

# Proyecto Fin de Carrera Ingeniería Aeroespacial

Estudio, diseño y simulación de topologías de potencia para arquitecturas HVDC en aeronaves

Autor: Carmen Álvarez Prada  
Tutor: María Ángeles Martín Prats

Dpto. de Ingeniería Electrónica  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2021





Proyecto Fin de Carrera  
Ingeniería Aeroespacial

# **Estudio, diseño y simulación de topologías de potencia para arquitecturas HVDC en aeronaves**

Autor:  
Carmen Álvarez Prada

Tutor:  
María Ángeles Martín Prats

Dpto. de Ingeniería Electrónica  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla  
Sevilla, 2021



Proyecto Fin de Carrera: Estudio, diseño y simulación de topologías de potencia para arquitecturas HVDC en aeronaves

Autor: Carmen Álvarez Prada

Tutor: María Ángeles Martín Prats

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2021

El Secretario del Tribunal



*A mi familia*





# Agradecimientos

---

*Quiero agradecer este trabajo a mis padres que han estado ahí para apoyarme hasta el final y nunca han dejado de creer en mí. Os estaré siempre agradecida por ayudarme a lograr mis objetivos, vuestro ánimo y cariño ha hecho que haya podido llegar hasta donde estoy hoy.*

*Y a mis amigos que me han acompañado en este periodo de mi vida, que me han brindado alegría y me han ayudado a para dar lo mejor de mí en cada momento.*



Durante los últimos años, la sociedad ha incrementado considerablemente su concienciación sobre el medio ambiente, y el sector aeronáutico no se ha quedado atrás. La acuciante necesidad de cuidar el planeta y reducir la contaminación que genera el transporte aéreo han llevado a la creación de tendencias como More Electric Aircraft (MEA) o All Electric Aircraft (AEA). Estas tendencias se basan en incrementar las partes eléctricas del avión de forma que este sea más eficiente y produzca una menor huella de carbono.

Con este objetivo se han generado numerosas investigaciones que buscan mejorar el sistema eléctrico abordo de una aeronave, pues en la actualidad sigue siendo inviable con la tecnología que se posee producir una aeronave comercial totalmente eléctrica. Una de las tendencias más importantes que han ido surgiendo es la implementación de arquitecturas HVDC para el sistema de distribución de potencia eléctrica, ya que esta consigue una mayor densidad energética y por tanto una importante reducción del peso del sistema eléctrico en la aeronave.

Esta arquitectura requiere un tipo de convertidor de potencia que hasta ahora no había sido necesario incluir abordo de una aeronave, los convertidores DC-DC. Por este motivo estos convertidores son una tecnología que aún requiere desarrollo y optimización para poder ser implementados en el campo de la aeronáutica. Se han investigado y diseñado diversos convertidores para esta tarea, como el convertidor Dual Active Bridge (DAB), que ha recibido bastante atención en este campo, o los convertidores resonantes.

A pesar de que el número de investigaciones sobre los convertidores DC-DC es alto, hay muy pocos estudios comparativos entre las diferentes topologías para averiguar cual de ellas es más adecuada.

Este trabajo buscará contribuir en este tema diseñando, simulando y comparando diferentes topologías de convertidores para comprobar su viabilidad como conexión entre un embarrado de continua formado por baterías que suministran  $270VDC$ , y las cargas de aviónica que se requieren  $28VDC$  para operar.

Para ello una vez se hayan diseñado los convertidores de las distintas topologías se analizarán los parámetros más críticos para su utilización en una aeronave, en concreto el estudio se centrará en la eficiencia ya que se trata del factor más determinante en este campo.

Para analizar estas topologías se realizarán simulaciones ajustando los elementos del convertidor hasta conseguir un punto de funcionamiento con una eficiencia suficientemente alta. Tras esto se fijarán los elementos del convertidor y se comprobará como varía su eficiencia al alejarse del punto de diseño.

Con estos análisis se espera dar luz sobre cual de los convertidores es más adecuado y realiza una mejor actuación para su utilización en las futuras aeronaves MEA.



In the recent years, the awareness of the environment has increased exponentially, and the aeronautical sector has not left behind. The urgent need to take care of the planet and reduce the pollution generated by air-transport have led to the creation of new aeronautical trends such as More Electric Aircraft (MEA) or All Electric Aircraft (AEA). These philosophies are based on increasing the electric parts on the plane, so it become more efficient and produce a lower carbon footprint.

With this objective, numerous investigations have been generated to improve the electrical system onboard, since it is still unfeasible to produce a fully electric commercial aircraft with the current technology. One of the more important trends that has emerge is to employ an HVDC architecture for the electrical power distribution system, since this kind of distribution achieves higher energy density and therefore a significant reduction in the weight of the electrical onboard system.

This architecture requires a type of power converter that until now had not been necessary using on an aircraft. For this reason, these converters are a technology that still requires development and optimization to be able to be implemented on an aircraft. Various converters have been researched and designed for this task, including the Dual Active Bridge (DAB), which has received a lot of attention in this field, or some types of resonant converters.

Even though the number of investigations on DC-DC converters is high, there are very few studies that compare the different topologies to find out which one is more suitable for its use on a plane.

This paper will seek to contribute to this topic by designing, simulating and comparing different converter topologies to verify their viability as a connection between an HVDC battery, of  $270VDC$ , and the avionics loads of the aircraft, which work at  $28VDC$ .

For this aim, once the converters of the different topologies have been design, the most critical parameter for their use on an aircraft will be analyzed. These are mainly their efficiency and power density.

To analyze these two points, simulations will be carried out by adjusting the converter elements until a sufficiently high efficiency is achieved. After this, the elements of the converter will be fixed, and it will be verified how their efficiency varies when moving away from the design point.

With these analyzes, this paper is expected to shed light on which of the topologies considered is more suitable and has a better performing for its use in future MEA aircrafts.



<b>Agradecimientos</b>	<b>ix</b>
<b>Resumen</b>	<b>xi</b>
<b>Abstract</b>	<b>xiii</b>
<b>Índice</b>	<b>xv</b>
<b>Índice de Tablas</b>	<b>xvii</b>
<b>Índice de Figuras</b>	<b>xix</b>
<b>Glosario</b>	<b>xxi</b>
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 <i>More Electric Aircraft (MEA)</i>	1
1.1.1 Arquitecturas del Sistema de Distribución Eléctrico	1
1.1.2 Boeing 787	2
1.1.3 Lockheed Martin F-35	5
1.2 <i>Propulsión Eléctrica Distribuida (DEP)</i>	6
1.2.1 Tipos de Arquitecturas Eléctricas del DEP	7
1.3 <i>Electrónica de Potencia</i>	8
1.3.1 Rectificadores AC/DC	9
	10
1.3.2 Inversores DC/AC	10
1.3.3 Convertidores DC/DC	10
<b>2 Topologías de Convertidores DC-DC</b>	<b>13</b>
2.1 <i>Convertidor elevador-reductor</i>	13
2.1.1 Convertidor Buck-Boost	13
2.1.2 Convertidor bipolar Buck-Boost	16
2.2 <i>Convertidor Cuk</i>	18
2.3 <i>Convertidor de Puente Completo</i>	21
2.3.1 PWM con Conmutación por voltaje bipolar.	21
2.3.2 PWM con Conmutación por voltaje unipolar.	23
2.4 <i>Convertidores Resonantes</i>	25
2.4.1 Convertidor en Serie Resonante (SRC)	25
2.4.2 Convertidor Resonante LLC	27
2.5 <i>Dual Active Bridge. DAB.</i>	30
2.5.1 Estudio por segmentos	31
2.5.2 Voltaje de salida	34
2.5.3 ZVS	35
<b>3 Criterios para la elección de la topología</b>	<b>37</b>
3.1 <i>Convertidores resonantes y DAB</i>	37
3.1.1 Interruptores	38
3.2 <i>Modelos de los convertidores para la simulación</i>	38
3.2.1 Convertidor SRC	39

3.2.2	Convertidor LLC	39
3.2.3	Convertidor DAB	40
3.3	<i>Simulaciones</i>	41
3.3.1	Selección de parámetros	41
3.3.2	Estructura de la simulaciones	42
3.3.3	Resultados	42
3.3.4	Comparación de resultados y Conclusiones	54
<b>4</b>	<b>Conclusión</b>	<b>57</b>
<b>5</b>	<b>Líneas Futuras</b>	<b>59</b>
	<b>Referencias</b>	<b>61</b>



# ÍNDICE DE TABLAS

---

Tabla 1-1. Comparación entre la distribución en corriente alterna y corriente continua	2
Tabla 2-1. Estados de conmutación, voltajes y corrientes de los interruptores del convertidor buck-boost	14
Tabla 2-2. Estados de conmutación, voltajes y corrientes de los interruptores del convertidor bipolar	16
Tabla 2-3. Estados de conmutación, voltajes y corrientes de los interruptores del convertidor cuk	19
Tabla 3-1-. Condiciones nominales y dominio de operación	42
Tabla 3-2-. Resultados para encontrar el punto de operación óptimo del convertidor SRC para $f_s = 100 \text{ kHz}$	43
Tabla 3-3-. Máxima y mínima eficiencia del convertidor SRC dentro del rango de operación a $f_s = 100 \text{ kHz}$	43
Tabla 3-4-. Eficiencias para los distintos puntos de operación del convertidor SRC a $f_s = 100 \text{ kHz}$	43
Tabla 3-5-. Resultados para encontrar el punto de operación óptimo del convertidor SRC para $f_s = 200 \text{ kHz}$	45
Tabla 3-6-. Máxima y mínima eficiencia del convertidor SRC dentro del rango de operación a $f_s = 200 \text{ kHz}$	46
Tabla 3-7-. Eficiencias para los distintos puntos de operación del convertidor SRC a $f_s = 200 \text{ kHz}$	46
Tabla 3-8-. Resultados para encontrar el punto de operación óptimo del convertidor LLC para $f_s = 100 \text{ kHz}$	47
Tabla 3-9-. Máxima y mínima eficiencia del convertidor LLC dentro del rango de operación a $f_s = 100 \text{ kHz}$	49
Tabla 3-10-. Eficiencias para los distintos puntos de operación del convertidor LLC a $f_s = 100 \text{ kHz}$	49
Tabla 3-11-. Resultados para encontrar el punto de operación óptimo del convertidor LLC para $f_s = 200 \text{ kHz}$	50
Tabla 3-12-. Máxima y mínima eficiencia del convertidor LLC dentro del rango de operación a $f_s = 200 \text{ kHz}$	51
Tabla 3-13-. Eficiencias para los distintos puntos de operación del convertidor LLC a $f_s = 200 \text{ kHz}$	51
Tabla 3-14-. Resultados para encontrar el punto de operación óptimo del convertidor DAB para $f_s = 100 \text{ kHz}$	52
Tabla 3-15-. Máxima y mínima eficiencia del convertidor DAB dentro del rango de operación a $f_s = 100 \text{ kHz}$	53
Tabla 3-16-. Eficiencias para los distintos puntos de operación del convertidor DAB a $f_s = 100 \text{ kHz}$	53
Tabla 3-17-. Máxima y mínima eficiencia para cada topología de convertidor	54
Tabla 3-18-. Resumen de las características de las topologías en estudio.	55



# ÍNDICE DE FIGURAS

---

Figura 1-1. Sistema Eléctrico del B787. Imagen obtenida de [4]	3
Figura 1-2. Comparación entre el sistema eléctrico tradicional y el del B787. Imagen obtenida de [5]	3
Figura 1-3. Potencia eléctrica demandada por el B-787 durante un segmento de crucero. Imagen obtenida de [9]	4
Figura 1-4. Arquitectura eléctrica del F-35. Imagen obtenida de [10]	6
Figura 1-5. Aeronave TeDP propuesta por la NASA. Imagen obtenida de [12]	6
Figura 1-6. Arquitectura en DC para un TeDP. Imagen obtenida de [13]	7
Figura 1-7. Arquitectura híbrida para un TeDP. Imagen obtenida de [13]	8
Figura 1-8. NPC Three-level Rectifier. Imagen obtenida de [14]	9
Figura 1-9. Viena Rectifier. Imagen obtenida de [14]	9
Figura 1-10. Three-phase PFC (Power Factor Correction) Rectifier. Imagen obtenida de [15]	10
Figura 1-11. Convertidor IBCI. Imagen obtenida de [14]	11
Figura 1-12. Convertidor Dual Active Bridge (DAB). Imagen obtenida de [14]	11
Figura 2-1. Convertidor Buck-Boost	13
Figura 2-2. Circuito equivalente para el convertidor Buck-Boost	14
Figura 2-3. Señal triangular para el control PWM	15
Figura 2-4. Circuito de un convertidor bipolar Buck-Boost	16
Figura 2-5. Circuito equivalente para el convertidor bipolar buck-boost.	17
Figura 2-6. Circuito de un convertidor cuk.	18
Figura 2-7. Circuito equivalente para un convertidor Buck-Boost	19
Figura 2-8. Circuito de un convertidor de puente completo.	21
Figura 2-9. Circuito equivalente de un convertidor de puente completo con conmutación por voltaje bipolar	21
Figura 2-10. Señal triangular para el control PWM por conmutación por voltaje bipolar	22
Figura 2-11. Circuito equivalente para un convertidor de puente completo con conmutación por voltaje unipolar	23
Figura 2-12. Señal triangular para el control PWM por conmutación por voltaje unipolar	24
Figura 2-13. Circuito equivalente a un convertidor SRC	25
Figura 2-14. Circuito de un convertidor en serie resonante (SRC)	25
Figura 2-15. Circuito equivalente simplificado para el cálculo de la ganancia	27
Figura 2-16. Circuito de un convertidor resonante LLC	27
Figura 2-17. Circuito equivalente de un convertidor resonante LLC	28
Figura 2-18. Circuito equivalente de un convertidor LLC siguiendo la aproximación FHA	28
Figura 2-19. Circuito de un convertidor Dual Active Bridge (DAB)	30

Figura 2-20. Pulsos para el control del DAB mediante desfases (PSM)	30
Figura 3-1. Modelo en <i>Simulink</i> del convertidor SRC	39
Figura 3-2. Modelo en <i>Simulink</i> del convertidor LLC	40
Figura 3-3. Modelo en <i>Simulink</i> del convertidor DAB	41
Figura 3-4. Forma de onda de a) la corriente de salida y b) el voltaje de salida del óptimo tomado para el convertidor SRC a $f_s = 100 \text{ kHz}$	44
Figura 3-5. a) Corriente de salida y b) voltaje de salida para el óptimo tomado para el convertidor SRC	44
Figura 3-6. Forma de onda de a) corriente del inductor en serie y b) el voltaje del condensador en serie para el óptimo tomado para el convertidor SRC $f_s = 100 \text{ kHz}$	45
Figura 3-7. Forma de onda de a) la corriente de salida y b) el voltaje de salida del óptimo tomado para el convertidor SRC a $f_s = 200 \text{ kHz}$	46
Figura 3-8. Forma de onda de a) corriente del inductor en serie y b) el voltaje del condensador en serie para el óptimo tomado para el convertidor SRC $f_s = 200 \text{ kHz}$	47
Figura 3-9. a) Corriente de salida y b) voltaje de salida para el óptimo tomado para el convertidor LLC a $f_s = 100 \text{ kHz}$	48
Figura 3-10. Forma de onda de a) la corriente de salida y b) el voltaje de salida del óptimo tomado para el convertidor LLC a $f_s = 100 \text{ kHz}$	48
Figura 3-11. Forma de onda de a) corriente del inductor en serie y b) el voltaje del condensador en serie para el óptimo tomado para el convertidor LLC $f_s = 100 \text{ kHz}$	49
Figura 3-12. Forma de onda de a) la corriente de salida y b) el voltaje de salida del óptimo tomado para el convertidor LLC a $f_s = 200 \text{ kHz}$	50
Figura 3-13. Forma de onda de a) corriente del inductor en serie y b) el voltaje del condensador en serie para el óptimo tomado para el convertidor LLC $f_s = 200 \text{ kHz}$	51
Figura 3-14. a) Corriente de salida y b) voltaje de salida para el óptimo tomado para el convertidor DAB a $f_s = 100 \text{ kHz}$	53
Figura 3-15. Forma de onda de a) la corriente de salida y b) el voltaje de salida del óptimo tomado para el convertidor DAB a $f_s = 100 \text{ kHz}$	54
Figura 3-16. Posible arquitectura para una aeronave MEA.	56

AEA	All Electric Aircraft
APU	Auxiliary Power Unit
ATRU	Auto Transformer Rectifier Unit
ATU	Auto Transformer Unit
CSD	Constant Speed Driver
DAB	Dual Active Bridge
DEP	Distributed Electric Propulsion
ECS	Environmental Control System
EMA	Electro Mechanic Actuator
EMI	Electro-Magnetic Interference
EHA	Electro Hydraulic Actuator
FHA	First Harmonic Approximation
HVDC	High Voltage DC
IGBT	Transistor Bipolar de Puerta Aislada
LCK	Ley de la Corriente de Kirchhoff
LLC	Convertidor Resonante Serie-Paralelo
LVK	Ley del voltaje de Kirchhoff
MEA	More Electric Aircraft
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo Metal-Oxido-Semiconductor
PMG	Power Magnet Generator
PMM	Permanent Magnet Motor
PSM	Phase Shift Modulation
PWM	Pulse Width Modulated
RMS	Root Mean Square
RPDU	Remote Power Distribution Unit
SFCL	Superconductor Fail Current Limiter
SRC	Series Resonant Converter
SSCB	Solid-State Circuit Breaker
SSPC	Solid State Power Controllers
TeDP	Turboelectric Distributed Propulsion
THD	Total Harmonic Distortion
TRU	Transformer Rectifier Unit
ZCS	Zero Current Switching
ZVS	Zero Voltage Switching



# 1 INTRODUCCIÓN

---

En los últimos años, gran parte de los avances y las investigaciones llevadas a cabo en la industria aeronáutica se han orientado hacia el incremento de los sistemas eléctricos en las aeronaves. La idea de aeronaves más eléctricas (MEA, More Electric Aircraft) o enteramente eléctricas (AEA, All Electric Aircraft) no es algo nuevo, sin embargo, en la actualidad ha cobrado mucha importancia debido a la imperativa necesidad de reducir la contaminación aérea.

Aunque el AEA es todavía una idea que requiere mucho desarrollo e investigación, la filosofía MEA ya se ha llegado a implementar en aeronaves que han salido al mercado como es el caso del Boeing 787. Esta filosofía consiste en la progresiva sustitución de sistemas del avión, como pueden ser el hidráulico o el neumático, por sistemas eléctricos; de esta forma se consigue una aeronave más eficiente y de mejores actuaciones.

Si bien, como se ha comentado, ya se ha comenzado a incrementar el número de sistemas eléctricos en las aeronaves modernas, es aún necesario continuar investigando para incrementar la eficiencia y principalmente reducir el peso de los sistemas eléctricos. De hecho, el aumento de peso que surge de incrementar la potencia eléctrica embarcada en el avión es uno de los mayores obstáculos que se encuentran para poder seguir avanzando en este campo.

En este trabajo se busca contribuir al avance hacia aeronaves más eléctricas y responsables con el medioambiente, a través del diseño de distintas topologías de convertidores dc-dc y la comparación entre estas con el fin de buscar la solución más eficiente y viable para introducir en una aeronave.

## 1.1 More Electric Aircraft (MEA)

A continuación, se mostrarán los últimos avances desarrollados en este campo así como las investigaciones llevadas a cabo para futuras aeronaves MEA. De este resumen del contexto actual se verá como el incremento de potencia eléctrica en la aeronave conlleva un incremento de dispositivos convertidores de potencia.

En concreto, deberán introducirse convertidores dc-dc, como los que se presentan en el trabajo. Esto es debido a que una de las actuales tendencias más importantes en el campo del MEA es la introducción de la distribución en alta tensión de continua, HVDC, en las aeronaves.

### 1.1.1 Arquitecturas del Sistema de Distribución Eléctrico

Tradicionalmente, el sistema de distribución eléctrico embarcado se basaba en la distribución en AC con frecuencia constante ( $115V / 400Hz$  AC). Sin embargo, el incremento de la demanda de potencia inherente hacia el avance a los MEA, genera la necesidad de buscar nuevas maneras de optimizar el sistema eléctrico.

Recientemente, la distribución en HVDC ( $270VDC$ ) ha recibido bastante atención y está siendo estudiada para su posible aplicación en las aeronaves MEA y AEA. Esto se debe a que este tipo de arquitectura permite un mayor transporte de potencia a la vez que consigue la reducción del peso del cableado del sistema. Además, dado que gran parte de las cargas abordo trabajan con corriente DC, y otras cuentan con transformadores integrados, permite la reducción del número total de convertidores en la aeronave.

Sin embargo estas arquitecturas también presentan problemas importantes como los fallos de seguridad del sistema y la posible generación de los arcos eléctricos debido a la alta tensión. Ya que, los altos voltajes provocan fuertes campos eléctricos que pueden generar arcos eléctricos cuando la intensidad del campo eléctrico supera cierto valor crítico.

Por otro lado, también se están desarrollando arquitecturas híbridas donde la distribución principal se realiza en HVAC a frecuencia variable y la secundaria en HVDC . Este tipo de distribución también es mejor a la hora de reducir el número total de las unidades de conversión de energía.

A continuación, se presentan las principales ventajas y desventajas de ambos tipos de distribución, en AC y DC, recogidas en la Tabla 1-1.

Tabla 1-1. Comparación entre la distribución en corriente alterna y corriente continua

Tipo de Distribución	Ventajas	Desventajas
AC	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. No requieren de accionamientos eléctricos de potencia nominal conectados a los generadores. [1]</li> <li>2. Más eficiente y genera menos pérdidas a bajas frecuencias. [2]</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Más complejo de controlar.</li> <li>2. Permite menor transmisión de potencia.</li> </ol>
DC	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Mayor transmisión de potencia.</li> <li>2. Menor sección de cable.</li> <li>3. Menos etapas de conversión requeridas.</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Incrementa la complejidad de los solid-state breakers. [3]</li> <li>2. La formación de arcos representa un riesgo importante a la seguridad del sistema.</li> </ol>

### 1.1.2 Boeing 787

El Boeing 787 es una de las aeronaves modernas ejemplo de More Electric Aircraft, además esta aeronave emplea un sistema de distribución de potencia de alto voltaje ( 230 VAC) . Por ello se tomará como base para explicar los avances del MEA.

Como ya se ha mencionado esta aeronave emplea un sistema de distribución eléctrico principal de 230VAC, duplicando el voltaje frente a los tradicionales 115VAC. Al distribuir en alto voltaje se disminuyen las pérdidas de potencia durante la distribución y se permite una reducción significativa de la sección del cableado [4].

Ahora bien, el mayor avance de esta aeronave es la incorporación del no-bleed system. Se elimina el sistema de sangrado de aire y con ello se aumenta la eficiencia del motor, consiguiendo una reducción del consumo de combustible [4].

Además, otros beneficios de este sistema son la reducción de los costes de mantenimiento del sistema neumático, el aumento de la fiabilidad gracias al uso de electrónica de potencia moderna y la reducción del peso total al usar un sistema eléctrico frente al neumático [5].

Todos estos avances consiguen que el B-787 logre una reducción de combustible y CO<sub>2</sub> del 20% en comparación con su antecesor, el B-777, y también ha reducido el ruido generado hasta en un 60%. Además, ha situado la emisión de NO<sub>x</sub> un 28% por debajo de los límites establecidos por las autoridades[6]. Con estos datos es indudable que el paso hacia las aeronaves más eléctricas es muy beneficioso para la industria aeronáutica y para el medio ambiente.

#### 1.1.2.1 Planta de potencia

El incremento de la demanda de potencia abordo requiere un incremento de la potencia eléctrica generada y por tanto se ha modificado la planta de potencia. En concreto, la planta de potencia del B-787, representada en la Figura 1-1, se compone de [5]:

- Dos generadores (starter/generator) de 250kVA por motor, con un total de 500kVA de potencia generados por canal.
- Dos generadores APU (starter/generator) de 225kVA.



- Cuatro tomas de potencia exterior de 90kVA a 115VA.

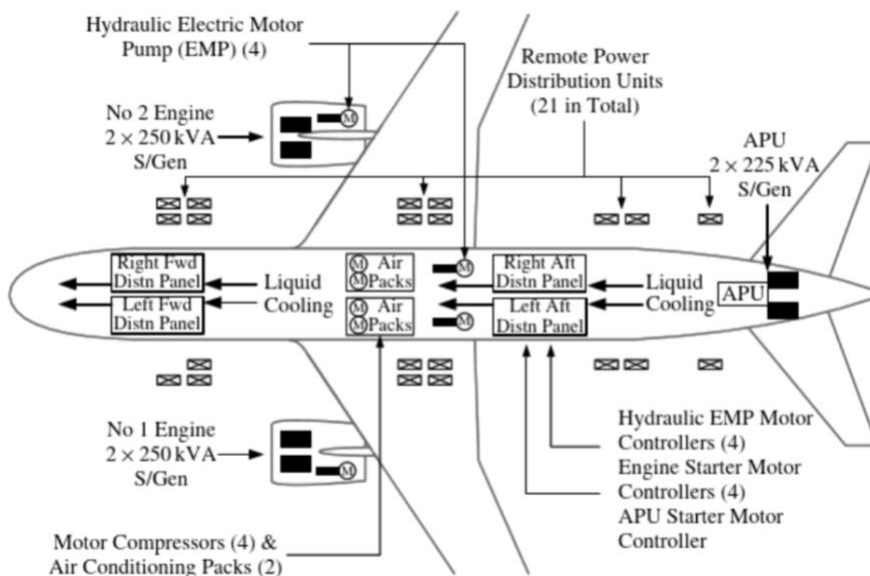


Figura 1-1. Sistema Eléctrico del B787. Imagen obtenida de [4]

Todos los generadores trabajan con frecuencia variable, lo que permite eliminar el CSD que incrementaba en gran medida la complejidad y el peso del generador. Cada generador alimenta una línea propia de 230VAC antes de llegar al sistema de distribución.

### 1.1.2.2 Sistema de distribución eléctrico

El B787 emplea un sistema de distribución remota frente al tradicional, este sistema se basa en la utilización de RPDUs (Remote Power Distribution Unit). Estos a su vez se basan en SSPC (Solid-State Power Controllers), en lugar de breakers y relays [5]. Así se consigue una importante reducción del cableado y por tanto del peso de sistema. La diferencia entre esta nueva forma de distribución y la manera tradicional puede observarse claramente en la Figura 1-2.

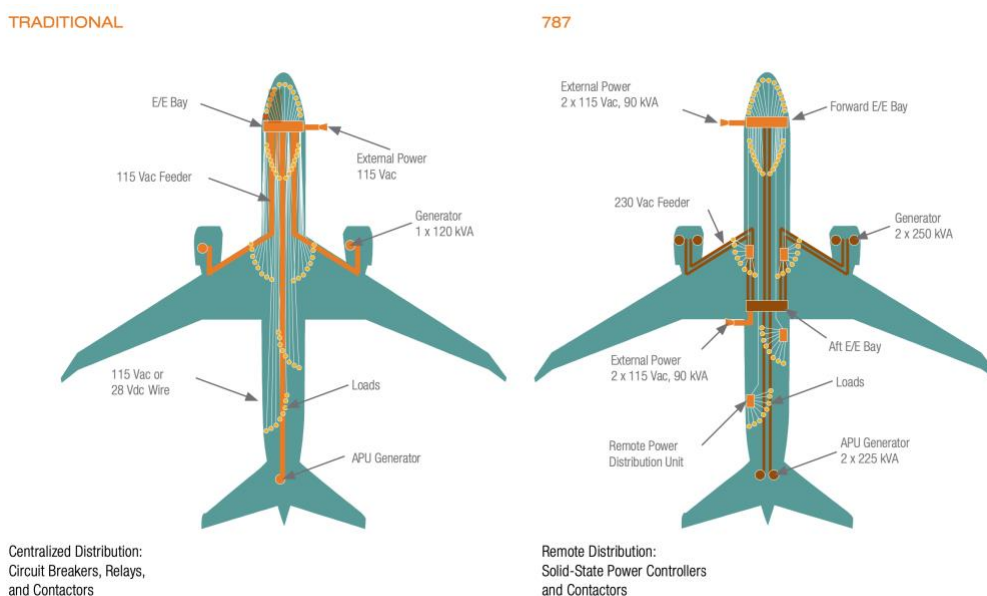


Figura 1-2. Comparación entre el sistema eléctrico tradicional y el del B787. Imagen obtenida de [5]

En el sistema de distribución pueden distinguirse dos bloques principales, el sistema de distribución primario y el sistema de distribución secundario.

- Sistema Primario: Se compone de 4 paneles de control principales, 2 en la bahía delantera de equipamiento eléctrico y otros 2 en la bahía trasera. Debido a la alta potencia empleada se genera mucho calor y los paneles de distribución primarios son enfriados por líquido, principalmente requerido para las líneas de  $\pm 270\text{VDC}$ . Los controladores de motores también requieren de refrigeración [7].
- Sistema Secundario: Se emplean las ya mencionadas RPDU's, localizadas en lugares estratégicos de la aeronave para conseguir optimizar la distribución secundaria. Hay un total de 21 RPDU's a lo largo de toda la estructura de la aeronave [4].

### 1.1.2.3 Cargas eléctricas principales

A continuación se presentan los principales sistemas del B-787 que han modificado su funcionamiento tradicional y han pasado a ser eléctricos. Es importante hacer notar que estas nuevas cargas eléctricas han incrementado considerablemente la potencia demandada por el sistema eléctrico de la aeronave, como ejemplo de ello, en la Figura 1-3 se muestra la potencia total demandada por la aeronave durante un segmento de crucero.

Hay que tener en cuenta que los sistemas modificados en el B-787 no son los únicos avances conseguidos en el campo MEA. Por ejemplo, el Airbus A-380 ha incluido un sistema hidráulico con algunos componentes eléctricos, como los sistemas de control de vuelo [2]. En general, se busca emplear actuadores electrohidráulicos (EHAs) para mover las superficies de control primarias, i.e. alerones y timones, y actuadores electromecánicos (EMAs) para las superficies de control secundarias, flaps y slats, pues estos últimos tienen mayor riesgo de fallo.

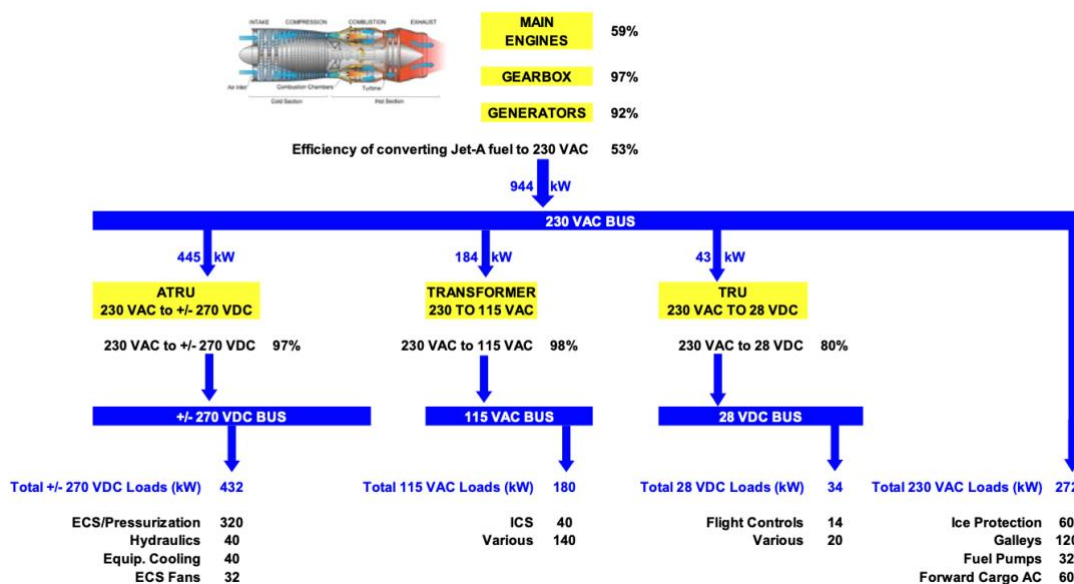


Figura 1-3. Potencia eléctrica demandada por el B-787 durante un segmento de crucero. Imagen obtenida de [9]

#### 1.1.1.1.1 Sistema de Presurización y ECS

Al eliminar el aire de sangrado se requiere un sistema eléctrico que comprima y de presión al aire. En concreto, la aeronave posee de dos packs de aire acondicionado y cada pack contiene dos compresores movidos por motores eléctricos (estos se controlan por controladores eléctricos situados en la bahía EE trasera). Dichos motores son PMM (Permanent Magnet Motor) que requieren aproximadamente de 125 kVA cada uno.

Aunque la potencia requerida por este sistema sea considerable, la ventaja clave es que no se extrae aire de la zona central del motor, incrementando así el rendimiento del motor. Otro punto importante es que la temperatura y presión del aire entregado es considerablemente menor que en los sistemas tradicionales. En un ECS eléctrico el aire que llega al pack de aire acondicionado está aproximadamente a  $90^{\circ}\text{C}$  y  $15\text{psi}$ , mientras que si fuera aire

de sangrado este estaría a aprox.  $200^{\circ} C$  y  $30psi$  [4].

#### 1.1.2.3.1 Sistema Anti-hielo

El sistema anti-hielo de las alas pasa a componerse por mayas resistencias eléctricas embebidas en el borde de ataque del ala. Este sistema requiere de una potencia aproximada de  $100 kVA$  [4].

Estas resistencias eléctricas, o heater mats, se colocan en el interior de la superficie de material compuesto del slat del borde de ataque. Hay un total de 6 heater mats calentando cada slat [7].

#### 1.1.2.3.2 Bombas de Motor Eléctrico (EMP)

Algunas de las bombas hidráulicas de la aeronave se han reemplazado por bombas eléctricas. En concreto se han introducido 4 bombas eléctricas que requieren  $100 kVA$  cada una, requiriendo una potencia total de  $400 kVA$  [4].

Debida a su alta demanda de potencia, estas bombas requieren alimentación a  $270 HVDC$ . Lo mismo les ocurre a los compresores del sistema ECS [7].

#### 1.1.2.3.3 Starters

Tradicionalmente los motores se arrancaban empleando aire de sangrado de la APU. En el B-787 el sistema tradicional se ha eliminado y los mismos generadores de potencia eléctrica de los motores se configuran para arrancar el motor. Para encender un motor se requieren aproximadamente  $180 kVA$  de potencia [4].

### 1.1.2.4 Electrónica de Potencia

Al poseer un sistema de distribución eléctrico híbrido el B-787 requiere de un alto número de elementos de conversión de potencia. Se van a comentar brevemente los tipos de convertidores empleados en esta aeronave aunque posteriormente en la Sección 1.3 se profundizará de forma general sobre los tipos y topologías de convertidores.

Aproximadamente el 30% de la potencia generada en el B-787 se usa directamente en  $230 VAC$ , por lo que, para el resto de cargas se emplean convertidores de potencia, en concreto, los tres siguientes tipos[9]:

- ATRU (Auto Transformer Rectifier Unit): transforma los  $230 VAC$  en  $\pm 270 VDC$ , para alimentar las cargas que requieran altas demandas de potencia.
- ATU (Auto Transformer Unit): pasa los  $230 VAC / VF$  a  $115 VAC / 400Hz$ .
- TRU (Transformer Rectifier Unit): rectifica los  $230 VAC$  a  $28 VDC$ .

Estos elementos son pesados y en algunos casos poco eficientes, es por ello, que la investigación de la electrónica de potencia es de vital importancia para continuar avanzando en la electrificación de las aeronaves.

### 1.1.3 Lockheed Martin F-35

El F-35 Lightning es otro ejemplo de una aeronave moderna que se incluye en el campo MEA. Este avión militar emplea tanto un sistema de generación como un sistema de distribución eléctrico en DC, en concreto en  $270 VDC$ .

El sistema primario del F-35 es, como ya se ha mencionado, de  $270 VDC$ , esta potencia en corriente continua es generada por un starter/generador de imán permanente (PMG)[11]. La mayoría de equipos de esta aeronave son eléctricos por lo que requiere de un potente sistema eléctrico para la generación, distribución, gestión de cargas y protección de la electrónica.

Además de los generadores principales, el F-35 cuenta una unidad APU también basada en un PMG y con un sistemas de baterías que proporcionan energía tanto a  $270 VDC$  como a  $28 VDC$ [10]. Con ello se observa como todas las fuentes de potencia eléctrica de la aeronave son en corriente continua, lo que lo hace un sistema único y de alta vanguardia. Para ilustrar mejor el sistema de esta aeronave se incluye un esquema de su arquitectura eléctrica en la Figura 1-4.

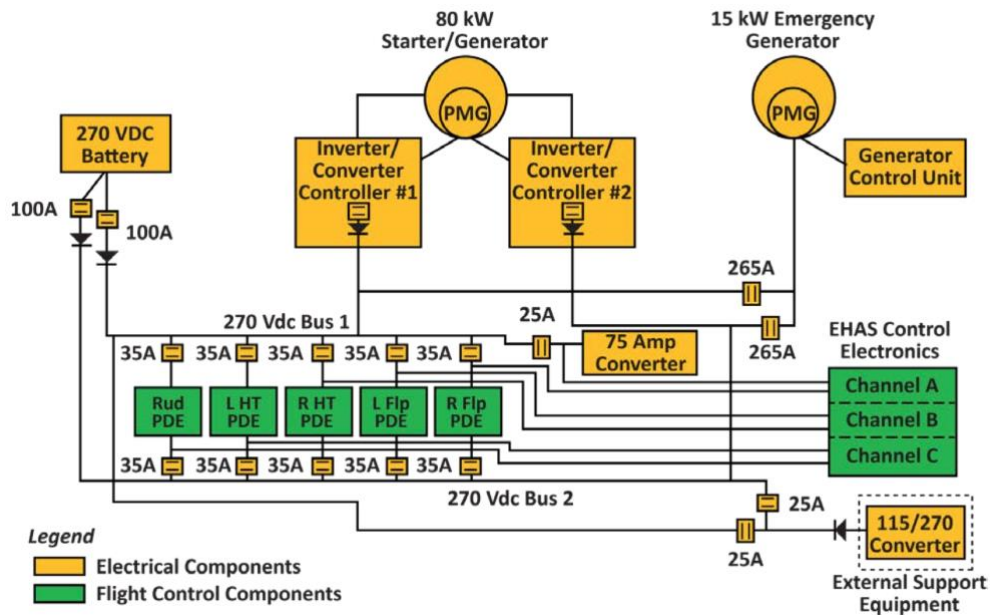


Figura 1-4. Arquitectura eléctrica del F-35. Imagen obtenida de [10]

## 1.2 Propulsión Eléctrica Distribuida (DEP)

Otra tendencia que ha cobrado importancia recientemente en el campo de la electrificación de las aeronaves es la propulsión distribuida. Dentro del contexto de un sistema de transporte aéreo, una definición simple de la propulsión distribuida puede describirse como un sistema de propulsión donde el empuje del vehículo se produce a partir de un array de propulsores ubicados a lo largo de la aeronave [12]. Además, las capacidades de empuje distribuido de un sistema de DEP deberían mejorar la eficiencia, las capacidades o el rendimiento del vehículo aéreo, de lo contrario, cualquier aeronave con más de un propulsor podría clasificarse como tal.

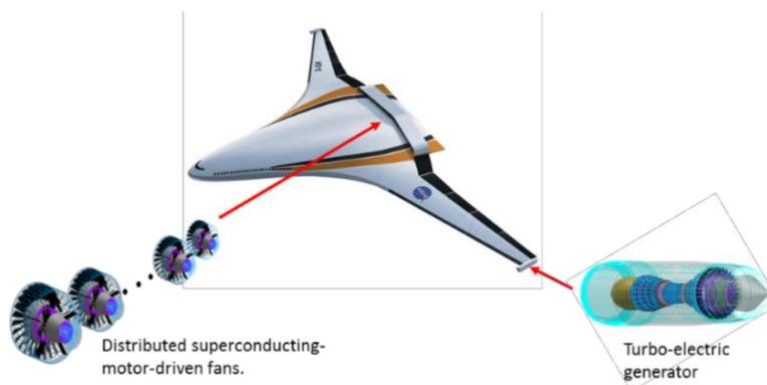


Figura 1-5. Aeronave TeDP propuesta por la NASA. Imagen obtenida de [12]

Uno de los primeros conceptos de DEP (Distributed Electric Propulsion) fue la propulsión distribuida turboeléctrica (TeDP), que fue inicialmente sugerido por la NASA con una aeronave como la mostrada en la Figura 1-5.

Un TeDP se compone de dos motores de turbinas que, con dos generadores cada uno, proporcionan la energía eléctrica de la aeronave, pero es importante recalcar que no se encargan del empuje. Estos motores se colocan en las puntas de las alas para optimizar la reducción de la resistencia inducida por la sustentación, la reducción de los vórtices de estela y la masa de la estructura del ala. Además, múltiples motores propulsores, movidos por energía eléctrica, se colocan en la parte trasera de la aeronave para aprovechar la ingestión de la capa límite. Estos efectos combinados reducen significativamente el consumo de combustible.

Además, un sistema TeDP requiere un incremento notable de capacidad de generación, habría que aumentar la generación de potencia del actual  $1,5MW$  hasta unos  $500MW$  [13]. Este futuro sistema eléctrico deberá ser superconductor para poder alcanzar los valores de densidad energética requeridos para su aplicación en la aeronáutica.

### 1.2.1 Tipos de Arquitecturas Eléctricas del DEP

A continuación, se van a describir brevemente algunas de las arquitecturas eléctricas que han sido propuestas para este tipo de aeronaves.

#### 1.2.1.1 Arquitectura en corriente continua DC

Esta arquitectura para la distribución de la potencia eléctrica a lo largo de la aeronave incluye una serie de limitadores superconductores para el fallo de corriente (SFCL) así como breaker de estado sólido (SSCB) para la protección del sistema como puede observarse en la Figura 1-6.

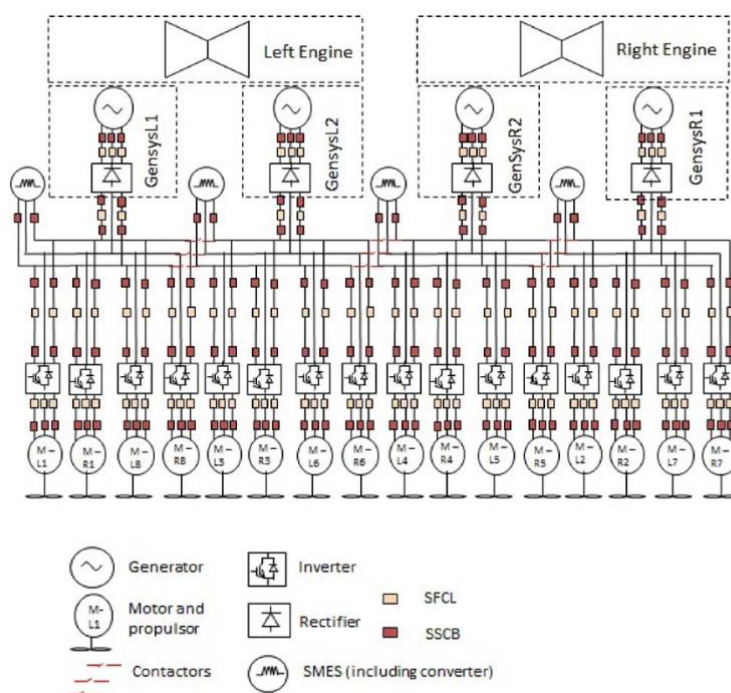


Figura 1-6. Arquitectura en DC para un TeDP. Imagen obtenida de [13]

Además, esta arquitectura logra el desacoplamiento de los motores y los generadores mediante el uso de convertidores electrónicos de potencia. Esto permite que los generadores puedan funcionar a altas velocidades mientras que el motor funciona a velocidades más bajas, lo que incrementa la eficiencia del motor y lleva a un funcionamiento más óptimo del fan [13].

Si bien los beneficios de esta arquitectura DC son muy deseables, el alto número de convertidores lleva asociado un incremento del peso de la aeronave y con ello un aumento del consumo de combustible. Sin embargo, el desarrollo de arquitecturas TeDP se encuentra en una etapa muy temprana, por lo que, si las pérdidas atribuibles a la conmutación de estado sólido pudieran reducirse, entonces esto podría permitir que esta arquitectura y sus beneficios asociados lleguen a ser una realidad.



### 1.2.1.2 Arquitectura híbrida AC y DC

Este otro tipo de arquitectura se trata de una propuesta alternativa donde el sistema predominante trabaja en corriente alterna, y además, cada motor posee un convertidor back-to-back que permite la optimización de su velocidad de funcionamiento de manera independiente del resto del circuito.

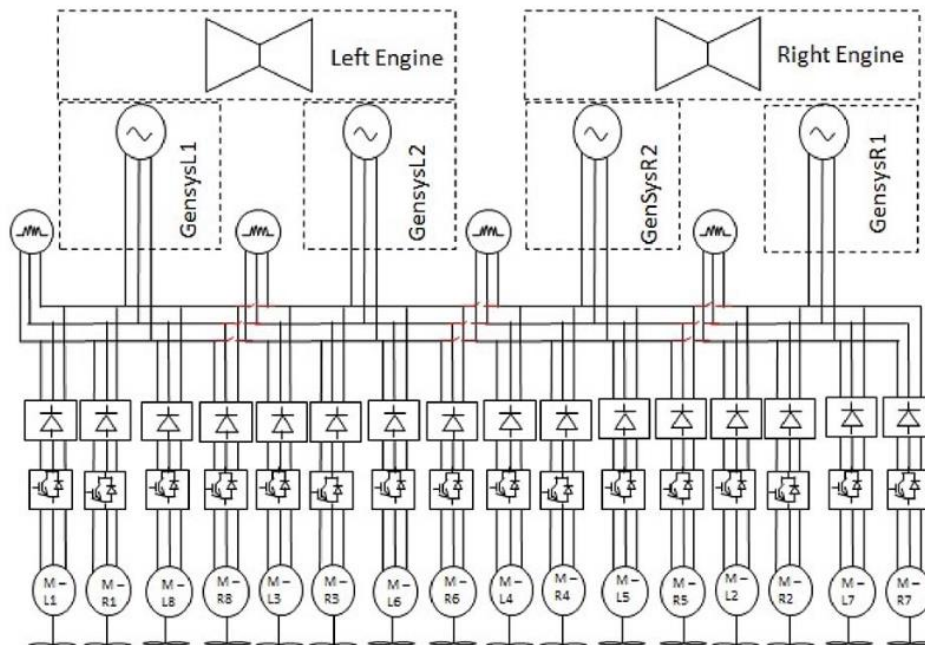


Figura 1-7. Arquitectura híbrida para un TeDP. Imagen obtenida de [13]

En otras palabras, los motores y los generadores están desacoplados eléctricamente a través de este convertidor. Esto ofrece las mismas ventajas antes mencionadas para la arquitectura en DC. Los motores y generadores están desacoplados eléctricamente en la arquitectura híbrida AC-DC, a través de un convertidor colocado en cada alimentador de motor propulsor. Debido al uso de rectificadores de clasificación más baja, en comparación con los rectificadores de clasificación más alta en la arquitectura de DC, el rendimiento, en términos de masa y eficiencia, de la arquitectura híbrida AC-DC es mejor (2% más eficiente y un 6% más ligero)[13]. Sin embargo, si electrónica de potencia futura aumenta su eficiencia esta diferencia de rendimiento puede variar considerablemente. Afectando en el desarrollo de una arquitectura TeDP optimizada.

## 1.3 Electrónica de Potencia

Como ya se ha visto en las secciones anteriores los elementos de potencia son de gran importancia en la arquitectura eléctrica de la aeronave pues son un elemento crítico para el peso de este sistema. Es por ello que la investigación y el avance en este campo es de vital importancia. A continuación, se presenta un repaso de los principales elementos de conversión que hay en el mercado aeronáutico o que se encuentran en investigación.

En este trabajo se busca contribuir a estas investigaciones, y en concreto, se ha buscado profundizar en los convertidores DC-DC, estos son una tecnología aun en desarrollo debido a que hasta ahora no era necesaria su inclusión en la aeronave. Sin embargo, la introducción de la distribución a 270 VDC hace necesario el uso de estos dispositivos.

### 1.3.1 Rectificadores AC/DC

Las principales configuraciones de rectificadores que se pueden encontrar en la actualidad en una aeronave son:

- Transformer Rectifier Unit (TRU): Esta se emplea para pasar de la corriente alterna del bus principal al bus de 28 VDC que alimenta las cargas que trabajan con corriente continua. La principal ventaja de la TRU es el aislamiento galvánico que proporciona.
- AutoTransformer Rectifier Unit (ATRU): se emplea para suministrar una corriente de 270 VDC a partir de una corriente alterna de frecuencia variable. El peso, volumen y costo de la ATRU es inferior que el del TRU.

Actualmente hay otras muchas topologías de rectificadores en investigación, algunas de ellas son las siguientes:

- Active PWM Rectifiers: este convertidor posee SiC MOSFETs que permiten una mayor densidad de potencia y capacidad de conmutación a mayor frecuencia. Esto lleva a menores distorsiones armónicas, además de, a un sistema de conversión de potencia bidireccional.
- Neutral Point Clamped (NPC) Three Level Rectifier: debido a los problemas de seguridad el voltaje del rectificador multinivel es bajo, para eliminar este problema en la industria aeroespacial se prefiere la topología en tres niveles. Y es que la ondulación de la corriente se minimiza debido a la conversión del voltaje en tres pasos. Además este rectificador tiene la capacidad de ser bidireccional y disminuir los efectos de las interferencias electromagnéticas (EMI)[14].

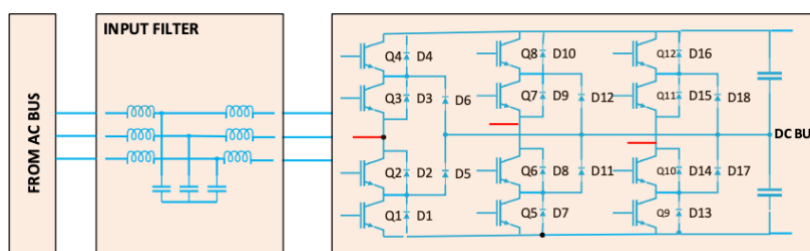


Figura 1-8. NPC Three-level Rectifier. Imagen obtenida de [14]

- Vienna Rectifier: consiste en un convertidor PWM de tres niveles que consta de una conexión de punto neutro controlado entre los dos condensadores en su enlace DC [14]. Requiere solo de tres interruptores lo que simplifica su control e incrementa su densidad de potencia y eficiencia.

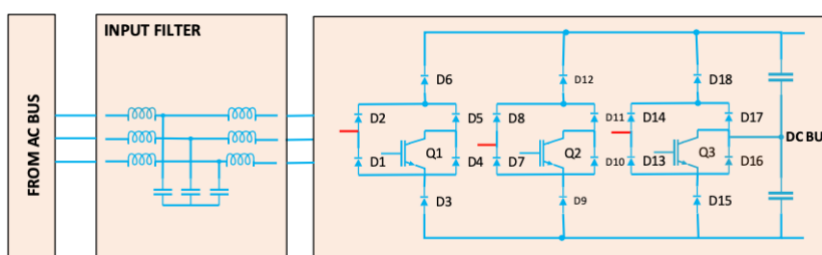


Figura 1-9. Vienna Rectifier. Imagen obtenida de [14]

- Three-phase PFC (Power Factor Correction) Rectifier: se trata de un convertidor buck-boost trifásico. Este rectificador consigue una muy alta eficiencia, hasta 96% , además permite la eliminación de sensores de corriente pues solo requiere de un sensor de voltaje. Por contra, necesita de un filtro suficientemente alto en la salida para mantener el voltaje constante [15].

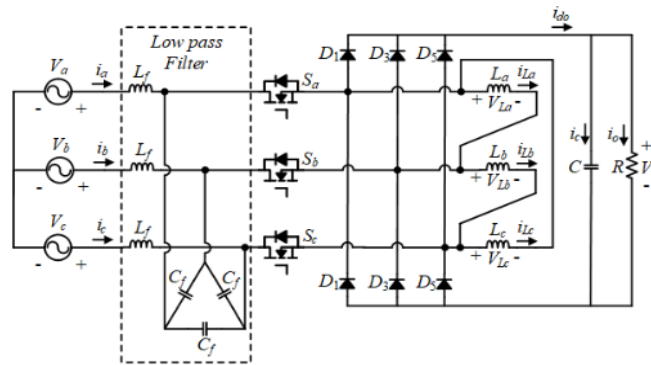


Figura 1-10. Three-phase PFC (Power Factor Correction) Rectifier. Imagen obtenida de [15]

### 1.3.2 Inversores DC/AC

Estos inversores se emplean para suministrar cargas de alterna, como pueden ser los actuadores, desde un sistema de distribución en corriente continua. Algunos de los principales candidatos para la inversión de DC/AC son [14]:

- Two-Level Voltage Source Inverter (VSI): tiene una estructura más simple, pero una menor densidad de potencia y eficiencia en comparación con el NPC. Esta pérdida de eficiencia se debe a que tiene un voltaje de conmutación mayor que el otro convertidor.
- Neutral Point Clamped (NPC) Three-level Inverter: tiene una mayor densidad de potencia, sin embargo, requiere de un filtro EMI.
- Z-source Inverter: en comparación con el resto puede aumentar el voltaje de salida y mejora la fiabilidad del elemento. Una desventaja de esta topología es que el voltaje del capacitor del Z-link aumenta cuando no hay carga en la salida.

### 1.3.3 Convertidores DC/DC

Los requisitos que ha de tener un convertidor DC-DC para su aplicación en la aeronáutica incluyen que este posea una alta densidad de potencia, así como, alta eficiencia, confiabilidad y alta flexibilidad. Además, deben ser capaces de realizar una rápida recuperación en caso de fallos. Por lo tanto, deben ser capaces de funcionar en entornos hostiles, y poder someterse a grandes caídas de presión, vibraciones mecánicas y posibles interferencias electromagnéticas.

Es decir, estos convertidores requieren de muy buenas capacidades, que de hecho, aun no se han conseguido alcanzar. Es por ello que se hace necesario continuar con las investigaciones de estos convertidores para conseguir un modelo lo más eficiente y funcional posible.

Actualmente, hay cinco configuraciones principales de convertidores que pueden ser aplicados a la industria aeroespacial:

- Convertidores Resonantes: estos convertidores son altamente eficientes debido a su capacidad de conmutación a voltaje cero (ZVS) y conmutación a corriente cero (ZCS). Sin embargo, requiere de componentes pasivos adicionales que en otras topologías no están presentes, además de requerir un mecanismo de control complejo [17]. Dentro de esta topología existen, en concreto, tres configuraciones consideradas para aplicaciones MEA: LLC, CLLC, SRC.
- Convertidor DAB: esta topología es capaz de realizar ZVS lo que reduce las pérdidas por conmutación en un amplio rango operativo. Además, es capaz de trabajar a altas temperaturas, llegando incluso a operar hasta los  $300^{\circ}\text{C}$  [16]. Su control es relativamente sencillo, sin embargo, su alto número de componentes y la complejidad del transformador pueden limitar las aplicaciones de este convertidor [14].



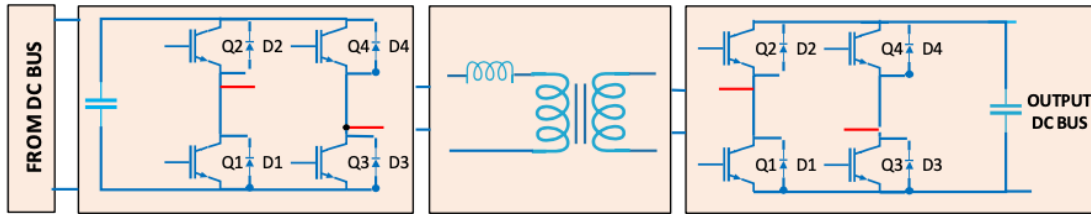


Figura 1-12. Convertidor Dual Active Bridge (DAB). Imagen obtenida de [14]

- Convertidor IBCI (Interleaved Boost with Coupled Inductors): este convertidor reemplaza el puente en forma de H del DAB por dos circuitos de sujeción, y el transformador se reemplaza con dos inductores acoplados[14]. Proporciona ZVS y filtro capacitivo reducido en comparación con el DAB.

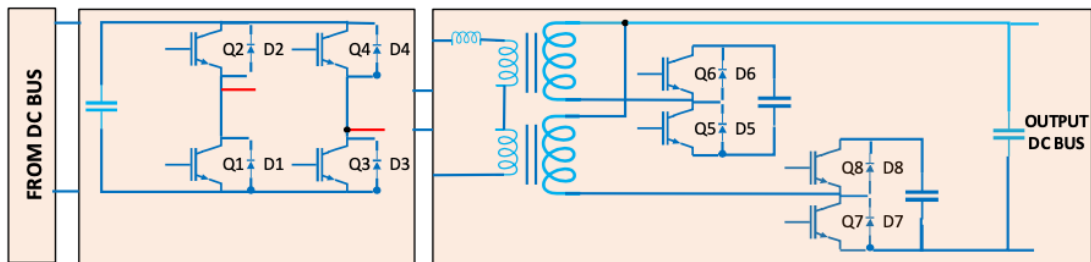


Figura 1-11. Convertidor IBCI. Imagen obtenida de [14]

- Convertidor ABAC (Active Bridge Active Clamp): reemplaza los inductores acoplados del IBCI por un transformador de alta frecuencia y dos inductores de salida. Como consecuencia consigue con un aumento de la densidad de potencia del convertidor. Sin embargo, requiere de un filtro capacitivo para reducir la ondulación de la corriente [16].
- Convertidor multi-puerto: esta solución, que incluye el TAB(Triple-Active Bridge) y el QAB (Quadruple-Active Bridge), busca aumentar la densidad de potencia y el rendimiento en caso de fallo. Como desventaja, lleva asociada una gran complejidad de control y requiere también de un transformador de alta complejidad.

De esta breve descripción de los convertidores DC-DC se hace claro como estos dispositivos, a pesar de reunir muchas ventajas, siguen teniendo importantes inconvenientes que hacen que su implementación en una aeronave sea compleja.

Por ello, en este trabajo se busca contribuir a la investigación y la mejora de estas tecnologías. En concreto se centrará en buscar que topología de convertidor es más adecuada para conectar un embarrado de baterías de alta tensión en continua,  $270VDC$ , con el bus de distribución de potencia de las cargas de aviónica que trabajan a  $28VDC$ .



# 2 TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES DC-DC

En este capítulo se describirán y estudiarán las principales topologías de convertidores DC-DC presentes en la actualidad. Se comenzará con los convertidores tradicionales más sencillos, como puede ser el caso del convertidor buck-boost, y se acabará con las topologías que más importancia han ganado en los últimos años.

El estudio que se presenta a continuación se realiza a las configuraciones más básicas de cada topología para así poder entender correctamente su funcionamiento y sus métodos de control. En el capítulo 3 se profundizará en el análisis de los convertidores cuya aplicación es más viable para el problema que se busca resolver en este trabajo.

Para el estudio de las diferentes topologías y sus características se han empleado varios métodos de estudio basados en los procedimientos presentados en [18] y [19]. Además, en concreto para los convertidores resonantes se han empleado métodos similares a los presentados en [21], para el convertidor SRC, y [22] y [23] para el convertidor LLC; para el método de control del convertidor DAB se partió de [24].

## 2.1 Convertidor elevador-reductor

El convertidor elevador-reductor, como su propio nombre indica, tiene la capacidad de aumentar o disminuir el nivel de voltaje de la salida con respecto al de entrada. Este convertidor posee la particularidad de que el voltaje de salida tiene polaridad negativa respecto al voltaje del terminal de entrada.

Para este trabajo se han estudiado dos topologías distintas de este convertidor: un buck-boost tradicional y un convertidor buck-boost bipolar.

### 2.1.1 Convertidor Buck-Boost

El primer convertidor elevador-reductor presentado consiste en la conexión de dos convertidores elevador y reductor. Como se observa en la Figura 2-1, el convertidor posee dos elementos semiconductores denominados  $sw_1$  y  $sw_2$  consistentes en un interruptor IGBT y un diodo respectivamente.

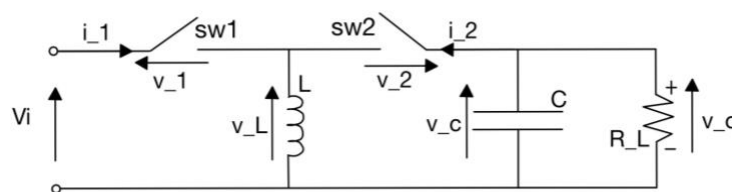


Figura 2-1. Convertidor Buck-Boost

El convertidor funciona de forma que cuando el interruptor está cerrado el diodo se polariza a la inversa y se alimenta el inductor L. Por lo tanto, cuando el interruptor se abre el diodo conducirá y la energía acumulada por el inductor se transmite a la salida. Además, para conseguir que el voltaje de salida sea constante se requiere colocar un condensador de gran tamaño en la salida.

En primer lugar se estudia el comportamiento del circuito según los estados de conmutación de  $sw_1$  y  $sw_2$  representados respectivamente por las funciones de conmutación  $S_1$  y  $S_2$ .

$$S_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } sw_1 \text{ ON} \\ 0 & \text{si } sw_1 \text{ OFF} \end{cases} \quad (2-1)$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } sw_2 \text{ ON} \\ 0 & \text{si } sw_2 \text{ OFF} \end{cases} \quad (2-2)$$

Los voltajes y corrientes de los interruptores quedan recogidos en la Tabla 2-1.

Tabla 2-1. Estados de conmutación, voltajes y corrientes de los interruptores del convertidor buck-boost

$S_1$	$S_2$	$v_1$	$v_2$	$i_1$	$i_2$
1	0	0	$-V_i + v_C$	$i_L$	0
0	1	$V_i - v_C$	0	0	$i_L$

A continuación, se pasa a estudiar un circuito equivalente presentado en la Figura 2-2 para el cual se define una única función de conmutación  $S = S_1$ . Con esta función las relaciones con el voltaje y la corriente quedan como:

$$\begin{aligned} i_1 &= S \cdot i_L \\ v_2 &= S \cdot (v_C - V_i) \end{aligned} \quad (2-3)$$

A este circuito equivalente se le aplican las leyes de Kirchhoff, en concreto se emplea la LVK a la malla A y la LCK al nodo a, como se muestra en la Figura 2-2.

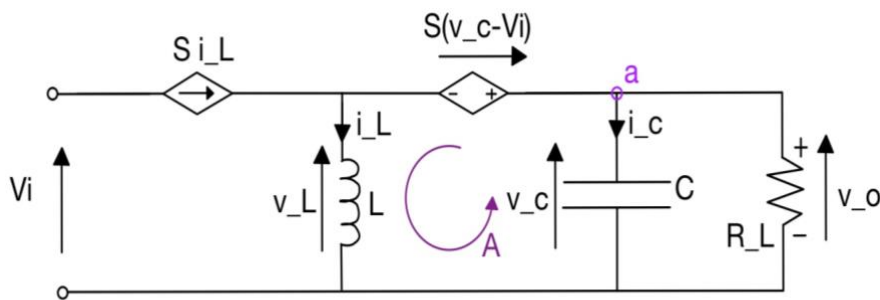


Figura 2-2. Circuito equivalente para el convertidor Buck-Boost

Como resultado de aplicar estas leyes se obtiene el voltaje en el inductor y la corriente en el condensador:

$$\begin{aligned} v_L &= S V_i + (1 - S) v_C \\ i_C &= - (1 - S) i_L - \frac{v_C}{R} \end{aligned} \quad (2-4)$$

Recordando las siguientes relaciones de los inductores y los condensadores:

$$\begin{aligned} v_L &= L \cdot \frac{di_L}{dt} \\ i_C &= C \cdot \frac{dv_C}{dt} \end{aligned} \quad (2-5)$$

Usando las ecuaciones (2-5) en las ecuaciones (2-4) se obtienen las relaciones que indican el comportamiento del circuito:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(1-S)v_C + \frac{1}{L}SVi \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{-1}{C}(1-S)i_L - \frac{1}{RC}v_C \end{cases} \quad (2-6)$$

Una vez obtenidas estas relaciones se pasa al estudio del circuito en régimen permanente, para lo cual se sustituye la función de conmutación  $S$  por  $D$ , la relación de trabajo de  $sw_1$ . Además, todas las variables alcanzarán valores aproximadamente constantes.

$$\begin{cases} i_L = I_L \\ v_C = V_C \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{di_L}{dt} = 0 \\ \frac{dv_C}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2-7)$$

En este caso, para el control del interruptor se ha empleado una señal de control constante,  $v_{control}$ , sobre una secuencia triangular como se muestra en la Figura 2-3. De forma que el interruptor se enciende cuando  $v_{control} \geq v_{trian}$ , por lo tanto:

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{v_{control}}{V_{trian}} \quad D \in [0, 1] \quad (2-8)$$

,siendo  $t_{on}$  el tiempo que permanece encendido el interruptor en un periodo,  $T$  el periodo de la señal triangular y  $V_{trian}$  la amplitud de la señal triangular.

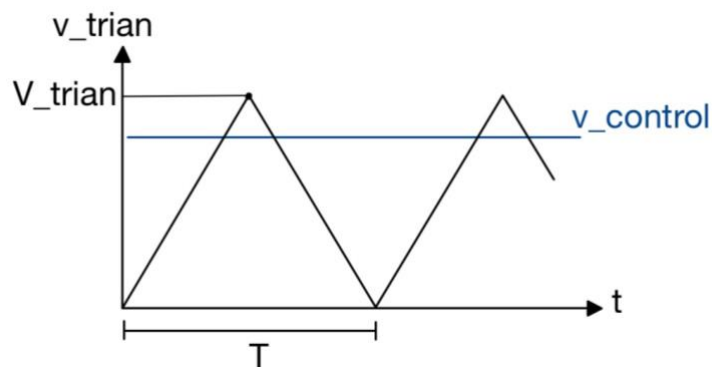


Figura 2-3. Señal triangular para el control PWM

Volviendo al estudio del estado permanente, las ecuaciones ( 2-6 ) quedan de la siguiente forma:

$$0 = (1 - D) V_C + D V_i$$

$$0 = - (1 - D) - \frac{V_C}{R} \tag{2-9}$$

Despejando se puede obtener el voltaje a la salida del convertidor puesto que este será igual al del condensador:

$$V_o = \frac{-D}{1 - D} V_i \tag{2-10}$$

Además, de estas ecuaciones se puede obtener valor RMS de la corriente en el inductor como función del voltaje de entrada:

$$I_L = \frac{-1}{R(1 - D)} V_C = \frac{D}{R(1 - D)^2} V_i \tag{2-11}$$

### 2.1.2 Convertidor bipolar Buck-Boost

El convertidor bipolar Buck-Boost consiste en añadir algunas modificaciones al convertidor reductor-elevador tradicional de forma que este permita el flujo de potencia bipolar. Este convertidor viene representado en la Figura 2- 4 donde claramente se observa como las principales modificaciones son el condensador y la resistencia de entrada. Este nuevo esquema se ha obtenido de [20].

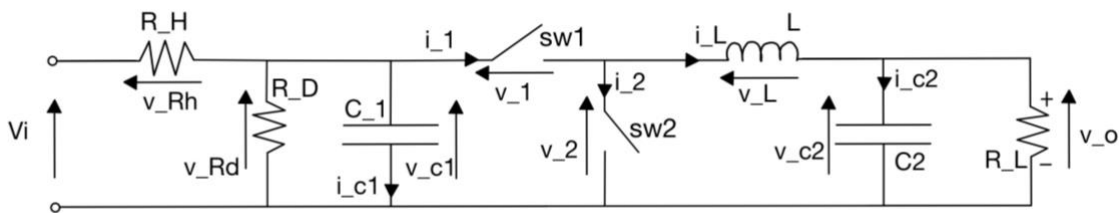


Figura 2- 4. Circuito de un convertidor bipolar Buck-Boost

El funcionamiento del convertidor es igual al tradicional, cuando el interruptor se enciende el diodo se polariza a la inversa y se alimenta el inductor L y, por lo tanto, cuando el interruptor se abre el diodo conducirá y la energía acumulada se transmite.

Se definen las mismas funciones de conmutación  $S_1$  y  $S_2$  que representan los estados de conmutación de  $sw_1$  y  $sw_2$  como viene descrito en las ecuaciones ( 2-1). Con estas funciones se puede describir el sistema a partir de la Tabla 2-2.

Tabla 2-2. Estados de conmutación, voltajes y corrientes de los interruptores del convertidor bipolar buck-boost

$S_1$	$S_2$	$v_1$	$v_2$	$i_1$	$i_2$
1	0	0	$-V_i + v_C$	$i_L$	0
0	1	$V_i - v_C$	0	0	$i_L$

Con esta información, se genera una función de conmutación  $S = S_1$  y con esta función las relaciones con el voltaje y la corriente quedan como:

$$\begin{aligned} i_1 &= S \cdot i_L \\ v_2 &= S \cdot (v_C - V_i) \end{aligned} \quad (2-12)$$

A partir de estas se diseña un circuito equivalente y a este circuito se le aplican las leyes de Kirchoff, en concreto se emplea la LVK a la malla A y la LCK a los nodos a y b, como se muestra en la Figura 2-5.

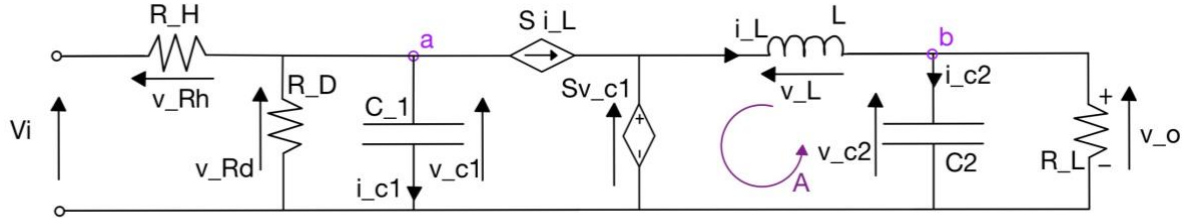


Figura 2-5. Circuito equivalente para el convertidor bipolar buck-boost.

Al aplicar estas leyes se obtienen los siguientes resultados:

$$\begin{aligned} v_L &= S v_{C1} - v_{C2} \\ i_{C1} &= \frac{(V_i - v_{C1})}{R_H} - \frac{v_{C1}}{R_D} - S i_L \\ i_{C2} &= i_L - \frac{v_{C2}}{R_L} \end{aligned} \quad (2-13)$$

Introduciendo las relaciones descritas en ( 2-5) en las ecuaciones anteriores se obtienen las expresiones que describen el comportamiento del sistema:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} S v_{C1} - \frac{1}{L} v_{C2} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= \frac{1}{C_1} \left( \frac{V_i - v_{C1}}{R_H} \right) - \frac{1}{C_1} \frac{v_{C1}}{R_D} - \frac{1}{C_1} S i_L \\ \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{1}{C_2} i_L - \frac{1}{C_2 R_L} v_{C2} \end{aligned} \quad (2-14)$$

A continuación, se pasa al estudio del régimen permanente, para esto se sustituyen las funciones de conmutación por  $D$ , la relación de trabajo de  $^{sw} 1$ , que se obtiene de manera idéntica a como se calcula para convertidor buck-boost tradicional. Además, todas las variables alcanzarán valores aproximadamente constantes.

$$\begin{cases} i_{L1} = I_{L1} \\ i_{L2} = I_{L2} \\ v_{C1} = V_{C1} \\ v_{C2} = V_{C2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \\ \frac{di_{L2}}{dt} = 0 \\ \frac{dv_{C1}}{dt} = 0 \\ \frac{dv_{C2}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2-15)$$

Con todo ello las ecuaciones para el estado permanente quedan como:

$$\begin{aligned} 0 &= DV_{C1} - V_{C2} \\ 0 &= -V_{C1} \left( \frac{1}{R_H} + \frac{1}{R_D} \right) + \frac{V_i}{R_H} - DI_L \\ 0 &= I_L - \frac{1}{R_L} V_{C2} \end{aligned} \quad (2-16)$$

A partir, de estas ecuaciones se puede obtener el voltaje de salida pues este es idéntico a  $V_{C2}$ . Para obtener la relación entre el voltaje de entrada y salida previamente se realiza la siguiente suposición:

$$R_H \ll 1 \Rightarrow \begin{cases} R_H \ll R_D \\ R_H \ll R_L \end{cases} \quad (2-17)$$

Con esta suposición se obtiene que el voltaje de salida es:

$$V_o = V_{C2} = DV_i \quad (2-18)$$

Con esta expresión también es posible obtener el valor RMS de la corriente en el inductor:

$$I_L = -\frac{1}{R_L} V_{C2} = -\frac{D}{R_L} V_i \quad (2-19)$$

## 2.2 Convertidor Cuk

El convertidor Cuk es bastante similar al convertidor buck-boost, pues también es capaz tanto de aumentar como de disminuir el voltaje de salida con respecto al de entrada. Sin embargo, en este nuevo convertidor se añade un condensador  $C_1$  que ahora será el principal acumulador de energía, además de un filtro LC a la salida, como se puede observar en la Figura 2-6.

Al igual que ocurría en el convertidor buck-boost, el voltaje de salida esta polarizado a la inversa con respecto al voltaje de entrada.

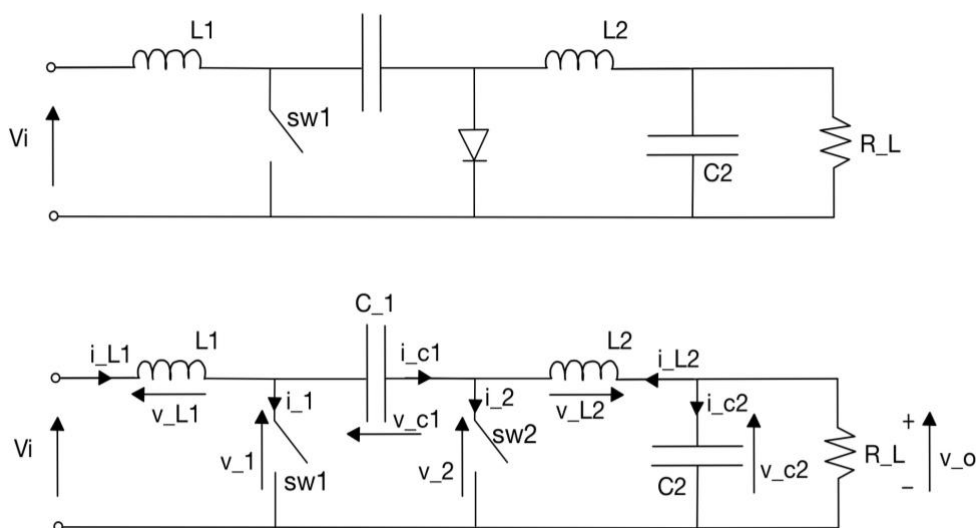


Figura 2-6. Circuito de un convertidor Cuk.

El convertidor posee dos dispositivos semiconductores de forma que cuando el interruptor esté apagado la corriente circule por el diodo permitiendo que circule la corriente por los inductores.



A continuación, se emplean de nuevo funciones de conmutación para estudiar el circuito, siendo  $S_1$  y  $S_2$  las funciones de conmutación de  $sw_1$  y  $sw_2$  respectivamente. Los voltajes y corrientes de los dispositivos en función de las funciones de conmutación quedan recogidos en la Tabla 2-3.

Tabla 2-3. Estados de conmutación, voltajes y corrientes de los interruptores del convertidor cuk

$S_1$	$S_2$	$v_1$	$v_2$	$i_1$	$i_2$
1	0	0	$-v_{C1}$	$i_{L1} + i_{L2}$	0
0	1	$v_{C1}$	0	0	$i_{L1} + i_{L2}$

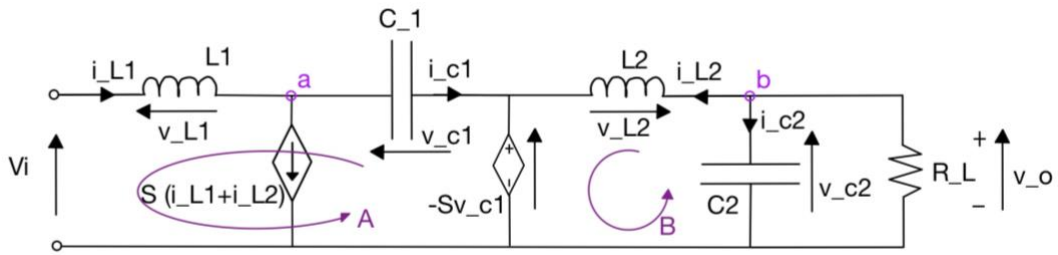


Figura 2-7. Circuito equivalente para un convertidor Cuk

Con esta información es posible diseñar un circuito equivalente como el presentado en la Figura 2-7 donde se define una única función de conmutación  $S = S_1$ . Con esta función las relaciones con el voltaje y la corriente quedan como:

$$\begin{aligned} i_1 &= S \cdot (i_{L1} + i_{L2}) \\ v_2 &= -S \cdot v_{C1} \end{aligned} \quad (2-20)$$

A este circuito equivalente se le aplican las leyes de Kirchhoff, en concreto se emplea la LVK a las malla A y B, y la LCK a los nodos a y b como se muestra en la Figura 2-7. Como resultado se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} v_{L1} &= V_i - (1 - S) v_{C1} \\ v_{L2} &= v_{C2} + S v_{C1} \\ i_{C1} &= (1 - S) i_{L1} - S i_{L2} \\ i_{C2} &= -i_{L2} - \frac{v_{C2}}{R_L} \end{aligned} \quad (2-21)$$

Usando las relaciones de (2-5), las ecuaciones (2-21) quedan como:

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{1}{L_1} V_i - \frac{1}{L_1} (1 - S) v_{C1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} v_{C2} + \frac{1}{L_2} S v_{C1} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= \frac{1}{C_1} (1 - S) i_{L1} - \frac{1}{C_1} S i_{L2} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{-1}{C_2} i_{L2} - \frac{1}{R_L C_2} v_{C2} \end{aligned} \quad (2-22)$$

Tras obtener estas relaciones, que describen el funcionamiento del circuito, se puede continuar con el estudio del circuito en régimen permanente. Para ello se sustituye la función de conmutación  $S$  por  $D$ , relación de trabajo de  $S^{SW}$  y, además, todas las variables alcanzarán valores aproximadamente constantes.

$$\begin{cases} i_{L1} = I_{L1} \\ i_{L2} = I_{L2} \\ v_{C1} = V_{C1} \\ v_{C2} = V_{C2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \\ \frac{di_{L2}}{dt} = 0 \\ \frac{dv_{C1}}{dt} = 0 \\ \frac{dv_{C2}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2-23)$$

De nuevo para el control del interruptor se ha empleado una señal de control constante,  $v_{control}$ , sobre una secuencia triangular como se muestra en la Figura 2-3. De forma que el interruptor se enciende cuando  $v_{control} \geq v_{trian}$ , y por lo tanto:

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{v_{control}}{V_{trian}} \quad D \in [0, 1] \quad (2-24)$$

Volviendo al estudio del estado permanente, las ecuaciones ( 2-22 ) quedan de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} 0 &= V_i - (1-D)V_{C1} \\ 0 &= V_{C2} + Dv_{C1} \\ 0 &= (1-D)I_{L1} - DI_{L2} \\ 0 &= -I_{L2} - \frac{1}{R_L}V_{C2} \end{aligned} \quad (2-25)$$

Despejando las ecuaciones se obtiene:

$$\begin{aligned} V_i &= (1-D)V_{C1} = \frac{D-1}{D}V_{C2} \\ V_{C1} &= -\frac{V_{C2}}{D} \\ I_{L1} &= \frac{D^2}{R(1-D)^2}V_i \\ I_{L2} &= \frac{D}{R(1-D)}V_i \end{aligned} \quad (2-26)$$

Dado que el voltaje de salida es igual al voltaje en  $C_2$ , a partir de la ecuación ( 2-26 ) se obtiene la relación entre el voltaje de entrada y salida

$$V_{C2} = -\frac{D}{1-D}V_i \quad (2-27)$$

## 2.3 Convertidor de Punte Completo

El convertidor DC-DC de puente completo tiene la particularidad de que permite controlar tanto la magnitud como la polaridad del voltaje de salida  $v_o$ , así como la magnitud y polaridad de la corriente de salida  $i_o$ , es por ello que una de sus aplicaciones más comunes es la de accionamientos motrices.

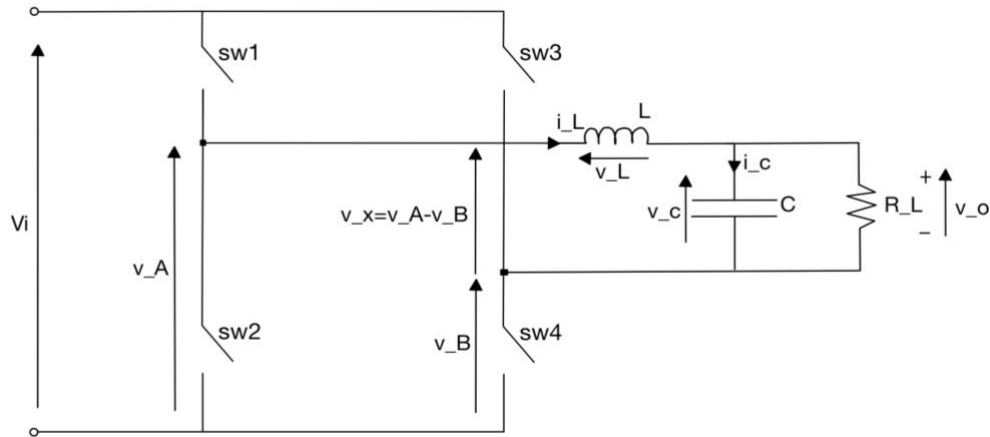


Figura 2-8. Circuito de un convertidor de puente completo.

Este convertidor está formado por 4 interruptores con 4 diodos en antiparalelo colocados en dos patas como se muestra en la Figura 2-8. Los interruptores de una misma pata nunca estarán encendidos al mismo tiempo, por ejemplo, si  $sw_1$  está encendido entonces  $sw_2$  estará apagado y viceversa.

Observando la Figura 2-8 es fácil comprobar que los valores  $v_A$  y  $v_B$  se pueden definir como:

$$\begin{aligned} v_A &= V_i \quad \text{si } sw_1 \text{ ON y } sw_2 \text{ OFF} \\ v_B &= V_i \quad \text{si } sw_3 \text{ ON y } sw_4 \text{ OFF} \end{aligned} \quad (2-28)$$

Para controlar esta topología de convertidor se emplean dos estrategias distintas: PWM con conmutación de voltaje bipolar y PWM con conmutación de voltaje unipolar.

### 2.3.1 PWM con Conmutación por voltaje bipolar.

Este tipo de conmutación consiste en que los interruptores funcionan por parejas, es decir, ambos interruptores en la pareja se encienden y apagan a la vez. En concreto, estas parejas son  $(sw_1, sw_4)$  y  $(sw_2, sw_3)$ . Además, hay que recordar que los interruptores de una misma pata conmutan de manera opuesta.

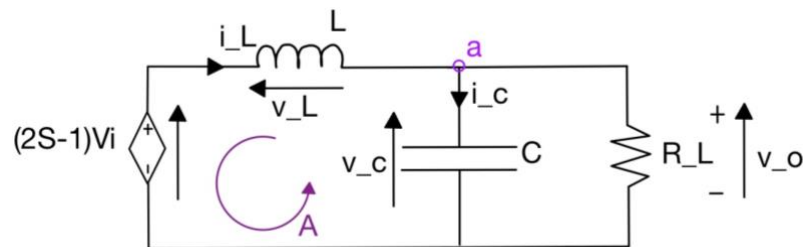


Figura 2-9. Circuito equivalente de un convertidor de puente completo con conmutación por voltaje bipolar

Por tanto, habrá una única función de conmutación  $S$ , de manera que,  $S=1$  cuando  $(sw_1, sw_4)$  estén encendidos y  $(sw_2, sw_3)$  apagados. Con esta función se puede definir el voltaje de salida del puente como:

$$v_x = v_A - v_B \quad \rightarrow \quad v_x = (2S - 1) V_i \quad (2-29)$$

Una vez, determinado  $v_x$  se puede definir un circuito equivalente como el de la Figura 2-9. A continuación, se aplican a este circuito las leyes de Kirchoff, LK a la malla A y LCK al nodo a.

$$\begin{aligned} v_L &= (2S - 1) V_i - v_C \\ i_C &= i_L - \frac{v_C}{R_L} \end{aligned} \quad (2-30)$$

Aplicando a estas ecuaciones las relaciones ( 2-5) se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} (2S - 1) V_i - \frac{1}{L} v_C \\ \frac{dv_C}{dt} &= \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{CR_L} v_C \end{aligned} \quad (2-31)$$

Como siguiente paso se definirá la señal de control, así como la relación de trabajo de los interruptores. Se emplea una señal de control constante,  $v_{control}$ , sobre una onda triangular como se representa en la Figura 2-10. De forma que, la función de conmutación  $S = 1$  cuando  $v_{control} \geq v_{trian}$ .

Así definida la señal de control, el tiempo que permanecen encendidos  $sw_1$  y  $sw_4$  se puede expresar como:

$$t_{on} = 2t' + \frac{1}{2}T \quad (2-32)$$

, siendo T el periodo de la señal triangular y t' se calcula como:

$$t' = \frac{v_{control}}{V_{trian}} \frac{T}{4} \quad (2-33)$$

Con las ecuaciones ( 2-32 ) y ( 2-33 ) es posible calcular  $D_1$ , la relación de trabajo de  $sw_1$  y  $sw_4$ , como:

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{v_{control}}{V_{trian}} \right) \quad (2-34)$$

A continuación, se pasa al estudio del estado permanente, donde la función de conmutación se sustituye por la relación de trabajo  $D_1$  y todas las variables alcanzan valores aproximadamente constantes.

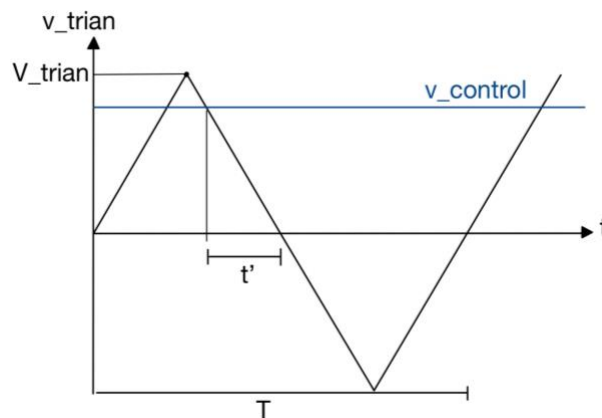


Figura 2-10. Señal triangular para el control PWM por conmutación por voltaje bipolar

$$\begin{cases} i_L = I_L \\ v_C = V_C \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{di_L}{dt} = 0 \\ \frac{dv_C}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2-35)$$

Por lo tanto, las ecuaciones (2-31) quedan de la siguiente forma para el estado permanente:

$$\begin{aligned} 0 &= (2D - 1) V_i - V_C \\ 0 &= I_L - \frac{V_C}{R_L} \end{aligned} \quad (2-36)$$

Despejando es posible obtener el voltaje de salida como función del voltaje de entrada, puesto que este es igual al voltaje en el condensador:

$$V_o = (2D - 1) V_i \quad (2-37)$$

Además, es posible obtener la corriente en el inductor, como función del voltaje de entrada:

$$I_L = \frac{2D - 1}{R_L} V_i \quad (2-38)$$

### 2.3.2 PWM con Conmutación por voltaje unipolar.

Para este tipo de conmutación, al contrario que para la bipolar, los interruptores  $sw_1$  y  $sw_4$  no conmutan de la misma manera, y lo mismo ocurre con los otros dos. Pero hay que tener en cuenta que en una misma pata la conmutación de los interruptores sí es opuesta.

Por lo tanto habrá que definir dos funciones de conmutación  $S_1$  y  $S_2$ , tales que:

$$\begin{aligned} S_1 &= \begin{cases} 1 & \text{si } sw_1 \text{ ON y } sw_2 \text{ OFF} \\ 0 & \text{si } sw_1 \text{ OFF y } sw_2 \text{ ON} \end{cases} \\ S_2 &= \begin{cases} 1 & \text{si } sw_3 \text{ ON y } sw_4 \text{ OFF} \\ 0 & \text{si } sw_3 \text{ OFF y } sw_4 \text{ ON} \end{cases} \end{aligned} \quad (2-39)$$

Con estas funciones de conmutación es fácil definir el voltaje a la salida del puente como:

$$v_x = v_A - v_B = (S_1 - S_2) V_i \quad (2-40)$$

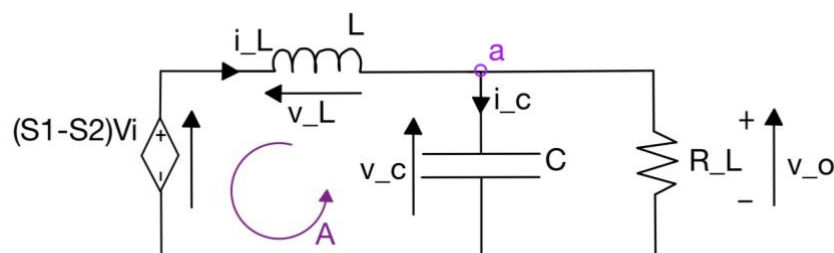


Figura 2-11. Circuito equivalente para un convertidor de puente completo con conmutación por voltaje unipolar

A continuación, se realiza un circuito equivalente a partir de la expresión ( 2-40 ), como el mostrado en Figura 2-11. Aplicando Kirchhoff al circuito de igual manera que para el control bipolar se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L}(S_1 - S_2)V_i - \frac{1}{L}v_C \\ \frac{dv_C}{dt} &= \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{CR_L}v_C\end{aligned}\quad (2-41)$$

Para llevar a cabo este control, se emplean dos señales de control  $v_{control}$  y  $-v_{control}$  sobre una misma señal triangular como se muestra en la Figura 2-11. El comportamiento de los interruptores consiste en este caso es:

$$\left. \begin{array}{l} sw_1 \text{ ON} \\ sw_2 \text{ OFF} \end{array} \right\} \text{ si } v_{control} \geq v_{trian}$$

$$\left. \begin{array}{l} sw_3 \text{ ON} \\ sw_4 \text{ OFF} \end{array} \right\} \text{ si } -v_{control} \geq v_{trian}$$
(2-42)

Observando la Figura 2-12 se puede definir nuevamente  $D_1$  la relación de trabajo de  $sw_1$  como:

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{v_{control}}{V_{trian}} \right)$$
(2-43)

Siendo además, la relación de trabajo de  $sw_3$  simplemente  $D_2 = 1 - D_1$ .

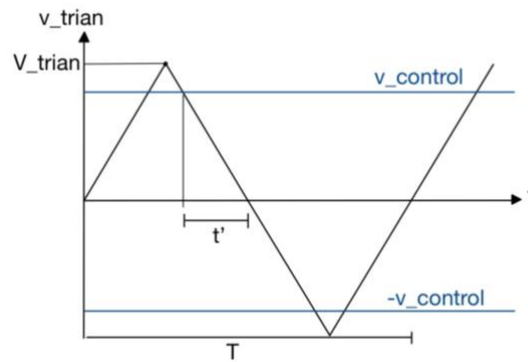


Figura 2-12. Señal triangular para el control PWM por conmutación por voltaje unipolar

Para terminar, se pasa al estudio del estado permanente donde las funciones de conmutación se sustituyen por las relaciones de trabajo y las variables alcanzan valores aproximadamente constantes. Por tanto, las ecuaciones ( 2-41 ) se transforman a:

$$\begin{aligned}0 &= (D_1 - D_2)V_i - V_C \\ 0 &= I_L - \frac{V_C}{R_L}\end{aligned}\quad (2-44)$$

Igual que ocurría para el control bipolar la relación entre el voltaje de entrada y el de salida es tal que:

$$V_o = (D_1 - D_2)V_i = (2D_1 - 1)V_i$$
(2-45)

De nuevo, también es posible obtener la corriente del inductor como función del voltaje de entrada:

$$I_L = I_o = \frac{2D_1 - 1}{R_L} V_i \quad (2-46)$$

## 2.4 Convertidores Resonantes

Los convertidores con modo de conmutación PWM están sujetos a grandes pérdidas de potencia cuando se aumenta la frecuencia de conmutación, cosa que es necesaria si se quiere reducir el tamaño y peso del convertidor. Para solucionar este problema se emplean los convertidores resonantes, los cuales minimizan este efecto al hacer que los interruptores cambien de estatus cuando el voltaje y/o la corriente a través de él es cero en el instante de conmutación.

Existen una alta diversidad de convertidores resonantes pero para este trabajo se ha elegido centrarse en los dos tipos que han sido considerados para aplicaciones MEA: el convertidor SRC (Series Resonant converter) y la configuración LLC, la cual consiste en incluir un tanque resonante en serie, formado por un inductor y un condensador, junto con un inductor en paralelo.

A diferencia de los convertidores con modulación PWM, los convertidores resonantes no serán controlados modificando el ancho de los pulsos, sino regulando la frecuencia de conmutación.

### 2.4.1. Convertidor en Serie Resonante (SRC)

El convertidor de SRC es muy útil en aplicaciones de alta potencia debido a su capacidad de conmutación suave, a su alta densidad de potencia y su alta eficiencia.

Además, en un convertidor en serie resonante la pérdida por apagado en el puente de salida puede ser eliminada empleando un puente de diodos. Por otro lado, la pérdida por encendido del puente de entrada puede ser eliminada si se opera en una condición de conmutación a voltaje cero (ZVS). En ambos casos la pérdida por conducción no puede ser despreciada pero si reducida según los valores de L y C elegidos.

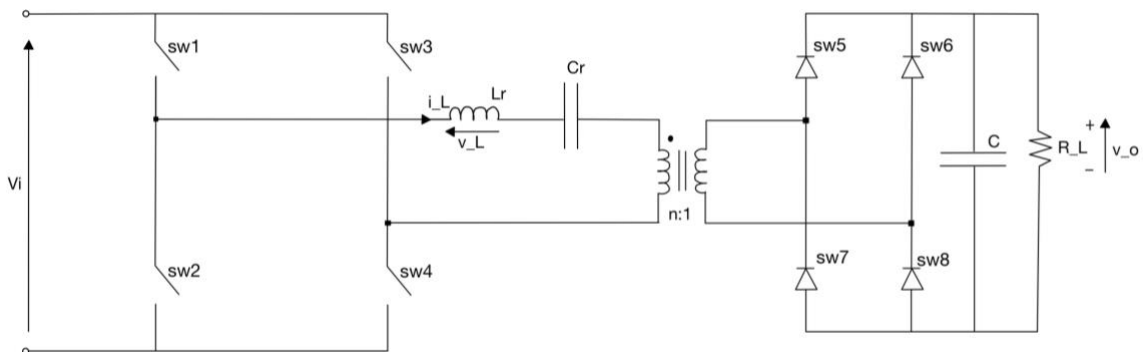


Figura 2-14. Circuito de un convertidor en serie resonante (SRC)

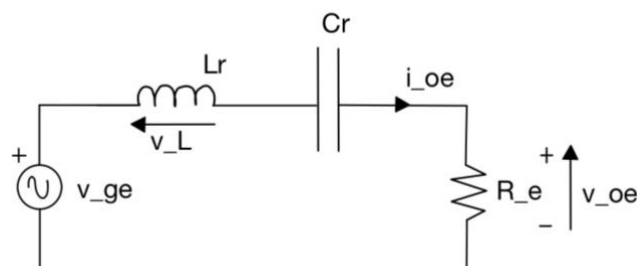


Figura 2-13. Circuito equivalente a un convertidor SRC

El convertidor resonante en el que se basará el estudio cuenta con un puente completo, un transformador y un rectificador como se muestra en la Figura 2-14.

Para trabajar de manera más sencilla se reduce el sistema a un circuito equivalente como el de la Figura 2-13, donde se ha sustituido el puente completo por una fuente con la tensión de salida de este puente. Además, la resistencia  $R_e$  representa la carga  $R_L$  junto con las pérdidas del transformador y del rectificador.

Para los convertidores en serie resonantes se suelen definir una serie de parámetros para caracterizar el circuito. Estos son la frecuencia de resonancia  $f_o$ , la impedancia característica  $Z_o$  y el factor de calidad  $Q$  que vienen definidos por las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} f_o &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \\ Z_o &= \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \\ Q &= \frac{Z_o}{R_e} = \frac{1}{R_e} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \end{aligned} \quad (2-47)$$

Además, como se explicará en la siguiente sección, se emplea la aproximación FHA que permite simplificar el modelo mediante aproximaciones al primer armónico de las señales. De esta forma podemos definir las variables del circuito como:

$$\begin{aligned} v_{ge} &= \frac{4}{\pi} V_i \sin(\omega_s t) \\ v_{oe} &= \frac{4}{\pi} n V_o \sin(\omega_s t - \varphi_v) \\ i_{oe} &= \frac{\pi}{2} \frac{1}{n} I_o \sin(\omega_s t - \varphi_i) \end{aligned} \quad (2-48)$$

, siendo  $\varphi_v$  el desfase entre  $v_{oe}$  y  $v_{ge}$ ,  $\varphi_i$  el desfase entre  $i_{oe}$  y  $v_{oe}$ , y  $\omega_s = 2\pi f_s$ . A partir de estas relaciones, se pueden obtener los valores RMS de estos parámetros:

$$\begin{aligned} V_{ge} &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_i \\ V_{oe} &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} n V_o \\ I_{oe} &= \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} I_o \end{aligned} \quad (2-49)$$

Con esto es posible definir el valor de la resistencia equivalente del circuito como:

$$R_e = \frac{V_{oe}}{I_{oe}} = \frac{8n^2}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (2-50)$$



Por último, para terminar de caracterizar el circuito es necesario definir la relación entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida, es decir, la función de transferencia del convertidor. Para ello se introducen las reactancias inductiva y capacitiva:

$$X_{Cr} = \frac{1}{\omega_s C_r}, X_{Lr} = \omega_s L_r \quad (2-51)$$

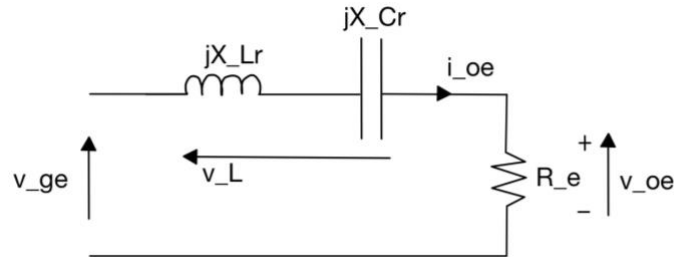


Figura 2-15. Circuito equivalente simplificado para el cálculo de la ganancia

Observando el circuito mostrado en la Figura 2-15, se puede obtener la siguiente relación:

$$\frac{V_{oe}}{V_{ge}} = \frac{1}{1 + j \left( \frac{X_{Lr}}{R_e} - \frac{X_{Cr}}{R_e} \right)} \quad (2-52)$$

Introduciendo en la relación los parámetros  $f_o$ ,  $Z_o$  y  $Q$ , así como, la frecuencia de conmutación normalizada,  $F$ , se obtiene que la función de transferencia es:

$$M = \frac{nV_o}{V_i} = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left( \frac{1}{F} + F \right)^2}} \quad (2-53)$$

## 2.4.2. Convertidor Resonante LLC

El convertidor LLC pertenece a la familia de convertidores resonantes en serie-paralelo (SPRC), y consiste en un condensador,  $C_r$ , y dos inductores, uno en serie,  $L_r$ , y otro en paralelo,  $L_m$ , que será la inductancia de magnetización del convertidor. Un circuito LLC típico puede observarse en la Figura 2-16.

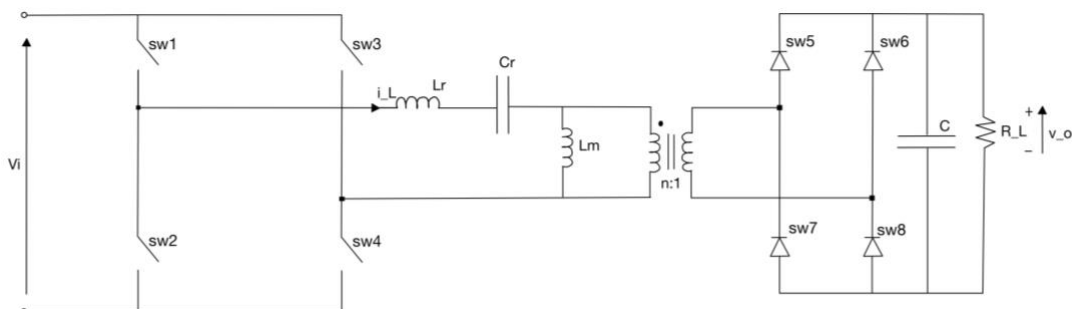


Figura 2-16. Circuito de un convertidor resonante LLC

Esta topología tiene numerosas ventajas como la regulación del voltaje de salida para un amplio rango de voltaje de entrada, la regulación del voltaje de salida con grandes variaciones de la carga y además, permite la capacidad de conmutación ZVS en todo el rango de operación así como el uso de altas frecuencias de conmutación. Esta topología de convertidor, debido a su muchas ventajas, ha sido ampliamente estudiada.

Para el análisis de este convertidor se construirá, al igual que para el convertidor SRC, un circuito equivalente con el que sea más sencillo trabajar, como se muestra en la Figura 2-17.

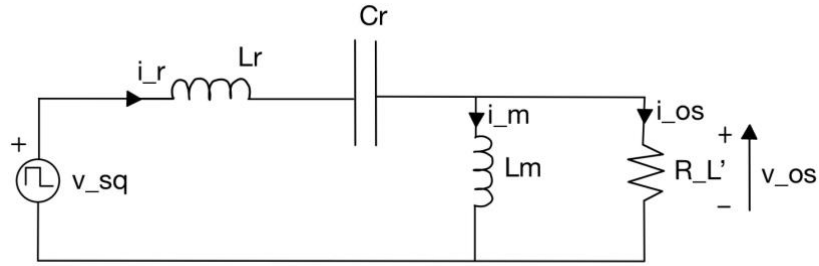


Figura 2-17. Circuito equivalente de un convertidor resonante LLC

En esta configuración de circuito resonante, además de la frecuencia resonante  $f_0$ , se puede definir otra frecuencia característica del sistema, la frecuencia de polo  $f_p$  que puede definirse como:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (2-54)$$

La frecuencia pico de resonancia del sistema se moverá en el rango  $f_p \leq f_{co} \leq f_o$ , siendo igual a la frecuencia de resonancia cuando la carga es cero e irá decreciendo conforme aumenta la carga.

El análisis exacto del convertidor LLC es muy complejo y, además, la función de transferencia derivada del modelo físico suele ser no lineal. Sin embargo, se ha demostrado que en los casos en que la frecuencia de conmutación es cercana a la frecuencia de resonancia, la señal rectangular puede aproximarse por su armónico fundamental, despreciando los armónicos de orden superior. Este método se conoce como FHA (First Harmonic Approximation).

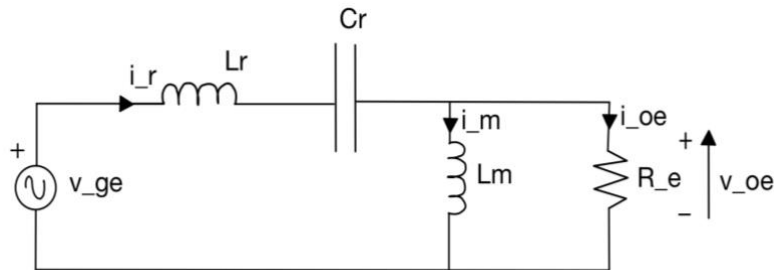


Figura 2-18. Circuito equivalente de un convertidor LLC siguiendo la aproximación FHA

Este modelo permite generar un circuito lineal sinusoidal aproximado como el presentado en la Figura 2-18. Donde  $v_{ge}$  es la componente fundamental de  $v_{sq}$  y  $v_{oe}$  la componente fundamental del  $v_{so}$ . Por lo tanto, al igual que ocurría para el convertidor SRC, para el modelo FHA los voltajes de entrada y salida, así como, la corriente de salida viene descritas por las ecuaciones ( 2-48 ). Además, los valores RMS de estas variables vienen dados por las ecuaciones ( 2-49 ).

De nuevo, una vez obtenidos estos valores es posible conocer la resistencia equivalente  $R_e$ :

$$R_e = \frac{V_{oe}}{I_{oe}} = \frac{8n^2}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (2-55)$$

Además, se definen las reactancias inductivas y capacitivas como:

$$X_{Cr} = \frac{1}{\omega_s C_r}, \quad X_{Lr} = \omega_s L_r, \quad X_{Lm} = \omega_s L_m \quad (2-56)$$

Por lo tanto, a partir de la Figura 2-18, también se puede obtener el valor RMS de la corriente magnetizante:

$$I_m = \frac{V_{oe}}{w_s L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{nV_o}{w_s L_m} \quad (2-57)$$

Con las relaciones obtenidas, el siguiente paso es obtener la función de ganancia del voltaje, es decir, la relación entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida. Esta relación, se describe naturalmente como:

$$M_g = \frac{nV_o}{V_i} \quad (2-58)$$

Aplicando las aproximaciones comentadas anteriormente se obtiene que:

$$M_g \approx M_{gsw} = \frac{v_{so}}{v_{sq}} \approx M_{ge} = \frac{v_{oe}}{v_{ge}} \quad (2-59)$$

Por lo tanto, la función de transferencia se calcula de la siguiente forma:

$$M_g = \left| \frac{(jw_s L_m) \parallel R_e}{(jw_s L_m) \parallel R_e + jw_s L_r + \frac{1}{jw_s C_r}} \right| \quad (2-60)$$

La parte real de esta ecuación es:

$$M_g(Q, m, F) = \frac{F^2(m-1)}{\sqrt{(mF^2-1)^2 + F^2(F^2-1)^2(m-1)^2 Q^2}} \quad (2-61)$$

siendo los parámetros de los que depende la función, el factor de calidad  $Q$ , la frecuencia de conmutación normalizada  $F$  y la relación de la inductancia primaria total y la inductancia resonante. Estos parámetros se definen como:

$$F = \frac{f_s}{f_o}$$

$$Q = \frac{1}{R_e} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2-62)$$

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r}$$

## 2.5 Dual Active Bridge. DAB.

La topología de convertidor DAB, Dual Active Bridge, consiste en la conexión de dos convertidores de puente completo mediante un transformador. La simetría presente en este convertidor le confiere bipolaridad, permitiendo el flujo de potencia en ambas direcciones.

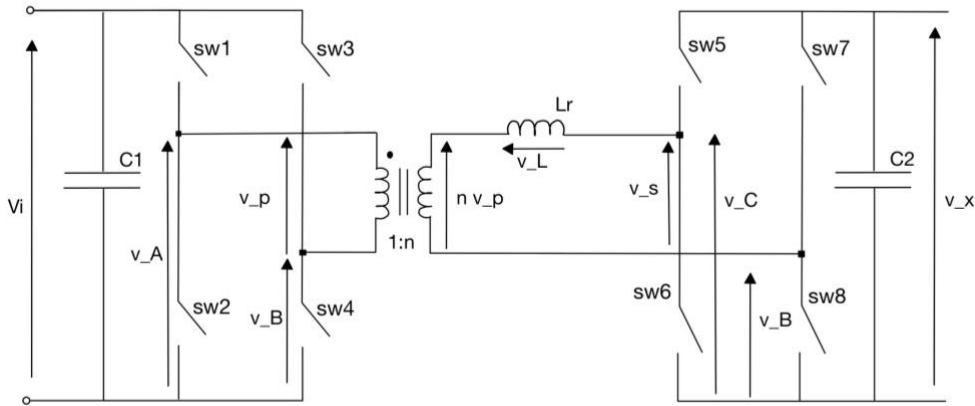


Figura 2-19. Circuito de un convertidor Dual Active Bridge (DAB)

En concreto, el DAB diseñado para este trabajo se presenta en la Figura 2-19, donde se puede observar como se han añadido dos condensadores,  $C_1$  y  $C_2$  de gran tamaño a las salidas del convertidor para conseguir una salida aproximadamente constante,  $v_o \simeq V_o$ . Además, se ha incluido un inductor  $L$  en una de las ramas para suavizar los cambios de la corriente.

Para controlar este convertidor no se optará por un control sobre el ancho de los pulsos de control de los interruptores, sino que se trabaja con los desfases entre estos pulsos. En concreto, se establece un desfase  $D_1$  entre las ramas de un mismo puente y un desfase  $D_2$  entre ambos puentes. Mediante el ajuste de estos dos parámetros se consigue controlar el voltaje de salida del convertidor.

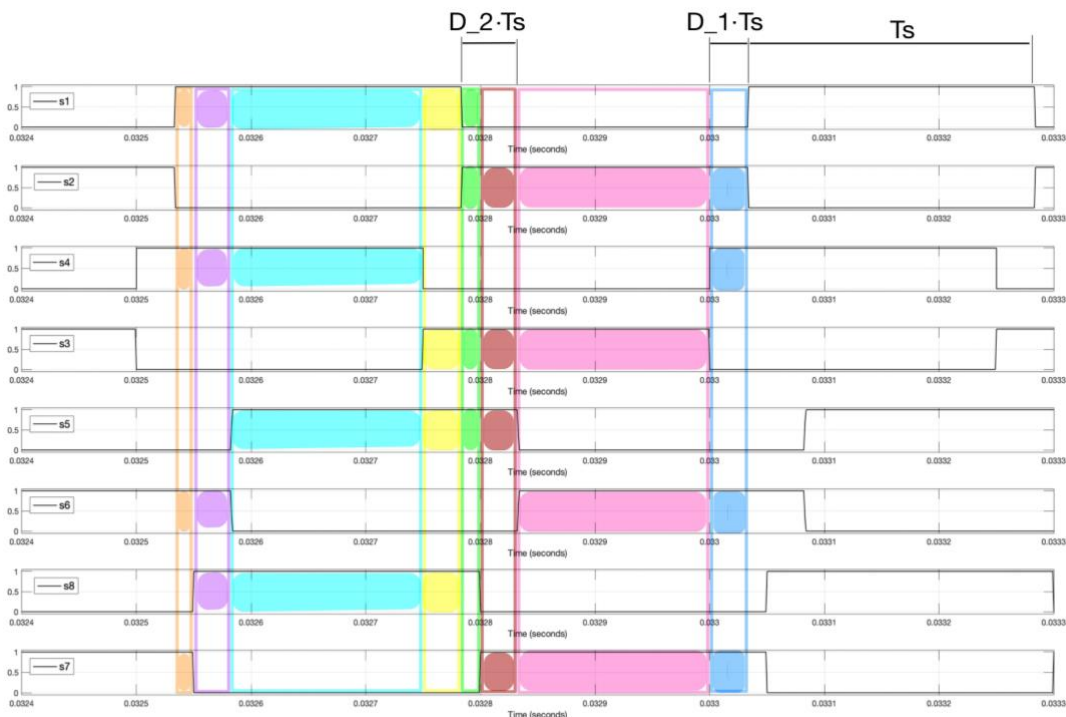


Figura 2-20. Pulsos para el control del DAB mediante desfases (PSM)

Cabe recordar que los interruptores de una misma rama conmutan de forma opuesta, por ejemplo, cuando  $sw_1$  esté encendido,  $sw_2$  estará apagado y viceversa.

Los pulsos enviados a cada interruptor quedan representados en la Figura 2-20. En esta imagen se puede observar como durante un periodo, definido por una frecuencia  $f$ , se pueden diferenciar 8 segmentos de diferente comportamiento en el convertidor. Para el análisis de este convertidor se estudia cada uno de estos segmentos.

Antes de empezar este análisis se definen una serie de voltajes que serán de ayuda para el estudio:

$$v_A = \begin{cases} V_i & \text{si } sw_1 \text{ ON} \\ 0 & \text{si } sw_1 \text{ OFF} \end{cases} \quad v_B = \begin{cases} 0 & \text{si } sw_4 \text{ ON} \\ V_i & \text{si } sw_4 \text{ OFF} \end{cases} \quad (2-63)$$

$$v_C = \begin{cases} V_x & \text{si } sw_5 \text{ ON} \\ 0 & \text{si } sw_5 \text{ OFF} \end{cases} \quad v_D = \begin{cases} 0 & \text{si } sw_8 \text{ ON} \\ V_x & \text{si } sw_8 \text{ OFF} \end{cases}$$

## 2.5.1 Estudio por segmentos

### 2.5.1.1 Segmento 1

El primer segmento comprende el intervalo de tiempo  $(t_0, t_1)$ , durante el cual se observa como los interruptores  $sw_1$  y  $sw_4$  están encendidos, por lo tanto  $sw_2$  y  $sw_3$  están apagados. Por otro lado, en el segundo puente los interruptores  $sw_5$  y  $sw_8$  se encuentran apagados mientras que  $sw_6$  y  $sw_7$  están encendidos.

Para los siguientes segmentos se trabajará únicamente con los interruptores  $sw_1$ ,  $sw_4$ ,  $sw_5$  y  $sw_8$ , pues la posición del resto es evidente a partir de los primeros.

Una vez conocida la posición de los interruptores es sencillo obtener los voltajes del circuito, como se presentan en las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} v_A = V_i \\ v_B = 0 \\ v_C = 0 \\ v_D = V_x \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_p = v_A - v_B = V_i \\ v_s = v_C - v_D = -V_x \end{cases} \quad (2-64)$$

Con las ecuaciones ( 2-64 ) es sencillo obtener el voltaje en el inductor durante este primer segmento.

$$v_{L1} = nv_p - v_s = nV_i + V_x \quad (2-65)$$

A partir de esta también es posible conocer como cambia la corriente en el inductor durante el segmento. Partiendo de la relación ( 2-5) el incremento de corriente se define como:

$$\Delta I_{L1} = \frac{\Delta t}{L} v_{L1} = \frac{(D_2 - D_1) T_s}{L} (nV_i + V_x) \quad (2-66)$$

, siendo  $T_s$  la mitad del periodo, es decir,  $T_s = \frac{1}{2f}$ .

Es posible por tanto conocer el valor de la corriente al terminar el intervalo, siendo esta:

$$i_L(t_1) = i_L(t_0) + \Delta I_{L1} = i_L(t_0) + \frac{(D_2 - D_1) T_s}{L} (nV_i + V_x) \quad (2-67)$$

### 2.5.1.2 Segmento 2

A continuación, se observa como en  $t_1$  se enciende el interruptor  $sw_8$ , mientras que  $sw_1$  y  $sw_4$  permanecen encendidos y  $sw_5$  apagado durante el intervalo  $(t_1, t_2)$ . Conocida la posición de los interruptores los voltajes principales del circuito quedan definidos como:

$$\begin{cases} v_A = V_i \\ v_B = 0 \\ v_C = 0 \\ v_D = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_p = V_i \\ v_s = 0 \end{cases} \quad (2-68)$$

Con las ecuaciones ( 2-68 ) se obtiene que el voltaje en el inductor durante este segmento será:

$$v_{L2} = nV_i \quad (2-69)$$

De nuevo, a partir de este es trivial obtener el incremento que sufre la corriente durante este tramo:

$$\Delta I_{L2} = \frac{D_1 T_s}{L} nV_i \quad (2-70)$$

Siendo por tanto la corriente al finalizar el segmento:

$$i_L(t_2) = i_L(t_1) + \frac{D_1 T_s}{L} nV_i = i_L(t_0) + \frac{T_s}{L} (D_2 nV_i + (D_2 - D_1) V_x) \quad (2-71)$$

### 2.5.1.3 Segmento 3

Al comenzar este segmento se enciende  $sw_5$ , por lo que, tanto  $sw_1$  como  $sw_4$ ,  $sw_8$  y  $sw_5$  están encendidos durante el intervalo  $(t_2, t_3)$ . De forma que los voltajes en este periodo serán:

$$\begin{cases} v_A = V_i \\ v_B = 0 \\ v_C = V_x \\ v_D = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_p = V_i \\ v_s = V_x \end{cases} \quad (2-72)$$

De lo que se obtiene que el voltaje del inductor será:

$$v_{L3} = nV_i - V_x \quad (2-73)$$

De nuevo, a partir de este se calcula el incremento que sufre la corriente durante este tramo:

$$\Delta I_{L3} = \frac{(1 - D_1 - D_2) T_s}{L} (nV_i - V_x) \quad (2-74)$$

Por lo tanto, el valor de la corriente en el inductor al finalizar el segmento es:

$$\begin{aligned} i_L(t_3) &= i_L(t_2) + \frac{(1 - D_1 - D_2) T_s}{L} (nV_i - V_x) \\ i_L(t_3) &= i_L(t_0) + \frac{T_s}{L} ((1 - D_1) nV_i + (2D_2 - 1) V_x) \end{aligned} \quad (2-75)$$

### 2.5.1.4 Segmento 4

Una vez se llega a  $t_3$  se apaga  $sw_4$ , mientras que el resto de interruptores permanecen como en el tercer segmento. Por tanto, los voltajes del circuito quedan como:

$$\begin{cases} v_A = V_i \\ v_B = V_i \\ v_C = V_x \\ v_D = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_p = 0 \\ v_s = V_x \end{cases} \quad (2-76)$$

De manera que la caída de voltaje en el inductor en esta ocasión es  $v_{L4} = -V_x$ . A partir de este se determina el cambio que sufre la corriente durante el intervalo  $(t_3, t_4)$ :

$$\Delta I_{L4} = \frac{D_1 T_s}{L} (-V_x) \quad (2-77)$$

Por lo tanto, el valor de la corriente al finalizar el segmento es:

$$\begin{aligned} i_L(t_4) &= i_L(t_3) + \frac{D_1 T_s}{L} (-V_x) \\ i_L(t_4) &= i_L(t_0) + \frac{T_s}{L} ((1-D_1)nV_i + (2D_2 - D_1 - 1)V_x) \end{aligned} \quad (2-78)$$

### 2.5.1.5 Segmento 5

A continuación, es el interruptor  $sw_1$  el que conmuta y se apaga. Mientras que durante el intervalo  $(t_4, t_5)$ , los interruptores  $sw_8$  y  $sw_5$  siguen encendidos y  $sw_4$  continúa apagado. Por ello, los voltajes durante este tramo son:

$$\begin{cases} v_A = 0 \\ v_B = V_i \\ v_C = V_x \\ v_D = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_p = -V_i \\ v_s = V_x \end{cases} \quad (2-79)$$

De estas ecuaciones se obtiene que la caída de tensión en el inductor es:

$$v_{L5} = - (nV_i + V_x) \quad (2-80)$$

Por lo tanto, el incremento de corriente producido durante este tramo se puede definir como:

$$\Delta I_{L5} = - \frac{(D_2 - D_1) T_s}{L} (nV_i + V_x) \quad (2-81)$$

### 2.5.1.6 Segmento 6

Durante este segmento los interruptores  $sw_1$  y  $sw_4$  permanecen apagados y  $sw_5$  encendido, sin embargo, en  $t_5$  el interruptor  $sw_8$  conmuta y se apaga. Esto lleva a un cambio en los voltajes que ahora quedan como:

$$\begin{cases} v_A = 0 \\ v_B = V_i \\ v_C = V_x \\ v_D = V_x \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_p = -V_i \\ v_s = 0 \end{cases} \quad (2-82)$$

Esto lleva a que la tensión en el inductor cambie a  $v_{L6} = -nV_i$ , y de esta se obtiene cual es el incremento de corriente durante este 6º tramo:

$$\Delta I_{L6} = \frac{-D_1 T_s}{L} nV_i \quad (2-83)$$

### 2.5.1.7 Segmento 7

Al llegar a  $t_6$  el interruptor  $sw_5$  se apaga, por lo que, durante el intervalo  $(t_6, t_7)$  tanto  $sw_5$  como  $sw_8, sw_1$  y  $sw_4$  permanecen apagados. Con esto es posible conocer las tensiones en el circuito:

$$\begin{cases} v_A = 0 \\ v_B = V_i \\ v_C = 0 \\ v_D = V_x \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_p = -V_i \\ v_s = -V_x \end{cases} \quad (2-84)$$

Conocidas estas tensiones es posible obtener el voltaje en el inductor, que es:

$$v_{L7} = -(nV_i - V_x) \quad (2-85)$$

Con esta tensión conocida se calcula el incremento sufrido por la corriente del inductor durante el tramo:

$$\Delta I_{L7} = -\frac{(1 - D_2 - D_1)T_s}{L}(nV_i - V_x) \quad (2-86)$$

### 2.5.1.8 Segmento 8

Por último, cuando comienza el 8º tramo el interruptor  $sw_4$  vuelve a encenderse, mientras que el resto permanecen apagados. Esto lleva a que las tensiones en el circuito queden como:

$$\begin{cases} v_A = 0 \\ v_B = 0 \\ v_C = 0 \\ v_D = V_x \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_p = 0 \\ v_s = -V_x \end{cases} \quad (2-87)$$

Cambia por tanto el voltaje en el inductor, que queda como  $v_{L8} = V_x$ . Con este voltaje se calcula el último cambio que sufre la corriente durante el periodo:

$$\Delta I_{L8} = \frac{D_1 T_s}{L} V_x \quad (2-88)$$

Una vez terminado el análisis se puede comprobar, observando los incrementos a lo largo de los 8 tramos, como la corriente en los tramos 5 a 8, es antisimétrica a la corriente en los tramos 1 a 4. Esta observación permite calcular la corriente inicial como  $i_L(t_0) = -i_L(t_4)$ . El valor inicial, y por tanto el final, de la corriente es:

$$i_L(t_0) = \frac{1}{4fL} \left( (1 + D_1 - 2D_2) V_x - (1 - D_1) nV_i \right) \quad (2-89)$$

## 2.5.2 Voltaje de salida

Para la obtención del voltaje de salida con respecto al de entrada se supondrá que la potencia suministrada será igual a la de salida,  $P_i = P_o$ , es decir, no se producen pérdidas ni en los interruptores ni en el transformador. Asumiendo que la carga es una resistencia constante, estas potencias pueden definirse como:

$$\begin{cases} P_i = nV_i \cdot \bar{I} \\ P_o = \frac{V_x^2}{R_L} \end{cases} \quad (2-90)$$

,siendo  $\bar{I}$  la corriente media de salida del transformador, esto es, la corriente media en el inductor, que puede calcularse como:



$$\bar{i} = \frac{1}{2T_s} \left[ (i_L(t_1) + i_L(t_0))(D_2 - D_1)T_s + (i_L(t_2) + i_L(t_1))D_1T_s + (i_L(t_3) + i_L(t_2))(1 - D_2 - D_1)T_s + (i_L(t_4) + i_L(t_0))D_1T_s \right] \quad (2-91)$$

Como resultado se obtiene que:

$$\bar{i} = \frac{1}{4fL} \left[ nV_i \cdot (1 - D_1)D_1 + V_x \cdot 2D_2(1 + D_1 - D_2 - D_1(1 - D_1)) \right] \quad (2-92)$$

A partir de aquí, para simplificar el problema se considera que no existe desfase entre las ramas de un mismo convertidor de puente completo,  $D_1 = 0$ . Con esto la corriente media queda como:

$$\bar{i} = \frac{1}{2fL} D_2(1 - D_2) \cdot V_x \quad (2-93)$$

Introduciendo este valor en la ecuación (2-90) e igualando ambas potencias es posible despejar el valor del voltaje de salida  $V_x$ :

$$V_x = \frac{nV_i}{2fL} R_L D_2(1 - D_2) \quad (2-94)$$

Además, puede calcularse la potencia de salida también como función del voltaje de entrada:

$$P_o = \left( \frac{nV_i}{2fL} \right)^2 D_2^2(1 - D_2)^2 R_L \quad (2-95)$$

### 2.5.3 ZVS

El convertidor DAB tiene la capacidad de realizar la conmutación a voltaje cero (ZVS), lo que incrementa su eficiencia. Para determinar esta región de trabajo en primer lugar se reescriben las ecuaciones (2-67) y (2-89), para el caso  $D_1 = 0$ , de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} i_L(t_0) &= \frac{V_x}{L} \left( \frac{1}{4f} - t \right) - \frac{nV_i}{4fL} \\ i_L(t_1) &= \frac{V_x}{4fL} - \frac{nV_i}{L} \left( \frac{1}{4f} - t \right) \end{aligned} \quad (2-96)$$

,siendo  $t$  el retraso producido por el desfase  $D_2$ .

Para conseguir la conmutación suave,  $i_L(t_0)$  debe ser menor que cero e  $i_L(t_1)$  debe ser mayor que cero. Imponiendo estas restricciones se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{1}{4f} \left( 1 - \frac{nV_i}{V_x} \right) &\leq t \\ \frac{1}{4f} \left( 1 - \frac{V_x}{nV_i} \right) &\leq t \end{aligned} \quad (2-97)$$

Por lo tanto, el retraso entre las señales de control debe satisfacer (2-97) para conseguir la conmutación suave. Cuando  $nV_i$  es distinto de  $V_x$ , la región donde el convertidor DAB puede alcanzar estas condiciones es limitada.



# 3 CRITERIOS PARA LA ELECCIÓN DE LA TOPOLOGÍA

---

Las primeras topologías de convertidores mostradas en la sección anterior, consisten en convertidores modulados por ancho de pulsos (PWM). Estos requieren que los interruptores conduzcan e interrumpan toda la corriente de carga en cada conmutación. Esta operación produce grandes pérdidas de potencia que aumentan con la frecuencia de conmutación. Además, otra desventaja significativa de la operación de modo de conmutado es la EMI que se produce debido a los grandes incrementos de corriente y voltaje producidos durante la operación de conmutado.

Además, este trabajo busca convertidores que sean capaces de obtener 28 VCD a partir de 270 VDC del embarrado de continua que procede de las baterías de la aeronave. Para saltos de tensión tan altos como este un convertidor tipo buck-boost o tipo cuk no es suficiente, sino que, en caso de elegir una de estas topologías habría que colocar varios convertidores en cascada para poder alcanzar la relación de tensión deseada. Esta operación reduce gravemente la eficiencia de la conversión de potencia.

Dado que en la aeronáutica se busca maximizar la eficiencia de la producción de potencia eléctrica en los motores, no se puede permitir que la distribución de esta potencia a lo de la aeronave sea ineficiente. De hecho, se requieren niveles de eficiencia en la conversión al menos del 90% e incluso superiores al 96% .

Es por ello que los convertidores más simples, como los mencionados buck-boost, cuk o el convertidor de puente completo, no son suficiente eficientes para conversiones a tan altas de tensiones en una aeronave.

Por estas razones se continuará estudiando únicamente los convertidores resonantes y el dual active bridge DAB para la elección de la mejor topología para la conversión de un embarrado de baterías a una línea de distribución a 28 VCD dado que estos permiten rangos muchos mayores de conversión de voltaje.

Además de necesitar una eficiencia muy alta, hay otras características que requieren los convertidores para poder ser implementados en una aeronave. Por ejemplo, requieren de una alta densidad de potencia como ocurre en cualquier aplicación aeronáutica, por lo tanto tener el menor peso y tamaño posible. Por otro lado, debido a su criticidad dentro de la aeronave deben ser sistemas robustos y a prueba de fallos, de nuevo una característica presente en la mayoría de sistemas de una aeronave. Por último, dado que el número de elementos eléctricos en una aeronave se volverá muy alto será necesario reducir la EMI que producen para no afectar a otros sistemas del avión [25].

Este trabajo se centra en estudiar el que se ha considerado el parámetro más crítico para la aplicación aeronáutica de los convertidores, su eficiencia.

## 3.1 Convertidores resonantes y DAB

En general los convertidores DC-DC no se caracterizan por conseguir altas eficiencias debido a las pérdidas de potencia que ocurren en el transformador y los inductores y al alto número de dispositivos de electrónica de potencia que requieren. De ahí la importancia de optimizarlos lo máximo posible para poder alcanzar altas eficiencias y densidades de potencia.

Las topologías de convertidores que, a continuación, se estudiarán más en profundidad permiten la conmutación a voltaje cero (ZVS), lo que aumenta de forma considerable la eficiencia del convertidor.

De hecho, el convertidor DAB se ha estudiado ampliamente para sus posibles aplicaciones en aeronaves MEA debido a que permite un alto ratio entre el voltaje de entrada y salida y su control es relativamente sencillo. Su control por PSM tiene la gran ventaja de ser bastante sencillo, como ya se ha mencionado, sin embargo, limita la región ZVS del DAB, de hecho, la conmutación siempre ocurre en el pico de corriente [26]. Además, si hay altas desviaciones con respecto a la potencia nominal la corriente reactiva aumenta considerablemente y las prestaciones del convertidor se degradan [27].

Por otro lado, hay que tener en cuenta que hay estudios que han demostrado que los convertidores DAB son capaces de operar a altas temperaturas, hasta  $300^{\circ}C$ , debido al empleo de interruptores SiC MOSFET. Son capaces de mantener eficiencias de hasta el 94% a temperaturas de  $200^{\circ}C$  [28]. Esta propiedad es de gran utilidad para su aplicación en una aeronave ya que requieren mucha menos refrigeración que otros convertidores, lo que, reduce el peso total del sistema de distribución y por tanto incrementa la densidad de potencia de este.

Los convertidores resonantes, por otro lado, pueden alcanzar ZVS en regiones más amplias generando una mayor eficiencia de conversión. Además, al operar con una relación de trabajo del 50% la conmutación a corriente cero (ZCS) se alcanza de forma automática, aunque en la práctica la corriente no alcanza el cero y lo que se realiza es una conmutación de corriente cuasi-cero (q-ZCS)[29].

Sin embargo, requieren de componentes pasivos adicionales y su control es muy complejo cuando el área de operación es muy amplia [30].

A pesar de encontrar numerosos artículos en la literatura sobre el convertidor DAB y su posible aplicación para aeronaves MEA, en el caso de los convertidores resonantes, tanto SRC como LLC, la información encontrada es muy reducida si se habla de una aplicación aeronáutica. Por ello, se busca proporcionar una comparativa entre estas topologías de manera que se ayude a entender cual de ellas realizaría una mejor actuación.

### 3.1.1 Interruptores

Para su aplicación en una aeronave el peso y la densidad de potencia de los convertidores son factores clave. El empleo de interruptores de alta frecuencia de conmutación puede contribuir a la reducción del volumen y peso de los sistemas de refrigeración y los componentes pasivos, que suponen una importante parte del peso total del convertidor.

Los interruptores de SiC han sido altamente desarrollados para su aplicación como la próxima generación de dispositivos de electrónica de potencia. Entre sus ventajas se encuentran que permiten un campo de ruptura mayor que sus predecesores lo que lleva a un mayor voltaje de bloqueo, además, consiguen también una mayor conductividad térmica, lo que aumenta la densidad energética, y una mayor velocidad de saturación que permite la conmutación a alta frecuencia[28].

Por lo tanto el uso de dispositivos de SiC permite trabajar a mayores temperaturas, consiguiendo una mejor actuación del convertidor en entornos hostiles, además de, permitir la reducción de los elementos de refrigeración como ya se había comentado. Por otro lado, al trabajar con altas frecuencias se reducen considerablemente las pérdidas por conmutación y con ello se incrementa la eficiencia del convertidor.

Dentro de los dispositivos de SiC, el que más importancia a cobrado recientemente a sido el SiC MOSFET, por ello será el dispositivo de conmutación empleado para los modelos de los convertidores a simular.

## 3.2 Modelos de los convertidores para la simulación

A continuación, se van a realizar simulaciones de los distintos convertidores a estudiar para determinar cual de ellos es más adecuado para el problema contemplado para este trabajo, es decir, transformar los 270VDC provenientes de una batería en los 28VDC empleados por las cargas de aviónica.

Se van a llevar a cabo modelos de los tres convertidores, SRC, LLC y DAB, en la extensión de Matlab Simulink. Previamente a comentar los resultados obtenidos en estos modelos se explicará como han sido diseñados estos convertidores.

Para los tres casos se empleará como fuente de potencia de continua una batería de Ion-Litio debido a sus múltiples ventajas. Por otro lado, para los interruptores se emplearán los SiC MOSFETS comentados anteriormente. Para estos elementos se emplearán modelos ya presentes en las librerías de Simulink.

Para los transformadores presentes en estas topologías también se han tomado los propios modelos de Simulink. En los tres casos se han empleado transformadores de alta frecuencia ideales para simplificar la comparación entre topologías.

### 3.2.1 Convertidor SRC

El modelo del convertidor SRC se ha realizado a partir de la Figura 2-14, generando así el circuito que aparece en la Figura 3-1.

Para poder llevar a cabo un diseño lo más óptimo posible de este convertidor se han seguido los pasos que se explican a continuación.

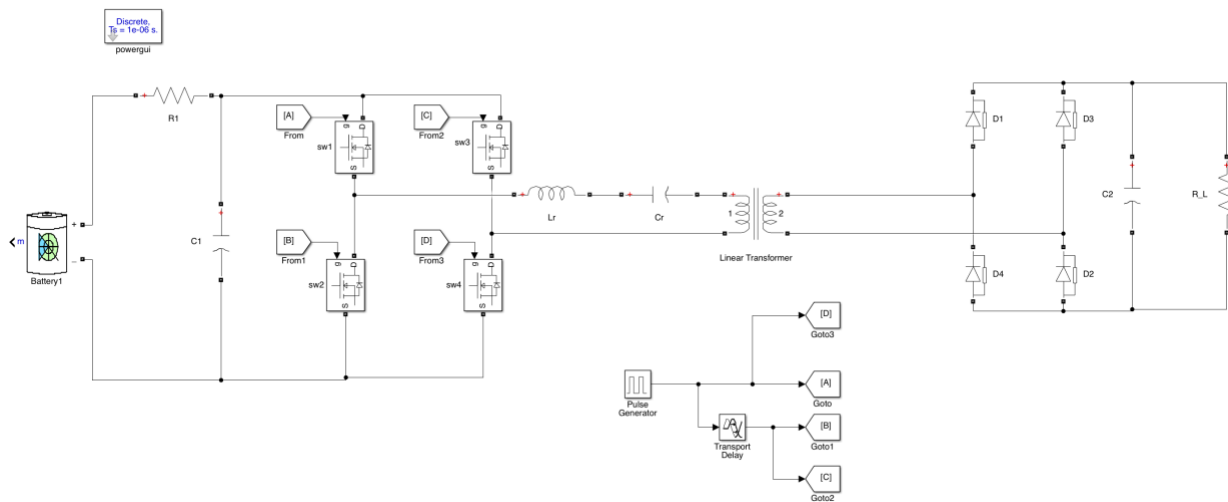


Figura 3-1. Modelo en *Simulink* del convertidor SRC

En primer lugar, se obtiene la resistencia equivalente  $R_e$  que puede ser calculada con la ecuación ( 2-47 ) a partir de la relación  $n$  del transformador y la resistencia que representa las cargas  $R_L$ . Tras esto, fijando el valor de la frecuencia de conmutación  $f_s$  y suponiendo un valor de  $F$  se obtiene fácilmente la frecuencia de resonancia  $f_o$ . Con esta última y suponiendo un valor del inductor en serie  $L_r$  se puede calcular el condensador en serie como función de ellos, despejando de la ecuación ( 2-50 ):

$$C_r = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 L_r} \quad (3-1)$$

Una vez son conocidos la resistencia equivalente, la conductancia y la inductancia se puede obtener el factor de calidad a partir de su definición, ecuación ( 2-47 ).

A continuación, se calculará el voltaje de salida mediante la ecuación ( 2-53 ). Si el valor obtenido de  $V_o$  es mayor al deseado será necesario aumentar  $F$ , y viceversa. Tras un pequeño proceso iterativo se obtiene el valor de  $F$  que proporciona el voltaje de salida buscado.

Tras esto se calculará la eficiencia del sistema y se mostrarán las formas de onda de sus corrientes y voltajes más críticos para su posterior comparación.

### 3.2.2 Convertidor LLC

Para el convertidor resonante LLC se seguirán unos pasos similares a los presentados para el convertidor SRC debido a la similitud entre ellos. El modelo realizado en Simulink, en este caso, se muestra en la Figura 3-2; dicho modelo se ha realizado partiendo del esquema del circuito de la Figura 2-16.

El primer paso a seguir, de nuevo, es definir la resistencia equivalente, a partir de la relación  $n$  del transformador y la resistencia  $R_L$ . Se da una primera aproximación de  $F$  y se fija la frecuencia de conmutación  $f_s$ , con esto se obtiene la frecuencia de resonancia del circuito  $f_o$ . A continuación, se imponen unos valores del factor de calidad  $Q$  y la relación  $m$ , con estos valores es sencillo obtener los componentes del modulo de resonancia, despejando las ecuaciones ( 2-47 ) y ( 2-62 ) se tiene:

$$L_r = \frac{R_e Q}{2\pi f_o}$$

$$C_r = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 L_r} \quad (3-2)$$

$$L_m = L_r (m - 1)$$

Con los valores ya fijados de  $Q$ ,  $m$  y  $n$ , se introducen los datos en la ( 2-61 ) obteniendo así el voltaje de salida. Se continúa iterando con el valor de  $F$  hasta que el resultado de  $V_o$  sea el deseado.

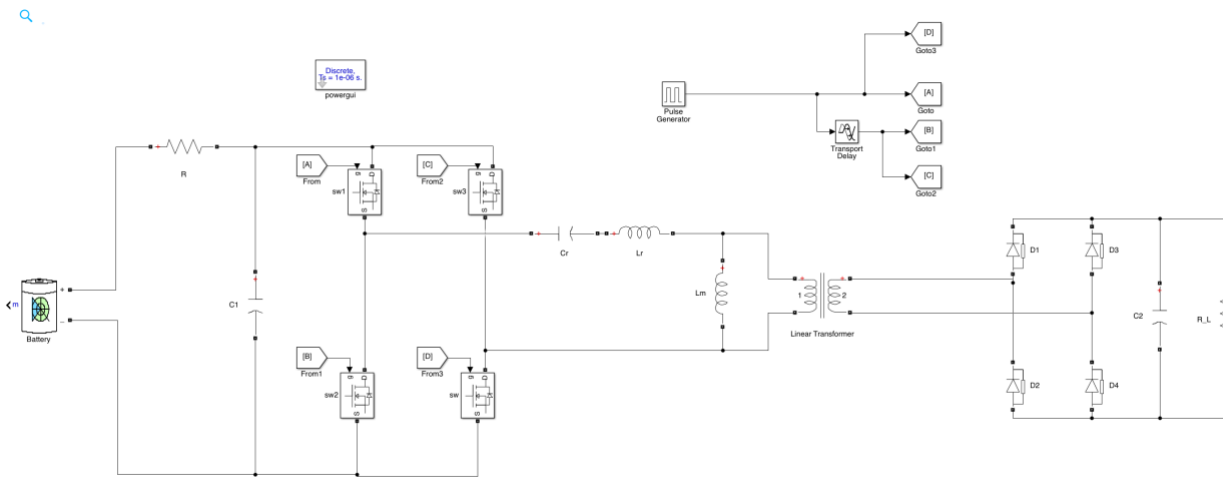


Figura 3-2. Modelo en *Simulink* del convertidor LLC

Para la elección del factor de calidad  $Q$  es necesario tener en cuenta que para valores bajos de este parámetro es posible alcanzar una mayor ganancia pero a su vez esto causa una menor sensibilidad a la modulación de frecuencia. Por el contrario, valores altos de  $Q$  permiten variar la ganancia del convertidor con menores variaciones de la frecuencia pero no permite alcanzar altas ganancias.

Por otro lado, el efecto de  $m$  sobre el convertidor consiste en que un valor alto de este lleva a un valor alto de la inductancia de magnetización  $L_m$  y, por tanto, a una reducción de la ondulación de la corriente pico-pico de magnetización, disminuyendo así las pérdidas por conducción. A pesar de mejorar la eficiencia del convertidor, un valor de  $m$  alto lleva a un rango de frecuencias de modulación mayor y permite menores ganancias del convertidor.

### 3.2.3 Convertidor DAB

El diseño del convertidor DAB seguirá una metodología algo distinta debido a que el tipo de control empleado para esta topología difiere de los dos anteriores. En primer lugar, en la Figura 3-3 se muestra el modelo realizado a partir del esquema de la Figura 2-19.

Dado que el parámetro de control de esta topología es el desfase  $D_2$ , este se empleará para fijar el voltaje de salida deseado, en este caso  $28VDC$ . Para obtener el desfase, se empleará la ecuación ( 2-94 ) y se debe imponer el voltaje de entrada, para este caso  $270V$ , y volver a fijar, al igual que en los dos casos anteriores, la relación  $n$  del transformador y la resistencia  $R_L$ .

Además, tendrá que elegirse y fijarse la frecuencia de conmutación  $f_s$  y el valor del inductor  $L$ . Con todo esto se hará un pequeño proceso iterativo donde a partir de un primer disparo de  $D_2$ , este se modifica hasta que se obtiene el voltaje  $V_o$  buscado.

Una vez calculado el desfase  $D_2$  se calcula el tiempo de retraso que habrá que imponer a la señal del modelo como:

$$t_d = D_2 T_s = \frac{D_2}{2f_s} \quad (3-3)$$

A partir de ahora el desfase de las señales se denominará de forma general como  $D$ .

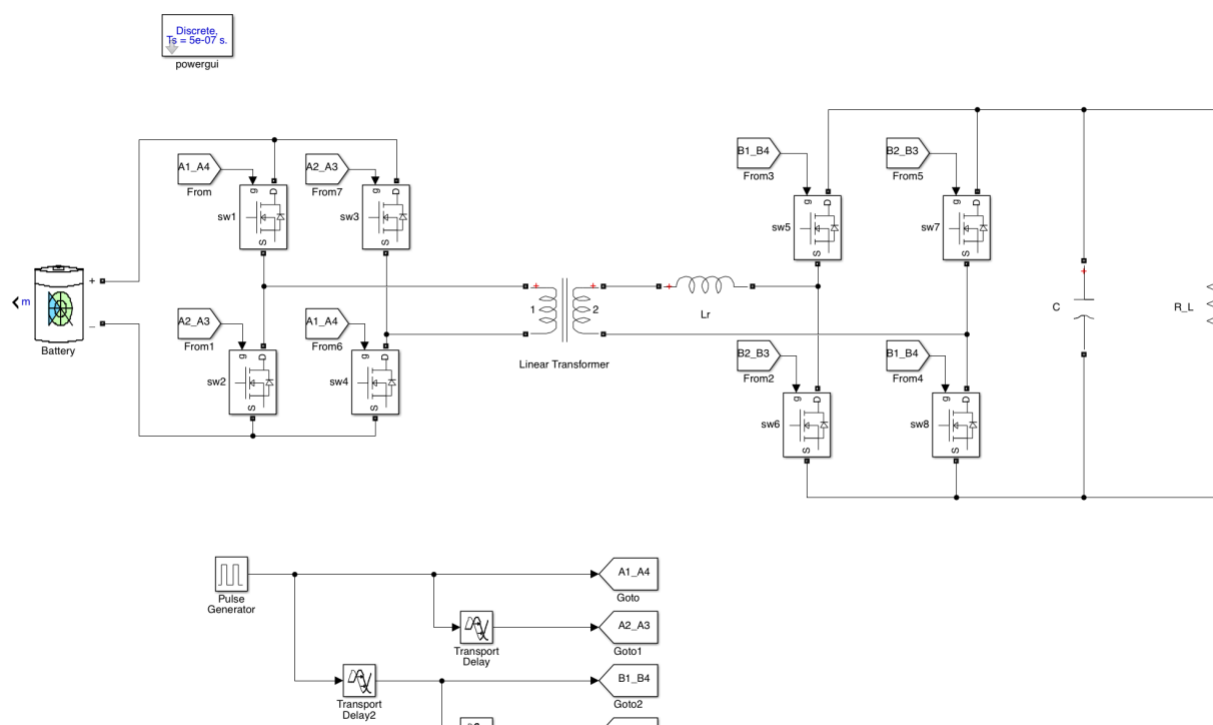


Figura 3-3. Modelo en *Simulink* del convertidor DAB

### 3.3 Simulaciones

#### 3.3.1 Selección de parámetros

Antes de comenzar las simulaciones se establecerán los criterios que se han empleado para la elección de los parámetros que intervienen tanto en el diseño como en el control de cada convertidor. Estos parámetros han sido descritos en las explicaciones del proceso de diseño de cada convertidor, donde queda claro en cada caso cuales son los parámetros que deben fijarse y elegirse.

En primer lugar, dado que se busca reducir al máximo el peso y el tamaño de los convertidores se emplearán altas frecuencias de conmutación, en concreto para los tres convertidores se hará un primer bloque de simulaciones a  $100\text{ kHz}$  y, a continuación, se repetirán las simulaciones tomando la frecuencia de conmutación como  $200\text{ kHz}$ . Estas altas frecuencias se pueden emplear gracias al uso de los interruptores SiC MOSFETS.

Por otro lado, los componentes pasivos del tanque resonante se elegirán de forma de que la eficiencia del

convertidor en su punto de trabajo sea de al menos un 95% , valor razonable para su aplicación aeronáutica. Y los condensadores de entrada y salida de cada convertidor se tomarán de forma que la distorsión armónica de la corriente de salida,  $THD_{i_o}$ , sea menor al 1% .

Por último, el valor de la resistencia de carga  $R_L$ , se selecciona de forma que la potencia energética del convertidor se ajuste al valor de trabajo seleccionado.

### 3.3.2 Estructura de la simulaciones

Antes de comenzar, se establecerá que tipo de simulaciones se van a realizar y con que finalidad. Para ello se ha tomado como modelo las simulaciones realizadas en [32], que también se ha tomado como referencia para algunos de los criterios establecidos en las sección anterior.

En primer lugar, se realizarán una serie de simulaciones para establecer la eficiencia máxima posible del punto de funcionamiento, con los voltajes y la potencia nominal. Al terminar estas simulaciones se podrán establecer unos valores fijos para los componentes pasivos de cada convertidor.

Una vez fijados estos parámetros se procederá al segundo bloque de simulaciones donde se variaran los valores nominales de los voltajes para ver como reaccionan los convertidores y como varia su eficiencia en cada caso. Para esto se establecen los valores nominales y el rango de operación definidos por el estándar MIL-704F [33], que quedan recogidos en la Tabla 3-1.

Tabla 3-1-. Condiciones nominales y dominio de operación

$V_{i\ nom}$ ( V )	$V_{i\ min}$ ( V )	$V_{i\ max}$ ( V )	$V_{o\ nom}$ ( V )	$V_{o\ min}$ ( V )	$V_{o\ max}$ ( V )	$P_{nom}$ ( W )
270	250	280	28	22	30	3000

Por último, se hará una comparación entre las eficiencias y las pérdidas máximas y mínimas de cada convertidor. Además, se analizarán brevemente otros factores que influyen en la aplicación aeronáutica de estos convertidores con el fin de determinar cual s el más adecuado.

Todos estos pasos se realizarán en primer lugar para la frecuencia de conmutación de 100  $kHz$  y tras ello se repetirán incrementando esta frecuencia hasta 200  $KHz$ .

### 3.3.3 Resultados

#### 3.3.3.1 Convertidor SRC

Para encontrar el punto de funcionamiento óptimo del convertidor resonante SRC se han hecho diversas simulaciones variando sus parámetros de control. En la búsqueda de este punto más óptimo las simulaciones se han centrado en encontrar aquella combinación de parámetros que consiguen una mayor eficiencia como acaba de comentarse.

Siguiendo los pasos descritos en la sección 3.2.1 se hace visible que para el convertidor SRC y este método de diseño los parámetros de control son: la relación del transformador  $n$ , la resistencia de carga  $R_L$ , la frecuencia de conmutación  $f_s$  y la inductancia en serie  $L_r$ .

La frecuencia normalizada  $F$  no se toma como un parámetro de control puesto que será el parámetro que se modifique para conseguir el voltaje de salida requerido, en este caso 28VDC, por lo tanto, su valor vendrá impuesto.

##### 3.3.3.1.1 Resultados con 100KHz

Como ya se indicó, en primer lugar realizamos las simulaciones para los valores nominales y la frecuencia de conmutación de 100  $kHz$ , los parámetros y resultados obtenidos son los recogidos en la Tabla 3-2.



Tabla 3-2-. Resultados para encontrar el punto de operación óptimo del convertidor SRC para  $f_s = 100 \text{ kHz}$ 

$n$	$L_r [\mu H]$	$C_r [\mu F]$	Eficiencia [%]
9	20	0,103	88,9
9	10	0,205	92
9	6	0,342	93,53
9,3	0,1	20,5	98,23

Tras estas simulaciones se pueden fijar los valores de  $L_r$  y  $C_r$ , y con ello fijar el diseño del convertidor para el óptimo encontrado en el punto de funcionamiento. Para este punto se muestran la corriente y el voltaje de salida en la Figura 3-4. Para mayor detalle en Figura 3-5 se muestran sus formas de onda. Se observa de estas formas de onda como la ondulación presente en estas señales es de pequeño valor, en concreto, la distorsión armónica conseguida para este diseño del convertidor es  $THD = 0,9$ .

Además, para ilustrar el comportamiento del tanque resonante se muestran en Figura 3-6 las formas de onda de la corriente del inductor en serie y del voltaje del condensador en serie.

A continuación, con estos valores ya fijados se estudia el efecto del cambio de los voltajes de entrada y salida dentro del rango de operación definido en la Tabla 3-1. Los resultados de estas simulaciones se muestran en la Tabla 3-4. De forma resumida se recogen la máxima y mínima eficiencia en la siguiente tabla:

Tabla 3-3-. Máxima y mínima eficiencia del convertidor SRC dentro del rango de operación a  $f_s = 100 \text{ kHz}$ 

Máxima Eficiencia			Mínima Eficiencia			Variación [%]
$V_i [V]$	$V_o [V]$	$Ef [\%]$	$V_i [V]$	$V_o [V]$	$Ef [\%]$	
280	30	98,44	250	22	97,22	1,22

De la Tabla 3-3 se puede observar como el convertidor SRC consigue una alta eficiencia a lo largo de todo el dominio de operación con una variación entre sus extremos de poco más de un 1%. Por lo tanto, consigue una buena actuación para su aplicación en una aeronave.

Tabla 3-4-. Eficiencias para los distintos puntos de operación del convertidor SRC a  $f_s = 100 \text{ kHz}$ 

$V_o [V]$	$V_i = 250V$	$V_i = 260V$	$V_i = 270V$	$V_i = 280V$
30	98,42	98,43	98,44	98,44
29	98,34	98,34	98,34	98,34
28	98,22	98,22	98,23	98,24
27	98,10	98,10	98,11	98,11
26	97,96	97,96	97,97	97,98
25	97,81	97,82	97,82	97,82
24	97,64	97,64	97,65	97,65
23	97,44	97,45	97,45	97,45
22	97,22	97,22	97,23	97,23

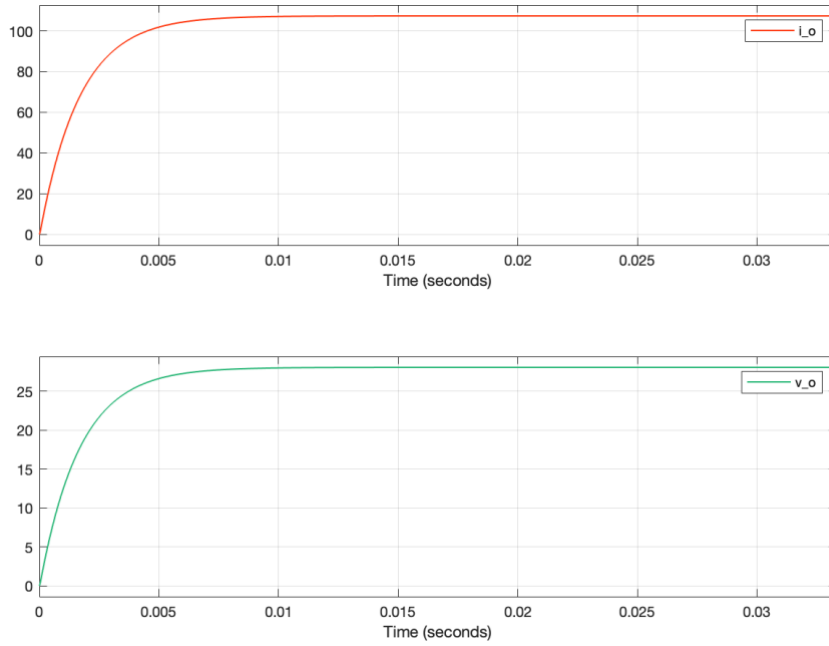


Figura 3-4. a) Corriente de salida y b) voltaje de salida para el óptimo tomado para el convertidor SRC

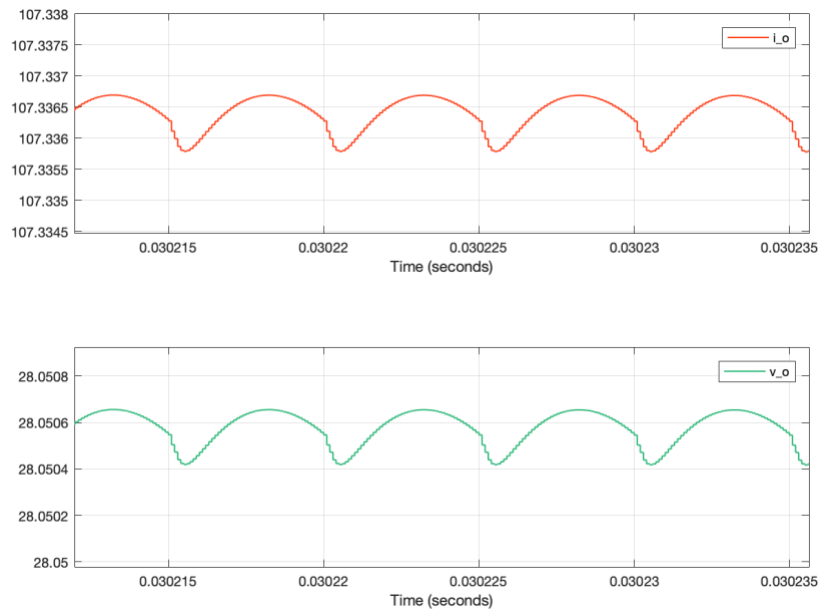


Figura 3-5. Forma de onda de a) la corriente de salida y b) el voltaje de salida del óptimo tomado para el convertidor SRC a  $f_s = 100 \text{ kHz}$

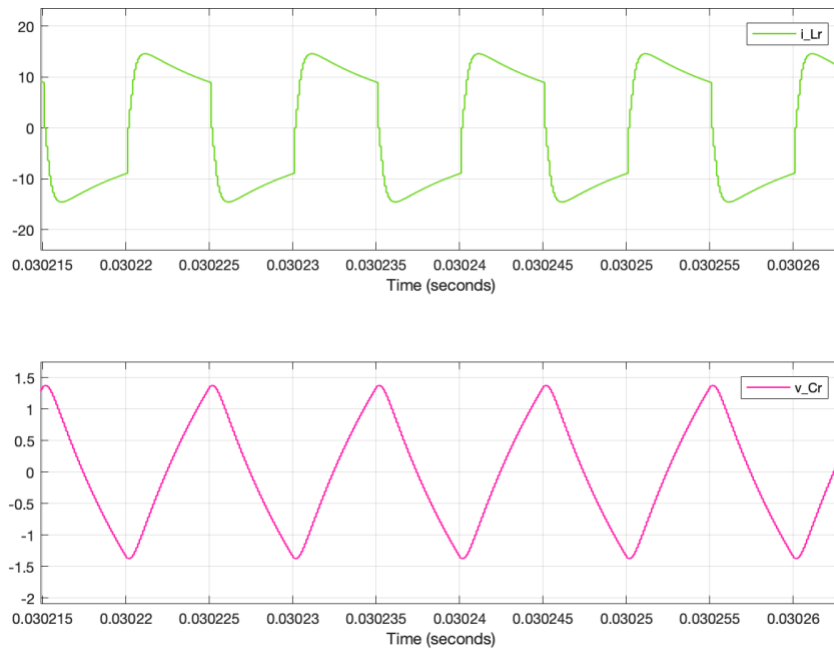


Figura 3-6. Forma de onda de a) corriente del inductor en serie y b) el voltaje del condensador en serie para el óptimo tomado para el convertidor SRC  $f_s = 100 \text{ kHz}$

### 3.3.3.1.2 Resultados con 200KHz

Como se indicó en el apartado 3.3.2 se repetirá el mismo proceso para las simulaciones pero imponiendo una frecuencia de conmutación de  $200 \text{ kHz}$ .

Para esta frecuencia en el primer bloque de simulaciones se elige el punto de operación óptimo, junto con los valores de los elementos pasivos asociados a dicho óptimo, estos quedan mostrados en la Tabla 3-5.

Tabla 3-5-. Resultados para encontrar el punto de operación óptimo del convertidor SRC para  $f_s = 200 \text{ kHz}$

$n$	$L_r [\mu H]$	$C_r [\mu F]$	Eficiencia [%]
9,3	1	0,171	91
9,3	0,1	5,13	98,1
9,3	0,01	22,8	98,29

Para este punto óptimo se muestran las formas de ondas de la corriente y el voltaje de salida en la Figura 3-7. Por otro lado, para ilustrar el comportamiento del tanque resonante se muestran en la Figura 3-8 las formas de onda de la corriente del inductor en serie y del voltaje del condensador en serie. De nuevo se observa una ondulación muy pequeña en señal de salida en este caso el  $THD$  es también de 0,9.

Al igual que en el apartado anterior una vez encontrado un punto de operación óptimo se pasa a estudiar las eficiencias en todo el rango de operación del convertidor. Los resultados a estas simulaciones se encuentran en la Tabla 3-7 y de forma resumida en la Tabla 3-6.

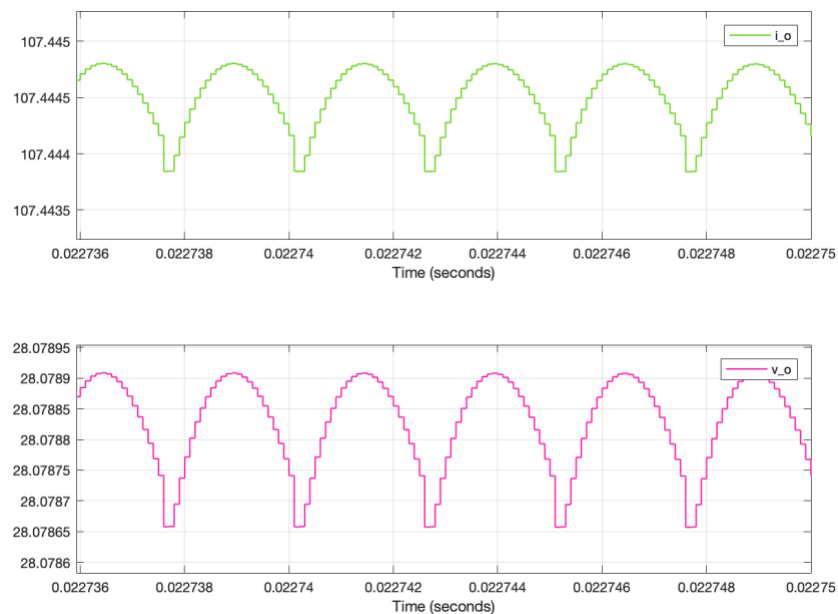
De nuevo se observa que la eficiencia aumenta al incrementar el voltaje, pero con una variación muy pequeña entre sus valores extremos. A pesar de aumentar la frecuencia de conmutación, el convertidor mantiene unos valores casi idénticos de eficiencia.

Tabla 3-6-. Máxima y mínima eficiencia del convertidor SRC dentro del rango de operación a  $f_s = 200 \text{ kHz}$ 

Máxima Eficiencia			Mínima Eficiencia			Variación [%]
$V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$Ef$ [%]	$V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$Ef$ [%]	
280	30	98,49	250	22	97,34	1,15

Tabla 3-7-. Eficiencias para los distintos puntos de operación del convertidor SRC a  $f_s = 200 \text{ kHz}$ 

$V_o$ [V]	$V_i = 250V$	$V_i = 260V$	$V_i = 270V$	$V_i = 280V$
30	98,47	98,48	98,49	98,49
29	98,38	98,39	98,4	98,4
28	98,29	98,29	98,29	98,30
27	98,17	98,17	98,18	98,18
26	97,04	97,04	97,05	98,05
25	97,89	97,89	97,89	97,9
24	97,72	97,73	97,74	97,74
23	97,53	97,54	97,55	97,55
22	97,34	97,35	97,35	97,35

Figura 3-7. Forma de onda de a) la corriente de salida y b) el voltaje de salida del óptimo tomado para el convertidor SRC a  $f_s = 200 \text{ kHz}$

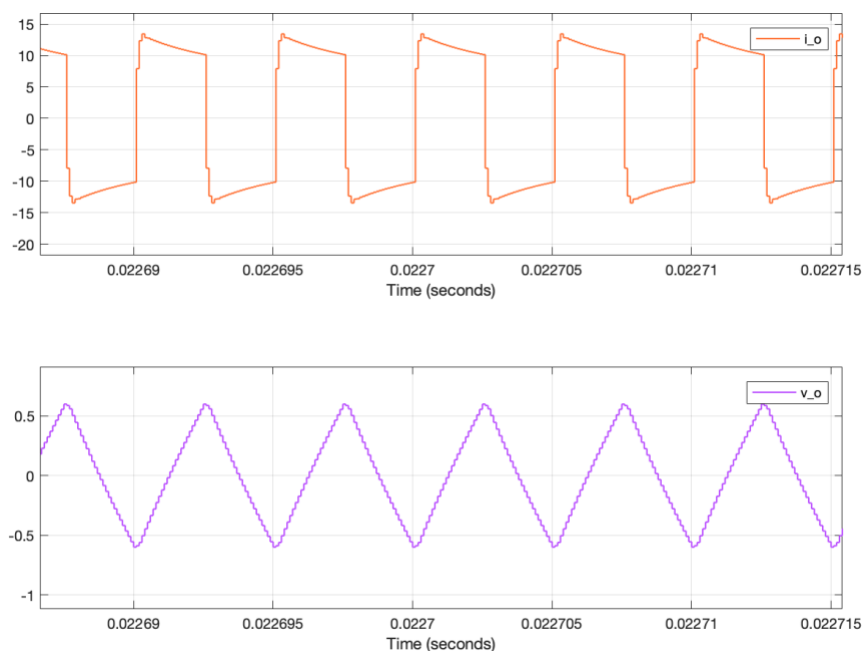


Figura 3-8. Forma de onda de a) corriente del inductor en serie y b) el voltaje del condensador en serie para el óptimo tomado para el convertidor SRC a  $f_s = 200 \text{ kHz}$

### 3.3.3.2 Convertidor LLC

Al igual que para el convertidor SRC se buscará la combinación de parámetros que produzca la mayor eficiencia. De nuevo, se realizarán diversas simulaciones variando los parámetros de control del convertidor hasta alcanzar el punto más óptimo posible.

En este caso, siguiendo los pasos descritos en 3.2.2 los parámetros de control que se obtienen para el convertidor LLC son: la relación del transformador  $n$ , la resistencia de carga  $R_l$ , la frecuencia de conmutación  $f_s$ , el factor de calidad  $Q$  y la relación de inductancias  $m$ .

En este caso tampoco se toma como parámetro de control la frecuencia normalizada, en parte porque la complejidad del problema dificulta predecir como afectará al resultado una variación de dicho parámetro. Para las simulaciones se tomará un valor de  $F$ , en principio, fijo y cercano a la unidad de forma que la aproximación FHA siga siendo válida.

#### 3.3.3.2.1 Resultados con 100KHz

De nuevo, se busca la configuración del convertidor que maximice su eficiencia para los valores de funcionamiento nominales. Este primer grupo de simulaciones así como el resultado más óptimo encontrado vienen recogidos en la Tabla 3-8.

Tabla 3-8-. Resultados para encontrar el punto de operación óptimo del convertidor LLC para  $f_s = 100 \text{ kHz}$

$n$	$L_r [\mu H]$	$C_r [nF]$	$L_m [\mu H]$	$Eficiencia [\%]$
9,6	2,9	190	55	87
9,6	3,3	215	96	92,52
9,6	2,5	287	100	93,46
9,47	0,018	40000	100	98,33

Los valores del tanque resonante del convertidor se elegirán como los valores de la última simulación recogida en la tabla. Además, para dicha simulación se muestran el voltaje y corriente de salida del convertidor en la Figura 3-9 y sus formas de onda en la Figura 3-10. Al igual que ocurría para el convertidor SRC se ha alcanzado un valor bastante bajo de ondulación para las formas de onda de la salida, en esta topología de convertidor el valor de distorsión armónica alcanzado es  $THD \approx 1$ .

Para dar más información también se muestran las formas de onda tanto del inductor como del condensador en serie del taque resonante en la Figura 3-11.

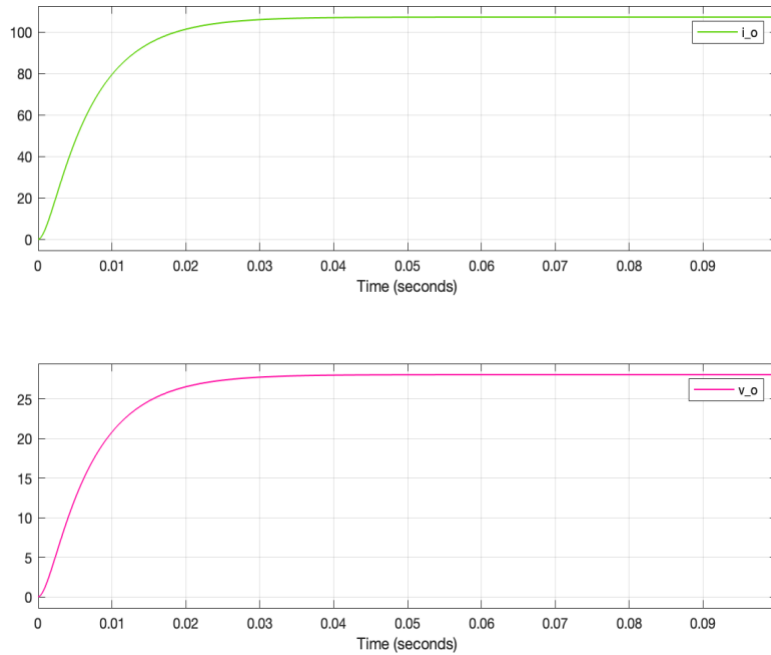


Figura 3-9. a) Corriente de salida y b) voltaje de salida para el óptimo tomado para el convertidor LLC a  $f_s = 100 \text{ KHz}$

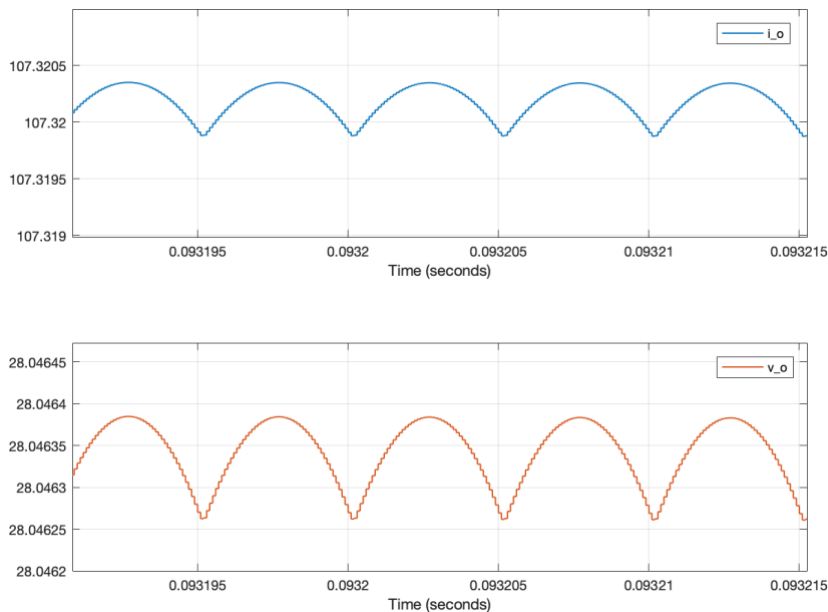


Figura 3-10. Forma de onda de a) la corriente de salida y b) el voltaje de salida del óptimo tomado para el convertidor LLC a  $f_s = 100 \text{ kHz}$

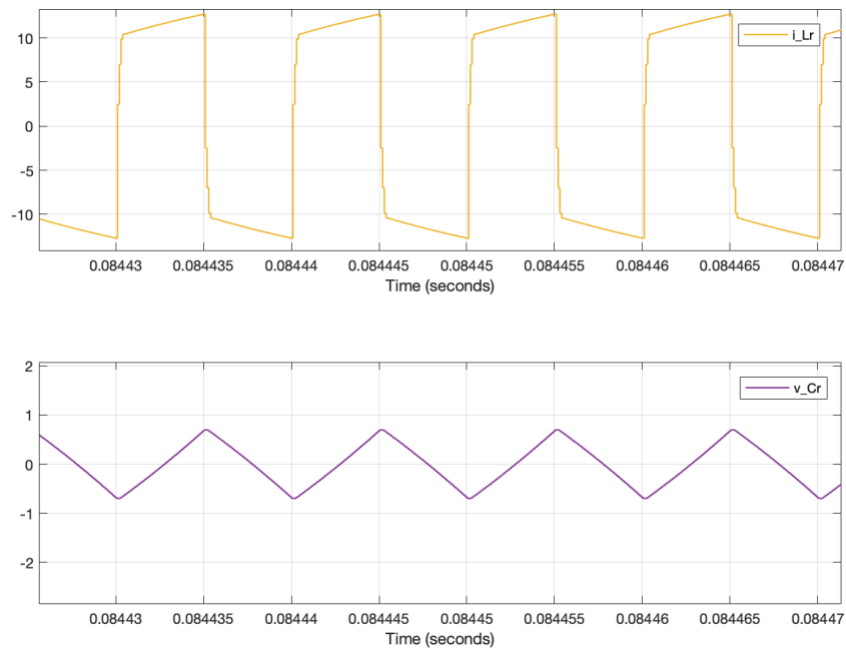


Figura 3-11. Forma de onda de a) corriente del inductor en serie y b) el voltaje del condensador en serie para el óptimo tomado para el convertidor LLC a  $f_s = 100 \text{ kHz}$

Una vez fijados los componentes del tanque resonante de forma que optimicen el punto de funcionamiento nominal, se pasa de nuevo a simular el comportamiento del convertidor a lo largo de su rango de operación. Los resultados de estas simulaciones vienen reflejados en la Tabla 3-10. Además, de forma resumida se muestran los puntos de máxima y el mínima eficiencia en la Tabla 3-9.

Tabla 3-9-. Máxima y mínima eficiencia del convertidor LLC dentro del rango de operación a  $f_s = 100 \text{ kHz}$

Máxima Eficiencia			Mínima Eficiencia			Variación [%]
$V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$Ef$ [%]	$V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$Ef$ [%]	
280	30	98,53	250	22	97,4	1,13

Tabla 3-10-. Eficiencias para los distintos puntos de operación del convertidor LLC a  $f_s = 100 \text{ kHz}$

$V_o$ [V]	$V_i = 250V$	$V_i = 260V$	$V_i = 270V$	$V_i = 280V$
30	98,51	98,52	98,53	98,53
29	98,40	98,41	98,41	98,42
28	98,32	98,33	98,33	98,33
27	98,18	98,18	98,19	98,19
26	98,02	98,03	98,03	98,04
25	97,86	97,87	97,87	97,87
24	97,73	97,73	97,74	97,75
23	97,66	96,66	97,66	97,67
22	97,4	97,4	97,41	97,42

De estas tablas se puede observar como, la alta eficiencia que se consigue en el punto de trabajo nominal de este convertidor se mantiene a lo largo del dominio de operación al igual que ocurre con el SRC. Posteriormente se analizarán más en profundidad las diferencias y similitudes entre ellos.

### 3.3.3.2.2 Resultados con 200KHz

Se repiten las operaciones realizadas en el apartado anterior con el objetivo de conocer cual es el efecto de aumentar la frecuencia de conmutación hasta 200 KHz en el convertidor LLC.

Para ello se comienza encontrando los valores del tanque resonante que maximizan la eficiencia en el punto de operación nominal. Este primer proceso queda recogido en la Tabla 3-11.

Tabla 3-11-. Resultados para encontrar el punto de operación óptimo del convertidor LLC para  $f_s = 200 \text{ kHz}$

$n$	$L_r$ [nH]	$C_r$ [ $\mu$ F]	$L_m$ [ $\mu$ H]	Eficiencia [%]
9,6	18	400	50	89
10	1,8	8	100	98,18
9,47	1,8	8	100	98,3

Una vez elegido el punto de operación nominal óptimo se muestran en la Figura 3-12 las formas de onda de la corriente y el voltaje de salida. También se muestran en la Figura 3-13 las formas de onda tanto de la corriente del inductor en serie como del voltaje del condensador en serie del tanque resonante.

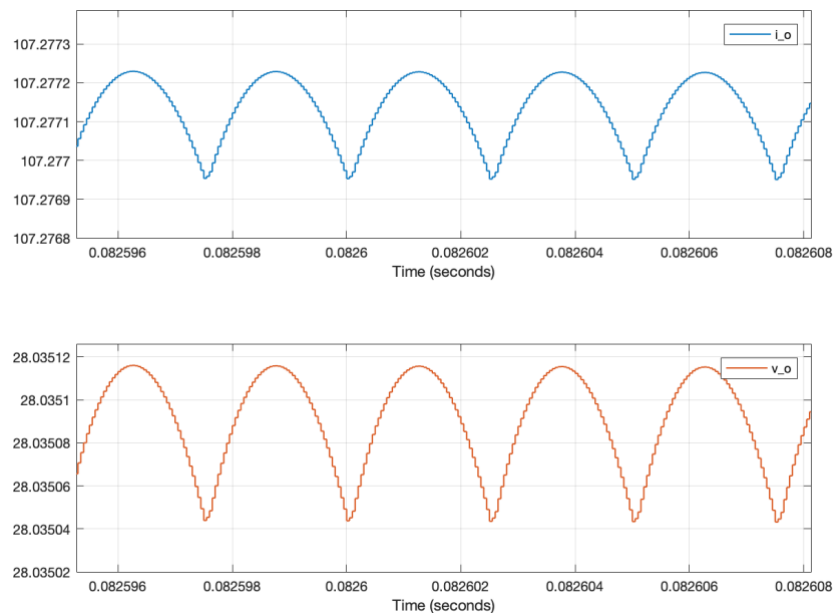


Figura 3-12. Forma de onda de a) la corriente de salida y b) el voltaje de salida del óptimo tomado para el convertidor LLC a  $f_s = 200 \text{ kHz}$



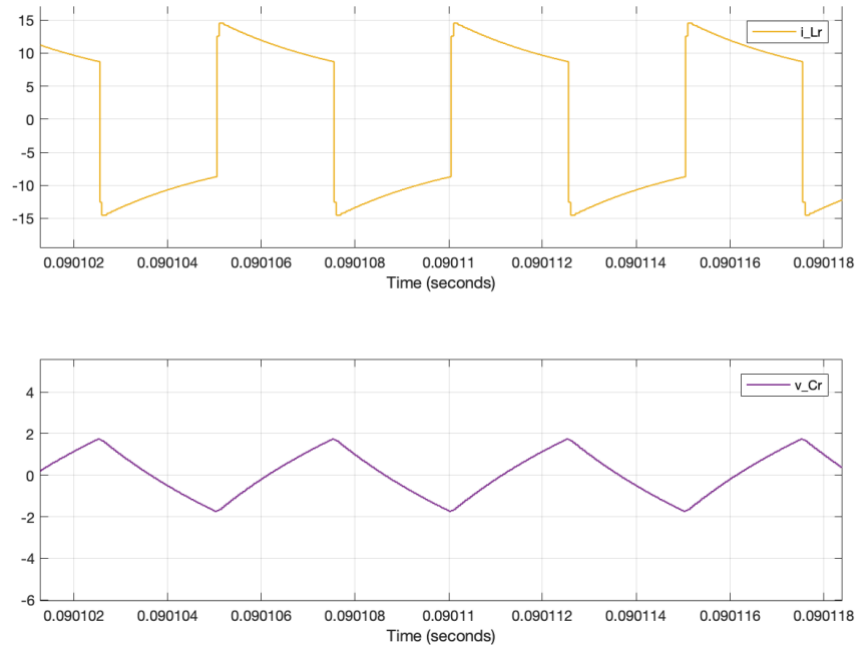


Figura 3-13. Forma de onda de a) corriente del inductor en serie y b) el voltaje del condensador en serie para el óptimo tomado para el convertidor LLC a  $f_s = 200 \text{ kHz}$

Tras finalizar con el diseño del convertidor se pasa a estudiar de nuevo su comportamiento a lo largo del dominio de operación, los resultados de este segundo estudio se encuentran recogidos en la Tabla 3-13. Además, de forma resumida en la Tabla 3-12 se encuentran el punto de máxima y mínima eficiencia.

Tabla 3-12-. Máxima y mínima eficiencia del convertidor LLC dentro del rango de operación a  $f_s = 200 \text{ kHz}$

Máxima Eficiencia			Mínima Eficiencia			Variación [%]
$V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$Ef$ [%]	$V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$Ef$ [%]	
280	30	98,5	250	22	97,32	1,18

Tabla 3-13-. Eficiencias para los distintos puntos de operación del convertidor LLC a  $f_s = 200 \text{ kHz}$

$V_o$ [V]	$V_i = 250V$	$V_i = 260V$	$V_i = 270V$	$V_i = 280V$
30	98,49	98,49	98,5	98,5
29	98,40	98,41	98,41	98,41
28	98,28	98,29	98,3	98,33
27	98,13	98,14	98,14	98,15
26	97,96	97,97	97,98	97,98
25	97,81	97,81	97,82	97,83
24	97,65	97,66	97,66	97,67
23	97,43	97,43	97,44	97,45
22	97,32	97,32	97,33	97,35

### 3.3.3.3 Convertidor DAB

De nuevo, se realizan diversas simulaciones para encontrar una configuración óptima de este convertidor.

Al igual que en los casos anteriores, en primer lugar se definen los parámetros de control de la simulación. Partiendo de los pasos de diseño indicados en la sección 3.2.3, queda claro que para este convertidor los parámetros de control son: la relación del transformador  $n$ , la resistencia de carga  $R_L$ , la frecuencia de conmutación  $f_s$  y el inductor  $L$ . Y en función de estos parámetros y del  $V_o$  requerido el desfase  $D$  queda definido.

Como ayuda para la elección de estos parámetros se define una relación de transformación mínima  $n_{min}$ . El voltaje de salida máximo que puede obtenerse con el control del desfase ocurre cuando  $D=0,5$  como puede deducirse de la ecuación ( 2-94 ). Si para esta ecuación fijamos el voltaje máximo de salida, puede obtenerse  $n_{min}$  como función del resto de parámetros, y su expresión es la siguiente:

$$n_{min} = \frac{V_{x\ max}}{V_i} \cdot \frac{8f_s L}{R_L} \quad (3-4)$$

Para las simulaciones se ha tomado  $V_{x\ max} = 50V$  de forma que el margen de variación de  $n$  fuera amplio.

#### 3.3.3.3.1 Resultados con 100KHz

Para una primera frecuencia de conmutación de 100 kHz se busca el punto de trabajo nominal más óptimo que, como anteriormente, fijaremos a la mayor eficiencia posible.

Una muestra de las simulaciones y los resultados alcanzados durante la búsqueda de este punto de máxima eficiencia quedan recogidos en la siguiente tabla:

Tabla 3-14-. Resultados para encontrar el punto de operación óptimo del convertidor DAB para  $f_s = 100\ kHz$

$n$	$L_r [\mu H]$	$D$	Eficiencia [%]
0,1	0,3	0,3	84,81
0,1	0,25	0,2	89,27
0,1	0,015	0,015	91,93
0,11	0,015	0,01	92,37

De la Tabla 3-14 podemos fijar los valores de la última simulación como los valores de los parámetros que consiguen el mejor funcionamiento nominal. Es visible como este valor aún siendo alto queda bastante por debajo de los niveles de eficiencia obtenidos para los convertidores resonantes.

Para este último caso se presentan en la Figura 3-14 la corriente y el voltaje de salida, así como sus formas de onda en la Figura 3-15 para mayor información. De esta última imagen se puede observar como la ondulación de las formas de onda de la salida es bastante pequeña, en concreto, la distorsión armónica conseguida es de  $THD \approx 0,85$ .

Una vez fijados el valor de la inductancia y del transformador del convertidor, se pasa a probar como el convertidor DAB varía su comportamiento a lo largo del rango de operación. La máxima y mínima eficiencia alcanzadas por el convertidor a lo largo de este rango quedan recogidas en la Tabla 3-15. El comportamiento que sufre la eficiencia a lo largo de dicho rango se encuentra en la Tabla 3-16.

En concreto podemos observar como no solo la eficiencia obtenida para DAB es significativamente menor que para los convertidores resonantes, sino que además, la variación de esta a lo largo del dominio de operación también es mayor, llegando a una variación máxima de más del 5%. Esto tiene como consecuencia que para grandes bajadas de tensión la eficiencia llegue incluso a colocarse por debajo del 90%, valores muy poco deseables para una aplicación aeronáutica.

Para esta topología de convertidor se omite repetir el proceso para una frecuencia mayor,  $200kHz$ , puesto que, al igual que ocurría en los convertidores resonantes la diferencia respecto a los resultados ya mostrados es prácticamente nula y no aporta ningún valor nuevo al trabajo realizado.

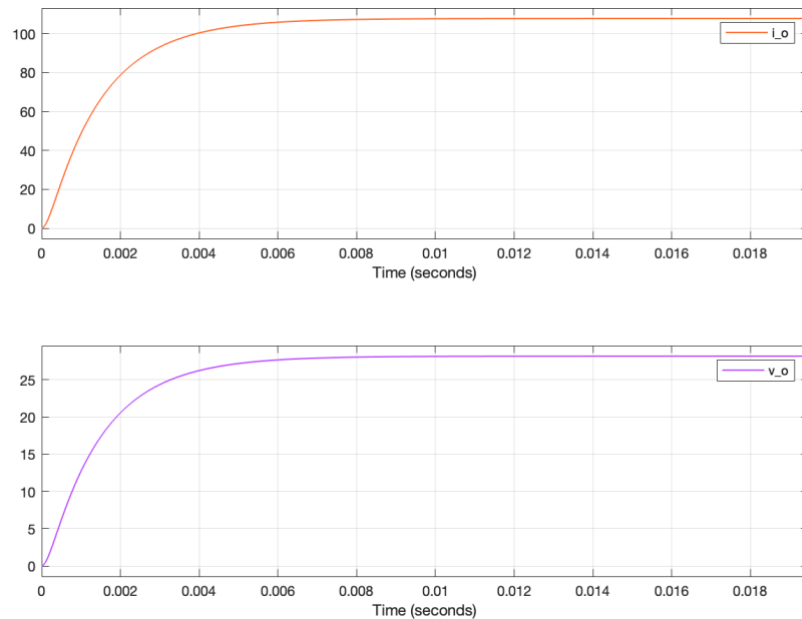


Figura 3-14. a) Corriente de salida y b) voltaje de salida para el óptimo tomado para el convertidor DAB a  $f_s = 100 \text{ KHz}$

Tabla 3-15-. Máxima y mínima eficiencia del convertidor DAB dentro del rango de operación a  $f_s = 100 \text{ kHz}$

Máxima Eficiencia			Mínima Eficiencia			Variación [%]
$V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$Ef$ [%]	$V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$Ef$ [%]	
280	30	93,25	270	22	87,86	5,39

Tabla 3-16-. Eficiencias para los distintos puntos de operación del convertidor DAB a  $f_s = 100 \text{ kHz}$

$V_o$ [V]	$V_i = 250V$	$V_i = 260V$	$V_i = 270V$	$V_i = 280V$
30	93,06	93,17	93,25	93,25
29	92,65	92,79	92,84	92,77
28	92,31	92,34	92,39	92,39
27	91,76	91,8	91,85	91,83
26	91,25	91,25	91,25	91,25
25	90,6	90,59	90,57	90,56
24	89,84	89,79	89,77	89,76
23	89,03	89	88,94	88,85
22	88,05	88,01	87,86	87,9

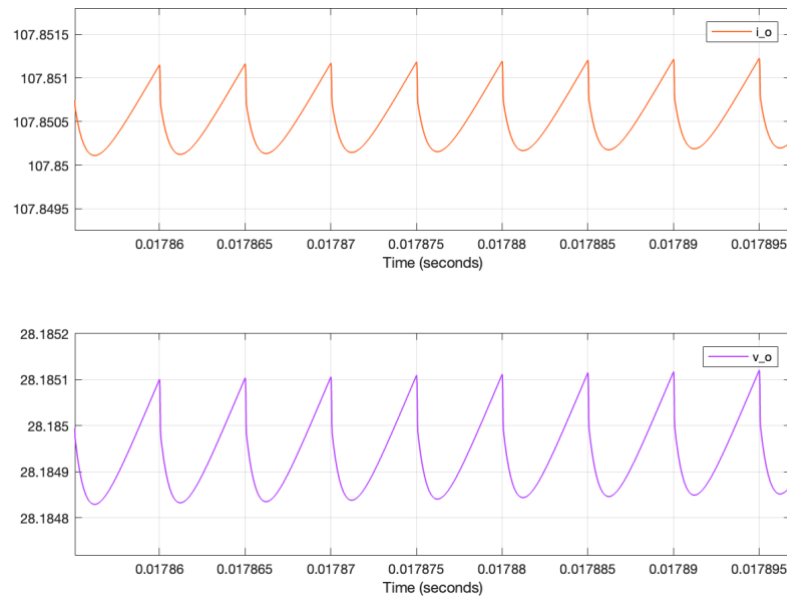


Figura 3-15. Forma de onda de a) la corriente de salida y b) el voltaje de salida del óptimo tomado para el convertidor DAB a  $f_s = 100 \text{ kHz}$

### 3.3.4 Comparación de resultados y Conclusiones

En este último apartado se hará una recopilación y una comparación de los resultados obtenidos para cada convertidor.

En la Tabla 3-17 quedan recogidas la eficiencia máxima y mínima de cada topología de convertidor para una frecuencia de conmutación de  $100 \text{ kHz}$ . Se omite la comparación de la eficiencia de las topologías para la frecuencia de  $200 \text{ kHz}$ , puesto que como se ha visto este incremento de frecuencia no supone un cambio de eficiencia remarcable.

Tabla 3-17-. Máxima y mínima eficiencia para cada topología de convertidor

	Máxima Eficiencia			Mínima Eficiencia			Variación [%]
	$V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$Ef$ [%]	$V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$Ef$ [%]	
SRC	280	30	98,44	250	22	97,22	1,22
LLC	280	30	98,53	250	22	97,4	1,13
DAB	280	30	93,25	270	22	87,86	5,39

De la tabla podemos sacar como principal conclusión lo siguiente: los convertidores resonantes presentan una mayor eficiencia frente al DAB, llegando a casi un 10% de diferencia para la mínima eficiencia.

Además, en ambos convertidores resonantes la máxima variación de eficiencia apenas supera el 1%, característica muy deseable en una aeronave. Esto se debe a que el sistema eléctrico de una aeronave es un sistema muy crítico, y por tanto, lo son también los convertidores que lo conforman, lo que lleva a que estos aparatos deban ser muy fiables en caso de fallo. Por lo tanto, conseguir mantener un nivel alto de eficiencia ante subidas y bajadas de tensión es una propiedad indispensable para un convertidor abordo de una aeronave.

Por otro lado, el convertidor DAB diseñado en este trabajo no cumple este requisito. La ausencia de un tanque resonante hace que la región en la que se consigue ZVS sea pequeña, por tanto, ante altas bajadas de tensión la eficiencia de este convertidor se ve notablemente reducida, llegando en este caso a valores incluso menores al 90%. En principio, este comportamiento no solo no es deseable para una aplicación aeronáutica sino que hace casi inviable su uso en una aeronave.

Este trabajo se ha basado en estudiar la eficiencia de estas tres topologías de convertidores, sin embargo, esta no es la única característica demandada en el ámbito de la aeronáutica. Otro aspecto de vital importancia es la densidad de potencia, puesto que al contrario que en un equipo de tierra es preciso que el peso de la aeronave y sus sistemas sea el menor posible. De hecho, una disminución de gramos en un convertidor puede generar una gran diferencia en el peso total de la aeronave debido al alto número de aparatos a bordo.

Con el fin de reducir el peso de los sistemas eléctricos se busca incrementar la frecuencia del sistema. Este cambio que puede parecer beneficioso a primera vista, ya que incrementa la eficiencia y reduce el volumen y peso de los componentes pasivos del convertidor, puede llevar, sin embargo, a un aumento de peso debido a la necesidad de mayores refrigeradores. Al incrementar la frecuencia se incrementa la disipación de temperatura y, por tanto, las pérdidas por efecto Joule.

Por ello, para este trabajo se ha elegido finalmente como solución de compromiso una frecuencia de  $100\text{kHz}$ , una frecuencia ya bastante alta. Se ha decidido tomar dicha frecuencia puesto que, se ha comprobado que incrementarla sobre este valor no supone un gran beneficio al comportamiento de los convertidores pero sí puede llevar a una mayor necesidad de refrigeración, como ya se ha comentado.

Asimismo, otra característica fundamental para la aeronáutica es la simplicidad y la robustez de los sistemas. En este aspecto, el convertidor DAB propuesto es muy atractivo, puesto que, su control por PSM es muy sencillo, al contrario de lo que ocurre con los convertidores resonantes que requieren de técnicas de control bastante más complejas.

Además, esta topología de convertidor posee un menor número de componentes, puesto que posee 8 elementos de electrónica de potencia, los interruptores MOSFET, y tan solo una inductancia en el tanque resonante. Por otro lado, el SRC y el LLC poseen también 8 elementos de electrónica de potencia, 4 MOSFETS y 4 diodos, pero añaden un condensador al tanque resonante en el caso del SRC, y un condensador y un inductor adicional para el LLC. En este aspecto, por tanto, el convertidor DAB es más recomendable que cualquiera de los dos convertidores resonantes presentados en este trabajo.

Tras este análisis, en la Tabla 3-18 se recogen las principales características comentadas de las tres topologías estudiadas.

Tabla 3-18-. Resumen de las características de las topologías en estudio.

Topología	Eficiencia	Comportamiento en el dominio de operación	nº de componentes	Complejidad de control
DAB	Alta	Malo	Bajo	Baja
SRC	Muy Alta	Bueno	Medio	Alta
LLC	Muy Alta	Bueno	Alto	Alta

A modo de resumen, el convertidor DAB tiene la ventaja de ser un convertidor muy fácil de controlar y con un menor número de componentes, sin embargo, no solo no tiene una eficiencia tan alta como los convertidores resonantes, sino que además, presenta una importante variación de comportamiento a lo largo del dominio de operación, superior al 5% de eficiencia.

Por otro lado, como ya se ha mencionado en diversas ocasiones el factor más clave en una aplicación aeronáutica es la eficiencia, dado que producir energía en una aeronave no es sencillo y perderla durante su distribución no es una opción. Por lo tanto, a pesar de tener una mayor complejidad, los convertidores resonantes son, desde este punto de vista, mucha mejor elección para el fin que se está buscando que el DAB diseñado para ese trabajo.

En concreto, entre los dos convertidores resonantes se puede observar de la Tabla 3-17 como el convertidor LLC tiene un mejor comportamiento que el SRC, no obstante, se aprecia como la diferencia entre uno y otro es mínima. Pero en cuanto a la complejidad, el hecho de que el LLC posea un inductor extra en paralelo en el tanque resonante incrementa notablemente su dificultad de control frente al SRC.

Por todo ello, de entre las tres topologías diseñadas y estudiadas en este documento se tomará el convertidor SRC como el más adecuado para su aplicación en una aeronave como conexión entre un embarrado de baterías y las cargas de continua. Esta decisión se toma para los diseños y los datos obtenidos durante este estudio que está principalmente centrado en la búsqueda de la mayor eficiencia posible del convertidor.

Para terminar y dar una visión más práctica de cual es el objetivo alcanzado con el estudio, se muestra como participaría este convertidor en el sistema eléctrico de una aeronave moderna. Para ello se ha realizado un esquema donde se puede examinar como interviene el convertidor en la arquitectura eléctrica de una posible aeronave MEA. Dicho esquema se muestra en la Figura 3-16.

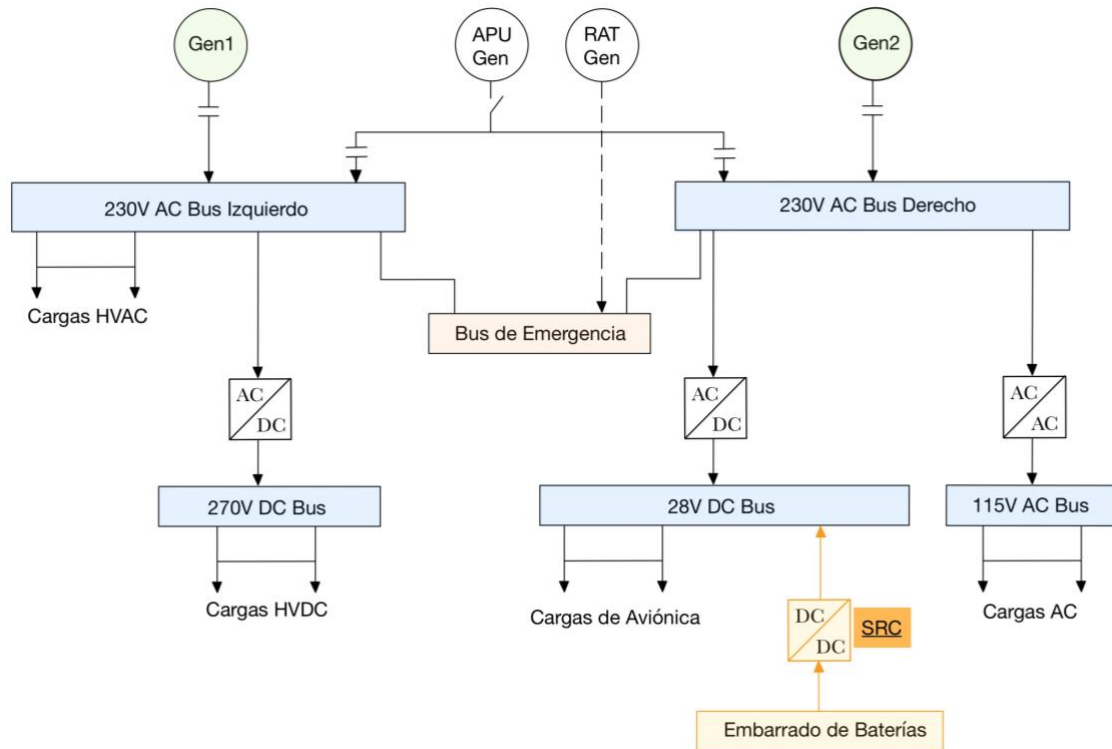


Figura 3-16. Posible arquitectura para una aeronave MEA.

Como se puede observar de la imagen, los buses de distribución principales de la aeronave distribuyen en alta tensión. Esto se debe a que al incrementar los sistemas eléctricos abordo de la aeronave se incrementa notablemente la potencia embarcada y la única solución para cubrir la alta demanda de potencia es mediante su distribución en alta tensión.

Además no solo habrá que distribuir en alta tensión sino que también es más eficiente embarcar baterías que suministren corriente en HVDC. Ahí es donde entraría en funcionamiento el convertidor diseñado, que se encarga de conectar el emarrado de baterías suministrando a  $270VDC$  con las cargas de aviónica que en general trabajan con  $28VDC$ .

Actualmente, las baterías son elementos pesados de baja densidad de potencia, por lo tanto para embarcar el menor número posibles de ellas es de gran importancia que se aproveche al máximo toda la energía que almacenan. Por ello, que este trabajo se ha centrado en diseñar y elegir la topología más eficiente posible que permita utilizar la mayor cantidad posible de potencia almacenada por estas baterías.

## 4 CONCLUSIÓN

---

Esta sección del trabajo tiene como finalidad hacer un breve resumen de los temas estudiados durante los distintos capítulos para conseguir una visión completa de los temas abordados, además de, mostrar y comentar las conclusiones finales que se han obtenido.

Para empezar, el primer capítulo introduce el marco aeronáutico actual y futuro en el que se busca un transporte aéreo más limpio y eficiente mediante el incremento de los sistemas eléctricos de abordo. Se muestran los avances ya conseguidos en el campo del MEA (More Electric Aircraft) junto con las nuevas arquitecturas de distribución de potencia eléctrica y los sistemas que se han mejorado o se pueden mejorar siguiendo esta tendencia. Se finaliza el capítulo haciendo un inciso en los convertidores de potencia eléctrica, ya que, un incremento de los sistemas eléctricos en la aeronave lleva a un aumento de estos elementos, lo que hace vital la necesidad de mejorarlos. Y es aquí donde se enmarca este trabajo, se busca contribuir a las investigaciones que actualmente se llevan a cabo sobre los convertidores de potencia, en concreto, sobre los convertidores DC-DC.

Para poder realizar un estudio sobre los convertidores DC-DC más avanzados se comienza estudiando diversas topologías de convertidores en el segundo capítulo. Se parte de topologías sencillas para lograr una mayor comprensión del funcionamiento de estos dispositivos de potencia y se finaliza con el estudio de algunos de los convertidores de mayor importancia en la actualidad.

Una vez realizado el estudio preliminar, en el tercer capítulo se centra el objetivo de los convertidores a estudiar, que en concreto consistirá en transformar alta tensión de continua proveniente de un embarrado de baterías en la tensión de las cargas de aviónica. Para este fin, se requerirá que los convertidores consigan muy altas eficiencias debido a que en una aeronave no se puede permitir el desperdicio de energía eléctrica dada la complejidad de producirla en vuelo.

En este punto se descartan las topologías más simples de convertidores puesto que para altos saltos de tensión su eficiencia disminuye significativamente, ya que necesitan emplear más de un dispositivo en cascada para alcanzar la relación de tensión requerida. En concreto, las topologías elegidas para el estudio son el convertidor DAB y los convertidores resonantes SRC y LLC. Tras concretar las topologías a estudiar se realizan modelos y simulaciones de los convertidores para determinar si realmente son adecuados para su aplicación en una aeronave.

De estas simulaciones se puede observar como, a pesar de que, tanto el convertidor DAB (Dual Active Bridge) como los convertidores resonante SRC y LLC consiguen eficiencias de conversión de potencia por encima del 90% , en el caso de los convertidores resonantes la eficiencia alcanzada es bastante superior a la del DAB, alrededor de un 5% por encima.

Además, la carencia de un tanque resonante produce que el convertidor DAB tenga un mal comportamiento ante caídas de tensión, donde llega incluso a tener eficiencias menores al 90% , valores no aceptables para un sistema embarcado. Por otro lado, este comportamiento disminuye notablemente la capacidad del convertidor de recuperarse ante cualquier fallo del sistema, actuación muy poco deseada para un sistema tan crítico.

Por ello, según los datos estudiados en este documento, se ha determinado que los convertidores resonantes son una mejor elección para su aplicación en una aeronave en términos de potencia. De entre las dos topologías que se consideran, el convertidor SRC se toma como más adecuado debido a su mayor simplicidad frente al convertidor LLC. Esto es porque al poseer un tanque resonante únicamente en serie el control del convertidor

SRC, aun siendo complejo, es más sencillo que el control del LLC cuyo tanque resonante posee tanto una parte en serie como en paralelo.

En último lugar se busca salir del marco teórico de la electrónica de potencia y volver a conectar con el marco aeronáutico en el que se enfoca el trabajo y donde se busca aplicar lo aprendido. Para ello, se muestra con qué función y donde se colocaría el convertidor SRC dentro de la arquitectura eléctrica de una posible aeronave MEA la cual posea una distribución principal de alta tensión debido al incremento de la potencia eléctrica embarcada.



## 5 LÍNEAS FUTURAS

---

**E**n último lugar, se dedicará este capítulo a comentar que pasos a seguir tras este trabajo deberían llevarse a cabo para continuar avanzando en el estudio de las topologías de potencia DC-DC en la aeronáutica.

En primer lugar, cabe recordar que este documento se ha centrado en el estudio de la eficiencia de estos convertidores, pues que es el factor clave para su introducción en una aeronave. Por lo tanto, una de las líneas de acción a seguir tras este trabajo será estudiar el resto de propiedades requeridas para poder emplear un convertidor en el sistema eléctrico de una aeronave.

Entre estas propiedades la densidad energética es de vital importancia en el campo aeronáutico. Por consiguiente, uno de los siguientes pasos a seguir sería realizar un estudio del volumen y del peso de las topologías diseñadas, de forma que se determine si estos valores son adecuados para una aeronave, así como conocer cual de las topologías presenta una mayor densidad energética. Otra posible vía de estudio incluiría investigar el efecto del incremento de la frecuencia en el peso total del convertidor.

Por otro lado, un convertidor deberá ser capaz de desempeñar su función en entornos desfavorables que pueden incluir altas variaciones de temperatura, EMI provenientes de diferentes partes del sistema eléctrico o vibraciones de los sistemas abordo de la aeronave. Es decir que los convertidores embarcados deberán mantener un buen nivel de actuación incluso ante estos ambientes.

Debido a la importancia que se ha cobrado recientemente ya hay estudios [28] que han comprobado que el convertidor DAB tiene un buen comportamiento a altas temperaturas, lo que le da flexibilidad a la hora de su colocación dentro de la aeronave y le permite reducir su sistema de refrigeración. Para un futuro estudio, sería conveniente complementar esta información con la investigación del comportamiento a altas temperaturas de los convertidores resonantes, tanto SRC como LLC.

También sería interesante investigar el efecto que tendrían las frecuencias externas producidas en la aeronave sobre la actuación de los convertidores resonantes, ya que su comportamiento es muy dependiente de su frecuencia de resonancia.

Por último, otra línea de investigación podría enfocarse en mejorar la eficiencia del convertidor DAB. Este convertidor como ya se ha visto es más sencillo y tiene un control mucho más simple que los convertidores resonantes, esta es una característica muy atractiva que podría explotarse. Por ello, se ve conveniente continuar la investigación sobre el DAB de forma que se busque un diseño alternativo de este donde se consigan unos niveles de eficiencia mayores a los obtenidos con el modelo tratado en este documento.



## REFERENCIAS

- [1] D. J. Sadey, J. Csank, P. A. Hanlon, and R. Jansen, "A generalized power system architecture sizing and analysis framework", in *Proc. Joint Propuls. Conf.*, Jul. 2018, p. 4616.
- [2] S. Günter et al., "Load Control for the DC Electrical Power Distribution System of the More Electric Aircraft," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3937-3947, April 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2856534.
- [3] G. Buticchi, S. Bozhko, M. Liserre, P. Wheeler and K. Al-Haddad, "On-Board Microgrids for the More Electric Aircraft Technology Review," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 7, pp. 5588-5599, July 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2881951.
- [4] Moir, I., & Seabridge, A., "Aircraft systems mechanical, electrical, and avionics subsystems integration" (3rd ed.). Wiley, 2008.
- [5] M. Sinnett, "787 no-bleed systems: Saving fuel and enhancing operational efficiencies," *Aero Quart.* vol. 18, pp.6–11, 2007. Accessed: Jun. 9, 2020
- [6] Kamiar j. Karimi, "Future Aircraft Power Systems - Integration Challenges", *Boeing* 2007. <https://research.ece.cmu.edu/electricconf/2008/PDFs/Karimi.pdf>
- [7] Nelson, T., "787 Systems and Performance," *The Boeing Company*, 2005.
- [8] H. Schefer, L. Fauth, T. H. Kopp, R. Mallwitz, J. Friebe and M. Kurrat, "Discussion on Electric Power Supply Systems for All Electric Aircraft," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 84188-84216, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2991804.
- [9] Whyatt G.A., and L.A. Chick., "Electrical Generation for More-Electric Aircraft Using Solid Oxide Fuel Cells.", in *Richland, WA: Pacific Northwest National Laboratory*, 2012.
- [10] Chris Wiegand, Bruce A. Bullick, Jeffrey A. Catt, Jeffrey W. Hamstra, Greg P. Walker and Steve Wurth, "F-35 Air Vehicle Technology Overview", *AIAA AVIATION Forum*, June 25-29, 2018, Atlanta, Georgia.
- [11] Bryan Bullerdick, "How To Supply Power And Air For The F-35", in *Aviationpros*, June 27, 2013.
- [12] Kim, Hyun & Perry, Aaron & Ansell, Phillip, "A Review of Distributed Electric Propulsion Concepts for Air Vehicle Technology", 2018. 10.2514/6.2018-4998.
- [13] C. E. Jones, P. J. Norman, S. J. Galloway, M. J. Armstrong and A. M. Bollman, "Comparison of Candidate Architectures for Future Distributed Propulsion Aircraft," in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 26, no. 6, pp. 1-9, Sept. 2016, Art no. 3601409, doi: 10.1109/TASC.2016.2530696.
- [14] B. Rahrovi and M. Ehsani, "A Review of the More Electric Aircraft Power Electronics," *IEEE Texas Power and Energy Conference (TPEC)*, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/TPEC.2019.8662158.
- [15] K. Ni et al., "Electrical and Electronic Technologies in More-Electric Aircraft: A Review," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 76145-76166, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2921622.

- 
- [16] J. He, D. Zhang and D. Torrey, "Recent Advances of Power Electronics Applications in More Electric Aircrafts," *AIAA/IEEE Electric Aircraft Technologies Symposium (EATS)*, 2018, pp. 1-8.
- [17] G. Buticchi, L. Costa and M. Liserre, "DC/DC conversion solutions to enable smart-grid behavior in the aircraft electrical power distribution system," *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, pp. 4369-4374, doi: 10.1109/IECON.2017.8216752.
- [18] Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P., "Electrónica de potencia : convertidores, aplicaciones y diseño" (3a edición) McGraw-Hill, 2009.
- [19] Pérez Ramírez, J., & Beristáin Jiménez, J. A., "Electrónica de potencia : modelado y control de convertidores cd-cd" *Pearson Educación*, 2016.
- [20] A. Cavallo, B. Guida, A. Buonanno and E. Sparaco, "Smart Buck-Boost Converter Unit operations for aeronautical applications," *54th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, 2015, pp. 4734-4739, doi: 10.1109/CDC.2015.7402957.
- [21] S. S. Chakraborty, S. Patnala, S. Bhawal and K. Hatua, "Selection Procedure of Resonant Tank Parameters for an SiC MOSFET based DC/DC Series Resonant Converter," *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/PEDES.2018.8707532.
- [22] S. Bhattacharya, C. Willich, P. Hoenicke and J. Kallo, "A Novel Re-configurable LLC Converter for Electric Aircraft," *2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition - Asia (ECCE-Asia)*, 2021, pp. 32-37, doi: 10.1109/ECCE-Asia49820.2021.9479165.
- [23] Hong Huang, "Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter", *2011 Texas Instruments Incorporated*, 2010.
- [24] M. Tsai, C. Chu, and C. Chin, "Design a dual active bridge converter with symmetrical dual phase-shift strategy," *2018 IEEE International Conference on Applied System Invention (ICASI)*, 2018, pp. 1002-1005, doi: 10.1109/ICASI.2018.8394442.
- [25] N. Swaminathan and Y. Cao, "An Overview of High-Conversion High-Voltage DC-DC Converters for Electrified Aviation Power Distribution System," *in IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 6, no. 4, pp. 1740-1754, Dec. 2020, doi: 10.1109/TTE.2020.3009152.
- [26] Liu, Bo. (2018). "Design of high-performance bidirectional DC/DC converter applied for More Electric Aircraft", *The Journal of Engineering*. 2018. 10.1049/joe.2018.0044
- [27] S. Pugliese, R. A. Mastromauro and S. Stasi, "270V/28V wide bandgap device-based DAB converter for more-electric-aircrafts: Feasibility and optimization," *2016 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/ESARS-ITEC.2016.7841437.
- [28] R. A. Mastromauro, M. C. Poliseno, S. Pugliese, F. Cupertino and S. Stasi, "SiC MOSFET Dual Active Bridge converter for harsh environment applications in a more-electric-aircraft," *2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, 2015, pp. 1-6, doi: 10.1109/ESARS.2015.7101427.
- [29] Y. E. Bouvier et al., "DC/DC fixed frequency resonant LLC full-bridge converter with series-parallel transformers for 10kW high efficiency aircraft application," *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, pp. 3788-3795, doi: 10.1109/ECCE.2017.8096669.

- 
- [30] L. Tarisciotti, A. Costabeber, C. Linglin, A. Walker and M. Galea, "Evaluation of isolated DC/DC converter topologies for future HVDC aerospace microgrids," *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, pp. 2238-2245, doi: 10.1109/ECCE.2017.8096437.
- [31] W. G. Homeyer et al., "Advanced power converters for More Electric Aircraft applications," *IECEC 96. Proceedings of the 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conference*, 1996, pp. 137-142 vol.1, doi: 10.1109/IECEC.1996.552860.
- [32] Ojeda-Rodríguez Á, González-Vizuet P, Bernal-Méndez J, Martín-Prats MA., "A Survey on Bidirectional DC/DC Power Converter Topologies for the Future Hybrid and All Electric Aircrafts", *Energies*. 2020; 13(18):4883. <https://doi.org/10.3390/en13184883>
- [33] Department of Defense USA. MIL-STD-704F Aircraft Electric Power Characteristics. 2004.