_{lin}}$$

Donde

- $\Delta_{I_{in\_rms}}$  = rizo de corriente total en la entrada.
- $I_{in\_rms}$  = rizo de corriente RMS calculado.
- $F_{C_{lin}}$  = es el factor de cancelación de rizados que está dado por la siguiente ecuación

$$F_{\Delta_{lin}} = \sqrt{\left( D - \frac{\text{floor}(D \cdot (\text{No. fases}))}{(\text{No. fases})} \right) \cdot \left( \frac{\text{floor}(D \cdot (\text{No. fases})) + 1}{(\text{No. fases})} - D \right)}$$

Donde

- $\text{floor}(D \cdot (\text{No. fases}))$  = es una función que regresa el número entero más cercano al resultado de  $D \cdot (\text{No. fases})$ .

El factor de cancelación de rizo en la entrada es un valor multiplicativo que está en función del ciclo de trabajo. En la siguiente figura se presenta un gráfico en donde se aprecia visualmente el valor del factor en función del ciclo de trabajo.

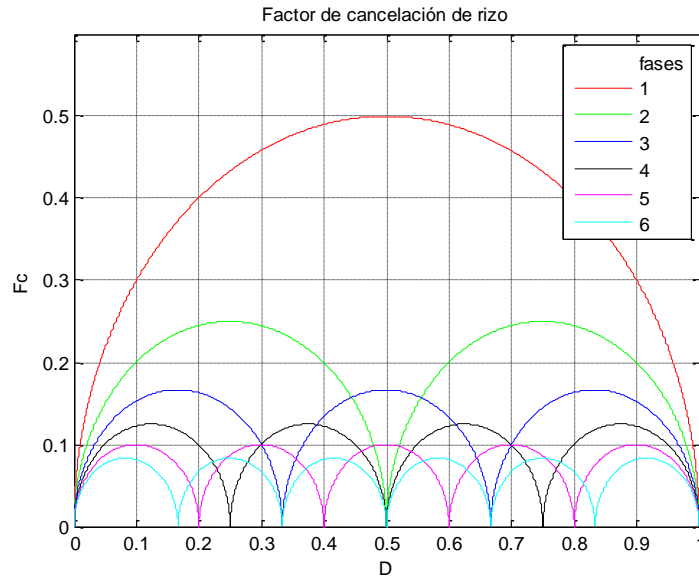


Figura 26. Gráfica de factor de cancelación de rizo en la entrada.

El factor de cancelación varía en función del ciclo de trabajo del convertidor, y siempre se mantiene por debajo de 0.5.

- **El factor de cancelación de rizo de corriente en la salida** [34].

El factor de cancelación de rizo en la salida es un factor que aparece cuando las señales de control se desfasan y que ocasiona que el rizo disminuya. Visto matemáticamente, aparece como un factor multiplicativo por el término de rizo de corriente en la salida, como se aprecia en la siguiente ecuación

$$\Delta_{I_{o\_rms}} = I_{o\_rms} \cdot F_{Cl0}$$

Donde

- $\Delta_{I_{o\_rms}}$  = rizo de corriente total en la salida.

- $I_{Io\_rms}$  = rizo de corriente RMS calculado.
- $F_{Clo}$  = es el factor de cancelación de rizo que está dado por siguiente ecuación

$$F_{Clo} = \frac{(\text{No.fases}) \left( D - \frac{\text{floor}(D \cdot (\text{No.fases}))}{(\text{No.fases})} \right) \cdot \left( \frac{\text{floor}(D \cdot (\text{No.fases})) + 1}{(\text{No.fases})} - D \right)}{D(1-D)} \quad (3)$$

Donde

- $\text{floor}(D \cdot (\text{No.fases}))$  = es una función que regresa el número entero más cercano al resultado de  $D \cdot (\text{No.fases})$ .

La gráfica que representa el factor de cancelación de rizo en la salida se presenta en la Figura 27.

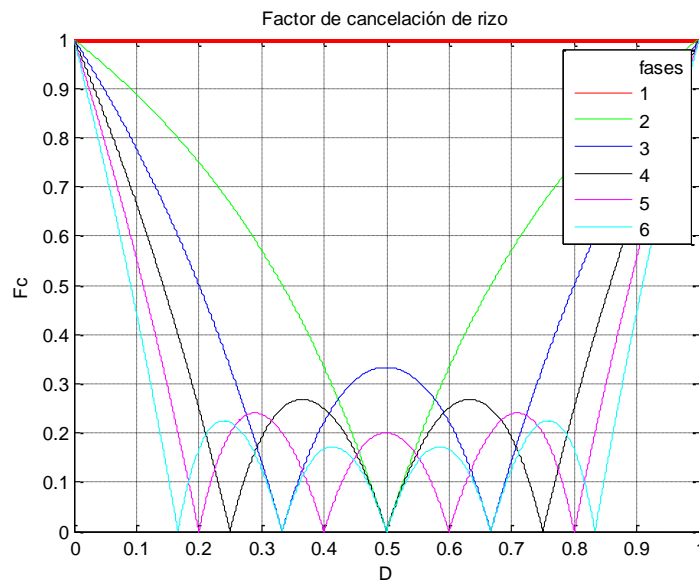


Figura 27. Gráfica de factor de cancelación de rizo en la salida.

El factor de cancelación varía en función del ciclo de trabajo del convertidor, y siempre se mantiene por debajo de la unidad.

➤ **Disminución del filtro en la entrada:**

Debido al fenómeno de cancelación de rizo en la entrada, el valor *rms* de la corriente disminuye en la entrada, con lo cual, disminuye el volumen de los componentes del filtro de entrada.



- **Disminución del capacitor de salida:**  
Debido al fenómeno de cancelación de rizo en la salida, el valor *rms* de la corriente en la salida disminuye, con lo cual, disminuye el volumen del capacitor de salida del convertidor.
- **Disminución del tamaño general del convertidor:**  
Como se ha mencionando a lo largo de las características del convertidor, los convertidores multifase disminuyen el tamaño de los filtros de entrada y de salida, el tamaño del inductor y el tamaño de los semiconductores, con lo cuales, se obtiene una disminución general del tamaño del convertidor.
- **Inconvenientes:**  
Cuando in convertidor multifase opera en MCC, las corrientes en cada una de las fases pueden llegar a desbalancearse. El desbalance de corrientes se produce cuando los parásitos de cada uno de las fases no son idénticos entre sí, lo que puede ocasionar que una fase lleve más corriente que otras, lo que lleva a tener más pérdidas en una fase y una reducción de la eficiencia. Para corregir esto se opera a los convertidores en MCD o se utilizan técnicas de equalización de corrientes.

### 4.3. Ecuaciones de diseño del convertidor *Buck* síncrono multifase en MCC

El análisis de CD y las ecuaciones para el diseño del convertidor *Buck* multifase síncrono en MCC tomando en cuenta los valores parásitos se presentan en [20, 35]. En la Figura 28 se presenta el diagrama del convertidor con los elementos parásitos.

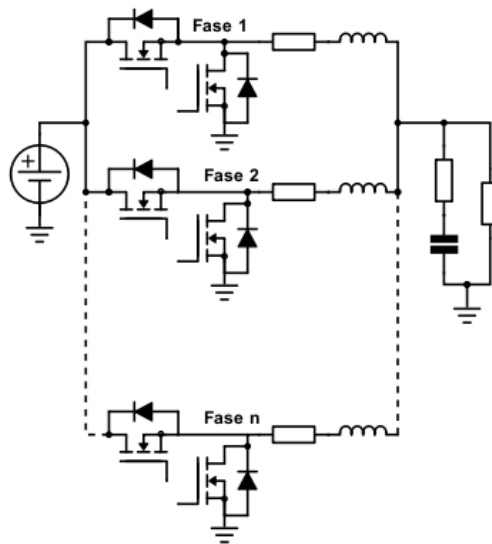


Figura 28. Topología del convertidor *Buck* síncrono multifase con elementos parásitos.

Las ecuaciones de diseño del convertidor se presentan en la Tabla 6.

Tabla 6. Ecuaciones de diseño del convertidor Buck multifase en MCC con elementos parásitos.

Parámetro	Ecuaciones
Tensión de entrada del convertidor $V_{IN}$	$V_{in} = -\left(2.85737254 \cdot 10^{-7}\right)(2 \cdot P_o)^3 + \left(1.97168513 \cdot 104\right)(2 \cdot P_o)^2 - \left(5.44987083 \cdot 10^{-2}\right)(2 \cdot P_o) + 41.56212430$ <p>Donde <math>P_o</math> es la potencia demandada por el convertidor</p>
Corriente por fase $I_{fase}$ y rizo de corriente $\Delta_{ifase}$	$I_{fase} = \frac{I_o}{\text{No. fases}}$ $\Delta_{ifase} = a \cdot I_{fase}$ <p>Donde <math>a</math> es el porcentaje de rizo de corriente por fase</p>
Ciclo de trabajo considerando elementos parásitos $D$	$D = \frac{M \cdot V_{in} + I_{fase} \cdot (R_{DS2} + R_L) + (D_{d1} + D_{d2}) \cdot (V_{fr} \cdot I_{fase} \cdot R_{DS2})}{V_{in} - I_{fase} \cdot (R_{DS1} + R_{DS2})}$
Ganancia con parásitos $M$	$M = D - \frac{D \cdot I_{fase} \cdot (R_{DS1} + R_{DS2}) + I_{fase} \cdot (R_{DS2} + R_L) - (D_{d1} + D_{d2}) \cdot (V_{fr} \cdot I_{fase} \cdot R_{DS2})}{V_{in}}$
Inductor considerando elementos parásitos $L$	$L = \frac{D \cdot (V_{in} - V_o - I_{fase} \cdot (R_{DS2} + R_L))}{\Delta_{ifase} \cdot f_s}$
Frecuencia de operación en el capacitor $f_{cap}$	$f_{cap} = (\text{No. fases}) \cdot f_s$
Rizo de corriente en el capacitor $\Delta_{icap}$	$\Delta_{icap} = \Delta_{ifase} \cdot F_{\Delta I_o}$ <p>Donde</p> $F_{\Delta I_o} = \frac{(\text{No. fases}) \left( D - \frac{\text{floor}(D \cdot (\text{No. fases}))}{(\text{No. fases})} \right) \cdot \left( \frac{\text{floor}(D \cdot (\text{No. fases})) + 1}{(\text{No. fases})} - D \right)}{D(1-D)}$ <p>Donde <math>\text{floor}(x)</math> = función matemática que regresa el número entero cercano a <math>x</math>.</p>
Capacitor $C$	<p>Rizo máximo de tensión en la salida</p> $\Delta_{V_o} = R_o \cdot \Delta_{icap}$ <p>El valor de rizo de tensión propuesto debe cumplir la siguiente condición</p> $\Delta_{V_{oprop}} < \Delta_{V_o}$ <p>El cálculo del capacitor de salida</p> $C = \frac{\Delta_{icap}}{8 \cdot f_{cap} \cdot \Delta_{V_{oprop}}}$

Rizo de corriente en la entrada $\Delta_{lin\_rms}$	El factor de cancelación de rizo en la entrada es $F_{\Delta lin} = \sqrt{\left( D - \frac{\text{floor}(D \cdot (\text{No. fases}))}{(\text{No. fases})} \right) \cdot \left( \frac{\text{floor}(D \cdot (\text{No. fases})) + 1}{(\text{No. fases})} - D \right)}$ Donde $\text{floor}(x)$ = función matemática que regresa el número entero más cercano a x. Al final, el rizo de corriente en la entrada está dado por la siguiente ecuación $\Delta_{lin\_rms} = I_{INrms} \cdot F_{\Delta lin}$

#### 4.4. Modelo de pérdidas del convertidor Buck síncrono multifase en MCC

En las referencias [35, 36] se presentan las ecuaciones de pérdidas de cada componente de un Buck síncrono multifase en MCC. Apoyado en las ecuaciones de pérdidas se desarrolla un modelo de pérdidas del convertidor utilizado para este proyecto de tesis.

La eficiencia teórica del convertidor está dada por la Ecuación 3.

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{multifase}} \quad (3)$$

Dónde,

- $\eta$  es la eficiencia del convertidor.
- $P_o$  es la potencia de salida.
- $P_{multifase}$  son las pérdidas en el convertidor. Este término engloba las siguientes pérdidas:
  - **MOSFET inferior:** conducción, conmutación y carga y descarga de capacitancias parásitas.
  - **MOSFET superior:** conducción, conmutación y carga y descarga de capacitancias parásitas.
  - **Diodo parásito de MOSFET inferior:** conducción en tiempos muertos y recuperación inversa.

- **Capacitor:** pérdidas en la resistencia parásita.
- **Inductor:** pérdidas en la resistencia parásita.
- **Impulsores:** pérdidas al encendido y al apagado.
- **Reguladores lineales:** pérdidas del regulador lineal.

En la Tabla 7 se presentan las ecuaciones de pérdidas consideradas en el modelo. Las ecuaciones se obtienen de las referencias [35, 36].

Tabla 7. Ecuaciones de pérdidas de los componentes del convertidor Buck síncrono multifase en MCC.

Parámetro	Ecuaciones
$P_{MOS\_sup}$ Pérdidas en el MOSFET superior	<p>Las pérdidas totales del MOSFET superior están dadas por la siguiente expresión</p> $P_{MOS\_Sup} = P_{Conducción} + P_{Commutación(ON+OFF)} + P_{Adicionales}$ <p>Dónde</p> <p>Las pérdidas por conducción</p> $P_{Conducción} = I_{rms\ S1}^2 \cdot R_{DS(on)}$ <p>Las pérdidas por conmutación</p> $P_{Commutación(ON)} = \frac{V_{in} \cdot I_O \cdot Q_{SW}}{2 \cdot I_{G(ON)}} f_s + \frac{V_{in} \cdot I_O \cdot Q_{SW}}{2 \cdot I_{G(OFF)}} f_s$ $P_{Commutación(OFF)} = \frac{V_{in} \cdot I_O \cdot Q_{SW}}{2 \cdot I_{G(OFF)}} f_s$ <p>Las pérdidas adicionales se componen de las pérdidas de la compuerta (pérdidas de la carga y descarga de las capacitancias parásitas)</p> $P_{Adicionales} = P_G + P_{Coss\ S1}$ <p>Las pérdidas en la compuerta son</p> $P_G = Q_g \cdot V_{DD} \cdot f_s \approx C_{iss} \cdot V_{DD}^2 \cdot f_s$ <p>Las pérdidas por la carga y descarga de la capacitancia parásita en la salida</p> $P_{Coss\ S1} = \frac{1}{2} Q_{oss} \cdot V_{IN} \cdot f_s \approx \frac{1}{2} C_{oss} \cdot V_{IN}^2 \cdot f_s$
$P_{MOS\_inf}$ Pérdidas en el MOSFET inferior	<p>Las pérdidas de potencia del MOSFET inferior están dadas por la siguiente expresión</p> $P_{MOS\_inf} = P_{Conducción} + P_{Commutación(ON+OFF)} + P_{Adicionales}$ <p>Las pérdidas por conducción</p>

	$P_{\text{Conducción}} = I_{\text{rms } S1}^2 \cdot R_{DS(\text{on})}$ <p>Pérdidas por conmutación al encendido</p> $P_{\text{Conmutación (ON)}} = \left( t_2 \cdot V_{fr} + t_3 \cdot \frac{V_{fr} + I_O \cdot R_{DS(\text{on})}}{2} \right) \cdot I_O \cdot f_S$ <p>Donde</p> $t_2 = \left[ \ln \left( \frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{GP}} \right) - \ln \left( \frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{GStH}} \right) \right] \cdot (R_{gL} + R_g + R_G) \cdot C_{iss}$ $t_3 = \left[ \ln \left( \frac{V_{DD}}{V_{DD} - 0.9 \cdot V_{SPEC}} \right) - \ln \left( \frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{GP}} \right) \right] \cdot (R_{gH} + R_g + R_G) \cdot C_{iss}$ <p>Pérdidas por conmutación al apagado</p> $P_{\text{Conmutación } S1(\text{on})} = \left( t_5 \cdot V_{fr} + t_4 \cdot \frac{V_{fr} + I_O \cdot R_{DS(\text{on})}}{2} \right) \cdot I_O \cdot f_S$ <p>Donde</p> $t_4 = \ln \left( \frac{0.9 \cdot V_{SPEC}}{V_{GP}} \right) \cdot (R_{gL} + R_g + R_G) \cdot C_{iss}$ $t_5 = \ln \left( \frac{V_{GP}}{V_{GP(\text{th})}} \right) \cdot (R_{gL} + R_g + R_G) \cdot C_{iss}$ <p>Las pérdidas adicionales son las siguientes</p> $P_{\text{Adicionales}} = P_G + P_{\text{Coss}S2}$ <p>Pérdidas por la carga de la capacitancia de entrada</p> $P_G = C_{iss} \cdot V_{DD}^2 \cdot f_S$ <p>Pérdidas por la carga de la capacitancia de salida del MOSFET</p> $P_{\text{Coss}S2} = \frac{1}{2} Q_{oss} \cdot V_{IN} \cdot f_S \approx \frac{1}{2} C_{oss} \cdot V_{IN}^2 \cdot f_S$
<p><math>P_{\text{diodo\_parásito}}</math> Pérdidas en el diodo parásito del MOSFET inferior</p>	<p>En los tiempos muertos, las pérdidas de potencia se generan a través del diodo parásito del MOSFET inferior.</p> <p>El valor de dichas pérdidas está dado por la siguiente expresión</p> $P_{\text{diodo\_parásito}} = V_{fr} \cdot I_O \cdot (T_{\text{Dead}(\text{on})} + T_{\text{Dead}(\text{off})}) \cdot f_S$ <p>Dónde <math>V_{fr}</math> es un valor dado en la hoja de especificaciones</p> <p>Las pérdidas por recuperación inversa del mismo diodo están dadas por la siguiente expresión.</p>

	$P_{Q_{rr}} = \frac{1}{2} Q_{rr} \cdot V_{IN} \cdot f_S \approx \frac{1}{2} C_{diodo} \cdot V_{IN}^2 \cdot f_S$
$P_{capacitor}$ Pérdidas en los capacitores	Pérdidas de potencia en los capacitores están dadas por la siguiente expresión $P_{capacitor} = I_{rms C}^2 \cdot ESR$ <p>Donde</p> $I_{rms C} = \frac{\Delta_{ifase}}{\sqrt{12}}$
$P_{inductor}$ Pérdidas en los inductores	Las pérdidas de potencia en los inductores están dadas por la siguiente expresión $P_{inductor} = I_{rms L}^2 \cdot ESR$ <p>Donde</p> $I_{rms} = \sqrt{I_O^2 + \frac{\Delta_{ifase}^2}{12}}$ <p><i>ESR</i> es el valor de resistencia serie del inductor</p>
$P_{driver}$ Pérdidas en los impulsores	Las pérdidas de potencia en los impulsores están dadas por la siguiente expresión $P_{Driver} = P_{Driver(ON)} + P_{Driver(OFF)}$ <p>Donde</p> <p>Las pérdidas en el impulsor durante el encendido son</p> $P_{Driver(on)} = \frac{P_G \cdot R_{gH}}{2(R_{gH} + R_G + R_g)}$ <p>Las pérdidas en el impulsor durante el apagado son</p> $P_{Driver(off)} = \frac{P_G \cdot R_{gL}}{2(R_{gL} + R_G + R_g)}$
$P_{regulador\_lineal}$ Pérdidas en el regulador lineal	Las pérdidas de potencia en el regulador lineal están dadas por la siguiente expresión $P_{regulador\_lineal} = (V_{DD} - V_{reg}) \cdot I_{reg} + P_{CI}$ <p>Donde</p> <p><math>I_{reg}</math> es la corriente que suministra el regulador</p> $P_{CI} = V_{DD} \cdot I_Q$ <p><math>I_Q</math> viene en una gráfica del regulador en la hoja de especificaciones</p>



# Capítulo 5

---

## **5. Diseño del convertidor**

Este capítulo tiene como objetivo presentar el diseño del convertidor. Se presentan también los cálculos de eficiencia con el modelo de pérdidas desarrollado y la validación por medio de simulaciones. Por último, se presenta el diseño de la tarjeta electrónica.



## 5.1. Parámetros de diseño

Los parámetros de diseño del convertidor son los requerimientos eléctricos del *drone* y de la celda de combustible. Sin embargo, para el diseño de un convertidor multifase existen un par de parámetros extra requeridos, estos son el **número de fases** y la **frecuencia de conmutación**. Generalmente, estos parámetros se definen por a las capacidades de los controladores PWM. Sin embargo, ya que este proyecto de tesis tiene como objetivo obtener un convertidor de alta eficiencia, se realiza una selección detallada de dichos parámetros.

### 5.1.1. Frecuencia de conmutación

Para seleccionar la frecuencia de conmutación del convertidor es importante considerar que la potencia del convertidor varía entre 7.5 W y 500 W. El convertidor debe estar en MCC en todo el rango de potencia, o en su mayoría. Para cada valor de frecuencia de conmutación existe un valor de inductancia que permite la operación del convertidor en MCC en todo el rango de potencia. Ya que no se conoce el número de fases que tendrá el convertidor se calcula el valor de inductor que satisface esta demanda con un convertidor Buck de 1 fase. En la Tabla 8 se presentan los valores de inductancia requeridos a diferentes frecuencias de conmutación.

Tabla 8. Valor de inductor necesario para la operación en MCC en todo el rango de potencia de un convertidor Buck de 1 fase a diferentes valores de frecuencia de conmutación. .

Frecuencia de conmutación	Valor de inductor necesario para operar en MCC en todo el rango de potencia ( $\mu H$ )
50 kHz	200
100 kHz	100
150 kHz	66.5
200 kHz	50
250 kHz	40
300 kHz	33.75

Con base en los valores de la tabla anterior se realiza una búsqueda de inductores afines al proyecto tomando en cuenta diferentes aspectos tales como valor de corriente máxima, ESR, tamaño y peso. Se selecciona el inductor modelo IHLP-6767GZ-11 debido a sus características y a su disponibilidad comercial. El inductor se presenta en la Figura 29.



Modelo del inductor	Resistencia serie	Corriente de CD	Inductancia	Peso	Tamaño del stack
IHLP-6767GZ-11	47 mΩ	8.6 A	47 uH	15 g	17.15 x 17.15 x 7 mm

Figura 29. Inductor IHLP-6767GZ-11 y tabla de características.

El inductor seleccionado tiene un valor de inductancia de 47 uH. Por tanto, se selecciona la frecuencia de conmutación de 200 kHz ya que con este inductor es posible abarcar todo el rango de potencia del *drone*. Ver Tabla 8.

### 5.1.2. Número de fases

En el Capítulo 2 se presentó el modelo de pérdidas del convertidor desarrollado para este proyecto de tesis. Con el modelo de pérdidas se calcula la eficiencia del convertidor tomando en cuenta las pérdidas en todos sus componentes. Ya que hasta este momento se conoce el valor de potencia del convertidor y los valores de ESR del capacitor y la resistencia parásita del inductor, se obtiene una gráfica de eficiencia para el punto de 500 W tomando en cuenta las pérdidas en estos componentes. En la Figura 30 se muestra la curva de eficiencia.

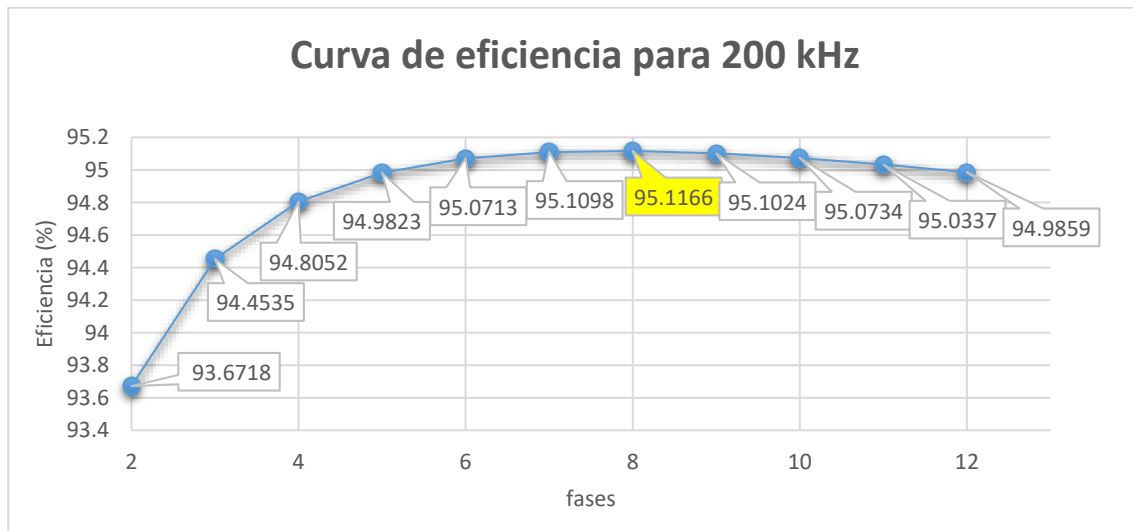


Figura 30. Curva de eficiencia del convertidor Buck síncrono de 8 fases de 500 W con frecuencia de conmutación de 200 kHz.

En el gráfico anterior se observa que el valor máximo de eficiencia se obtiene con 8 fases, de modo que se seleccionan 8 fases como parámetro de diseño del convertidor.

Es importante mencionar con el inductor de 47  $\mu\text{H}$  con un convertidor *Buck* de 1 fase se puede operar en un rango de potencia de 7.5 W a 500 W. Dado que la selección del número de fases cambió el parámetro a 8 fases el rango de operación en el que el convertidor opera en MCC cambia. El nuevo rango de operación del convertidor en MCC se presenta en la Tabla 9.

Tabla 9. Rango de operación en MCC para convertidor de 8 fases con frecuencia de conmutación de 200 kHz.

Frecuencia de conmutación	Valor de frontera del convertidor <i>Buck</i> de 1 fase	Valor de frontera del convertidor <i>Buck</i> de 8 fase
200 kHz	7.5 – 500 W	60 – 500 W

Algunos de los convertidores multifase utilizan controladores PWM capaces de apagar fases en función de la potencia se maneje. En caso de encontrar un controlador PWM capaz de realizar esta función, se realizarán pruebas en todo el rango de potencia, de no ser así, se realizarán pruebas únicamente en el rango de potencia de 60 – 500 W.

### 5.1.3. Circuito integrado de control PWM

Debido a la necesidad de obtener un convertidor modular, pequeño y de bajo peso decide utilizar un circuito integrado que genere las señales PWM para el convertidor de 8 fases y que opere a 200 kHz. Se realiza una búsqueda entre los diferentes fabricantes no se encuentra un circuito integrado que sea capaz de controlar las 8 fases que sea implementable con la tecnología actual de CENIDET, la tecnología de dicho circuito integrado es tecnología de soldado de tubo. Sin embargo, se encuentra el circuito integrado ISL6558 fabricado por Intersil que es capaz de controlar 4 fases a 200 kHz. El circuito integrado se presenta en la Figura 31.

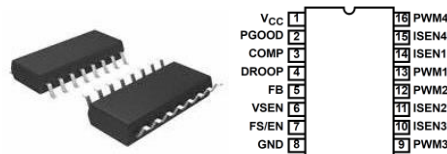


Figura 31. Circuito integrado ISL6558 para 4 fases a 200 kHz.

El circuito integrado es un buen candidato para la aplicación en este proyecto de tesis. Sin embargo, ya que se requieren 8 fases para obtener un valor de eficiencia máximo se propone el esquema de conexión presentado en la Figura 32.

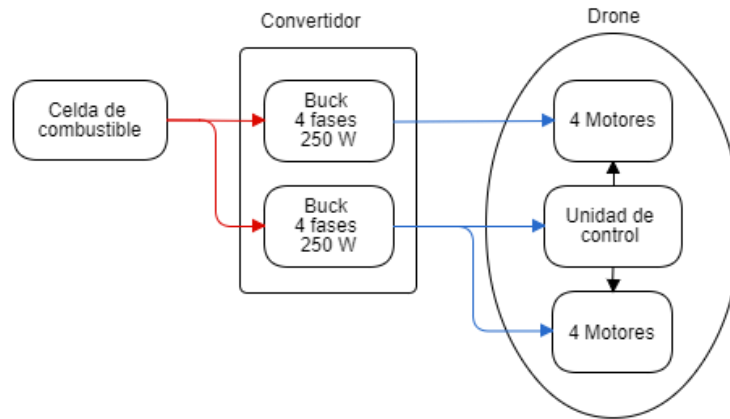


Figura 32. Diagrama a bloques de conexión de la etapa de potencia propuesta.

En la siguiente sección se presenta un resumen de parámetros de diseño del convertidor.

#### 5.1.4. Resumen de parámetros de diseño del convertidor

A modo de conclusión y resumen, se presentan los valores de los parámetros de diseño del convertidor:

- Se diseñarán dos convertidores idénticos *Buck* multifase de 4 fases operando en MCC en lazo cerrado.
- Cada convertidor se diseña a una potencia de 250 W.
- El lazo de control se implementará con el circuito integrado ISL6558.
- Un diagrama general del convertidor electrónico de potencia se presenta en la Figura 33.

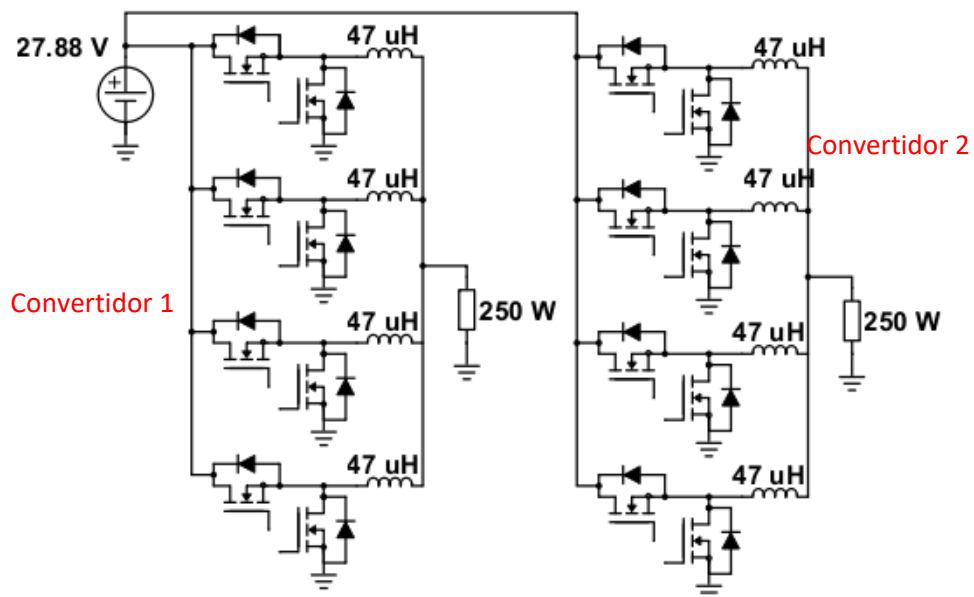


Figura 33. Topología del convertidor del proyecto: Buck síncrono multifase de 8 fases en lazo abierto en dos etapas de 4 fases cada una.

Los parámetros de diseño de cada convertidor se presentan en la Tabla 10.

Tabla 10. Parámetros de diseño del convertidor.

Símbolo	Definición	Valor
$P_O$	Potencia	Potencia total 60 – 500 W
$V_O$	Voltaje requerido por el <i>drone</i>	15.4 V
$V_{in}$	Voltaje de la celda de combustible	27.88 – 40.88 V en función de la potencia requerida
$f_s$	Frecuencia de conmutación	200 kHz
No. fases	Número de fases	Fases en total = 8 Fases por convertidor = 4

En la siguiente sección se presenta la etapa de diseño del convertidor.

## 5.2. Diseño

### 5.2.1. Esfuerzos de tensión y corriente

Para realizar la selección de los componentes del convertidor se realiza el cálculo de los esfuerzos de tensión y corriente en cada componente del convertidor. Los valores y las ecuaciones de cálculo de presentan en la Tabla 11.

Tabla 11. Esfuerzos de tensión y corriente en el convertidor.

Componente	Ecuaciones	Esfuerzo de tensión
MOSFET superior	$i_{pico} = I_{fase} + \frac{D \cdot (V_{IN} - V_O - I_{fase} (R_{DS1} + R_L))}{2 \cdot L \cdot f_s}$ $I_{prom} = D \cdot I_{fase}$ $V_{max} = V_{IN} + V_{fr}$	$i_{pico} = 4.424 \text{ A}$ $I_{prom} = 2.273 \text{ A}$ $V_{max} = 42 \text{ V}$
MOSFET inferior	$i_{pico} = I_{fase} + \frac{\Delta_{ILfase}}{2}$ $I_{prom} = (1 - D) \cdot I_{fase}$ $V_{max} = V_{IN} + V_{fr}$	$i_{pico} = 4.424 \text{ A}$ $I_{prom} = 1.785 \text{ A}$ $V_{max} = 42 \text{ V}$
Inductor	$i_{pico} = I_{fase} + \frac{\Delta_{ILfase}}{2}$ $I_{rms} = \sqrt{(I_{fase})^2 + \frac{(\Delta_{ILfase})^2}{12}}$	$i_{pico} = 4.424 \text{ A}$ $I_{rms} = 3.042 \text{ A}$

Con los valores calculados se realiza la selección de componentes y se presentan uno a uno en la siguiente sección.

### 5.2.2. Selección de componentes del convertidor

Con el objetivo de obtener un prototipo de convertidor pequeño y ligero, todos los componentes seleccionados son de tecnología de montaje superficial. A continuación se presentan los componentes seleccionados.

#### 5.2.2.1. Inductor

El inductor seleccionado se presenta en la Figura 34. Fue seleccionado debido a que soporta la corriente necesaria en cada una de las fases del convertidor (4.1 A) y que es pequeño y ligero.

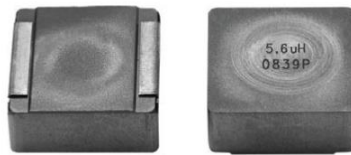


Figura 34. Inductor IHLP-6767-GZ11.

Las características más relevantes del inductor son:

- Resistencia serie = 42.7 m $\Omega$
- Corriente máxima de CD = 8.7 A
- Dimensiones: 17.15 x 17.15 x 7 mm
- Peso: 15 g

#### 5.2.2.2. MOSFET

El MOSFET seleccionado se muestra en la Figura 35. El MOSFET fue seleccionado con base en los valores máximos de tensión, corriente definidos previamente en la Tabla 11 y en los valores de  $R_{ds(ON)}$ , dimensiones y peso.



Figura 35. MOSFET IRL3705Z.

Las características del MOSFET son:

- $R_{ds(ON)} = 8 \text{ m}\Omega$
- Corriente máxima = 75 A
- Tensión máxima = 55 V
- Dimensiones: 17.15 x 17.15 x 7 mm
- Peso: 15 g

### 5.2.2.3. Capacitor

Se utilizan dos capacitores debido a la necesidad de filtrar ruido de alta y baja frecuencia en la salida. A continuación se presenta la selección de ambos capacitores.

El capacitor para filtrar ruido de alta frecuencia se presenta en la Figura 36. El capacitor se selecciona con base en los valores máximos de tensión y corriente *rms*, sus dimensiones y peso.



Figura 36. Capacitor multicapa de 220 nF.

Las características del capacitor son:

- Tecnología multicapa.
- Capacitancia = 220 nF.
- *ESR* = No disponible por ser tecnología multicapa.
- Tensión máxima = 25 V.
- Dimensiones: 1.6 x 11.6 x 3.2 mm.
- Peso = 0.01618 g.

El capacitor utilizado para filtrar ruido de alta frecuencia se presenta en la Figura 37. El capacitor se selecciona con base en los valores máximos de tensión y corriente *rms*, sus dimensiones y peso.



Figura 37. Capacitor electrolítico de aluminio de 1 uF.

Las características del capacitor son:

- Tecnología: electrolítico de aluminio.
- Capacitancia = 1uF.
- *ESR* = 50 mΩ.
- Tensión máxima = 50 V.
- Dimensiones: 3 (diámetro) x 4 (alto) mm.
- Peso: 0.01618 g.

#### 5.2.2.4. Control multifase

El controlador PWM se presenta en la Figura 31. El circuito integrado es empaque SOIC de 16 terminales y fue seleccionado por su capacidad de controlar 4 fases a 200 kHz. Algunas de las principales características del controlador multifase son las siguientes:

- Empaquetado SOIC 16 terminales.
- Alimentación: 5 V.
- Controlador para *Buck* multifase 4 fases.
- Rampa de *Soft Start*.
- Ecuilibradores de corriente por fase.
- Lazo de tensión.
- Red de compensación externa.
- Protecciones contra sobre/baja tensión

#### 5.2.2.5. Impulsores (*drivers*)

Se requiere un impulsor que convierta una señal PWM que genera el circuito integrado ILS6558 única a una señal PWM doble, ya que se trabaja con un convertidor *Buck* síncrono. Los impulsores que son capaces de realizar esta función tienen un terminal que se conecta al punto medio de los MOSFET, este terminal es comúnmente llamado *Vphase*, se muestra en la Figura 38.

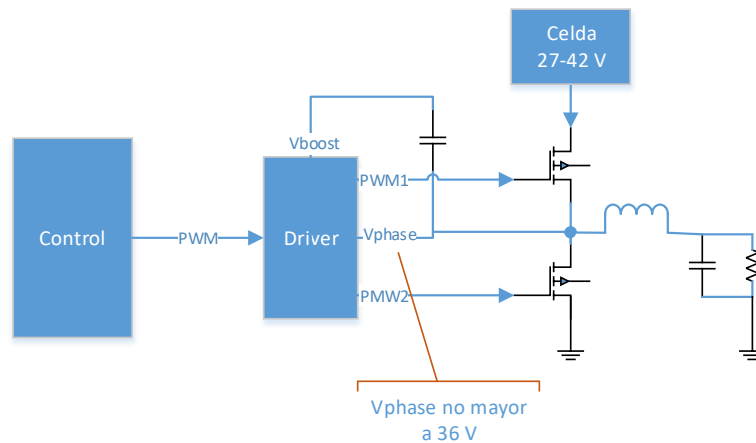


Figura 38. Diagrama a bloques del esquema de conexión de un impulsor bootstrap.

El problema con estos impulsores es que la tensión máxima que puede soportar la terminal *Vphase* es de 36 V y la tensión que maneja la celda de combustible es de 41 V. Se requiere realizar un arreglo de impulsores, ligando este primer impulsor a un segundo impulsor que soporte la tensión en el terminal *Vphase*. El esquema de conexión se muestra en la Figura 39.



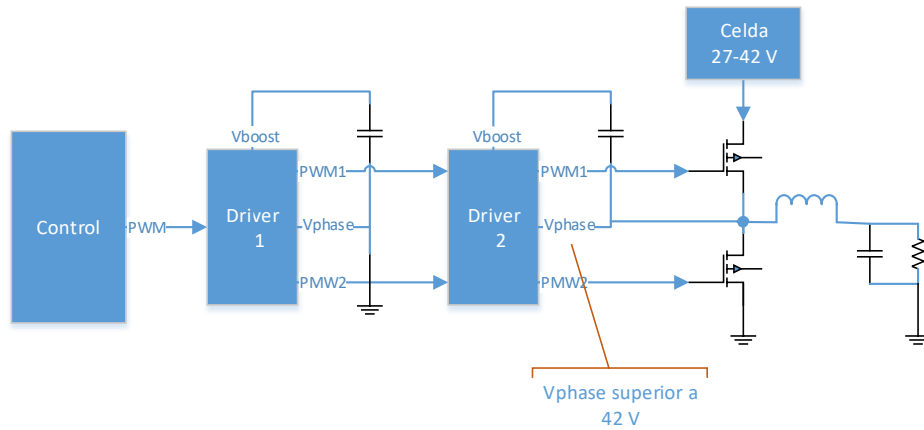


Figura 39. Diagrama a bloques del esquema de conexión de los impulsores para el proyecto de tesis.

Para la implementación del arreglo de impulsores se seleccionan los siguientes impulsores.

Impulsor 1; convierte la señal simple a una señal doble se presenta en la Figura 40. Se selecciona debido a la capacidad de convertir una señal PWM simple en una señal PWM doble.



Figura 40. Impulsor 1 - ISL66112ACBZ.

#### Características

- Empaquetado SOIC 8 terminales.
- Impulsor bootstrap de 1 entrada y 2 salidas.
- Alimentación = 12 V.
- Puede entregar hasta 2 A.
- Terminal Vphase 36 V.

Impulsor 2; se encarga de realizar la conmutación de los MOSFET es el que se muestra en la Figura 41. Se selecciona debido a la capacidad de soportar la tensión de la celda de combustible en el terminal Vphase.



Figura 41. Impulsor 2 - UCC27212-Q1.

#### Características

- Empaquetado SOIC 8 terminales.

- 2 entrada PWM, 2 salidas
- Alimentación = 12 V.
- Puede entregar hasta 4 A.
- Terminal Vphase mayor a 42 V.

En la siguiente sección realiza la selección de los reguladores lineales requeridos para la alimentación del control PWM y los impulsores.

#### 5.2.2.6. Reguladores lineales

El controlador PWM y los impulsores requieren niveles de tensión diferentes, de 5 V y 12 V, respectivamente. El esquema de conexión para realizar la alimentación de estos circuitos integrados se presenta en la Figura 42.

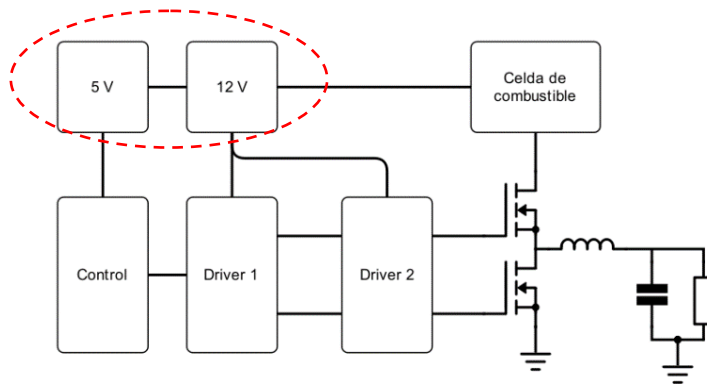


Figura 42. Diagrama bloques del convertidor y la etapa de alimentación.

Ya que el regulador de 12 V se alimenta directamente de la celda de combustible, se requiere un regulador de 12 V que soporte una tensión de entrada variable que oscila entre 27 – 42 V. El regulador de 12 V seleccionado se presenta en la Figura 43.



Figura 43. Regulador de 12 V - TPS7A1650.

Características:

- Empaquetado MSOP-8 terminales.
- Corriente de salida 100 mA.
- Tensión de entrada variable: 3 – 60 V.
- Voltaje de salida ajustable.

El regulador de 5 V seleccionado se presenta en la Figura 44.

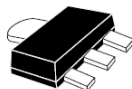


Figura 44. Regulador de 5 V – LM78L05.

Características

- Empaquetado SOT-80.
- Corriente de salida 100 mA.
- Rango en la tensión de entrada: 3.3 – 30 V.
- Voltaje en la salida 5 V.

5.2.2.7. Lista de componentes

Realizada la selección de todos los componentes, se obtuvo una lista de componentes general, la cual se presenta en la laTabla 12.

Tabla 12. Lista de componentes del convertidor del proyecto.

Descripción del componente	Fabricante	Modelo	Cantidad
Controlador PWM para Buck de 4 fases	Intersil	ISL6558CBZA	2
Resistencia de película gruesa 649 Ohms @ 750mW utilizada para los sensores de corriente por fase	Panasonic	ERJ-12SF6490U	8
Trimpod de 11 vueltas. Valor resistive máximo 200 kΩ utilizado para la selección de la frecuencia de conmutación	Bourns	PVG5A204C03B00	2
Impulsor 2 utilizado para realizar la conmutación de los MOSFET. 2 canales con tensión máxima de 100 V	TI	UCC27212AQDDARQ1	8
Impulsor 1 utilizado para convertidor la señal PWM de una fase en dos fases.	Intersil	ISL6612ACBZ	8
Capacitor cerámico de 100 n. Utilizado para quitar ruido de alta frecuencia en las terminales de alimentación y en los impulsores como capacitor de bootstrap	KEMET	VJ1210Y104KXBTW1BC	38
Capacitor de tantalio de 22 uF para filtrar la señal de alimentación del circuito integrado de control ISL6558	AVX	TAJB226K016TNJ	2
Capacitor de tantalio de 10 uF para filtrar la señal de alimentación de los impulsores	AVX	TAJB106K016TNJ	10
Capacitor cerámico 10 nF para la red de compensación	AVX	1206YC103KAT2A	2
Resistencia de 6.04 kΩ para la red de compensación	Panasonic	ERJ-12SF6041U	2
Resistencia de 308 kΩ. Es la resistencia superior del divisor de tensión en la salida para el lazo de control.	KOA Speer	RK73H2BTTE3093F	4
Ros Resistencia 16.9 kΩ : Es la resistencia inferior del divisor de tensión en la salida para el lazo de control.	Vishay	CRCW121016K9FKEA	4
Resistencia de 8.2 Ω para la compuerta de los MOSFET	KOA Speer	RK73B2HTTE8R2J	16
Capacitor 0.33 uF para la salida del regulador de 5 V.	Vishay	VJ1210Y334KXXAT	2
Bornera SMD para realizar la conexión de la fuente de alimentación y de la carga al prototipo.	EATON	EM501502	2
Regulador 12 V.	TI	TPS7A1650QDGNRQ1	2
Resistencia de 1 MΩ requerida para el regulador de 12 V.	Vishay	CRMA1206AF1M00FKEF	2
Resistencia 5 MΩ @ 0.1% requerida para el regulador de 12 V.	Susumu	RG3216P-5004-B-T1	4
Resistencia 3.3 MΩ @ 0.1% requerida para el regulador de 12 V.	Susumu	RG3216P-3304-B-T1	2
Resistencia 1 MΩ @ 0.1% requerida para el regulador de 12 V.	Yageo	RE0402BRE071ML	4

Se realiza la revisión de las hojas especificaciones de cada componente para obtener los valores de los elementos parásitos de cada componente para realizar el diseño del convertidor no ideal. El diseño de dicho convertidor se presenta en la siguiente sección.

### 5.2.3. Diseño del convertidor con elementos parásitos

En la Figura 45 se presenta el diagrama del convertidor con los elementos parásitos de sus componentes.

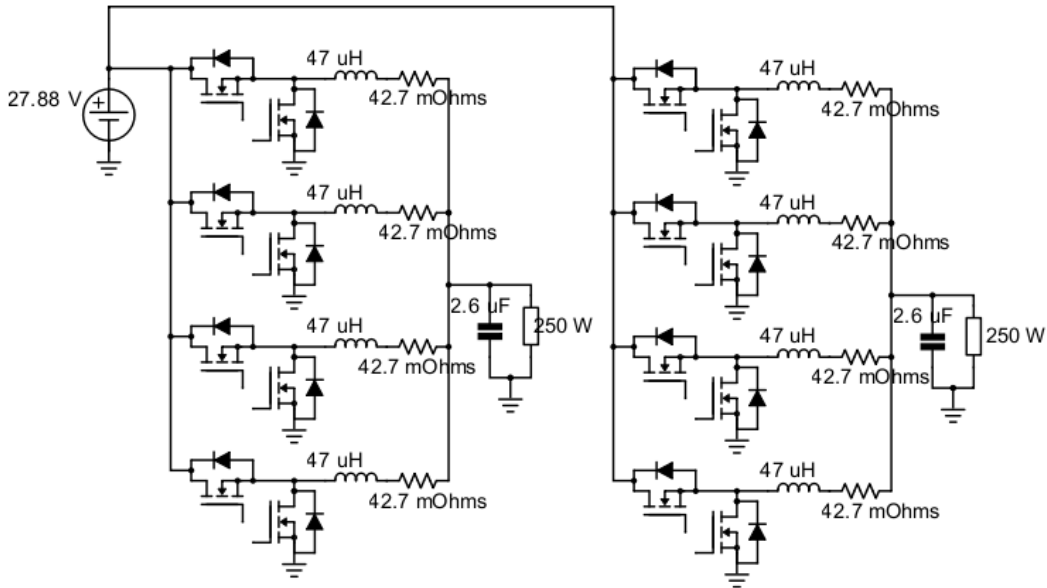


Figura 45. Diagrama del convertidor del proyecto de tesis Buck multifase de 8 fases con valores de elementos parásitos.

El valor de los elementos parásitos de los diferentes componentes del convertidor se presenta en la Tabla 13.

Tabla 13. Valores de elementos parásitos.

Componente	Parámetro y valor
MOSFET superior	$R_{DS(ON)} = 12 \text{ m}\Omega$
MOSFET inferior	$R_{DS(ON)} = 12 \text{ m}\Omega$
Inductor	$R_L = 42.7 \text{ m}\Omega$
Capacitor	<i>ESR = no disponible</i>
Impulsores	$D_{d(ON)} = 5 \text{ ns}$
	$D_{d(OFF)} = 40 \text{ ns}$

El diseño del convertidor con elementos parásitos se presenta en el Anexo 1. En la Tabla 14 se presentan los resultados de dicho cálculo.

Tabla 14. Resultados de diseño del convertidor con elementos parásitos.

Parámetro	Resultado
Tensión de entrada	$V_{in} = 27.888 \text{ V}$
Corriente en la entrada	$I_{IN} = 17.92 \text{ A}$
Rizo de corriente en la entrada	$\Delta_{IN} = 7.777 \text{ A}$
Ganancia	$M = 0.552$
Ciclo de trabajo	$D = 0.56$
Resistencia de carga	$R_o = 0.949 \text{ } \Omega$
Corriente total	$I_o = 16.234 \text{ A}$
Corriente por fase	$I_{fase} = 4.058 \text{ A}$
Rizo de corriente	$\Delta_{Ifase} = 730.9 \text{ mA}$
Frecuencia del capacitor	$f_{Cap} = 800 \text{ kHz}$
Rizo máximo de corriente en la salida	$\Delta_{Ilfasereal} = 135.5 \text{ mA}$
Rizo máximo de tensión en la salida sin capacitor	$\Delta_{Voreal} = 128.5 \text{ mV}$
Rizo de corriente en la entrada	$\Delta_{Iin} = 7.77 \text{ A}$
Requerimiento de rizo de tensión en la salida	$\Delta_{Vo\_requerido} = 8 \text{ mV}$
Capacitor	$C = 2.64 \text{ } \mu\text{F}$

En la siguiente sección se presenta el cálculo de la eficiencia teórica del convertidor utilizando el modelo de pérdidas desarrollado, en el cual se vacían los valores de elementos parásitos dentro del modelo de pérdidas del convertidor.

#### 5.2.4. Diseño del lazo de control

Las funciones que ofrece el circuito integrado ISL6558 son:

- Lazo de tensión
- Protección de sobre voltaje
- Protección contra bajo tensión
- Protección de sobre corriente
- Ecuación de corrientes por fase
- Rampa de *Soft Start*
- PWM para controlar hasta 4 señales PWM para convertidores multifase

En la Tabla 15 se presentan las características de cada uno de los terminales del circuito integrado.

Tabla 15. Descripción de terminales del circuito integrado ISL6558.

Terminal	Nombre del terminal	Descripción
1	VCC	Terminal de alimentación. Se conecta a 5 V (+-5%)
2	PGOOD	Usado para indicar el estatus de la tensión de salida del convertidor. Se puede dejar abierto si se desea.
3	COMP	Este terminal es la salida del amplificador de error interno
4	DROOP	Protección de sobre corriente. Se puede dejar abierto si se desea.
5	FB	Entrada inversora del amplificador de error interno. Se conecta a la red de compensación.
6	VSEN	Protección contra sobre y bajo tensión. Se conecta a través de un divisor de tensión al voltaje de salida y lo monitorea.
7	FS/EN	Con una resistencia a tierra se selecciona la frecuencia de conmutación. Si se conecta a tierra directo, se apaga el control y los PWM se van a 0.
8	GND	Es la tierra del integrado. Punto común.
9	PWM 3	Salida PWM de la fase 3
10	ISEN 3	Realimentación de corriente de la fase 3. Se usa una resistencia de sensado para monitorear la corriente. Por la resistencia deben fluir 50 uA a plena carga.
11	ISEN2	Realimentación de corriente de la fase 2. Se usa una resistencia de sensado para monitorear la corriente. Por la resistencia deben fluir 50 uA a plena carga.
12	PWM2	Salida PWM de la fase 2
13	PWM1	Salida PWM de la fase 1
14	ISEN 1	Realimentación de corriente de la fase 1. Se usa una resistencia de sensado para monitorear la corriente. Por la resistencia deben fluir 50 uA a plena carga.
15	ISEN 4	Realimentación de corriente de la fase 4. Se usa una resistencia de sensado para monitorear la corriente. Por la resistencia deben fluir 50 uA a plena carga.
16	PWM 4	Salida PWM de la fase 3

En la Figura 46 se presenta el diagrama interno del circuito integrado ISL6558.

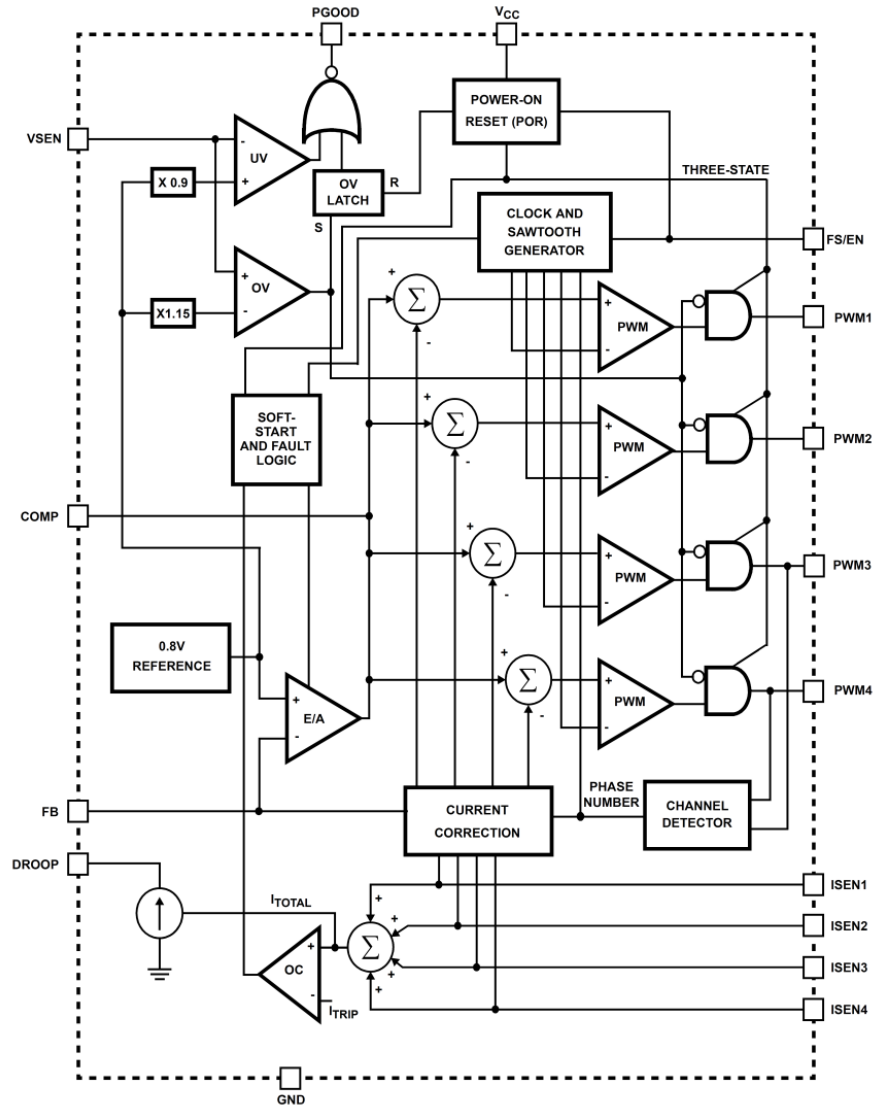


Figura 46. Diagrama interno del circuito integrado ISL6558.

En la siguiente sección se describe el funcionamiento del circuito integrado.

**Funcionamiento del circuito integrado**

El proceso de funcionamiento del circuito integrado ISL6558 se presenta a continuación:

1. Al encenderse, inicia la rampa de *soft start*\*. El circuito integrado ISL6558 tiene un retardo al encendido llamado *soft start*\*. Dentro del tiempo de retardo de *soft start* la tensión en la salida del convertidor tiene que llegar a la tensión máxima, de lo contrario, las protecciones contra sobre tensión o bajo tensión se encienden. El valor del tiempo de la rampa de *soft start* está dado por la siguiente ecuación.

$$SS_{intervalo} = \frac{2048}{f_s} s$$

Ya que la frecuencia de operación es de 200 kHz, se obtiene lo siguiente

$$SS_{intervalo} = \frac{2048}{200 \cdot 10^3} s$$

$$SS_{intervalo} = 10.24 ms$$

2. Durante el tiempo que dura la rampa de *soft start*\* la tensión en la salida del convertidor comienza a subir de nivel. La tensión de salida se mide por el terminal FB y el terminal VSEN con los divisores de tensión calculados. La terminal FB es la terminal inversora del amplificador de error, que se encarga de regular el ciclo de trabajo. El terminal VSEN es la terminal de protecciones. El circuito cuenta con dos tipos de protecciones de tensión:
  - 1) Protección contra sobre tensión (OV, OverVoltage, por sus siglas en inglés). Esta protección se activa cuando la tensión en la salida  $V_o$  es  $1.15 \cdot V_o$ .
  - 2) Protección contra bajo tensión (UV, UnderVoltage). Esta protección se activa cuando la tensión en la salida  $V_o$  es  $1.15 \cdot V_o$ .
3. Terminado el tiempo de *soft start*\* la tensión en la salida del convertidor debe llegar a la tensión requerida  $V_o$ . Dicho esto, pueden ocurrir tres casos con  $V_o$ .
  - 1)  $V_o$  es menor que la tensión requerida: La protección UV (undervoltage) se activa y el circuito se apaga. El terminal PGOOD genera una tensión de 0 V.
  - 2)  $V_o$  es mayor que la tensión requerida: La protección OV (overvoltage) se activa y el circuito se apaga. El terminal PGOOD da una tensión de 0 V.
  - 3)  $V_o$  es la tensión requerida: En caso de que la tensión sea la especificada, el circuito permanece encendido. El terminal PGOOD genera una tensión de 1 V.
4. Cuando el circuito permanece encendido, la tensión en la salida es regulada ante variaciones en la carga y variaciones en la tensión de entrada.
5. Mientras el circuito opera, se activa el ecualizador de corrientes, que se encarga de regular el ciclo de trabajo de cada fase el convertidor con base en las pequeñas variaciones de corriente que existan por rama.

En la Figura 47 se presenta las señales en del circuito integrado en el proceso de encendido. La imagen fue de la hoja de especificaciones.



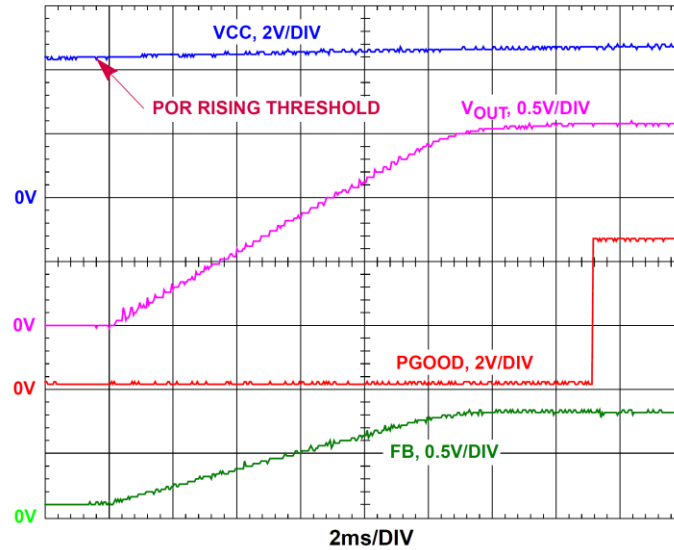


Figura 47. Señales de encendido del circuito integrado ISL6558.

Para hacer operar el lazo de tensión del convertidor se requiere crear una red de compensación externa. Se utiliza una red de compensación tipo 1. Es decir, un integrador. Este tipo de red de compensación la propone el fabricante. En la siguiente sección se realiza el cálculo de los componentes que requiere el circuito integrado.

#### Cálculo de los componentes

En la Tabla 16 se presenta la ecuación y el resultado de cada uno de los componentes requeridos del circuito integrado.

Tabla 16. Componentes calculados para el circuito ISL6558.

Componente	Fórmula	Valor
Selector de frecuencia de conmutación	Componente resistivo $R_r = 10^{10.9 - (1.1)\log(f_s)}$	$R_r = 117.183 \text{ k}\Omega$
Divisor resistivo para sentido de tensión de salida	Componentes resistivos $R_{FB} = \frac{V_o}{50\mu A}$ $R_{OS} = 0.8V \cdot \frac{308 \cdot 10^6 \Omega}{15.4V + 0.8V}$	$R_{FB} = 308 \text{ M}\Omega$ $R_{OS} = 16.932 \text{ k}\Omega$
Sensor de corriente por fase	Componente resistivo $R_{ISEN} = \frac{I_{FL}}{\text{fases}} \cdot \frac{R_{DS(ON)}}{50\mu A}$	$R_{ISEN} = 644.92\Omega$
Red de compensación	Componente resistivo $R_C$ Componente capacitivo $C_C$	(Valores recomendados por el fabricante) $R_C = 6.04 \text{ k}\Omega$ $C_C = 10 \text{ nC}$

Una vez calculados los componentes, se obtiene la forma general del circuito en lazo cerrado. Se muestra en la Figura 48.

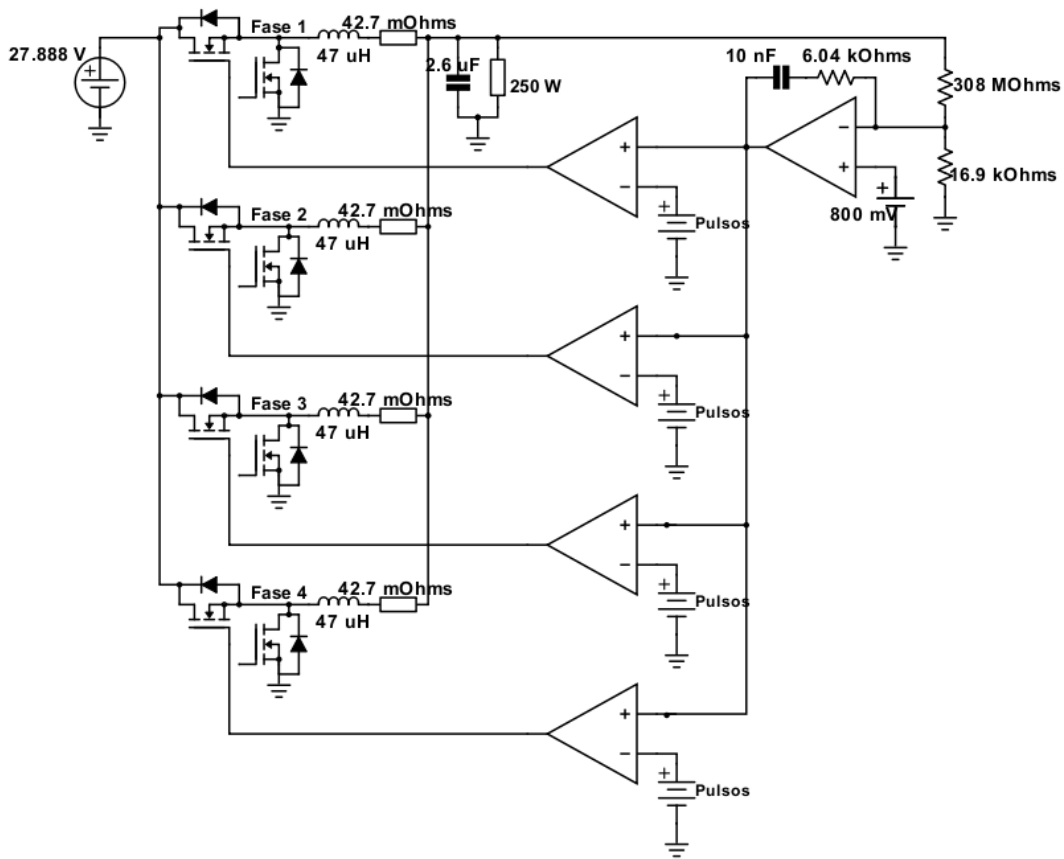


Figura 48. Diagrama del convertidor para el proyecto Buck síncrono de 4 fases en lazo cerrado.

Cabe mencionar que en el diagrama presentado no se observan los ecualizadores de corriente. Obtenidos todos los valores se procede a realizar la simulación del convertidor con el fin de validar el diseño. Cabe mencionar que solo es posible realizar la simulación en lazo cerrado con el lazo de tensión, ya que el circuito integrado ISL6558 no está disponible en ningún simulador.

### 5.3. Simulaciones

Las simulaciones del convertidor se realizan en el software *Simetrix Simplis*. Se realizan simulaciones del convertidor en lazo abierto y en lazo cerrado. Los resultados de dichas simulaciones se presentan a continuación.

#### 5.3.1. Simulación del convertidor en lazo abierto

En la Figura 49 se presenta la imagen del convertidor en lazo abierto en el simulador.

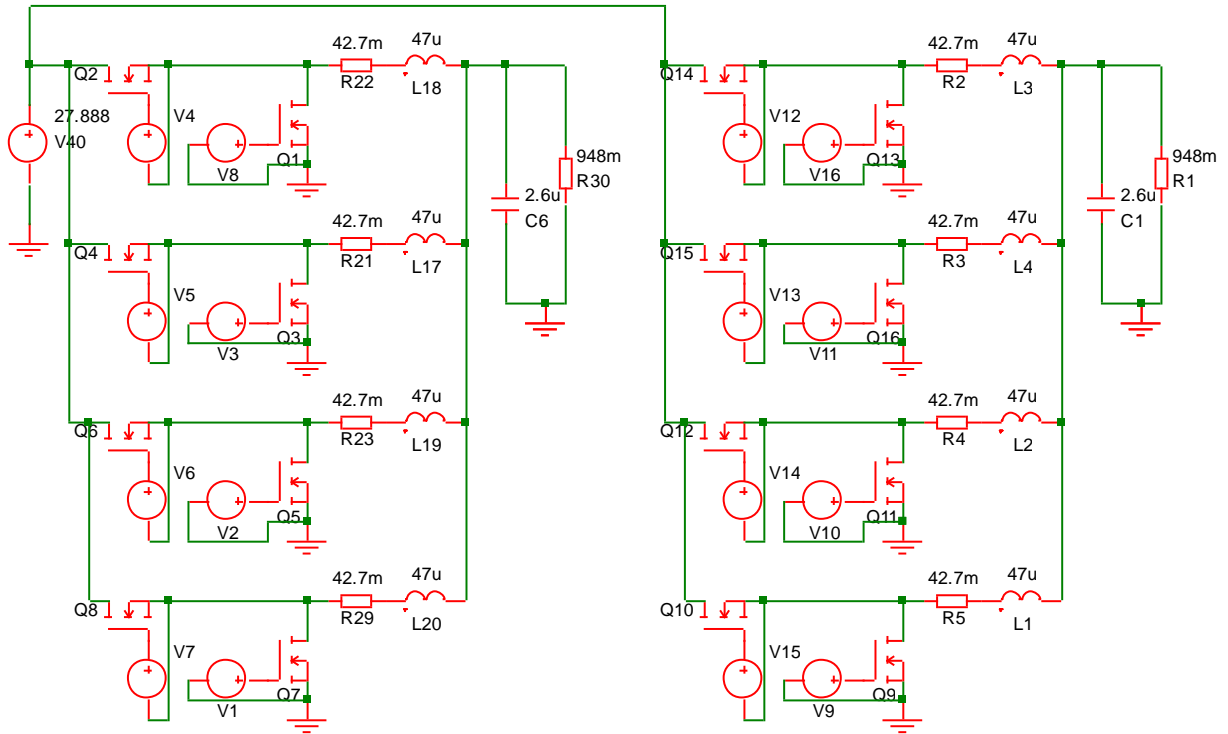


Figura 49. Convertidor Buck de 8 fases en lazo abierto en el software Simetrix Simplis.

En las siguientes imágenes (Figuras 44 - 49) se presentan los resultados obtenidos en el simulador. Se presentan los valores de corriente, tensión y esfuerzos en los semiconductores. En la Tabla 17, un condensado de los valores obtenidos en simulación.

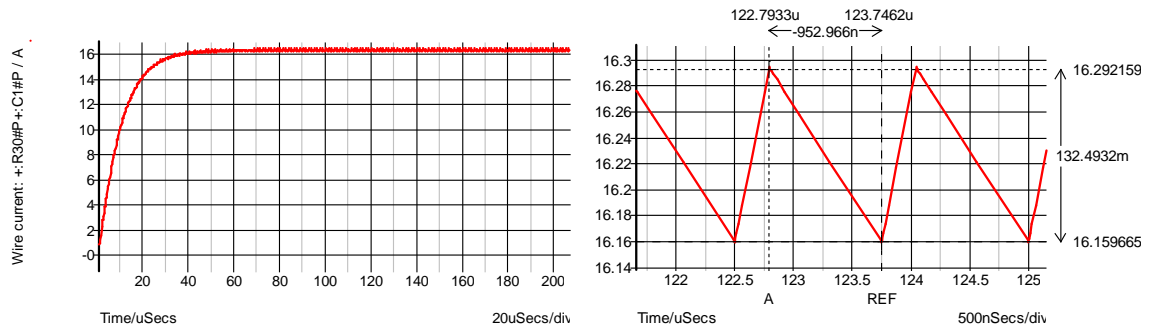


Figura 50. Corriente en la salida.

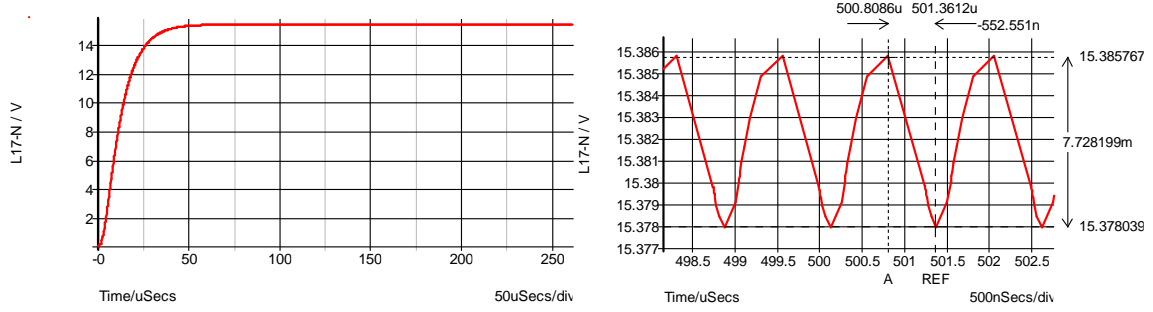


Figura 51. Tensión en la salida.

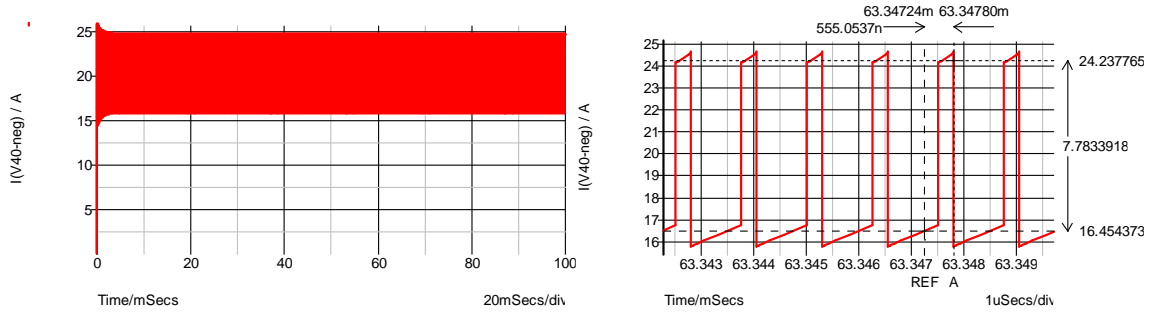


Figura 52. Corriente en la entrada.

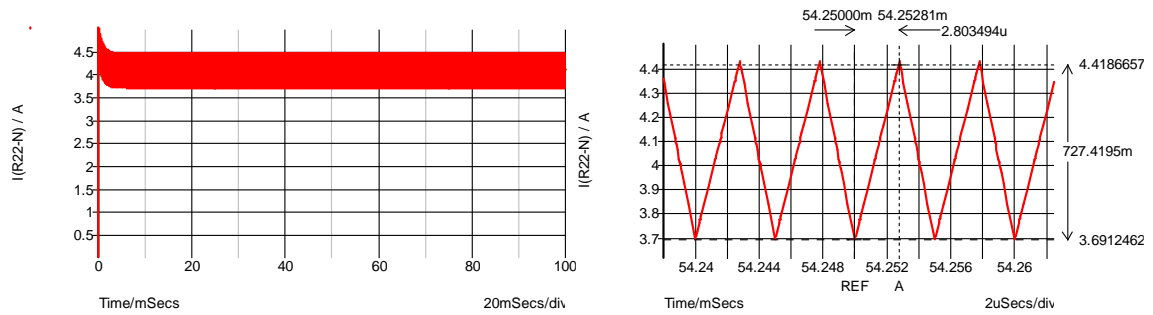


Figura 53. Corriente en cada fase.

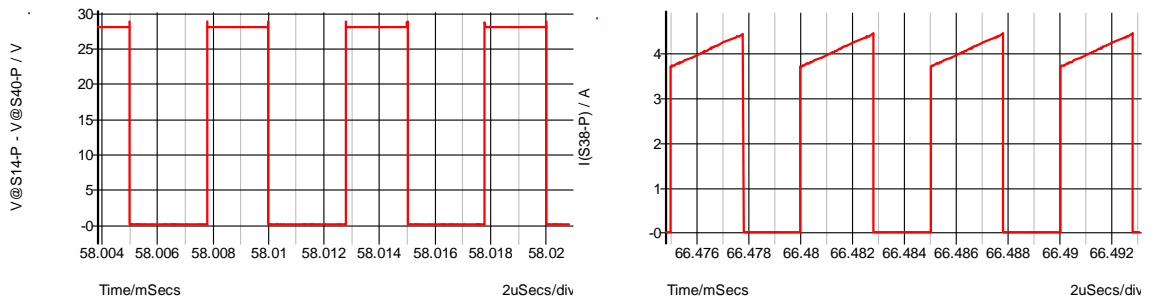


Figura 54. Esfuerzo de tensión y corriente del MOSFET superior.

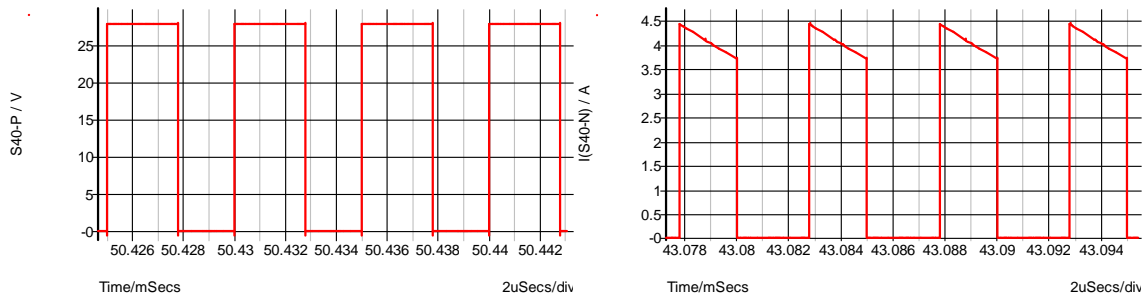


Figura 55. Esfuerzo de tensión y corriente del MOSFET inferior.

Tabla 17. Valores medidos en simulación.

Parámetro	Valor
Corriente en la entrada	$I_{IN} = 18.14 \text{ A}$
Rizo de corriente en la entrada	$\Delta_{I_{IN}} = 7.78 \text{ A}$
Corriente por fase	$I_{fase} = 4.061 \text{ A}$
Rizo de corriente por fase	$\Delta_{I_{fase}} = 727.41 \text{ mA}$
Corriente en la salida	$I_O = 16.224 \text{ A}$
Rizo de corriente en la salida	$\Delta_{I_o} = 132.49 \text{ mA}$
Tensión en la salida	$V_O = 15.38 \text{ V}$
Rizo de tensión en la salida	$\Delta_{V_o} = 7.72 \text{ mV}$
Esfuerzos de tensión y corriente del MOSFET superior	$V_{pico} = 28.644 \text{ V}$ $I_{pico} = 4.42 \text{ A}$
Esfuerzos de tensión y corriente del MOSFET inferior	$V_{pico} = 27.887 \text{ V}$ $I_{pico} = 4.42 \text{ A}$

### 5.3.2. Simulación del convertidor en lazo cerrado

En la Figura 56 se presenta la imagen del convertidor en lazo cerrado en el simulador.

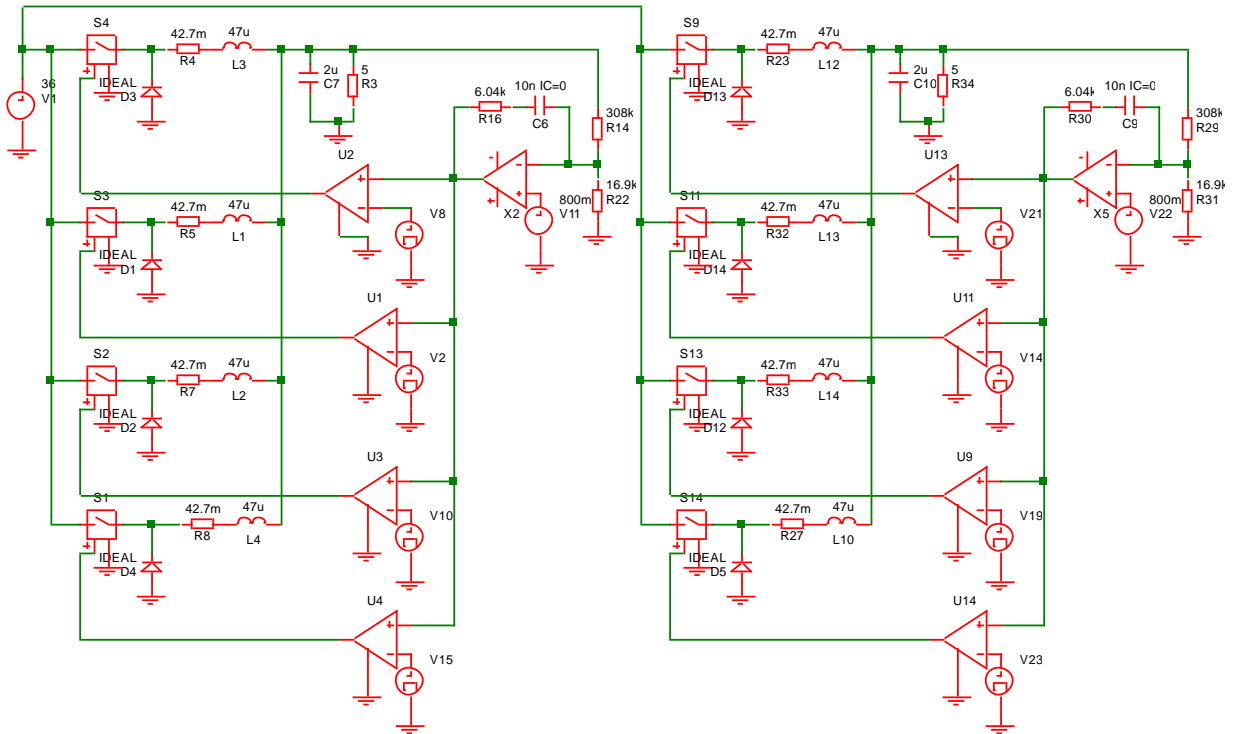


Figura 56. Convertidor Buck de 8 fases en lazo cerrado en el software Simetrix Simplis.

Con el fin de corroborar el funcionamiento del lazo de control se realizan pruebas dinámicas, las cuales se presentan en la siguiente sección.

### 5.3.2.1. Pruebas dinámicas

En esta sección se presentan las pruebas dinámicas realizadas al convertidor en simulación. Se realizan pruebas dinámicas ante variaciones en la tensión de entrada y ante variaciones en la carga.

#### Pruebas ante variaciones en la tensión de entrada

Para realizar las pruebas dinámicas ante variaciones en la tensión de entrada se simula el convertidor con una potencia de 150 W. Los 150 W equivalen a una tensión en la celda de combustible de 35.4 V. Se realizan pruebas variando esta tensión de 35.4 V a 40 V, lo que representa una variación de 14 %. En la Figura 57 se aprecia la prueba dinámica realizada en simulación.

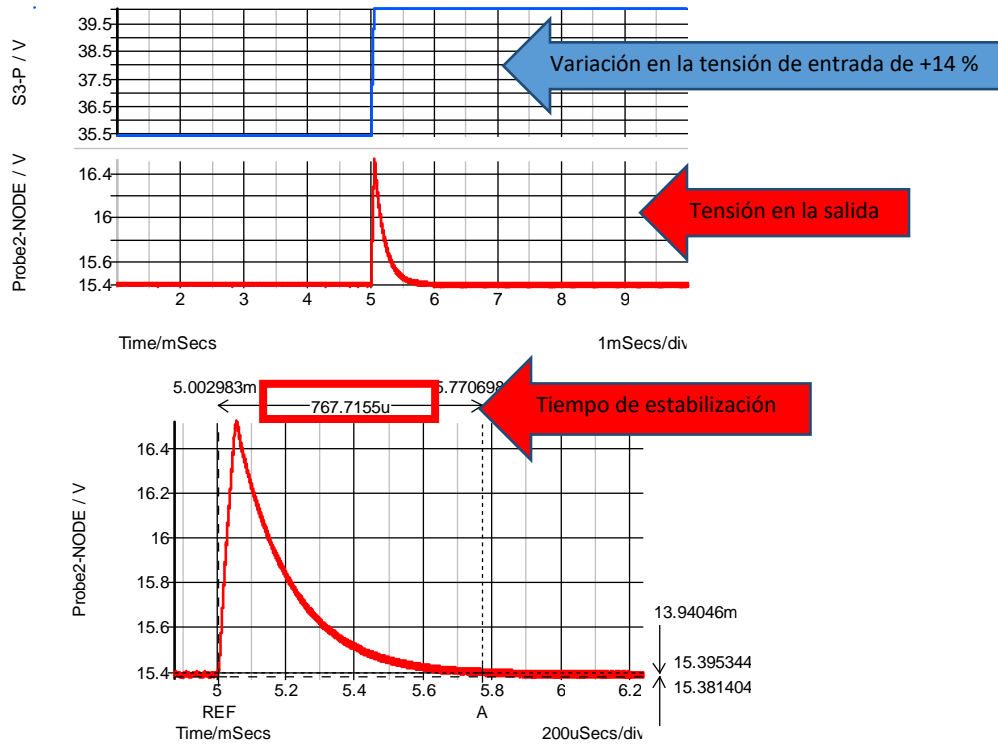


Figura 57. Pruebas dinámicas ante una variación de +14 % en la tensión de entrada.

En la Figura 57 se observa la respuesta de la tensión de salida ante una variación de 14% en la tensión de entrada. Se observa un sobre tiro de aproximadamente 1 V y un tiempo de estabilización de  $767 \mu s$ .

Se realiza también la simulación de la prueba dinámica que representa caída en la tensión en la entrada del -14 %, lo cual representa variación de 40 – 35.4 V.

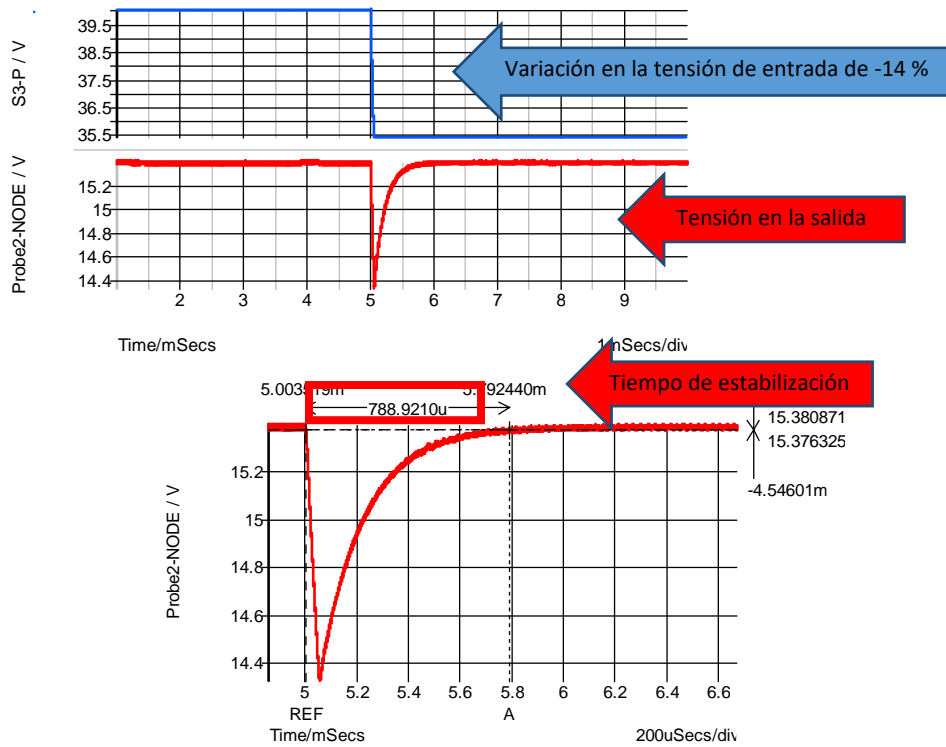


Figura 58. Pruebas dinámicas ante una variación de -14 % en la tensión de entrada.

En la Figura 58 se presenta la respuesta de la tensión de salida ante una variación de -14% en la tensión de entrada. Se observa un sobre tiro de aproximadamente -1 V y un tiempo de estabilización de  $788 \mu s$ . Se procede a realizar pruebas ante variaciones en la carga.

**Pruebas ante variaciones en la carga**

A continuación se presenta una prueba realizada al convertidor ante una variación en la carga. Para cada convertidor de 250 W, se realizan pruebas de variación de potencia de 200 W, es decir, 50 – 250 W. En la Figura 59 se presenta la prueba general.

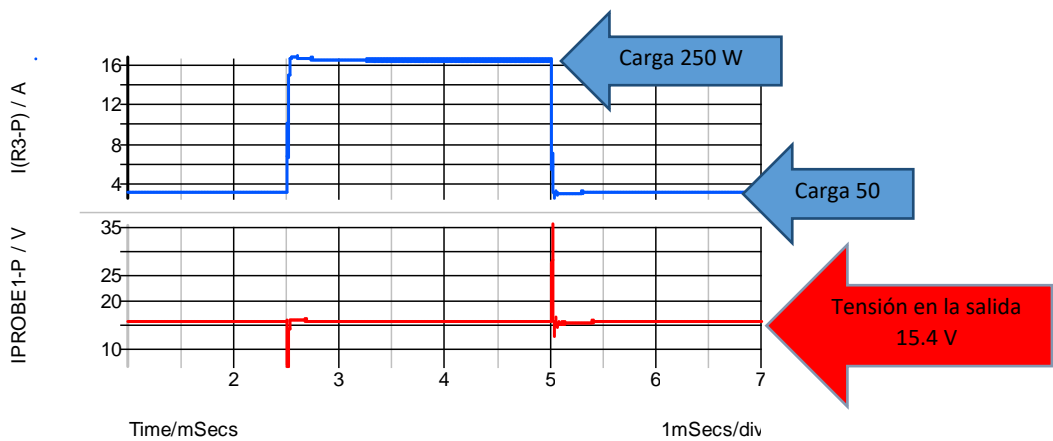


Figura 59. Variación de 200 W en la carga.



Realizando un acercamiento al instante en el que ocurre el cambio en la carga positivo (50 W a 250 W) se observa la respuesta de la tensión de salida. Ver Figura 60.

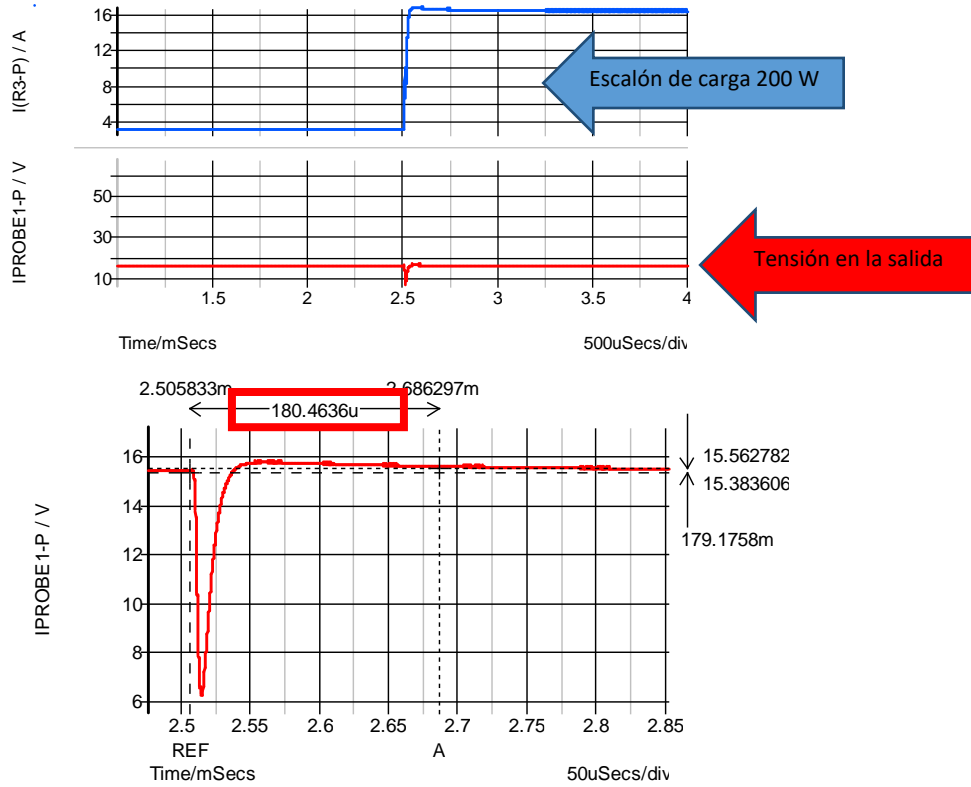
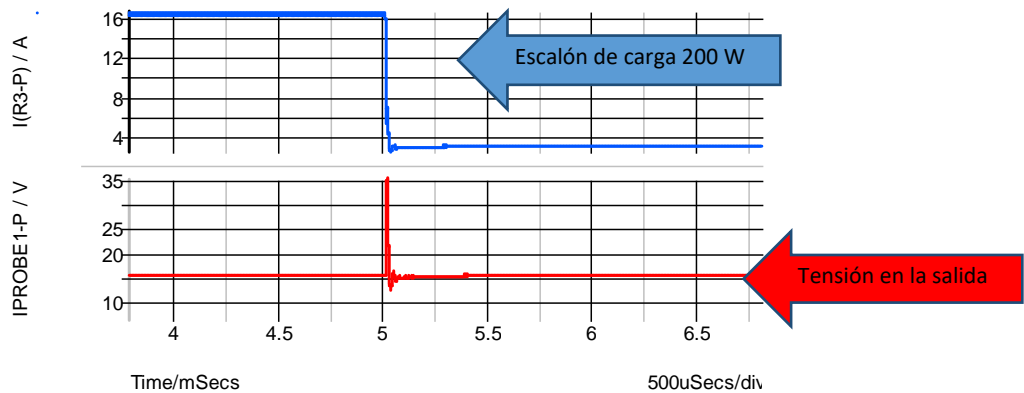


Figura 60. Pruebas dinámicas ante una variación de +200 W en la carga.

En la Figura 60 se observa que el sistema genera un sobretiro de aproximadamente -9 V en la tensión de salida cuando ocurre un cambio de potencia en la carga. El sobre tiro es negativo cuando el cambio de carga es positivo y el sistema tarda 180 us en recuperar la tensión en la salida.

Nuevamente, realizando un acercamiento al instante en el que ocurre el cambio en la carga observa una variación en la tensión de salida. Ver Figura 61.



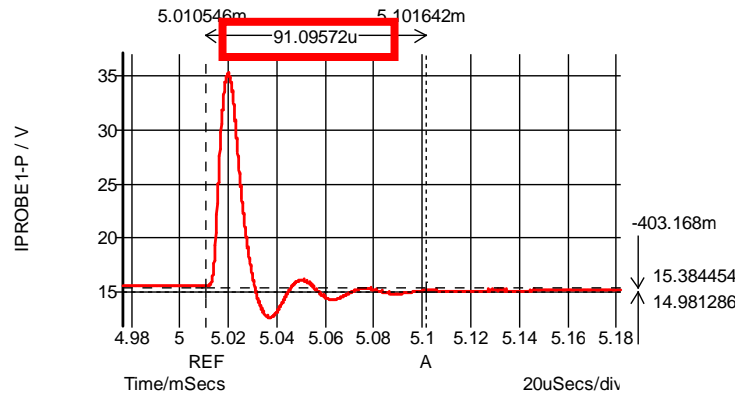


Figura 61. Pruebas dinámicas ante una variación de -200 W en la carga.

En la Figura 61 se observa que el sistema genera un sobretiro de +20 V en la tensión de salida cuando ocurre un cambio de potencia en la carga. El sobre tiro es negativo cuando el cambio de carga es positivo y el sistema tarda 90 us en recuperar la tensión en la salida.

### 5.3.3. Validación del diseño

A fin de corroborar el diseño del convertidor con el simulador, se realiza una comparación entre los valores calculados y los valores obtenidos en el simulador; obteniendo el margen de error entre ambos. La tabla de valores comparados en simulación del convertidor en lazo abierto se presenta en la Tabla 18.

Tabla 18. Validación del modelo de pérdidas. Comparación de valores calculados con valores medidos en simulación del convertidor en lazo abierto.

	Comparación de valores		Margen de error
	Calculado	Simulado	
$V_o$	$V_o = 15.4 \text{ V}$ $\Delta_{V_o} = 8 \text{ mV}$	$V_o = 15.38 \text{ V}$ $\Delta_{V_o} = 7.72 \text{ mV}$	0.13%
$I_o$	$I_o = 16.234 \text{ A}$ $\Delta_{I_o} = 135.55 \text{ mA}$	$I_o = 16.224 \text{ A}$ $\Delta_{I_o} = 132.49 \text{ mA}$	0.06%
$I_{IN}$	$I_{IN} = 17.929 \text{ A}$ $\Delta_{I_{IN}} = 7.77 \text{ A}$	$I_{IN} = 18.14 \text{ A}$ $\Delta_{I_{IN}} = 7.78 \text{ A}$	1.17%
$I_{fase}$	$I_{fase} = 4.058 \text{ A}$ $\Delta_{I_{fase}} = 730.95 \text{ mA}$	$I_{fase} = 4.061 \text{ A}$ $\Delta_{I_{fase}} = 727.41 \text{ mA}$	0.07%
Esfuerzos MOSFET superior	$V_{pico} = 29.188 \text{ V}$ $I_{pico} = 4.424 \text{ A}$	$V_{pico} = 28.644 \text{ V}$ $I_{pico} = 4.42 \text{ A}$	1.86%
Esfuerzos MOSFET inferior	$V_{pico} = 27.839 \text{ V}$ $I_{pico} = 4.424 \text{ A}$	$V_{pico} = 27.887 \text{ V}$ $I_{pico} = 4.42 \text{ A}$	0.17%

Todos los valores simulados fueron comparados y en el peor de los casos existe un margen de error menor a 1.86 %. Por tal, se valida el diseño del convertidor.

En la Tabla 19 se presenta los resultados obtenidos de las simulaciones en lazo cerrado utilizando el lazo de tensión.

Tabla 19. Valores obtenidos en el simulador del convertidor en lazo cerrado.

Variaciones en la tensión de entrada		Variaciones en la carga	
Tensión de entrada	Tiempo de estabilización	Potencia	Tiempo de estabilización
Sube 14 % 35.4 V a 40 V	767 us	Variación: 200 W 50 W – 250 W	180 us
Cae 20 % 40 V a 35.4 V	788 us	Variación 200 W 250 W – 50 W	90 us

Fue corroborado el funcionamiento del lazo de tensión, obteniendo un tiempo de estabilización máximo de 788 us para cualquier variación.

#### 5.3.4. Cálculo de la eficiencia teórica

Con el modelo de pérdidas desarrollado se realiza el cálculo de la eficiencia teórica del convertidor. El cálculo de los valores de pérdidas se presenta en el Anexo 2. La eficiencia del convertidor se obtiene a través de la siguiente expresión.

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{multifase}}$$

Donde el término  $P_{multifase}$  considera los siguientes valores de pérdidas

$$P_{multifase} = f_{ases} \left( P_{perdidas\_MOF\ sup} + P_{perdidas\_MOF\ inf} + P_{diodo\_MOS\ inf} + P_{drivers} + P_{inductor} \right) + P_{reg} + P_{cap}$$

Se obtuvo el valor de eficiencia del convertidor a plena carga que es de para la potencia de diseño de 500 W. El valor de eficiencia obtenido es se obtuvo el siguiente valor de eficiencia para el convertidor a plena carga (500 W).

$$\eta = 93.64 \%$$

El valor de las pérdidas disipadas en todo el convertidor es de 33.93 W. Estos 33.93 W se distribuyen en todo el convertidor, la distribución estas pérdidas en el convertidor se presenta en la Tabla 20.

Tabla 20. Valor de disipación de potencia el convertidor de 8 fases.

Componente	Potencia disipada (W)
Pérdidas en conducción del MOSFET superior	0.888
Pérdidas en conmutación del MOSFET superior	17.184
Pérdidas por carga y descarga de capacitancias parásitas del MOSFET superior	1.6
Pérdidas totales del MOSFET inferior	2.0705
Pérdidas del diodo parásito del MOSFET inferior	0.5915
Pérdidas en el inductor	5.6416
Pérdidas en el capacitor de salida	0
Pérdidas en los impulsores	5.6552
Pérdidas en el regulador lineal	0.6216
<b>TOTAL</b>	<b>33.93</b>

En la Figura 62 se presenta la distribución de estas pérdidas de forma visual en un gráfico de pastel. Se observa que gran parte de las pérdidas en el convertidor se dan en el MOSFET superior en conmutación.

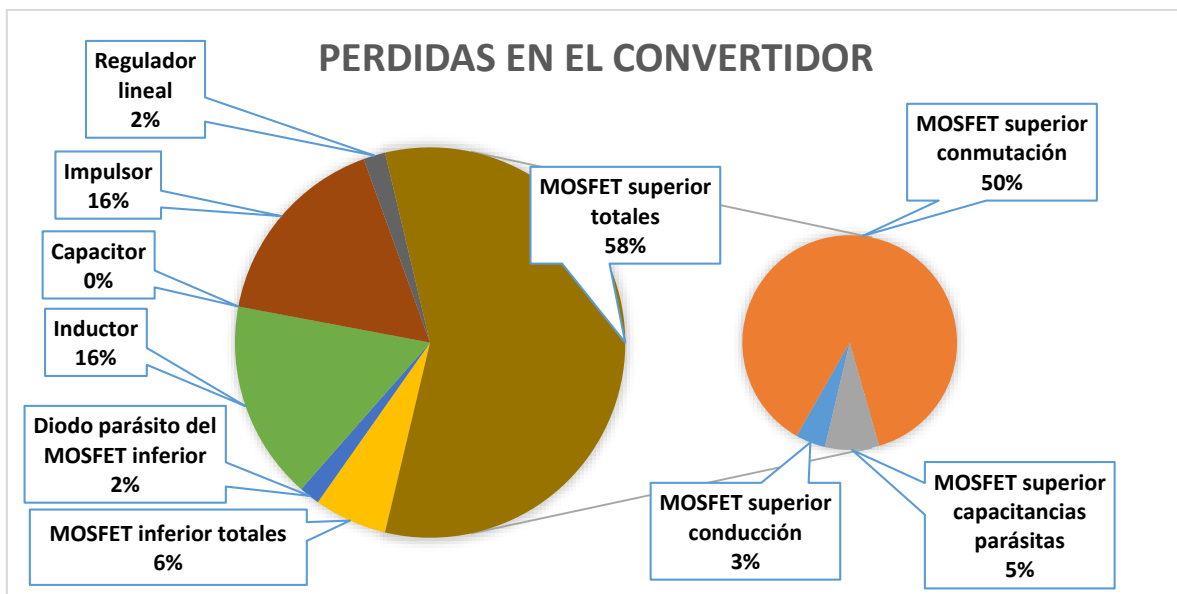


Figura 62. Distribución de pérdidas en el convertidor.

Ya que el convertidor es un convertidor multifase de 8 fases, la distribución de las pérdidas en cada fase del convertidor se presenta en la Tabla 21.

Tabla 21. Valores de disipación de potencia en cada fase del convertidor

Componente	Potencia disipada (W)
Pérdidas en conducción del MOSFET superior	0.111
Pérdidas en conmutación del MOSFET superior	2.148
Pérdidas por carga y descarga de capacitancias parásitas del MOSFET superior	0.2
Pérdidas totales del MOSFET inferior	0.2588
Pérdidas del diodo parásito del MOSFET inferior	0.0739
Pérdidas en el inductor	0.7052
Pérdidas en el capacitor de salida	0
Pérdidas en los impulsores	0.7069
Pérdidas en el regulador lineal	0.1554
<b>TOTAL</b>	<b>4.3592</b>

La distribución de las pérdidas todo el convertidor se presenta en la Figura 63. Se observa que la mayor disipación de potencia se da en el MOSFET superior. Dónde gran parte de las pérdidas se dan a causa de la conmutación.

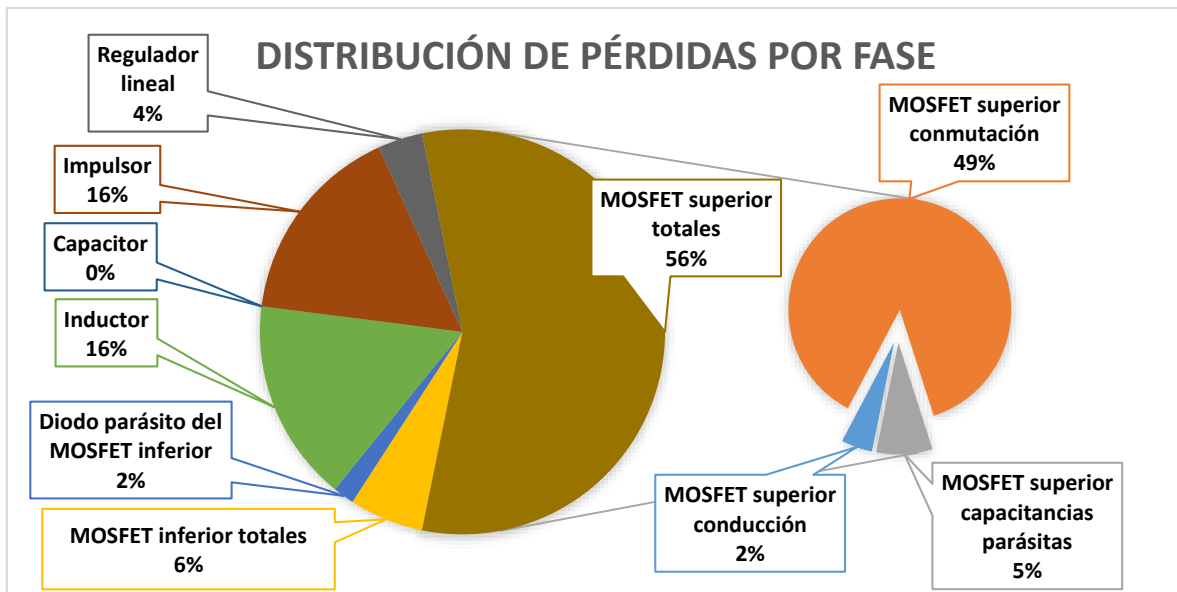


Figura 63. Distribución de pérdidas en cada fase del convertidor.

Realizando una gráfica con el modelo de pérdidas de cómo se comporta la eficiencia en función de la potencia se obtuvo lo siguiente. (Ver Figura 64).

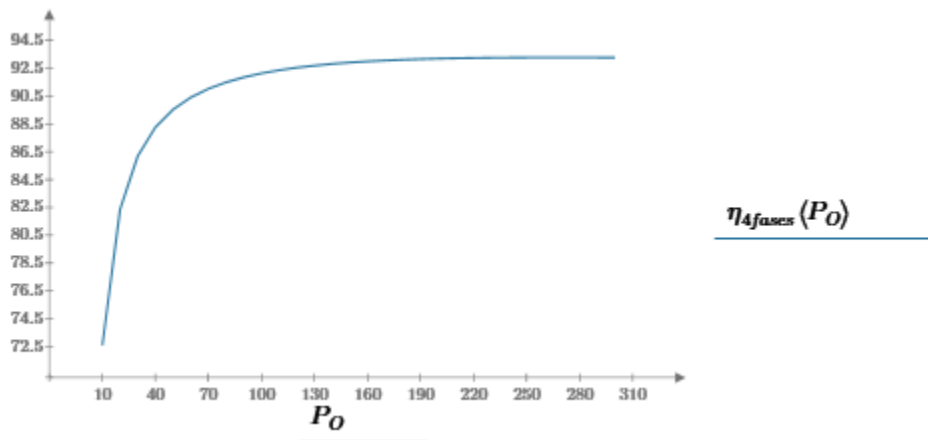


Figura 64. Gráfica de eficiencia en función de la potencia de salida; modelo de pérdidas.

De la gráfica se pudieron extraer los valores de eficiencia para los puntos de prueba de la celda de combustible, los cuales se presentan en la Tabla 22.

Tabla 22. Valores de eficiencia en los puntos de prueba de la celda de combustible.

Potencia	Eficiencia
100	89.52
200	92.11
300	92.89
400	93.17
500	93.64

Los valores de eficiencia calculados serán corroborados con el prototipo experimental. Concluido la etapa de diseño y de cálculo de la eficiencia teórica se procede a realizar el diseño de la tarjeta electrónica el cual se presenta en la siguiente sección.

#### 5.4. Diseño del PCB

El diseño de la tarjeta electrónica se realiza en el software Altium Designer. En el diseño se toman en cuenta normas de grosor de pistas para ciertos valores de corriente, proximidad entre pistas, unión de puntos de tierra, etc.

En la Figura 65 se presenta el esquemático del convertidor implementado en Altium Designer.



La tarjeta electrónica se diseña a doble con los componentes de montaje superficial seleccionados. En la Figura66 se presentan las capas de ambas caras de la tarjeta electrónica diseñada.

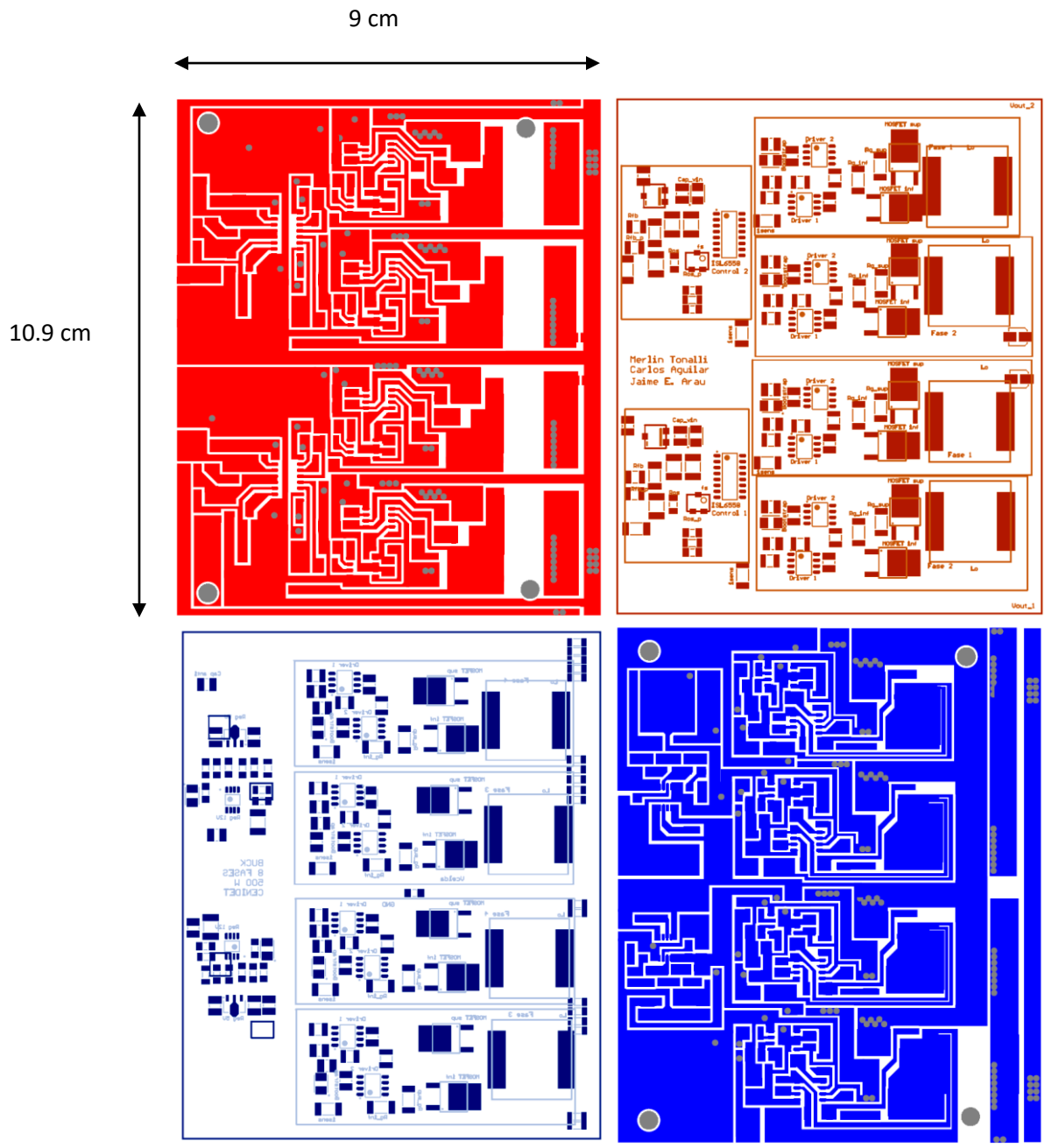


Figura66. Cara superior e inferior del convertidor.

Se obtuvieron las siguientes imágenes generadas por el software AltiumDesigner de la tarjeta electrónica en visualización 3D. Ver Figura 67.



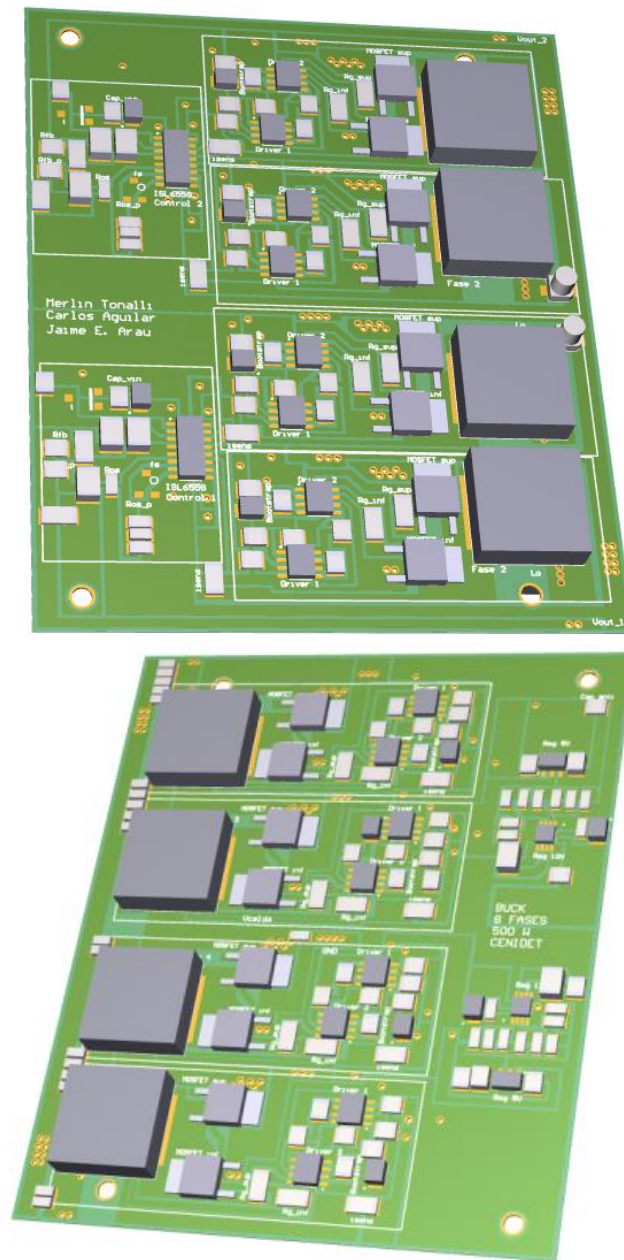


Figura 67. Visualización 3D de la placa diseñada para el convertidor.

Concluido el diseño de la tarjeta electrónica se procede a realizar la implementación del prototipo experimental a fin de corroborar el diseño del convertidor. Se presenta en el siguiente capítulo.

# Capítulo 6

---

## **6. Implementación experimental y pruebas en laboratorio**

Este capítulo tiene como objetivo presentar la implementación del prototipo experimental del convertidor de potencia. Se define un protocolo de pruebas y se presentan una a una las pruebas realizadas en laboratorio y resultados obtenidos, para dar paso así a la validación del prototipo.

## 6.1. Prototipo

La tarjeta electrónica diseñada fue maquilada por una empresa llamada ALLPCB en Hong Kong. Como se presenta en la sección del diseño de la tarjeta, la tarjeta electrónica fue diseñada a doble cara y todos los componentes son de montaje superficial. La tarjeta se muestra en la Figura 68.

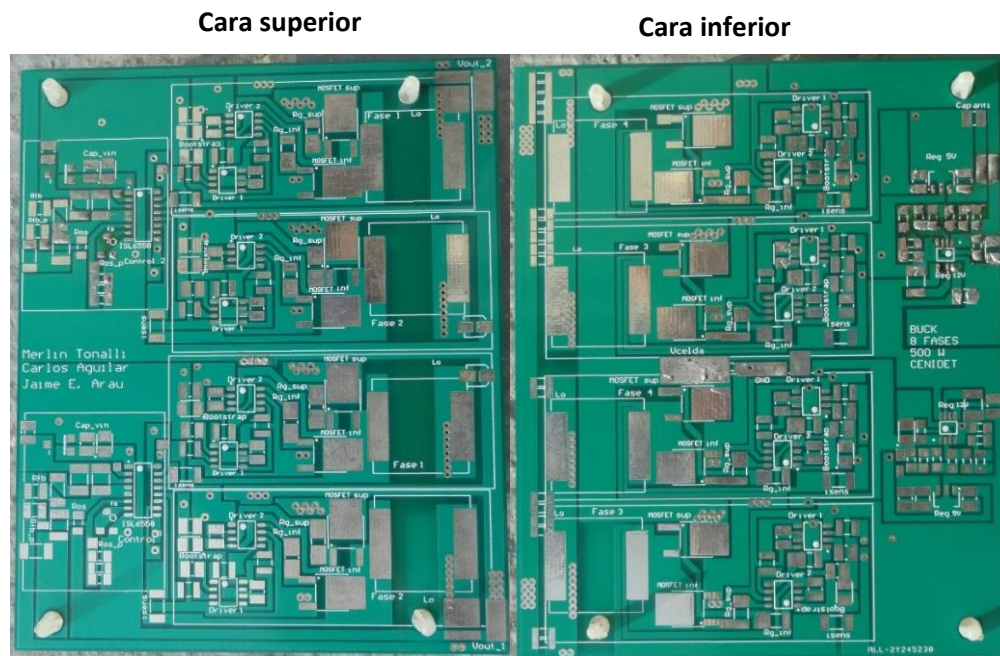


Figura 68. Tarjeta electrónica fabricada por la empresa ALL PCB.

En la Figura 69 se presenta la tarjeta electrónica implementada con los componentes soldados. La foto está en perspectiva con el fin de hacer notar lo delgada que es.

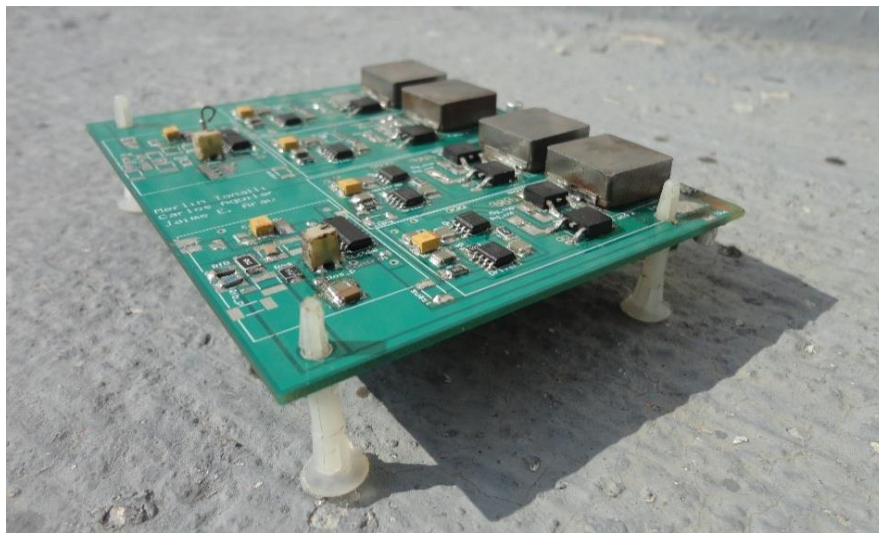


Figura 69. Tarjeta electrónica implementada.

En la Figura 70 se presentan ambas caras de la tarjeta electrónica y se señalan los componentes implementados. Se hace mención la ubicación de cada uno de ellos.

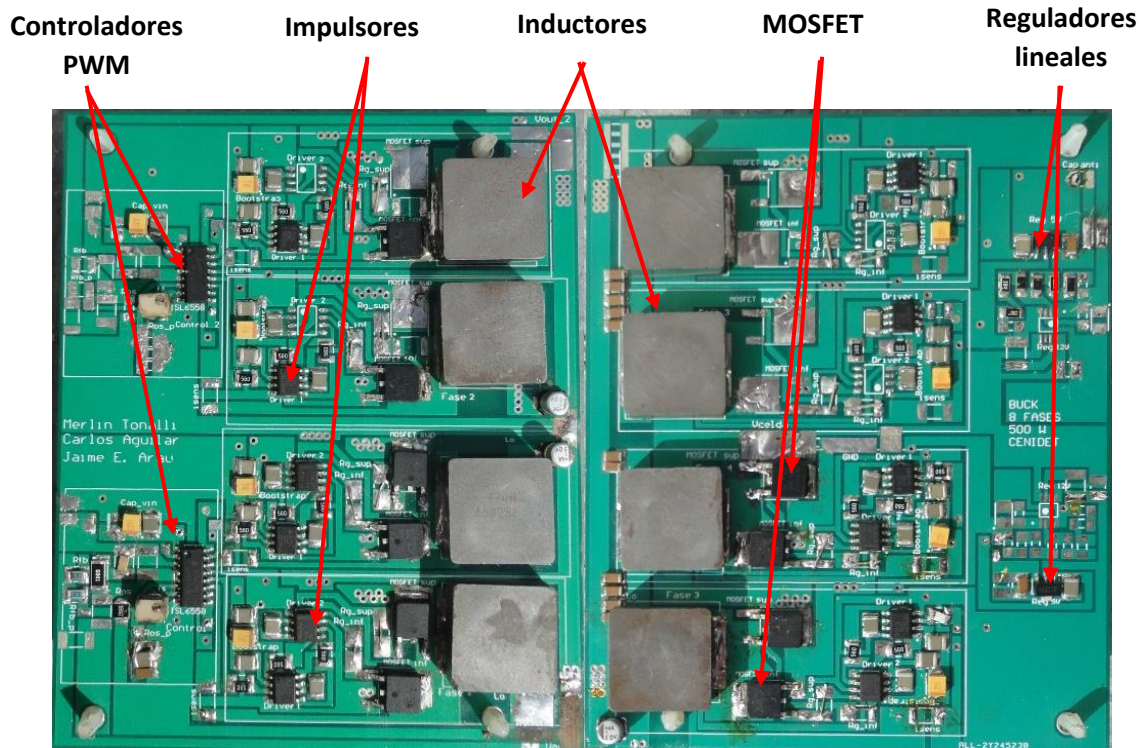


Figura 70. Tarjeta electrónica con todos los elementos.

Con el fin de validar el diseño del convertidor de forma experimental, se define un protocolo de pruebas que se presenta en la siguiente sección.

## 6.2. Definición del protocolo de pruebas

En la Tabla 23 se presenta el protocolo de pruebas propuesto para de validar el prototipo experimental. Se detalla el nombre de la prueba y los aspectos importantes a destacar en cada prueba.

Tabla 23. Protocolo de pruebas.

No. De prueba	Descripción de la prueba	Pruebas a realizar
1	Conexión circuito integrado ISL6558	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Verificación de señales de alimentación.</li> <li>2. Revisión del selector de frecuencia.</li> <li>3. Revisión de pulsos de control y desfases entre las señales de control.</li> <li>4. Conexión del circuito para la operación en lazo abierto.</li> </ol>
2	Conexión de impulsores ISL6612ACBZ y UCC27212-Q1	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Verificación de señales de alimentación.</li> <li>2. Conexión y revisión de pulsos de conmutación y tiempos muertos del impulsores 1.</li> <li>3. Conexión y revisión de pulsos de conmutación y tiempos muertos del impulsores 2.</li> </ol>
3	Conexión de: Convertidor 1 Convertidor 2	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Revisión de señales de control.</li> <li>2. Revisión de tensión en la salida.</li> <li>3. Revisión de corriente en la salida.</li> <li>4. Revisión de corrientes por fase.</li> <li>5. Revisión de corriente en la entrada.</li> </ol>
4	Conexión del lazo de tensión: Convertidor 1 Convertidor 2 Conexión de ecualizadores de corriente a cada convertidor	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Revisión de las señales de control.</li> <li>2. Revisión de la tensión en la salida.</li> <li>3. Revisión de la corriente en la salida.</li> <li>4. Revisión de corrientes por fase.</li> <li>5. Revisión de corriente en la entrada.</li> </ol>
5	Rizo de corriente en la entrada	Revisión del rizo de corriente en la entrada a plena carga.
6	Pruebas dinámicas: Variaciones en la tensión de entrada Variaciones en la potencia de salida.	<p>Variación en la tensión de entrada: <math>\pm 14\%</math>, lo cual representa la variación al punto máximo de tensión de la celda de combustible</p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Revisión de sobre tiro</li> <li>2. Revisión de tiempo de estabilización</li> </ol> <p>Variación de la potencia en la salida: <math>\pm 50\text{ W}</math></p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Revisión de sobre tiro</li> <li>2. Revisión de tiempo de estabilización</li> <li>3.</li> </ol>
7	Pruebas de eficiencia	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Revisión de eficiencia en lazo abierto</li> <li>2. Revisión de la eficiencia en lazo cerrado</li> <li>3. Comparación de las eficiencias medidas y obtención del margen de error contra el valor calculado.</li> </ol>

Para llevar a cabo las pruebas se monta un banco de pruebas en el laboratorio de CENIDET (Figura 71).

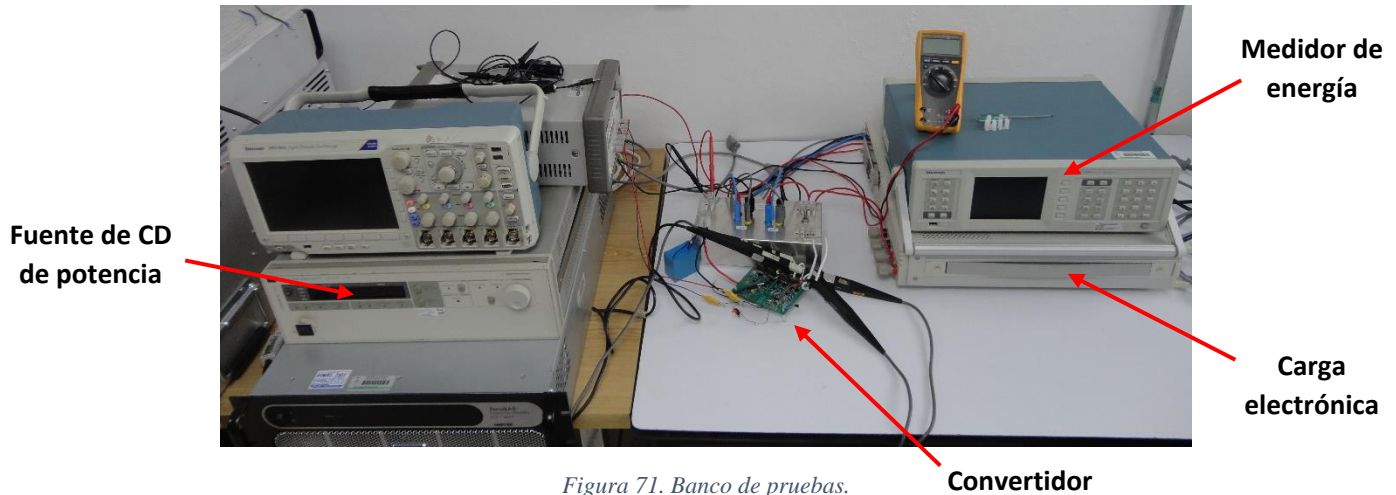


Figura 71. Banco de pruebas.

En la siguiente sección se presentan las pruebas realizadas.

### 6.3. Pruebas realizadas

#### 6.3.1. Prueba 1 – Circuito integrado ISL6558

La prueba 1 consiste en la revisión del circuito integrado ISL6558. El circuito integrado genera las señales de control PWM para cada convertidor *Buck* de 4 fases. Las señales de control tienen un desfase de  $90^\circ$ . El diagrama de conexión del circuito integrado para realizar esta prueba se presenta en la Figura 72.

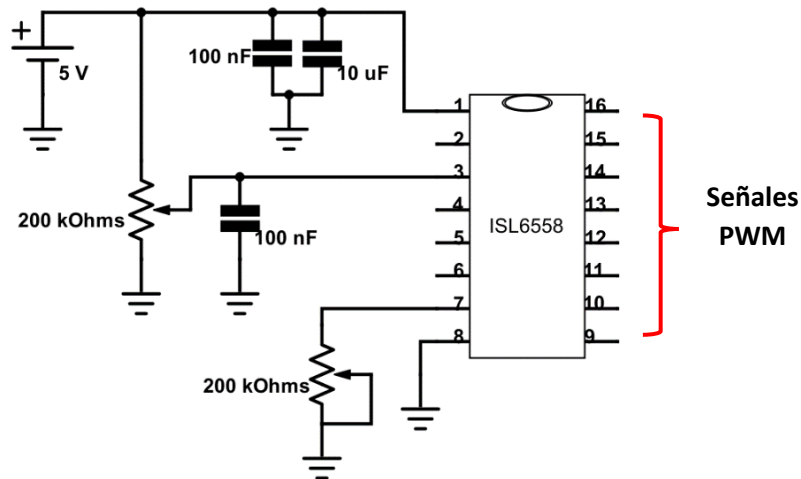


Figura 72. Conexión del circuito ISL6558 para su funcionamiento en lazo abierto.

En la Figura 72 se hace notar lo siguiente: Con el potenciómetro que se conecta a la terminal 7 del circuito integrado se ajusta el valor de la frecuencia de conmutación, misma que fue colocada en el valor de 200 kHz. Con el potenciómetro que se conecta a la terminal 3 se ajusta el ciclo de trabajo, mismo que fue colocado en 55 %, aproximadamente. En la Figura 73 se presentan las señales generadas por el circuito integrado.

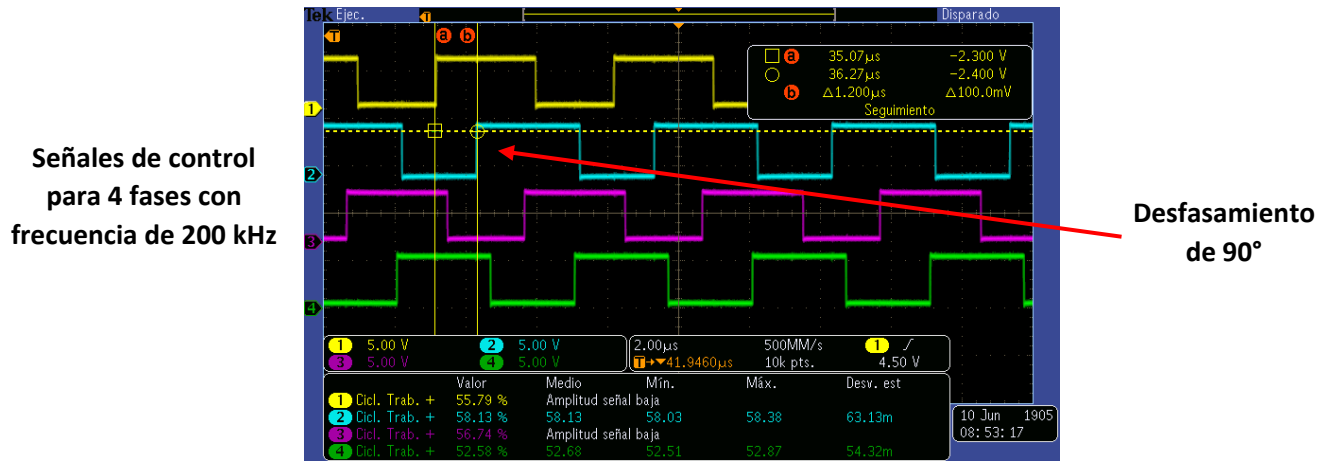


Figura 73. Revisión de pulsos de conmutación de 4 fases y desfasamiento de las señales.

Por medio de esta prueba se validó el funcionamiento del circuito integrado ISL6558.

### 6.3.2. Prueba 2 – Impulsores y tiempos muertos

Se realiza la conexión de los impulsores con el fin de corroborar el correcto funcionamiento de cada uno de ellos. En la Figura 74 se presenta el diagrama de conexión de los impulsores, cabe mencionar que como se presenta en la sección 5.2.2.5, se requiere el uso de 2 impulsores ligados.

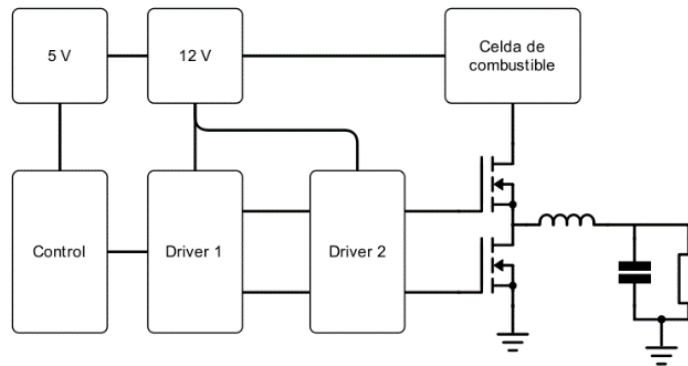


Figura 74. Conexión para la prueba de los impulsores.

Se realizan pruebas al impulsor 2 del esquema de conexión, el cual se encarga de realizar la conmutación de los MOSFET. Las señales obtenidas de dicha prueba se presentan en la Figura 75.

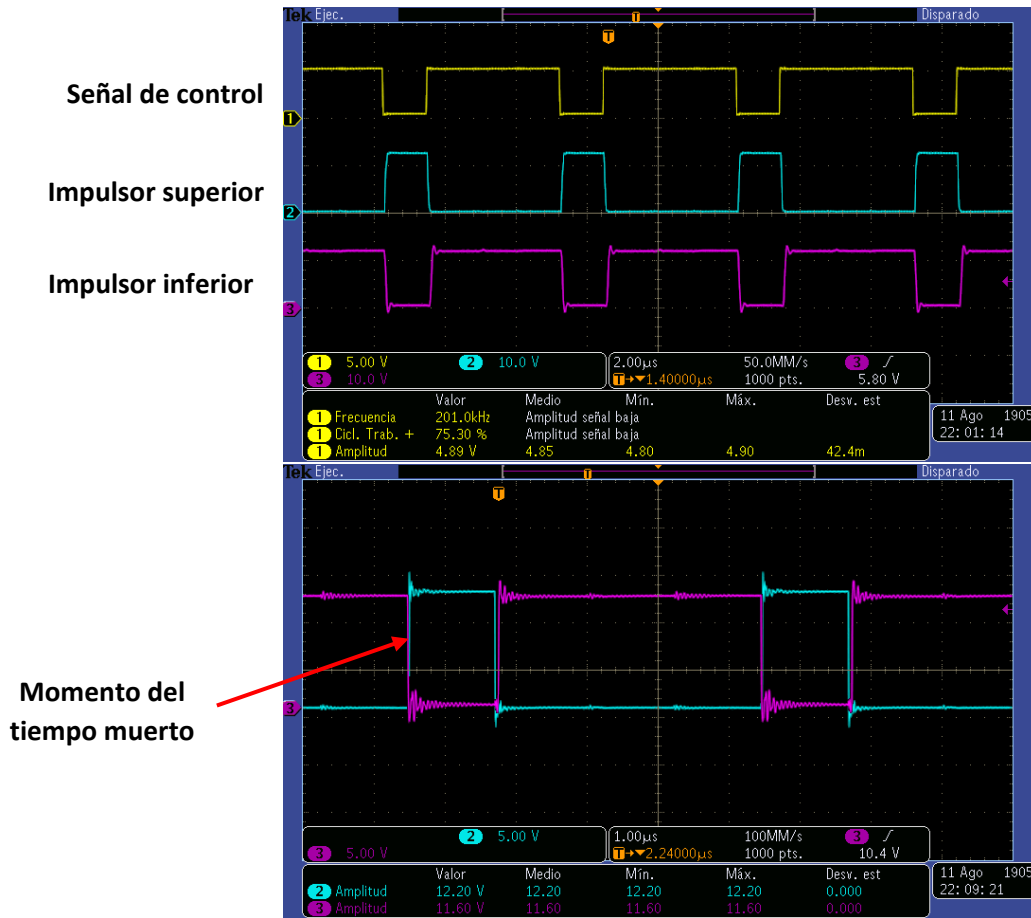


Figura 75. Revisión de tiempos muertos en las compuertas de los MOSFET.

Se realiza un acercamiento en el momento en el que existe el cambio en la conmutación de los MOSFET para corroborar que exista un tiempo muerto. El fabricante de los impulsores asegura un tiempo muerto al encendido de 50 ns y al apagado de 10 ns. En la Figura 76 se observa el momento exacto de la conmutación del impulsor y se realiza la medición con el fin de corroborar este tiempo muerto.



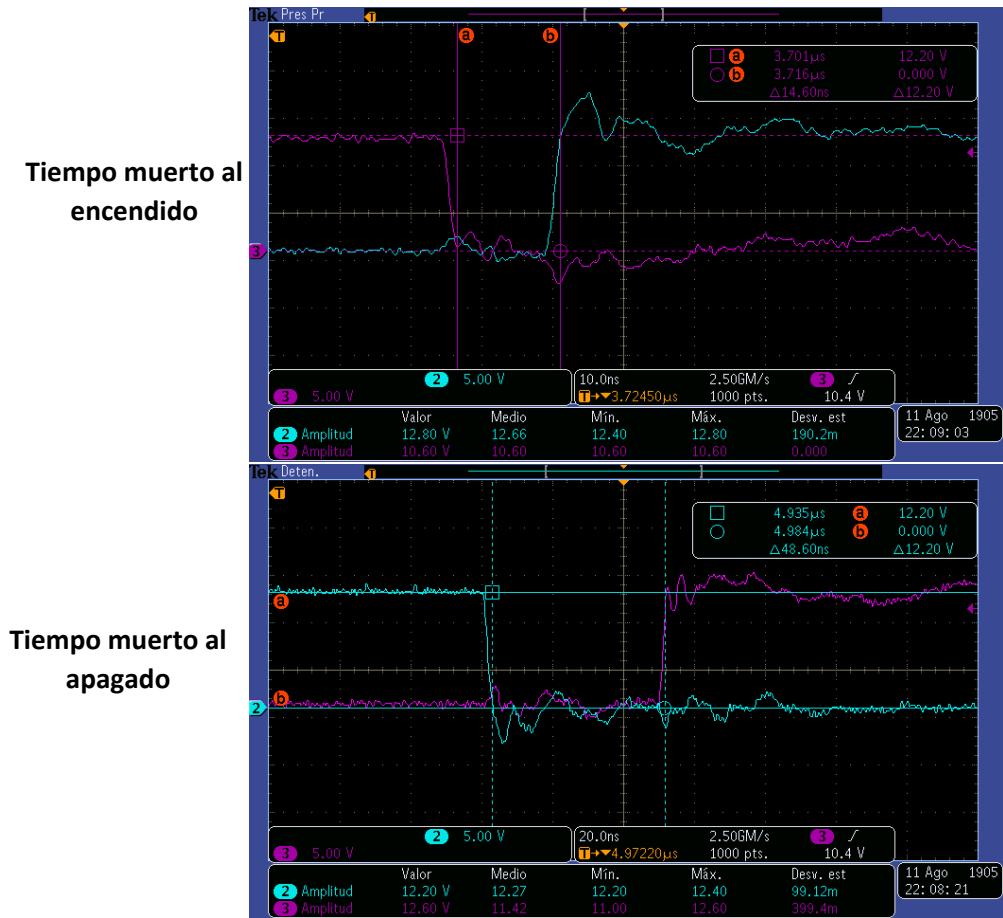


Figura 76. Tiempo muerto al encendido y al apagado.

Los resultados de las mediciones de los tiempos muertos son:

- Tiempo muerto al encendido =  $t_{dead(ON)} = 48.6ns$
- Tiempo muerto al apagado =  $t_{dead(OFF)} = 14.6ns$

Los valores medidos son corroborados con los valores que proporciona el fabricante. Corroborado el correcto funcionamiento de los impulsores se procede a realizar la conexión de los convertidores en lazo abierto.

### 6.3.3. Prueba 3 – Convertidor en lazo abierto

Esta prueba consiste en la conexión y revisión del convertidor en lazo abierto. Debido a que los equalizadores de corriente no pueden ser conectados en lazo abierto se conecta cada convertidor con una potencia de 150 W. El diagrama de conexión de los convertidores se presenta en la Figura 77.

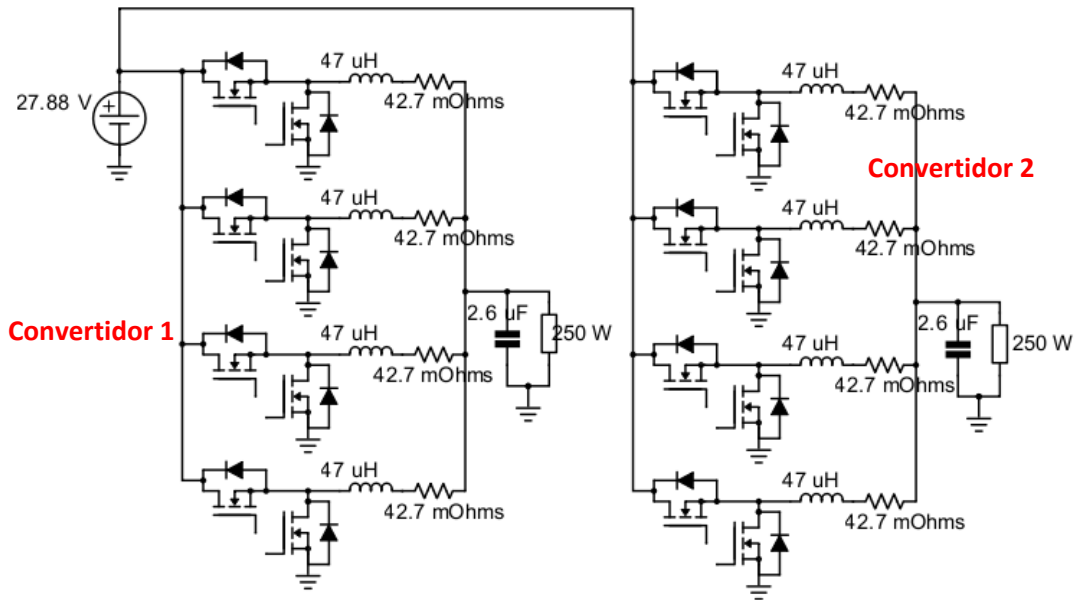


Figura 77. Conexión de los convertidores en lazo abierto.

En la Figura 78 se presenta la distribución de los convertidores en la tarjeta electrónica.

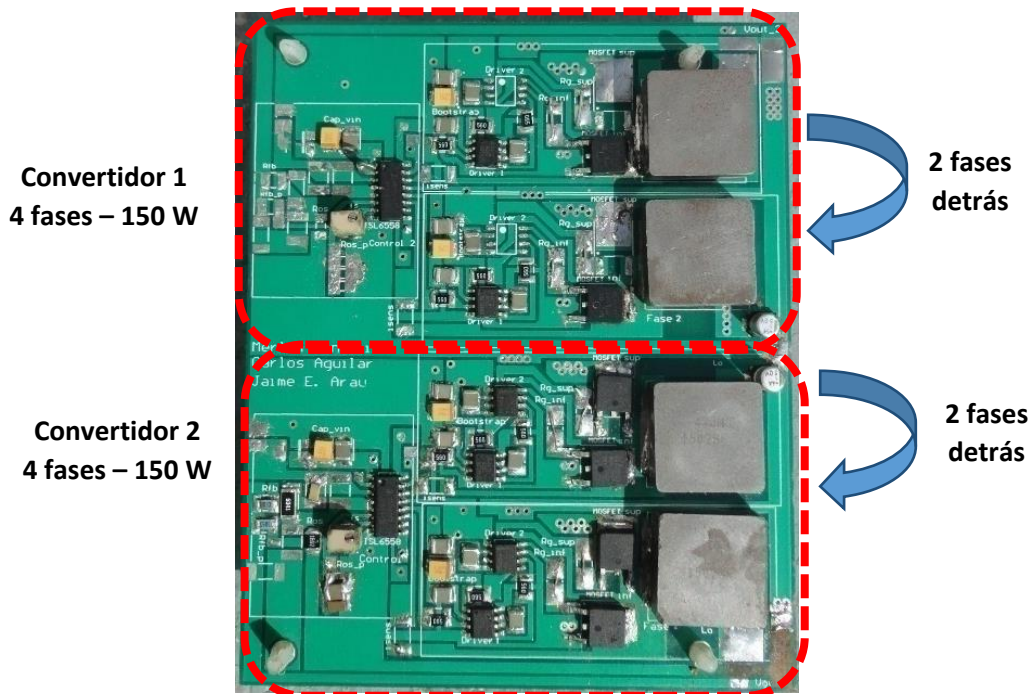


Figura 78. Tarjeta electrónica implementada mostrando la distribución de los convertidores.

Se realiza la revisión de señales de los convertidores. En la Figura 79 se observan las señales de control en los impulsores de cada fase de los convertidores. La frecuencia de conmutación medida es de 200.7 kHz y el ciclo de trabajo de 56.28 % aproximadamente.

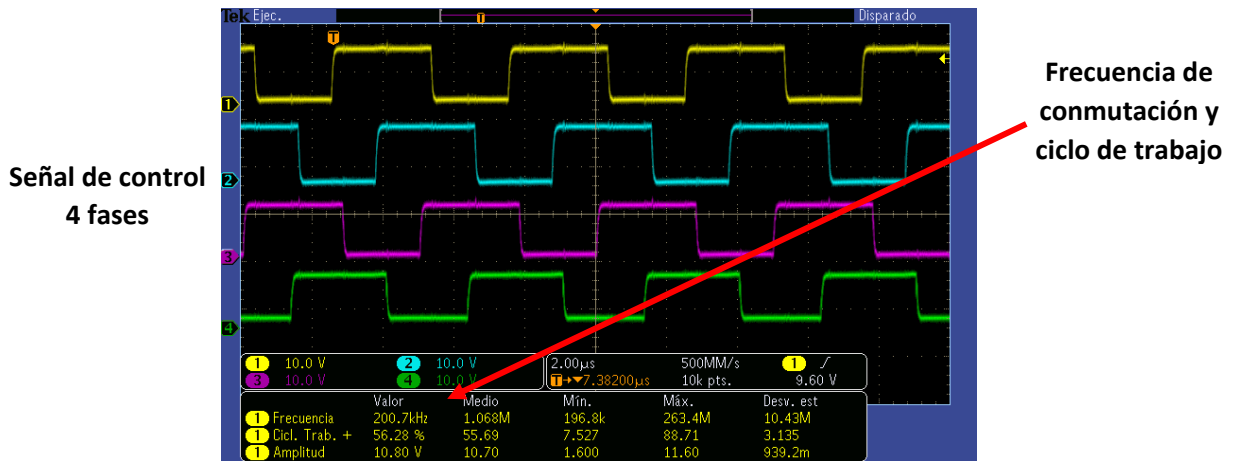


Figura 79. Señales de los convertidores 1 y 2.

Posterior a la revisión de las señales de control, se realiza la medición de las corrientes en cada fase de los convertidores. En la Figura 80 se muestra la corriente medida en una de las fases del convertidor con el fin de observar que opere en MCC, la cual es de 2.158 A con un rizo aproximado de 1 A.

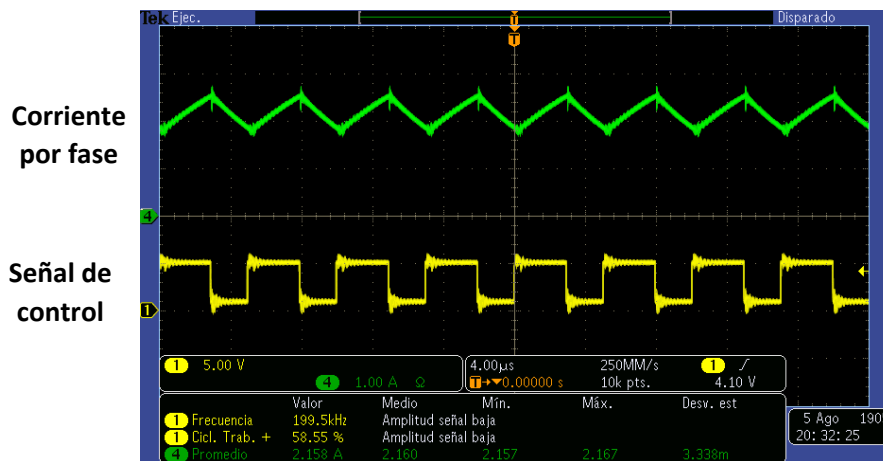


Figura 80. Corriente en cada una de las fases del convertidor.

Al momento de realizar la medición de las señales de corriente en las fases de los convertidores en conjunto, se puede observar que las corrientes del convertidor están des-ecualizadas. En la Figura 81 se presenta la medición de las señales des-ecualizadas. Es decir, que cada fase lleva un valor diferente de corriente. El valor de las mediciones de corrientes es:

- Fase 1 = 2.194 A
- Fase 2 = 253 mA
- Fase 3 = 3.041 A
- Fase 4 = 7.822 A

Debido a este problema se requiere la conexión del ecualizador de corriente.



Figura 81. Corrientes por fase del convertidor en lazo abierto, corrientes des-equalizadas.

La des-equalización de corrientes ocasiona que el rizo de tensión en la salida se mayor ya que el rizo de corriente en la salida aumenta. En la Figura 82 se presenta la medición de la tensión de salida, la tensión promedio medida en la salida es de 15.25 V con un rizo de 2 V.

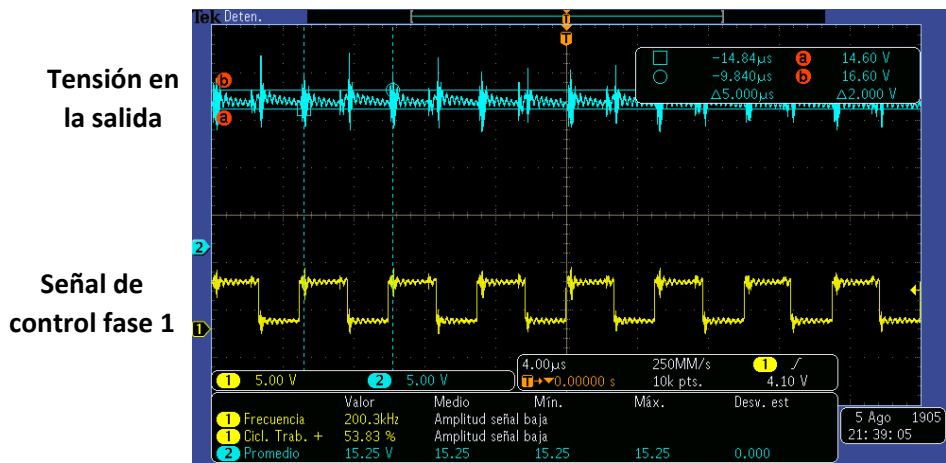


Figura 82. Tensión en la salida y rizo de cada convertidor de 4 fases.

A causa de la des-equalización de corrientes no se pueden realizar las pruebas al convertidor de forma confiable y se hace necesario la conexión de los ecualizadores de corrientes.

### 6.3.4. Prueba 4 – Convertidor en lazo cerrado

Esta prueba consiste en la conexión del lazo de tensión de los convertidores y los ecualizadores de corriente. En la Figura 83 se presenta el diagrama de conexión de un convertidor, cabe mencionar que son dos convertidores idénticos en paralelo.

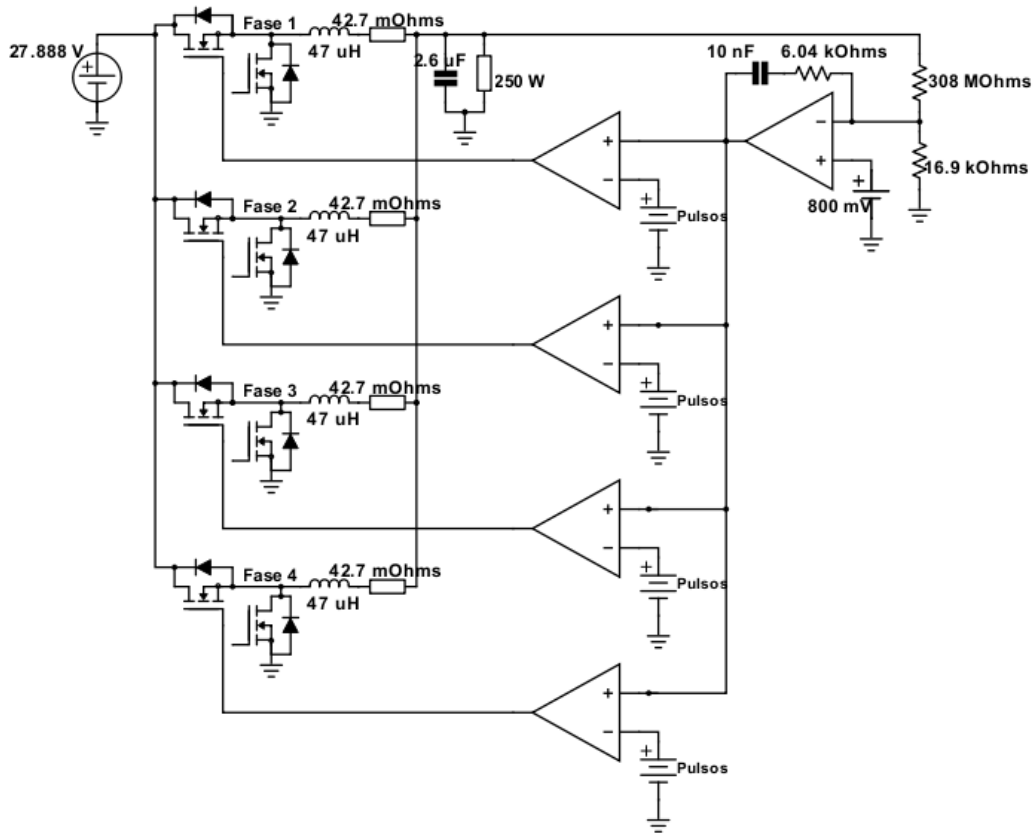


Figura 83. Conexión del convertidor en lazo cerrado.

En la Figura 84 se presenta la tarjeta electrónica implementada y se señalan en ella la ubicación de los componentes de los lazos de control y los ecualizadores de corriente.

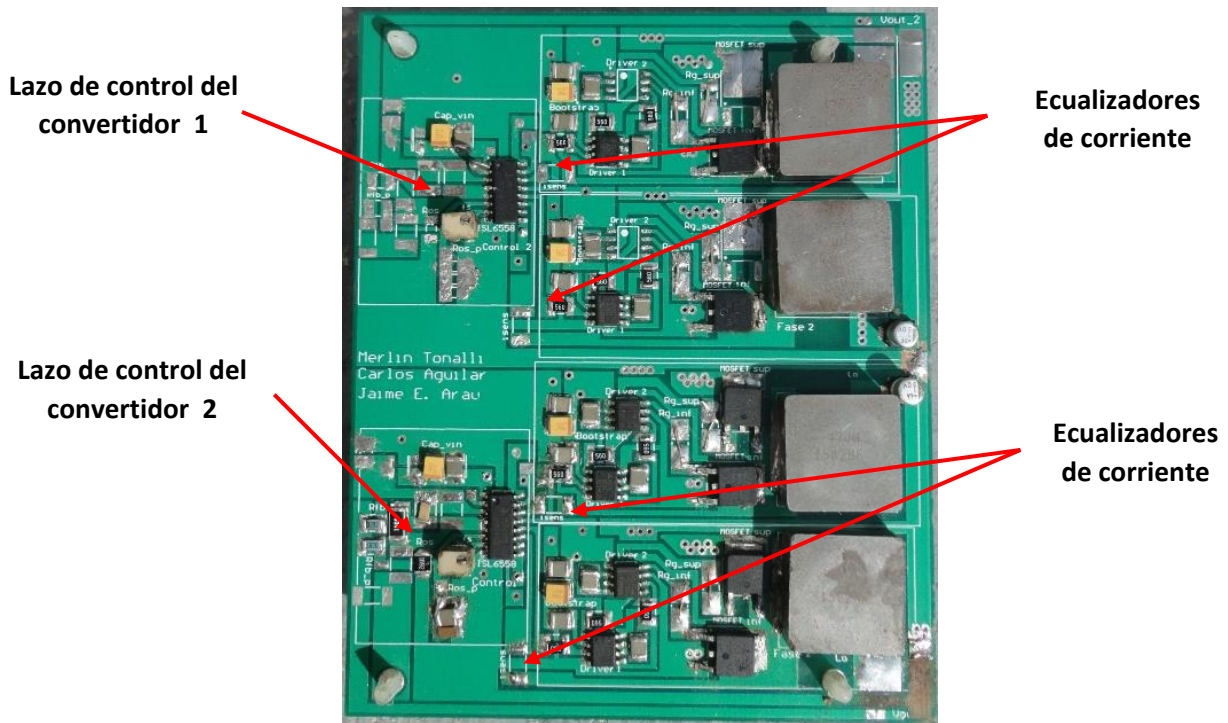


Figura 84. Ubicación de los lazos de control y ecualizadores de corriente en la tarjeta electrónica.

Se realiza la conexión del lazo de tensión y los ecualizadores de corriente del convertidor y se obtienen las señales de arranque del circuito integrado ISL6558. En la Figura 85 se presentan dichas señales.

En la Figura 85 se observa el inicio de la rampa de *Soft Start* señalada con los marcadores (amarillo) y se observa como la tensión en la salida alcanza el nivel de referencia (azul) antes de que termine la rampa de *Soft Start*, de modo que el circuito integrado manda una señal alta en el terminal PGOOD (verde) que indica que el circuito integrado ha quedado encendido. Posterior a esto se comienzan a realizar las pruebas al convertidor.



Figura 85. Señales de arranque del circuito integrado ISL6458 obtenidas experimentalmente.

En la Figura 86 se muestran la medición de las corrientes en las fases del convertidor, mismas que, como se aprecia en la imagen, se encuentran ecualizadas. Los valores medidos de las corrientes son:

- Fase 1 = 2.290 A
- Fase 2 = 2.617 A
- Fase 3 = 3.577 A
- Fase 4 = 3.329 A

Se observa que existe diferencia en los valores de las corrientes. Sin embargo, la variación entre ellas no es tan grande como lo era en la conexión del convertidor en lazo abierto por lo que se puede concluir en que los ecualizadores de corriente están funcionando.

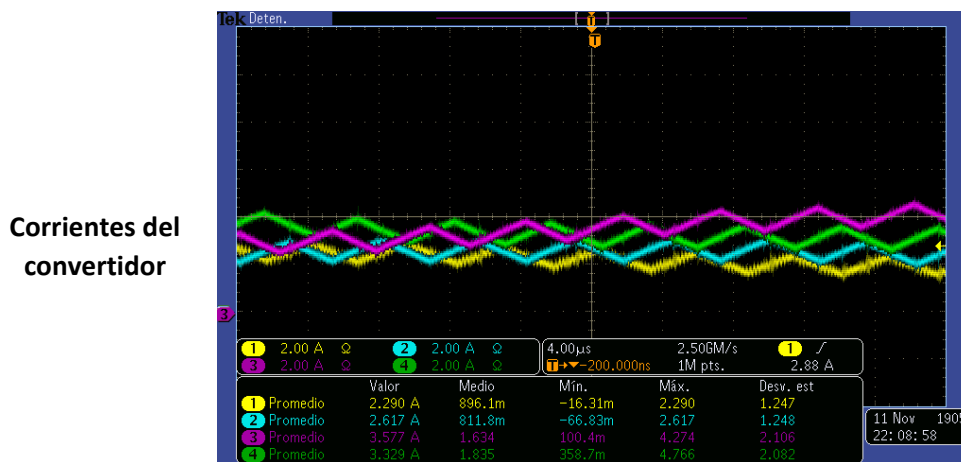


Figura 86. Corrientes del convertidor con los ecualizadores de corriente funcionando.

Con los ecualizadores de corriente operando se realiza la medición de la tensión en la salida. En la Figura 87 se muestra la tensión en la salida medida en el osciloscopio y se observa que la tensión promedio es de 15.28 V con un rizo de tensión de 120 mV, lo cual es mucho menor a los 2 V generado cuando las corrientes estaban des ecualizadas.

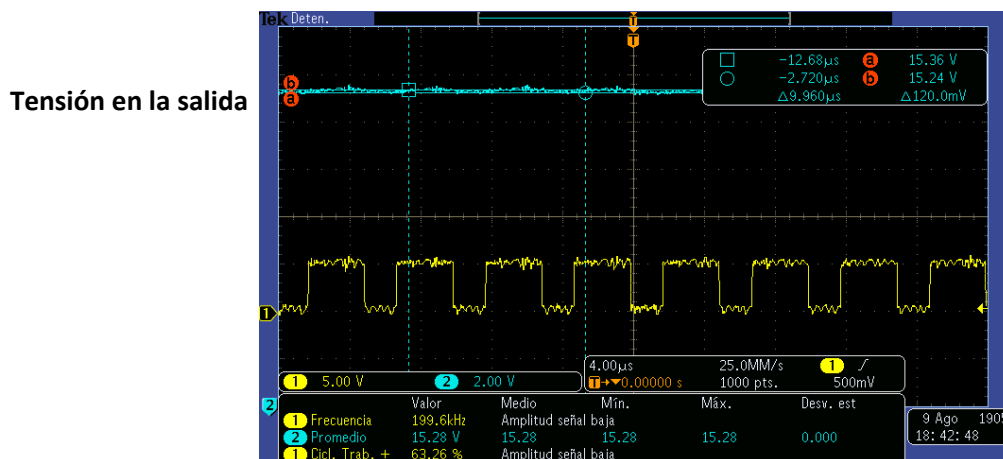


Figura 87. Valor de tensión en la salida del convertidor con los ecualizadores de corrientes conectados.

Las pruebas realizadas al convertidor indican que el convertidor opera de manera correcta.

### 6.3.5. Prueba 5 – Rizo de corriente en la entrada

Esta prueba consiste en la revisión de la corriente en la entrada del convertidor. Uno de los parámetros importantes a señalar en el diseño de este convertidor es el rizo de corriente en la entrada por lo que se realiza la medición de la corriente en la entrada a plena potencia a cada convertidor de 500 W. En la Figura 88 se presenta el rizo de corriente en la entrada de cada convertidor de 250 W.

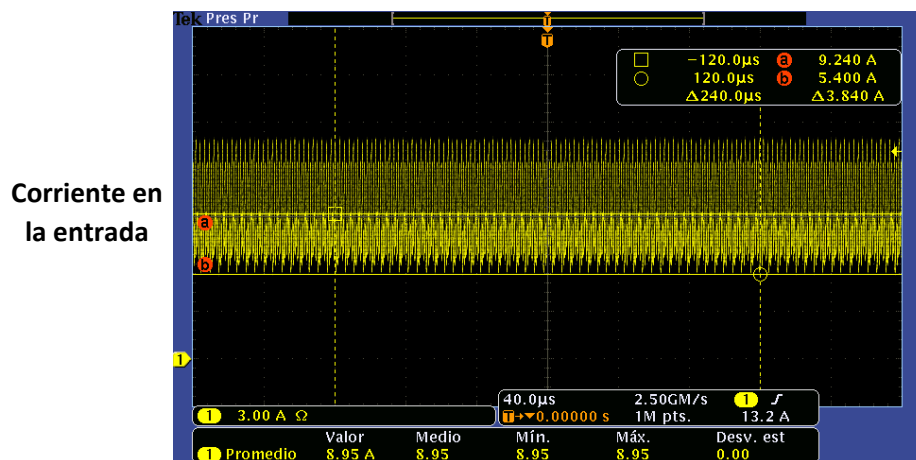


Figura 88. Rizo de corriente en la entrada del convertidor.

La corriente promedio medida es de 8.95 A con un rizo de 3.84 A, mientras que la corriente calculada era de 8.964 A con un rizo de 3.6 A. Con la medición se valida el diseño e implementación del prototipo experimental.

### 6.3.6. Prueba 6 – Pruebas dinámicas

Esta prueba consiste en la revisión del funcionamiento del lazo de control del convertidor. Se realizan pruebas ante variaciones en la tensión de entrada y pruebas ante variaciones potencia en la carga.

#### 6.3.6.1. Pruebas ante variaciones en la tensión de entrada

Para realizar la prueba dinámica ante variaciones en la tensión de entrada, se conecta cada convertidor a una potencia media; 150 W. Recordando que la tensión de la celda de combustible varía en función de la potencia de salida, la tensión correspondiente a esta 150 W es de 35.4 V.

La variación en la tensión de entrada se realiza de 35.4 V a 40 V, lo cual equivale a una variación de 14 % en la tensión de entrada. En la Figura 89 se presenta el momento exacto en el que ocurre la variación de tensión en la entrada (azul) del convertidor y se observa que no existe variación en la tensión de salida (amarillo).



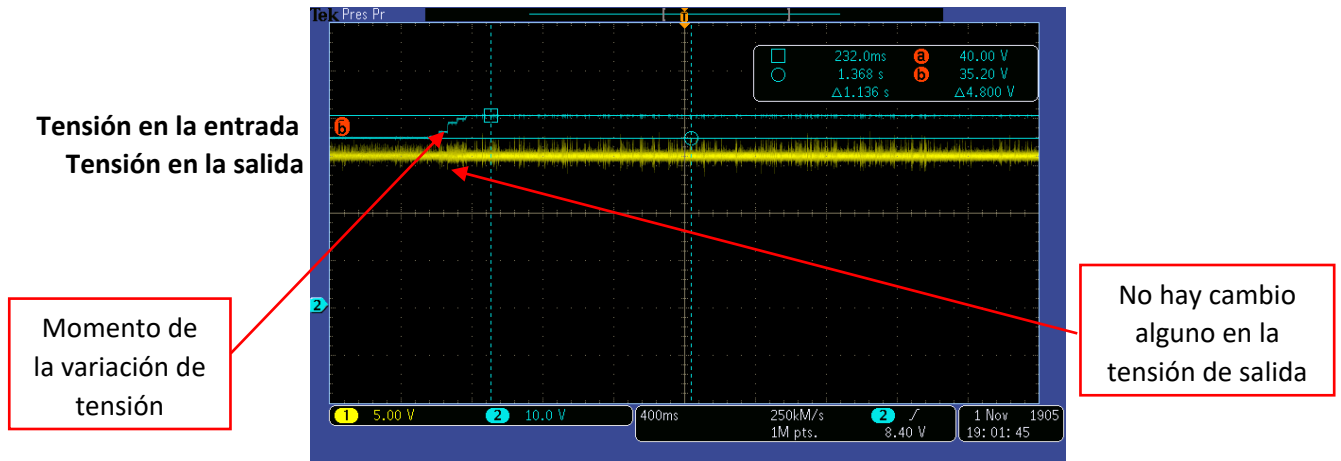


Figura 89. Prueba dinámica: variación +14% en la tensión de entrada.

En la Figura 89 se presenta la respuesta del sistema ante una variación de tensión de 14 % en la tensión de entrada. Se puede observar en color amarillo la tensión de salida, misma que no tiene variación ante el cambio en el valor.

La variación en la tensión de entrada se realiza de 40 V a 35.4 V, lo cual equivale a una variación de -14 % en la tensión de entrada. En la Figura 90 se presenta el momento exacto en el que ocurre la variación de tensión en la entrada (azul) del convertidor y se observa que no existe variación en la tensión de salida (amarillo).



Figura 90. Prueba dinámica al convertidor: variación -14% en la tensión de entrada.

En la Figura 90 se presenta la respuesta del sistema ante una variación de tensión de 14 % en la tensión de entrada. Se puede observar en color amarillo la tensión de salida, misma que tiene una variación mínima ante la variación en la tensión de entrada.

Se concluye en que el convertidor no presenta variaciones perceptibles en la tensión de salida ante variaciones en la tensión en la entrada. El lazo de control opera de manera correcta.

### 6.3.6.2. Pruebas ante variaciones en la carga

Para realizar las pruebas ante variaciones en la carga se propone un escalón de carga de 200 W a cada convertidor. Es decir, se realiza una variación de 50 W – 250 W.

En la Figura 91 se presenta la tensión de salida (amarillo) y la corriente en la carga (azul). Se aprecia el momento exacto en el que se realiza la variación positiva y negativa de potencia en la carga y se observa que no existe cambio alguno en la tensión de salida.

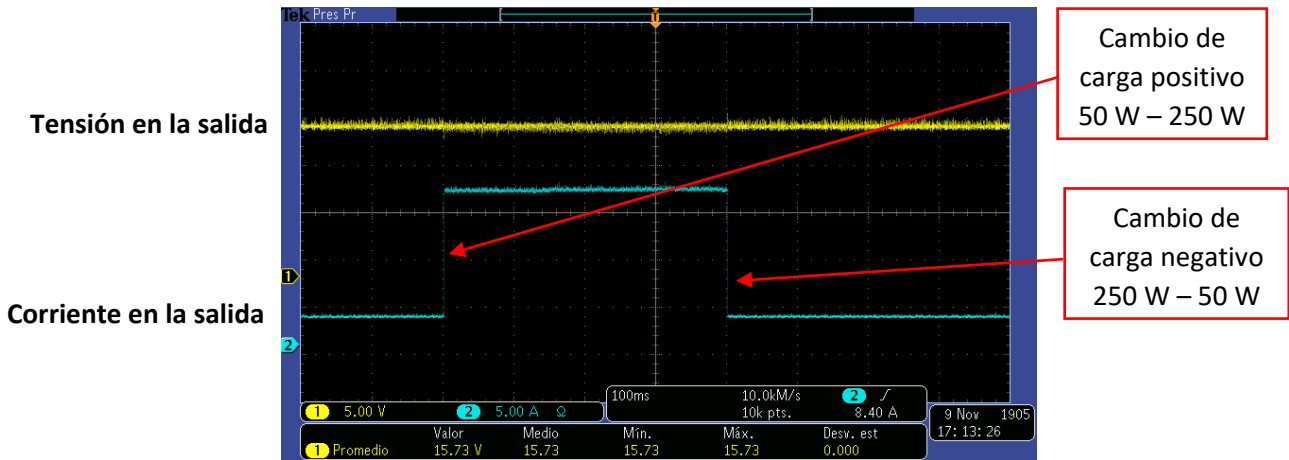


Figura 91. Prueba dinámica al convertidor: variación de carga.

Se realiza un acercamiento al momento exacto en el que ocurren los cambios de carga para observar el transitorio. En la Figura 92 se observa dicho acercamiento, donde, se hace notar el tiempo de estabilización ante el escalón de carga positivo que es de 122 us.

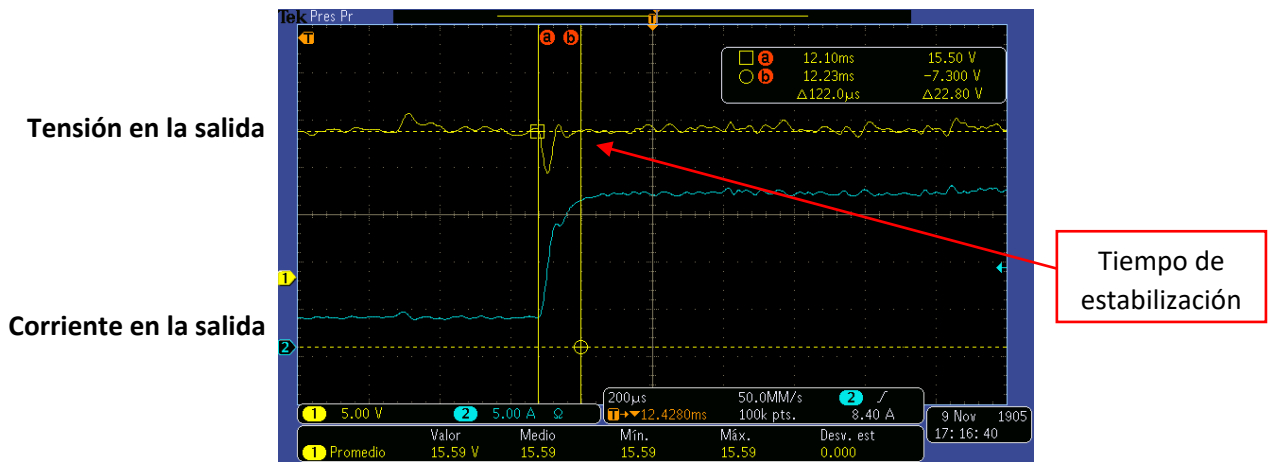


Figura 92. Prueba dinámica al convertidor: escalón de carga de +200 W.

Se realiza un acercamiento al momento exacto en el que ocurre el cambio de carga positivo para observar el transitorio. En la Figura 93 se observa dicho acercamiento, donde, se hace notar el tiempo de estabilización ante el escalón de carga positivo que es de 240 us.

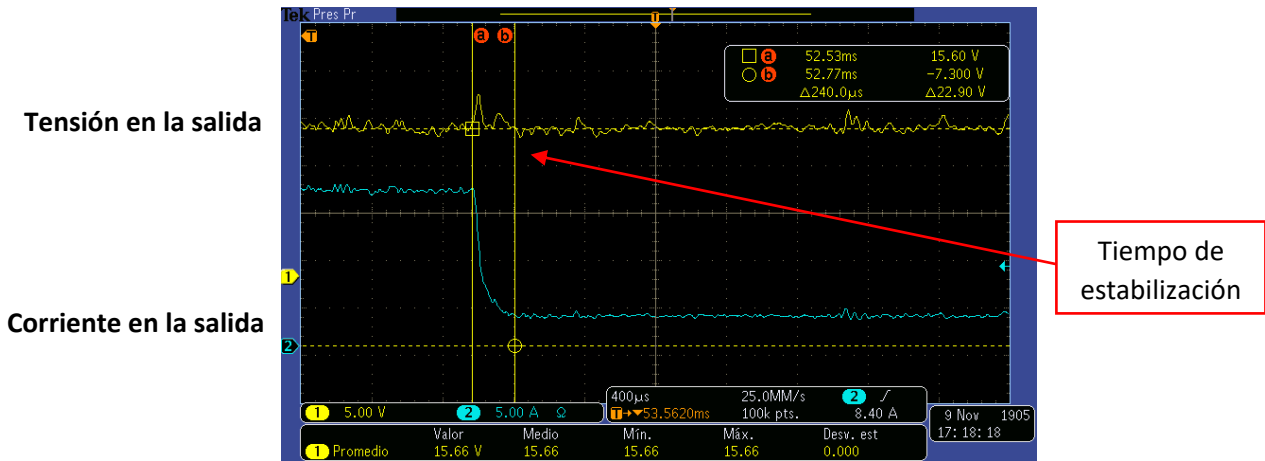


Figura 93. Prueba dinámica al convertidor: escalón de carga de-200 W.

Se concluye en que el convertidor debe soportar grandes cambios de potencia en la carga con variaciones mínimas que se estabilizan en un máximo de 240 us. El lazo de control opera de manera correcta.

### 6.3.7. Prueba 7 – Mediciones de eficiencia

Esta prueba consiste en la medición de la eficiencia de los convertidores en lazo abierto y en lazo cerrado. Para realizar las pruebas de eficiencia al convertidor se seleccionaron 5 puntos específicos sobre la curva de la celda de combustible. Los puntos seleccionados se muestran en la Figura 94.

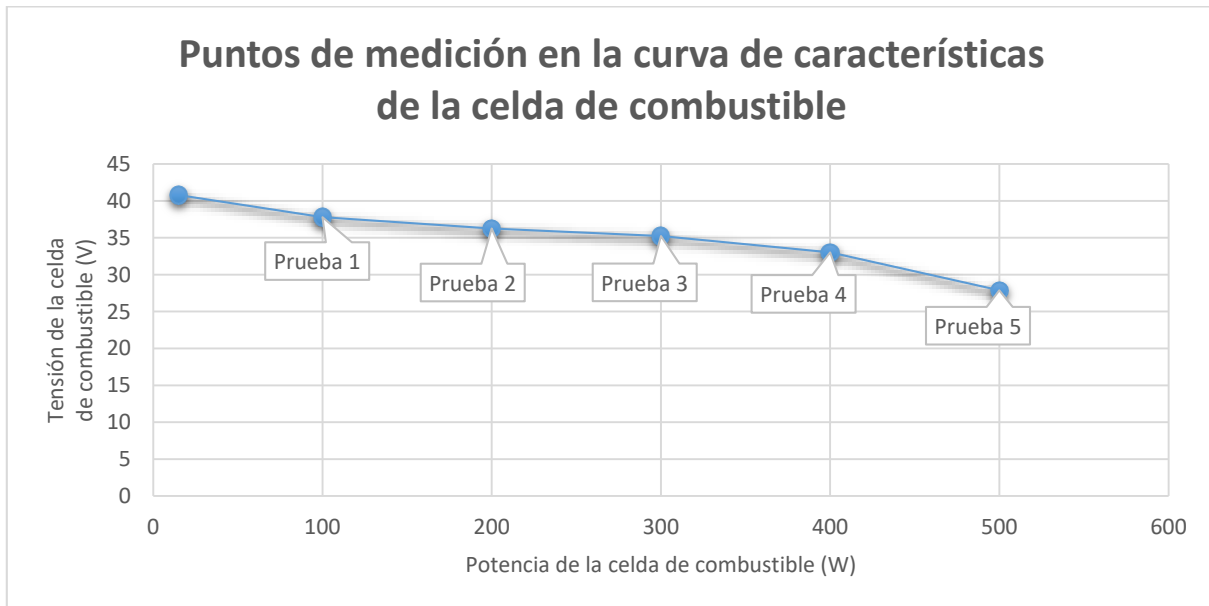


Figura 94. Curva característica de la celda de combustible del proyecto de tesis y puntos de prueba.

Las mediciones de eficiencia tomadas de cada convertidor en lazo abierto y en lazo cerrado se presentan en la Tabla 24. Se presenta también, el valor de eficiencia calculado con el modelo de pérdidas y se realiza el cálculo del margen de error para cada dato medido.

Tabla 24. Valores de eficiencia calculada y mediciones en lazo abierto y lazo cerrado.

Potencia de la celda de combustible	Eficiencia calculada	Lazo abierto		Lazo cerrado	
		Eficiencia medida	Margen de error	Eficiencia medida	Margen de error
100	89.52	91.91	2.66 %	88.70	0.92 %
200	92.11	93.09	1.06 %	91.46	0.34 %
300	92.89	93.74	0.91 %	91.68	1.31 %
400	93.17	93.99	0.88 %	92.06	1.19 %
500	93.64	94.09	0.48 %	92.04	1.70 %

En la tabla anterior se observa que el margen de error máximo que existe entre los valores medidos y los valores calculados es de 2.66 %. Se concluye en que el modelo de pérdidas predice la eficiencia del convertidor con un margen de error de 2.66 %, con lo cual se valida el modelo. Las mediciones de eficiencia se grafican y se presentan en la en la Figura 95.

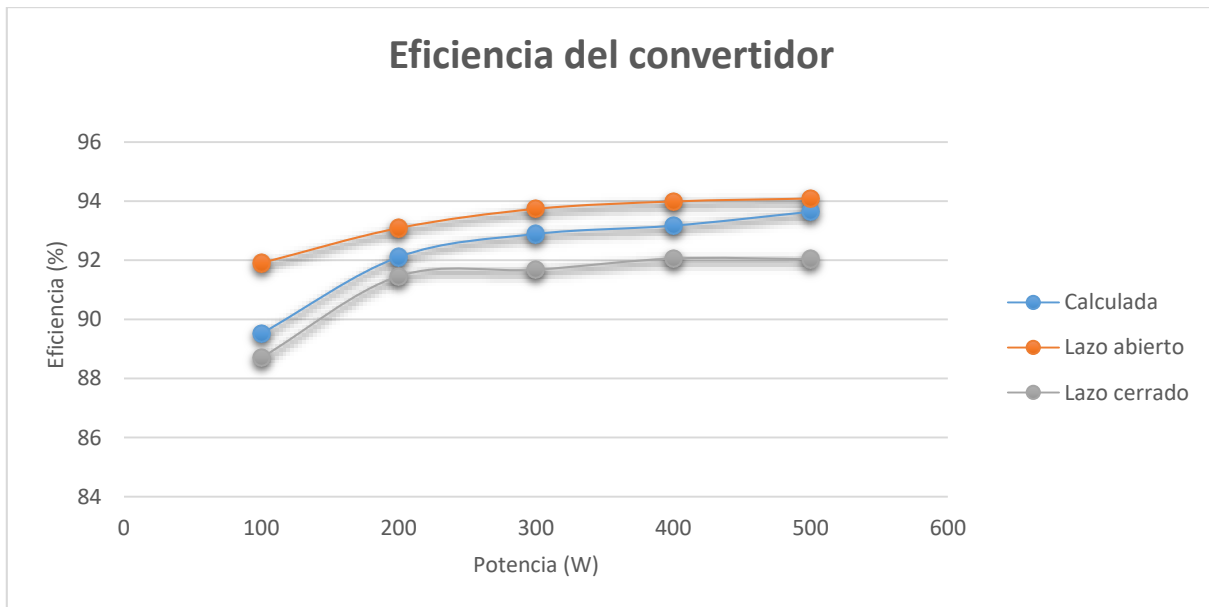


Figura 95. Curvas de eficiencia calculada y mediciones en lazo abierto y lazo cerrado.

Se concluye que el convertidor tiene una eficiencia a plena carga en lazo abierto de 94.09 % y en lazo cerrado de 92.03 %, que se corrobora con el valor calculado con el modelo de pérdidas de 93.64 %.

#### 6.4. Caracterización del funcionamiento del convertidor

Para realizar la caracterización del funcionamiento del convertidor se realizan gráficas de eficiencia y gráficas de variación en la tensión de salida.

En la Figura 96 se realiza la gráfica de la eficiencia del convertidor en función de la potencia de la celda de combustible. Se aprecia como la eficiencia cae conforme aumenta la

tensión de la celda de combustible. Esto se debe a que conforme aumenta el valor de tensión de la celda, las pérdidas en los MOSFET superiores de los convertidores comienzan a ser mayores, por lo que la eficiencia decrece.

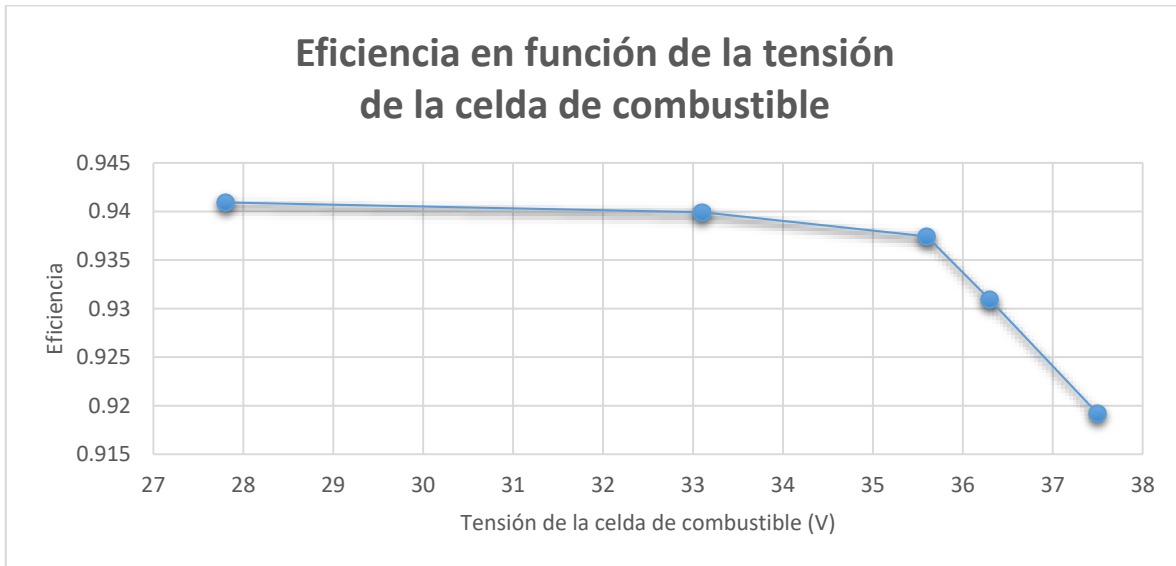


Figura 96. Eficiencia del convertidor en función de la tensión de la celda de combustible.

En la Figura 97 se grafica la eficiencia del convertidor en función de la potencia del *drone*. Se observa que conforme aumenta la potencia requerida por el *drone* la eficiencia aumenta. Esto se debe, nuevamente, a que cuando el *drone* demanda más potencia a la celda de combustible genera un menor valor de tensión por lo que las pérdidas en los MOSFET superiores decrecen.

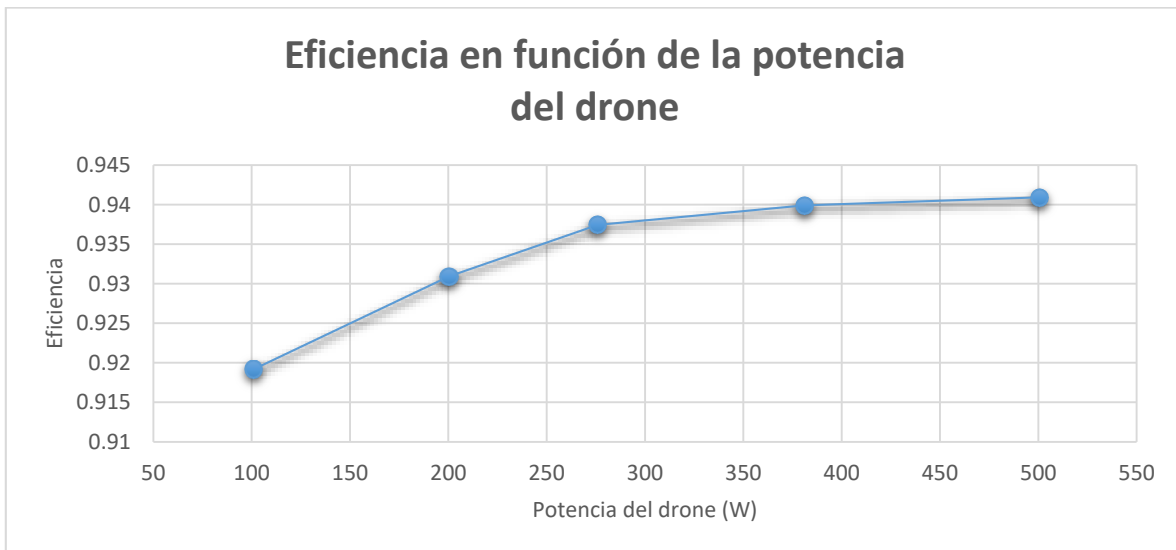


Figura 97. Eficiencia del convertidor en función de la potencia del drone.

Para caracterizar el voltaje de salida del convertidor se realizan las gráficas que se presentan y explican a continuación.

En la Figura 98 se realiza la gráfica de tensión de salida en función de la corriente del drone.

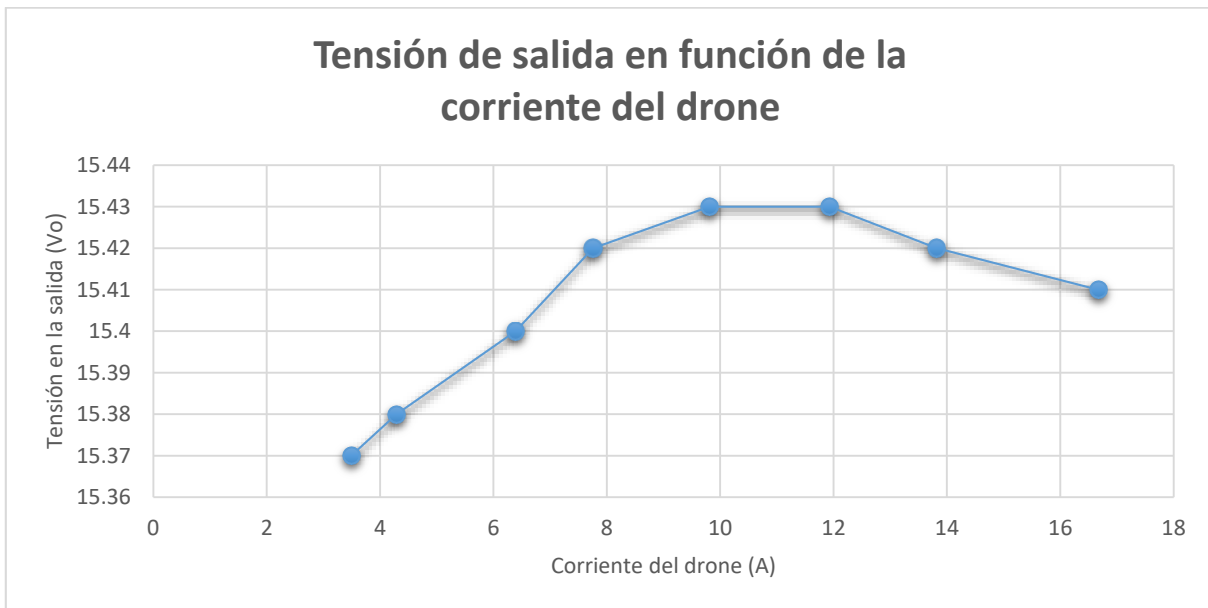


Figura 98. Tensión en la salida del convertidor en función de la corriente del drone.

En la Figura 99 se realiza la gráfica de tensión de salida en función de la potencia del drone.

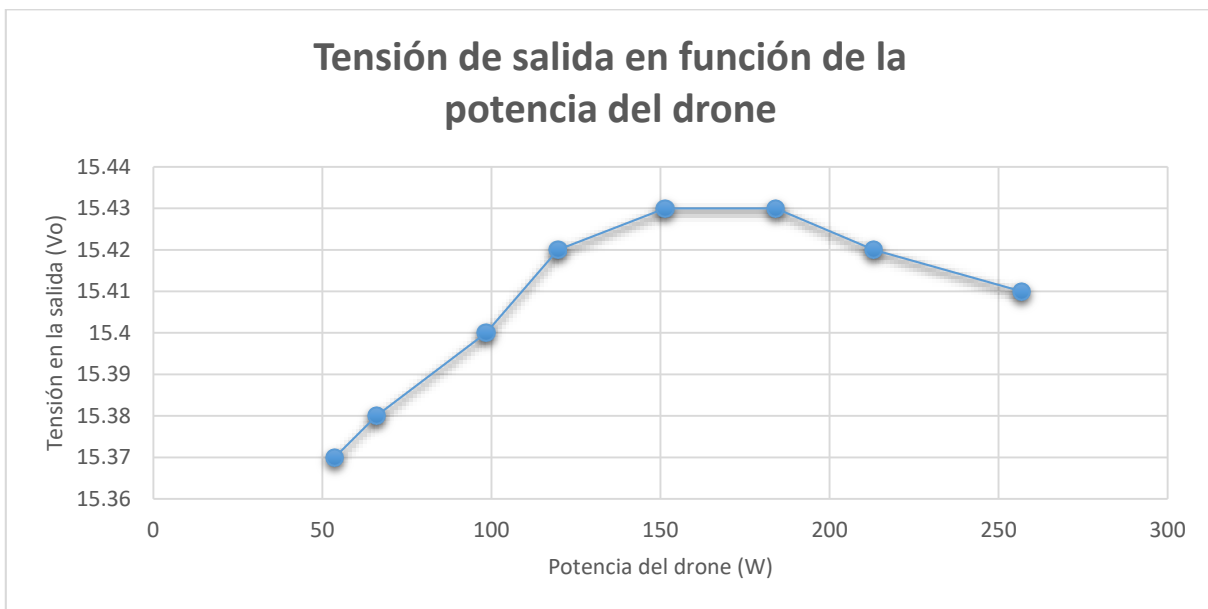


Figura 99. Tensión en la salida del convertidor en función de la potencia del drone.

En la Figura 100 se realiza la gráfica de tensión de salida en función de la tensión de la celda de combustible.

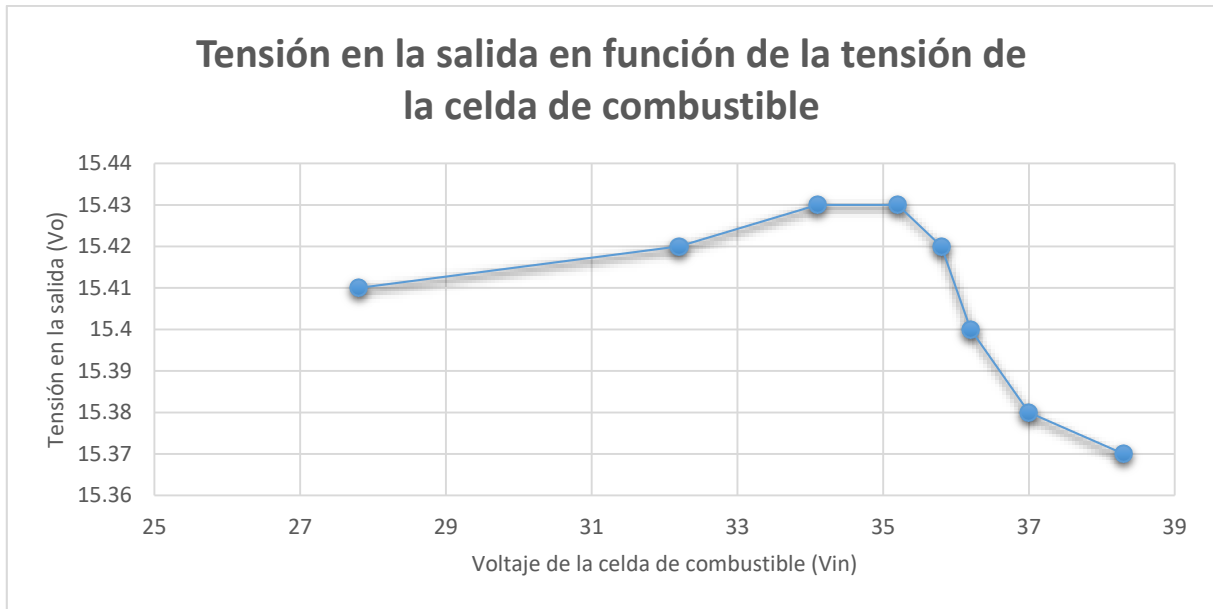


Figura 100. Tensión en la salida del convertidor en función de la tensión de la celda de combustible.

La tensión tiene variaciones que están alrededor del valor calculado que es 15.4 V. Las variaciones en todo el rango van de 15.37 V a 15.43 V. Esta variación es  $15.4 \text{ V} \pm 1.8\%$ . Se concluye en que la tensión de salida del convertidor está dentro del rango de tensión máximo necesario por el *drone*, el cual es de  $15.4 \text{ V} \pm 9 \%$ .

## 6.5. Densidad de potencia y peso del convertidor

### 6.5.1. Densidad de potencia

Se realiza el cálculo de la densidad de potencia del convertidor. Para realizar dicho cálculo se obtienen las medidas físicas de la tarjeta electrónica con todo y componentes. Las medidas se aprecian en la Figura 101.

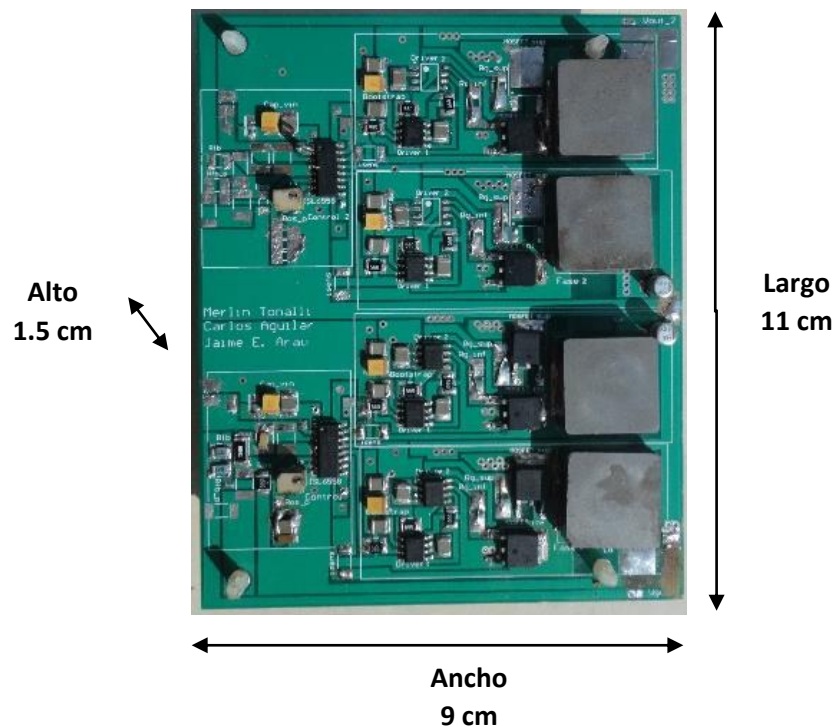


Figura 101. Tarjeta electrónica con medidas para el cálculo de la densidad de potencia.

El valor calculado de la densidad de potencia del convertidor es de

$$D_{\text{densidad}} P_{\text{potencia}} = 55 \text{ W/in}^3$$

### 6.5.2. Peso

El prototipo experimental tiene un peso total de 144 g. La relación potencia/peso del convertidor es:

$$Potencia/Peso = 3.5 \text{ W/g}$$

Con el dato de peso del convertidor se realiza un análisis de autonomía. Se presenta en la siguiente sección.



### 6.6. Análisis de la autonomía de vuelo

El hidrógeno tiene una enorme ventaja como vector energético ya tiene una densidad de energía muy grande en comparación con la de las baterías. La densidad de energía del hidrógeno es de alrededor de 33,33 Wh/kg mientras que las baterías Li-Po de 100-180 Wh/kg [37]. Sin embargo, la necesidad del uso de una celda de combustible, de tanques de almacenamiento y demás sistemas hacen que los sistemas de hidrógeno sean más pesados. A continuación se muestra un análisis y comparación del sistema de *drone* con baterías y el sistema de *drone* con celdas de combustible.

En la Tabla 25 Se muestra la comparación entre las principales características de la batería Li-Po del *drone* y la celda de combustible AST02-01 de HES.

Tabla 25. Comparativa de las características de los sistemas de alimentación batería/celda de combustible en el proyecto de tesis.

	Peso	Watts-hora	Densidad de energía
Batería Li-Po	803 g	154 Wh	191 Wh/kg
Sistema de hidrógeno instrumentado	2.08 kg	477 Wh	230 Wh/kg

Por si misma, la tabla de valores revela que el sistema de hidrógeno tiene una densidad de energía mayor que la batería.

Para obtener el tiempo de vuelo que tiene cada drone con cada sistema de alimentación se realiza lo siguiente:

Se despeja de la Ecuación 1, presentada en el Capítulo 3 el tiempo de descarga de la batería obteniendo la siguiente expresión;

$$t_{descarga} (h) = \frac{E_{batería} (Wh)}{P_{O\_drone} (W)}$$

Dónde, sustituyendo los valores para cada caso de obtienen los siguientes valores de tiempo de vuelo para cada sistema

- Batería de 803 g = 15 minutos
- Sistema de hidrógeno de 2.08 kg = 57 minutos.

Si se quisiera obtener con las baterías el mismo tiempo de vuelo que con el sistema de celdas de combustible se obtiene lo siguiente. (Ver Tabla 26).

Tabla 26. Comparativa entre el peso y el tiempo de vuelo entre los sistemas de alimentación de baterías y celdas de combustible del proyecto de tesis .

	Tiempo de vuelo	Peso
Batería	57 min	3.05 kg
Sistema de hidrógeno	57 min	2.08 kg

Se observa una mejoría en el peso con el sistema de hidrógeno. Para observar mejor esto, se hizo una gráfica de los dos sistemas en función de las horas de vuelo. Ver Figura 102.

horas de vuelo	Peso de Batería	Peso de celda de combustible + convertidor electrónico
0.25 h	0.803 g	2000 g
1 h	3212 g	2090 g
2 h	6424 g	2775 g
3 h	9636 g	3461 g
4 h	12,848 g	4146 g

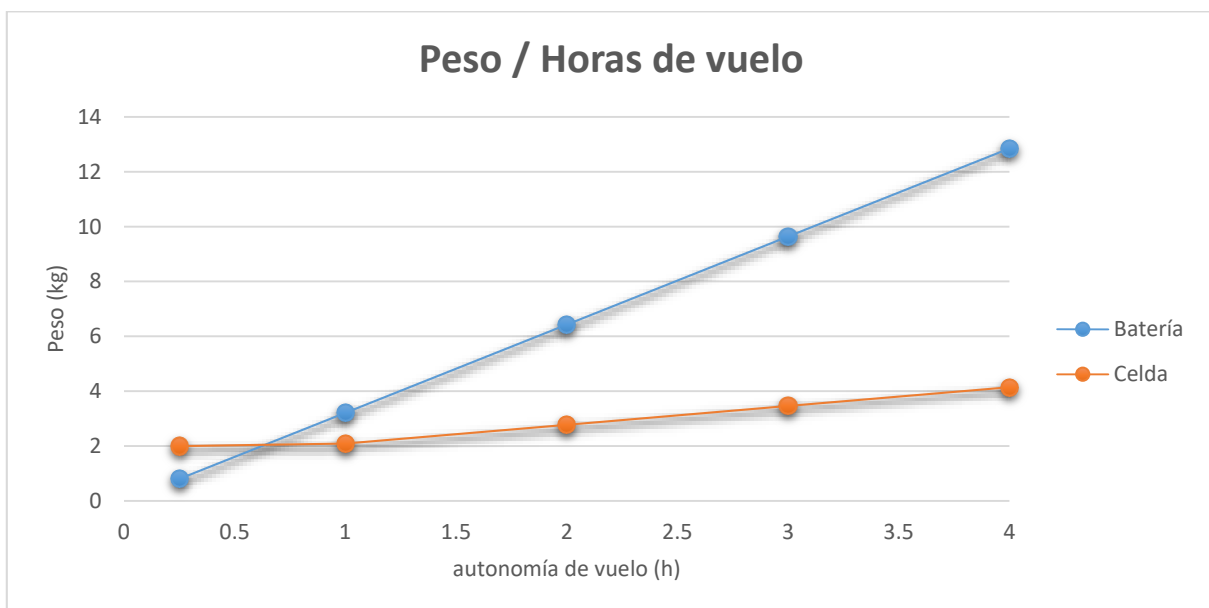


Figura 102. Comparativa de peso vs horas de vuelo del dron DJI x8+ utilizando baterías y celda de combustible.

Con la gráfica anterior se puede concluir en que:

- Para obtener una mayor autonomía de vuelo con el sistema de baterías es necesario incrementar mucho el peso de la batería misma. El crecimiento es lineal.
- Para obtener una mayor autonomía con el sistema de hidrógeno es necesario almacenar más hidrógeno en el tanque, pero el peso de la celda de combustible permanece como una constante.

Por las anteriores dos afirmaciones se concluye en que el sistema de hidrógeno da muchas más horas de vuelo con menos peso que el sistema de baterías.

# Capítulo 7

---

## **7. Conclusiones y trabajos futuros**

Este capítulo tiene como objetivo presentar las conclusiones a las que se llegó al término del proyecto de tesis. Se mencionan también, los logros obtenidos durante su realización y los trabajos futuros a desarrollar partiendo del proyecto.

## 7.1. Conclusiones

### 7.1.1. Generales

Los *drones* son una tecnología electrónica que en últimas fechas ha ganado creciente interés, particularmente porque suponen una alternativa segura y económica cuando se trata de transportar cargas ligeras en misiones aéreas. En sus inicios, la aplicación de los *drones* era meramente militar, posteriormente, el auge de aplicaciones incrementó considerablemente y es que las tareas que pueden desempeñar van más allá de aquellas que tienen fines puramente recreacionales; algunas de las actividades pueden ser: vigilancia y seguridad, prevención y combate de incendios forestales, inspección de zonas de difícil acceso (líneas de transmisión, aerogeneradores, parques solares, derrumbes, incendios residenciales e industriales, etc.), búsqueda de personas, etc.

La mayoría de los ejemplos mencionados exigen tiempos de vuelo relativamente largos, y se debe aceptar que la tecnología actual para la autonomía de vuelo (baterías) es de solo unos 15 – 30 minutos. Esta duración de vuelo es lo que ha provocado que las aplicaciones no se dispersen lo suficiente como para llegar a ser una tecnología con el potencial de impacto que tiene. Desde hace algunos años se han buscado alternativas para el reemplazo de la fuente de energía con la finalidad de incrementar la autonomía de vuelo de los *drones*, y una de las tecnologías viables es definitivamente las celdas de combustible de hidrógeno. En 2006, se diseñó el primer *drone* con fuente de energía basada en una celda de combustible; con esta incursión de la tecnología de hidrógeno se demostró el incremento de autonomía comparada con la basada en baterías. Fue ese hecho un parteaguas para el interés en la tecnología del hidrógeno como alternativa viable para los *drones* en otras aplicaciones.

Las celdas de combustible de hidrógeno son dispositivos que extraen la energía química de del hidrógeno y la convierten en energía eléctrica. En últimas fechas se ha demostrado que la eficacia de conversión de energía química a eléctrica en una celda de combustible alcanza el 75%, esto es sumamente prometedor. Sin embargo, dista mucho de ser una fuente eléctrica ideal, esto es, no es capaz de regular la tensión, entre otros factores, ante cambio de cargas. Por esta razón se requiere un sistema adicional llamado acondicionador de energía, que es esencialmente un sistema electrónico cuya función es regular la tensión ante distintas condiciones de operación (carga, temperatura de la celda, presión de hidrógeno, etc.).

### 7.1.2. Particulares

Con las actividades del trabajo de tesis se propone una estructura de electrónica de potencia como acondicionador de energía de una celda de combustible de hidrógeno factible de usarse en un *drone* multi-rotor. Mediante el diseño, simulación, experimentación y caracterización de la propuesta de acondicionador se muestra que esta alternativa es capaz de ser compatible con las exigencias de un *drone*.

El acondicionador de potencia es un convertidor electrónico de potencia multifase basado en la estructura *Buck*, conformado por ocho fases operando en modo de conducción continuo. El sistema diseñado se implementa en lazo cerrado con lazo de regulación en modo tensión e integra ecualizadores de corriente por fase. El acondicionador es capaz de suministrar potencia hasta 500 watts. Las características sobresalientes del sistema implementado son las siguientes:

- Eficiencia a plena carga = 93.5%
- Tensión en la salida = 15.4 V  $\pm$ 1.8 % en todo el rango de potencia.
- Peso = 144 g.
- Densidad de potencia = 55  $\text{W}/\text{in}^3$

En la caracterización experimental se expuso al sistema a variaciones de la tensión de entrada y de la potencia de carga (emulando distintas condiciones de vuelo del *drone*), y se observa que es hábil de estabilizarse en alrededor de ochocientos microsegundos. Se concluye que esta capacidad obedece a la operación multifase (multiplica por  $n$  la operación individual de cada fase) y las características dinámicas del convertidor *Buck*.

En las actividades del proyecto de tesis se propone un modelo matemático para estimar las pérdidas del convertidor multifase; con este modelo se predice la eficiencia teórica y es posible mejorar este parámetro mediante la propuesta de distintas condiciones o características de cada uno de los elementos que forman el convertidor (características del dispositivo de conmutación, inductor, capacitores, etc.). La validez del modelo se comprueba al compararse con la eficiencia obtenida en las experimentaciones, corroborándose un error de alrededor del 2%.

### 7.1.3. Otros Logros

Cabe mencionar que durante el desarrollo del proyecto de tesis, se participó en el “**4to Congreso Nacional de Ingeniería y Tecnología para el Desarrollo Sustentable**”, mediante la impartición de la conferencia cuyo título es “*Tecnología de Hidrógeno en Drones*”, llevada a cabo en la ciudad de Mixquiahuala de Juárez, Hidalgo, durante los días 24, 25 y 26 de octubre del año 2018.

## 7.2. Trabajos futuros

Durante el desarrollo de las actividades de tesis se encontraron algunas limitaciones que pueden ser mejoradas mediante la realización de alguno de los siguientes trabajos futuros:

- Incrementar la frecuencia de conmutación y de fases permitirá reducir los elementos pasivos, particularmente los inductores que son los elementos de mayor volumen en la implementación actual. Esto permitirá incrementar la densidad de potencia y reducir el peso, aspectos sumamente importantes en la aplicación particular de

*drones*. Cabe aclarar que mayor número de fases no necesariamente implica mayor dimensión de la tarjeta electrónica. Para la implementación de este trabajo futuro se requieren otras capacidades tecnológicas en el laboratorio del CENIDET, tales como técnicas de diseño de circuitos impresos y de soldado de elementos.

- Aun cuando se emularon las condiciones teóricas de operación de la celda de combustible seleccionada, la limitante presupuestaria impidió la experimentación con la celda de combustible. Esta actividad implica la adquisición de la celda de combustible y los accesorios para la recarga de tubos del combustible, así como la adaptación física del sistema en el *drone*. Cabe aclarar que las experimentaciones se realizaron, en la medida de lo disponible, en las condiciones operativas, no obstante, es interesante las pruebas en las condiciones reales.

# Referencias

---

## **Referencias**

En esta sección se presentan las referencias revisadas a lo largo del proyecto de tesis.

## Referencias

- [1] E. López González, F. Isorna Llerena, M. Argumosa Martínez, J. Maellas Benito, M. Á. Ridaó Carlini, and C. Bordons Alba, "**Aplicación en vehículos no tripulados de sistemas híbridos de potencia basados en pilas de combustible,**" *DESEi+ d 2014*, p. 305.
- [2] F. I. Eduardo López, Carlos Bordons "**Aplicación en vehículos aéreos no tripulados de sistemas híbridos de potencia basados en pilas de combustible**" 17 november 2014
- [3] R. E. B. Victor Ramos Vicedo, "**Diseño e implementación de un quadcopter basado en microcontrolador arduino,**" 2013.
- [4] L. S. Gómez, "**Pilas de combustible y sistemas de almacenamiento o generación de hidrógeno para propulsión de aeronaves no tripuladas (UAVs) eléctricas de gran autonomía,**" 2016.
- [5] (2008, March ). [www.hes.sg](http://www.hes.sg)
- [6] (March). [www.mmcuav.com](http://www.mmcuav.com).
- [7] L. Soriano Gómez, "**Pilas de combustible y sistemas de almacenamiento o generación de hidrógeno para propulsión de aeronaves no tripuladas (UAVs) eléctricas de gran autonomía,**" 2016.
- [8] G. V. Torrico-Bascope, R. P. Torrico-Bascope, D. S. Oliveira, F. L. M. Antunes, S. V. Araujo, and C. G. C. Branco, "**A Generalized High Voltage Gain Boost Converter Based on Three-State Switching Cell,**" in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 1927-1932.
- [9] Z. Qun and F. C. Lee, "**High-efficiency, high step-up DC-DC converters,**" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 65-73, 2003.
- [10] S. S. Hujare and A. Kirubakaran, "**Zero voltage switching floating output high gain interleaved DC-DC converter,**" in *2013 International Mutli-Conference on Automation, Computing, Communication, Control and Compressed Sensing (iMac4s)*, 2013, pp. 358-364.
- [11] O. A. Ahmed and J. A. M. Bleijs, "**High-efficiency DC-DC converter for fuel cell applications: Performance and dynamic modeling,**" in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 67-74.
- [12] X. Kong and A. M. Khambadkone, "**Analysis and Implementation of a High Efficiency, Interleaved Current-Fed Full Bridge Converter for Fuel Cell System,**" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 543-550, 2007.
- [13] S. Salehi, G. B. Gharehpetian, J. M. Monfared, M. Taheri, and H. Moradi, "**Analysis and design of current-fed high step up quasi-resonant DC-DC converter for fuel cell applications,**" in *4th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, 2013, pp. 442-447.
- [14] S. Y. Yu, "**A new compact and high efficiency resonant converter,**" in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, pp. 2511-2517.
- [15] K. C. Tseng and T. J. Liang, "**Novel high-efficiency step-up converter,**" *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 151, pp. 182-190, 2004.
- [16] H. L. Do, "**Zero-Voltage-Switching Synchronous Buck Converter With a Coupled Inductor,**" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 3440-3447, 2011.



- [17] A. Rathore, A. K. S. Bhat, and R. Oruganti, "**Analysis and design of active clamped ZVS current-fed DC-DC converter for fuel-cell to utility-interface application,**" in *2007 International Conference on Industrial and Information Systems*, 2007, pp. 503-508.
- [18] A. Chub, R. Kosenko, and A. Blinov, "**Zero-voltage switching galvanically isolated current-fed full-bridge DC-DC converter,**" in *2016 10th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, 2016, pp. 455-459.
- [19] J. A. Molina, "**Estudio del convertidor puente completo asilado con sujetador activo aplicado a celdas de combustible,**" Departamento de Electrónica, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, CENIDET. Cuernavaca, Morelos, México. , 2006.
- [20] J. C. Vilchis, "**Análisis de estructuras multifase para mejorar la eficiencia en convertidores buck síncronos para la tecnología LPIA-INTEL,**" Departamento de Electronica, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, CENIDET. Cuernavaca, Morelos, México. , 2009.
- [21] J. C. Martínez, "**Algoritmos para optimizar la eficiencia en un sistema de alimentación basado en convertidores buck síncrono operando en modo de conducción discontinuo** ", Departamento de Electrónica, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, CENIDET. Cuernavaca, Morelos, México. , 2014.
- [22] J. M. Jiménez, "**Revisión de técnicas de control para el balance de corriente en un sistema de alimentación multifase basado en el convertidor buck,**" departamento de Electrónica Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, CENIDET. Cuernavaca, Morelos, México. , 2012.
- [23] Q. W. Qunfang Wu, Jialin Xu, Hongxu Li, Lan Xiao, "**A High Efficiency Step-Up Current-Fed Push-Pull Quasi-Resonant Converter with Fewer Components for Fuel Cell Application,**" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016.
- [24] V. Boscaino, R. Miceli, C. Buccella, C. Cecati, H. Latafat, and K. Razi, "**Fuel Cell power system with LLC resonant DC/DC converter,**" in *2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*, 2014, pp. 1-6.
- [25] M. T. Outeiro and A. Carvalho, "**Design, implementation and experimental validation of a DC-DC resonant converter for PEM fuel cell applications,**" in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 619-624.
- [26] A. Vázquez, "**Acondicionador de potencia para sistemas de alimentación basados en celdas de combustible** ", Departamento de Electrónica Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, CENIDET. Cuernavaca, Morelos, México. , 2010.
- [27] S. Padhee, U. C. Pati, and K. Mahapatra, "**Comparative analysis of DC-DC converter topologies for fuel cell based application,**" in *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, 2016, pp. 1-6.
- [28] 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 *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*, 2007, pp. 588-594.

- [29] Y. Cho and J. S. Lai, "**High-Efficiency Multiphase DC-DC Converter for Fuel-Cell-Powered Truck Auxiliary Power Unit,**" *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, pp. 2421-2429, 2013.
- [30] G. J. Su and L. Tang, "**A Multiphase, Modular, Bidirectional, Triple-Voltage DC-DC Converter for Hybrid and Fuel Cell Vehicle Power Systems,**" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 3035-3046, 2008.
- [31] K. M. S. Y. Konara, M. L. Kolhe, and A. Nishimura, "**Grid integration of PEM fuel cell with multiphase switching for maximum power operation,**" in *2016 IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, 2016, pp. 1-5.
- [32] 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 *IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2007, pp. 1639-1644.
- [33] S. D. Caro, A. Testa, D. Triolo, M. Cacciato, and A. Consoli, "**Low input current ripple converters for fuel cell power units,**" in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005, pp. 10 pp.-P.10.
- [34] W. Chen, "**High Efficiency, High Density, PolyPhase Converters for High Current Applications,**" ed. LINEAR Technology 1999.
- [35] A. Pacheco, "**Análisis de pérdidas del convertidor buck síncrono para aplicaciones móviles** ", Departamento de Electrónica Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, CENIDET. Cuernavaca, Morelos, México. , 2007.
- [36] B. W. y. R. C. Davir Jauregui, "**Power Loss Calculation With Common Source Inductance Consideration for Synchronous Buck Converters,**" 2011.
- [37] S. R. Swider-Lyons Kare, Rodgers Joseph, Edwards Daniel, Mackrell Josehp "**Liquid Hydrogen Fuel System for Small Unmanned Air Vehicles** " *Aerospace Sciences Meeting including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition* 2013.

# Anexos

---

## **Anexos**

En esta sección se presentan los anexos del trabajo de tesis.

## Anexo 1 – Diseño del convertidor Buck síncrono multifase en MCC con componentes parásitos

Se presenta el diseño del convertidor *Buck* síncrono de 4 fases en MCC con elementos parásitos.

Se definen los parámetros de diseño del convertidor la potencia del convertidor y el número de fases y la frecuencia de conmutación.

- $P_o = 250 \text{ W}$
- $V_o = 15.4 \text{ V}$
- $f_s = 200 \text{ kHz}$
- No.fases = 4

Valores parásitos de los MOSFET superior e inferior

- $R_{DS(on)} = 12 \text{ m}\Omega$
- $R_{DS(on)} = 12 \text{ m}\Omega$

Valores parásitos del inductor y del capacitor

- $R_L = 42.7 \text{ m}\Omega$
- $R_C = 50 \text{ m}\Omega$

Tiempos muertos de los impulsores

- $t_{dead(on)} = 1 \text{ ns}$
- $t_{dead(off)} = 40 \text{ ns}$

Caída de tensión en el diodo parásito del MOSFET inferior

- $V_{fr} = 1.3 \text{ V}$

Con el valor de potencia se calcula la tensión de la celda de combustible sustituyendo en la siguiente ecuación

- $V_{in} = -(2.85737254 \cdot 10^{-7})(2 \cdot P_o)^3 + (1.97168513 \cdot 104)(2 \cdot P_o)^2 - (5.44987083 \cdot 10^{-2})(2 \cdot P_o) + 41.56212430$
- $V_{in} = 27.888$

Se calcula la corriente en la entrada

- $I_{IN} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{IN}}$
- $I_{IN} = 8.96 \text{ A}$

Se calcula la corriente total del circuito

- $I_o = \frac{I_o}{V_o}$
- $I_o = 16.234 \text{ A}$

La corriente que pasa por cada fase del convertidor

- $I_{fase} = \frac{I_o}{\text{No. fases}}$
- $I_{fase} = 4.058 \text{ A}$

Se calcula el ciclo de trabajo tomando en cuenta los valores parásitos

- $$D = \frac{M \cdot V_{in} + I_{fase} \cdot (R_{DS2} + R_L) + (D_{d1} + D_{d2}) \cdot (V_{fr} \cdot I_{fase} \cdot R_{DS2})}{V_{in} - I_{fase} \cdot (R_{DS1} + R_{DS2})}$$
- $D = 0.56017$

Se calcula la ganancia del convertidor tomando en cuenta los valores parásitos

- $$M = D - \frac{D \cdot I_{fase} \cdot (R_{DS1} + R_{DS2}) + I_{fase} \cdot (R_{DS2} + R_L) - (D_{d1} + D_{d2}) \cdot (V_{fr} \cdot I_{fase} \cdot R_{DS2})}{V_{in}}$$
- $M = 0.552$

Ya que se conoce el valor del inductor 47 uH se procede a realizar el cálculo del valor de rizo de corriente

- $$\Delta_{ifase} = \frac{D \cdot (V_{IN} - V_o - I_{fase} \cdot (R_{DS(on)} + R_L))}{L \cdot f_s}$$
- $\Delta_{ifase} = 730.95 \text{ mA}$

Esto representa en porcentaje de la corriente por fase el

- $a = \frac{\Delta_{ifase}}{I_{fase}} \cdot 100$
- $a = 18.011 \%$

La frecuencia que ve el capacitor

- $f_{Cap} = (\text{No. fases}) \cdot f_s$
- $f_{Cap} = 800 \text{ kHz}$

Se calcula el factor de cancelación de rizo en la salida

- $$F_{\Delta Io} = \frac{(\text{No. fases}) \left( D - \frac{\text{floor}(D \cdot (\text{No. fases}))}{(\text{No. fases})} \right) \cdot \left( \frac{\text{floor}(D \cdot (\text{No. fases})) + 1}{(\text{No. fases})} - D \right)}{D(1-D)}$$
- $F_{\Delta Io} = 0.18543$

Se calcula el rizo de corriente en el capacitor

- $\Delta_{icap} = \Delta_{iLfase} \cdot F_{\Delta Io}$
- $\Delta_{icap} = 0.13555$

El valor máximo de rizo de tensión en la salida sin capacitor es

- $\Delta_{Vo} = R_O \cdot \Delta_{iLcap}$
- $\Delta_{Vo} = 0.12859$

Por tal, se propone un rizo de tensión que debe de ser menor que el rizo máximo cumpliendo la siguiente condición

- $\Delta_{Voprop} < \Delta_{Vo}$

Se propone un rizo de tensión en la salida de 8 mV y se sustituye en la siguiente ecuación para obtener el valor el capacitor

- $$C = \frac{\Delta_{iLcap}}{8 \cdot f_{Cap} \cdot \Delta_{Voprop}}$$
- $C = 2.64 \mu\text{F}$

Se calcula el valor del rizo de corriente en la entrada obteniendo el valor de cancelación de rizo

- $$F_{\Delta Iin} = \sqrt{\left( D - \frac{\text{floor}(D \cdot (\text{No. fases}))}{(\text{No. fases})} \right) \cdot \left( \frac{\text{floor}(D \cdot (\text{No. fases})) + 1}{(\text{No. fases})} - D \right)}$$
- $F_{\Delta Iin} = 0.434$

Se multiplica por el valor de corriente en la entrada

- $\Delta_{Iin\_rms} = I_{IN} \cdot F_{\Delta Iin}$
- $\Delta_{Iin\_rms} = 3.88 \text{ A}$

Con estos valores se concluye el diseño del convertidor con elementos parásitos.

## Anexo 2 – Cálculo de pérdidas con el modelo desarrollado para el convertidor Buck síncrono en MCC

En este anexo se presenta el cálculo de las pérdidas en el convertidor *Buck* síncrono multifase en MCC. Los cálculos están basados en la tesis de Armando Pacheco y Juan Carlos Vilchis.

Las pérdidas en el MOSFET superior se componen de tres tipos de pérdidas:

- Las pérdidas por conducción
- Pérdidas por conmutación
- Pérdidas adicionales

A continuación se presenta el cálculo de cada una de ellas y los valores obtenidos de las hojas de especificaciones

Corriente eficaz

$$I_{RMS\_MOS\_sup} = \sqrt{D \cdot \left( I_{fase}^2 + \frac{\Delta_{ifase}^2}{12} \right)}$$

- $I_{RMS\_MOS\_sup} = 3.042 \text{ A}$

Pérdidas por conducción

- $P_{conducción\_MOS\_sup} = I_{RMS\_MOS\_sup}^2 \cdot R_{DS(on)}$
- $P_{conducción\_MOS\_sup} = 0.111$

Pérdidas por conmutación

Para realizar el cálculo de las pérdidas por conmutación se consideran los siguientes valores que se obtienen directamente de la hoja de especificaciones del MOSFET y de los impulsores.

- $V_{DD} = 12 \text{ V}$  ; Vdd es el voltaje con el que se alimentan los impulsores
- $g_{fs} = 150 \text{ V}$  ; transconductancia del MOSFET
- $V_{GS(th)} = 1 \text{ V}$  ; Voltaje de umbral de compuerta, típico es de 1 V.
- $R_{gH} = 0.9 \text{ } \Omega$  ; Resistencia de salida de los impulsores
- $R_g = 1 \text{ } \Omega$  ; Resistencia interna del impulsor
- $R_G = 4.7 \text{ } \Omega$  ; Resistencia de compuerta.
- $Q_{gd} = 21 \cdot 10^{-9}$

- $Q_{gs} = 12 \cdot 10^{-9}$

Se calcula lo siguiente

- $V_{GP} = V_{GS(th)} + \frac{I_{fase}}{g_{fs}}$

- $V_{GP} = 1.027$

- $I_{Gon} = \frac{V_{DD} - V_{GP}}{R_{gH} + R_G + R_g}$

- $I_{Gon} = 1.663$

- $I_{Goff} = \frac{V_{GP}}{R_{gH} + R_G + R_g}$

- $I_{Goff} = 155.61 \cdot 10^{-3}$

- $Q_{sw} = Q_{gd} + \frac{Q_{gd}}{2}$

- $Q_{sw} = 27 \cdot 10^{-9}$

El valor de las pérdidas por conmutación en el MOSFET superior es:

- $P_{SW\_MOS\ sup\_ON-OFF} = \frac{V_{IN} \cdot I_{fase} \cdot Q_{sw}}{2} \cdot \left( \frac{1}{I_{gon}} + \frac{1}{I_{goff}} \right) \cdot f_s$

- $I_{SW\_MOS\ sup\_ON-OFF} = 2.148$

Las pérdidas adicionales son las pérdidas por carga y descarga de las capacitancias parásitas. Se obtienen los valores de las capacitancias de las hojas de datos de los MOSFET.

Las pérdidas por carga y descarga de la capacitancia de salida del MOSFET son:

- $C_{iss} = 2880 \cdot 10^{-12}$

- $P_{Gon} = C_{iss} \cdot V_{DD}^2 \cdot f_s$

- $P_{Gon} = 82.9 \cdot 10^{-3}$

Las pérdidas por carga y descarga de la capacitancia de entrada del MOSFET son:

- $C_{oss} = 1500 \cdot 10^{-12}$

- $P_{Goss} = \frac{1}{2} C_{oss} \cdot V_{IN}^2 \cdot f_s$



- $P_{Goss} = 116.65 \cdot 10^{-3}$

Las pérdidas totales en el MOSFET superior son las siguientes:

- $P_{perdidas\_MOF\ sup} = P_{conducción\_MOS\_sup} + I_{SW\_MOS\ sup\_ON-OFF} + P_{Gon} + P_{Goss}$
- $P_{perdidas\_MOF\ sup} = 2.458\ W$

Las pérdidas en el MOSFET inferior se componen de tres tipos de pérdidas:

- Las pérdidas por conducción
- Pérdidas por conmutación
- Pérdidas adicionales

A continuación se presenta el cálculo de cada una de ellas y los valores obtenidos de las hojas de especificaciones

Corriente eficaz

- $I_{RMS\_MOS\_inf} = \sqrt{(1-D) \cdot \left( I_{fase}^2 + \frac{\Delta_{ifase}^2}{12} \right)}$
- $I_{RMS\_MOS\_inf} = 2.695\ A$

Las pérdidas por conducción

- $P_{cond\_MOS\ inf} = I_{RMS\_MOS\ inf} \cdot R_{DS(on)}$
- $P_{cond\_MOS\ inf} = 87.16 \cdot 10^{-3}\ W$

Las pérdidas por conducción en el MOSFET inferior son pequeñas porque opera bajo ZVS ya que existen tiempos muertos en el impulsor.

Las pérdidas por conmutación al encendido son las siguientes

- $K_2 = \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{GP}}\right) - \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{GSh}}\right)$
- $K_2 = 2.46 \cdot 10^{-3}$
- $t_2 = K_2 \cdot (R_{gH} + R_g + R_G) \cdot C_{iss}$
- $t_2 = 46.81 \cdot 10^{-12}$
- $V_{SPEC} = 12\ V$  ; Voltaje especificado de la compuerta

- $K_3 = \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - 0.9 \cdot V_{SPEC}}\right) - \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{GP}}\right)$
- $K_3 = 2.213$
- $t_3 = K_3 \cdot (R_{gH} + R_g + R_G) \cdot C_{iss}$
- $t_3 = 42.067 \cdot 10^{-9}$
- $P_{SW\_MOSinf\_ON} = I_{fase} \cdot f_S \left( t_2 \cdot V_{fr} + t_3 \left( \frac{V_{fr} \cdot I_{fase} \cdot R_{DS(on)}}{2} \right) \right)$
- $P_{SW\_MOSinf\_ON} = 23.08 \cdot 10^{-3}$

Las pérdidas por conmutación al apagado son las siguientes

- $K_4 = \ln\left(\frac{0.9 \cdot V_{SPEC}}{V_{GP}}\right)$
- $K_4 = 2.353$
- $t_4 = K_4 \cdot C_{iss} \cdot (R_{gH} + R_g + R_G)$
- $t_4 = 44.723 \cdot 10^{-9}$
- $K_5 = \ln\left(\frac{V_{GP}}{V_{GSth}}\right)$
- $K_5 = 26.69 \cdot 10^{-3}$
- $t_5 = K_5 \cdot C_{iss} \cdot (R_{gH} + R_g + R_G)$
- $t_5 = 507.45 \cdot 10^{-12}$
- $P_{SW\_MOSinf\_OFF} = I_{fase} \cdot f_S \left( t_5 \cdot V_{fr} + t_4 \left( \frac{V_{fr} \cdot I_{fase} \cdot R_{DS(on)}}{2} \right) \right)$
- $P_{SW\_MOSinf\_OFF} = 25.01 \cdot 10^{-3}$

Las pérdidas adicionales son las siguientes:

Pérdidas por carga y descarga de capacitancia parásita de salida

- $C_{iss} = 2880 \cdot 10^{-12}$
- $P_{Gon} = C_{iss} \cdot V_{DD} \cdot f_S$
- $P_{Gon} = 6.912 \cdot 10^{-3}$

Pérdidas por carga y descarga de capacitancia parásita de salida

- $C_{oss} = 1500 \cdot 10^{-12}$
- $P_{Goss} = \frac{1}{2} C_{iss} \cdot V_{IN}^2 \cdot f_s$
- $P_{Goss} = 116.65 \cdot 10^{-3}$

Las pérdidas totales

- $P_{perdidas\_MOSinf} = P_{conducción\_MOS\_inf} + I_{SW\_MOSinf\_ON-OFF} + P_{Gon} + P_{Goss}$
- $P_{perdidas\_MOSinf} = 258.82 \text{ mW}$

Pérdidas en el diodo parásito del MOSFET inferior se componen de dos:

- Por conducción
- Por recuperación inversa

Las pérdidas por conducción son las siguientes

- $P_{diodo\_MOSinf\_cond} = V_{fr} \cdot I_{fase} (t_{dead(on)} \cdot t_{dead(off)})$
- $P_{diodo\_MOSinf\_cond} = 43.26 \cdot 10^{-3}$

Pérdidas por recuperación inversa

- $Q_{rr} = 11 \cdot 10^{-9}$
- $P_{diodo\_MOSinf\_ri} = \frac{1}{2} \cdot Q_{rr} \cdot V_{IN}^2 \cdot f_s$
- $P_{diodo\_MOSinf\_ri} = 30.67 \cdot 10^{-3}$

Pérdidas totales en el diodo parásito del MOSFET inferior

- $P_{diodo\_MOSinf\_total} = P_{diodo\_MOSinf\_ri} + P_{diodo\_MOSinf\_cond}$
- $P_{diodo\_MOSinf} = 73.93 \text{ mW}$

Las pérdidas en el inductor se presentan a continuación

Corriente IRM en el inductor

- $$I_{RMS\_L} = \sqrt{I_{fase}^2 + \frac{\Delta_{ifase}^2}{12}}$$
- $$I_{RMS\_L} = 705.21 \cdot 10^{-3}$$

Pérdidas por conducción del inductor

- $$P_{inductor} = I_{RMS\_L}^2 \cdot R_L$$
- $$P_{inductor} = 705.21 \text{ mW}$$

Las pérdidas en el capacitor se presentan a continuación

- Dado que la ESR se considera como 0 ya que los capacitores multicapa no tienen ESR, el valor de las pérdidas es 0.

Las pérdidas en los impulsores se muestran a continuación.

Las pérdidas por conmutación al encendido son las siguientes

- $$P_G = C_{iss} \cdot V_{GS}^2 \cdot \frac{1}{2(80 \cdot 10^{-9})}$$
- $$P_G = 2.592$$
- $$P_{driver\_on} = P_G \cdot \frac{R_{gH}}{2 \cdot (R_{gH} + R_G + R_g)}$$
- $$P_{driver\_on} = 176.72 \cdot 10^{-3}$$

Las pérdidas por conmutación al apagado son las siguientes

- $$P_{driver\_off} = P_G \cdot \frac{R_{gH}}{2 \cdot (R_{gH} + R_G + R_g)}$$
- $$P_{driver\_off} = 176.72 \cdot 10^{-3}$$

Pérdidas en los impulsores totales. Se multiplica por 2 considerando que es un *Buck* síncrono y que los MOSFET son idénticos.

- $$P_{drivers} = 2 \cdot (P_{driver\_on} + P_{driver\_off})$$
- $$P_{drivers} = 706 \text{ mW}$$

Las pérdidas en los reguladores lineales se presentan a continuación

Pérdidas en el regulador de 5 V

- $V_{reg} = 5 \text{ V}$
- $I_{reg} = 15 \cdot 10^{-3}$  ; Es la corriente que suministra el regulador de 5 V.
- $I_Q = 4.2 \cdot 10^{-3}$  ; Se obtiene de una gráfica de la hoja de especificaciones
- $P_{CI} = V_{DD} \cdot I_Q$
- $P_{CI} = 50.4 \cdot 10^{-3}$
- $P_{reg} = (V_{DD} - V_{reg}) \cdot I_{reg} + P_{CI}$
- $P_{reg} = 155.4 \text{ mW}$

Las pérdidas totales en el convertidor son la suma de las pérdidas de cada componente. El modelo de pérdidas y el cálculo se hace para cada convertidor de 4 fases.

- $P_{multifase} = fases \left( P_{perdidas\_MOF\ sup} + P_{perdidas\_MOF\ inf} + P_{diodo\_MOS\ inf} + P_{drivers} + P_{inductor} \right) + P_{reg} + P_{cap}$
- $P_{multifase} = 16.968 \text{ W}$

Con este valor de pérdidas es posible calcular la eficiencia del convertidor, se hace con lo siguiente:

- $\eta = \frac{P_O}{P_O + P_{multifase}}$
- $\eta = 93.64 \%$

Ya que los dos convertidores *Buck* de 4 fases están en paralelo, la eficiencia global del convertidor de 8 fases es la eficiencia de cada convertidor.

