

# Trabajo Fin de Grado

## Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

### Análisis de requisitos y especificaciones de un convertidor DC-DC Bidireccional

Autor: Loreto de la Casa Limón

Tutor: María Ángeles Martín Prats

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

Sevilla, 2020





Trabajo Fin de Grado  
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de  
Telecomunicación

# **Análisis de requisitos y especificaciones de un convertidor DC-DC Bidireccional**

Autora:

Loreto de la Casa Limón

Tutora:

María Ángeles Martín Prats

Profesora Titular

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

Sevilla, 2020



Trabajo Fin de Grado: Análisis de requisitos y especificaciones de un convertidor  
DC-DC Bidireccional

Autora: Loreto de la Casa Limón

Tutora: María Ángeles Martín Prats

El tribunal nombrado para juzgar el trabajo arriba indicado, compuesto por los siguientes profesores:

Presidente:

Vocal/es:

Secretario:

acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:



# Agradecimientos

---

**E**n primer lugar y muy merecido quiero agradecer a mi familia por su apoyo incondicional durante estos años de carrera, por haber hecho todo más fácil con el simple hecho de estar presente. A mi mentora Carmen por ponerse en mi camino y por acompañarme en los primeros pasos hacia una nueva aventura. Por guiarme hasta mi tutora María Ángeles que es una fuente de inspiración constante. Y por último y no menos importante gracias a Pablo y Álvaro, por su dedicación y apoyo durante tantas reuniones virtuales en mitad de una pandemia.

*Loreto de la Casa Limón  
Sevilla, 2020*





## Resumen

---

**E**ste trabajo se basa en el estudio y análisis de especificaciones y normativa aeronáutica para el diseño de un convertidor de potencia DC-DC Bidireccional embarcado. El estudio consiste en someter al diseño a pruebas concretas y observar el comportamiento mediante simulaciones y extracción de datos. Por otra parte, se ha realizado un estudio sobre el impacto de rediseñar componentes críticos y estudiar cómo afectan estos cambios a los requisitos exigidos. La segunda parte del estudio consiste en añadir componentes de filtrado a ambos lados del convertidor y comparar los resultados obtenidos con los anteriores. Todas las pruebas se han realizado para dos modos de funcionamiento, elevador (Boost) y reductor (Buck) del convertidor bidireccional.



# Abstract

---

This work is based on the study and analysis of specifications and aeronautical regulations for the design of a bidirectional on-board DC-DC power converter. The study consists of subjecting the design to concrete tests and observing the behavior through simulations and data extraction. On the other hand, a study has been made on the impact of redesigning critical components and studying how these changes affect the required requirements. The second part of the study consists of adding filter components to both sides of the converter and comparing the results obtained with the previous ones. All tests have been carried out for the two possible operating modes of the model.



# Índice general

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
<b>2. Descripción del convertidor y de su modelo Simulink asociado.</b>	<b>5</b>
2.1. Descripción del convertidor . . . . .	5
2.2. Introducción al modelo . . . . .	8
2.2.1. Test de configuración . . . . .	8
2.2.2. Convertidor . . . . .	10
2.2.3. Bloque de cargas y fuentes . . . . .	11
2.2.4. Bloque de Control . . . . .	13
<b>3. Especificaciones</b>	<b>15</b>
3.1. Operación en Modo Boost . . . . .	15
3.1.1. SEP 28M . . . . .	15
3.1.2. SEP 45M . . . . .	17
3.1.3. SEP 46M . . . . .	22
3.2. Operación en Modo Buck . . . . .	24
3.2.1. SEP 62M . . . . .	24
3.2.2. SEP 87M . . . . .	25
3.2.3. SEP 88M . . . . .	29
3.3. Conclusiones . . . . .	30
<b>4. Análisis variación ESR</b>	<b>33</b>
4.1. Análisis para el modo Boost . . . . .	34
4.2. Análisis para el modo Buck . . . . .	38
4.2.1. Conclusiones . . . . .	41
<b>5. Estudio del efecto de un filtro EMI en entrada y salida del convertidor</b>	<b>43</b>

5.1. Impedancia de entrada . . . . .	46
5.1.1. SEP 28M . . . . .	46
5.1.2. SEP 62M . . . . .	47
5.2. Distorsión de voltaje . . . . .	49
5.2.1. SEP 40M . . . . .	49
5.2.2. SEP 83M . . . . .	53
5.2.3. Conclusiones . . . . .	55
<b>6. Conclusiones</b>	<b>57</b>
<b>Appendices</b>	<b>61</b>

# Acrónimos

**DC** Direct Current

**AC** Alternating Current

**ESR** Equivalent Series Resistance

**EMI** Electro Magnetic Interference

**HVDC** High Voltage Direct Current

**LVDC** Low Voltage Direct Current

**HV** High Voltage

**LV** Low Voltage

**HF** High Frequency





# Capítulo 1

## Introducción

Este trabajo está basado en el proyecto SCOPUS (Smart Converters for Optimized Power Usage and Storage). En el contexto de una aeronave más eléctrica, el propósito de este tema es desarrollar un convertidor DC / DC modular bidireccional optimizado y compacto que satisfaga las especificaciones de diseño así como la normativa aeronáutica.

Tras una investigación por parte del Departamento de Electrónica de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de la Universidad de Sevilla, se han estudiado diferentes topologías de convertidores bidireccionales con el objetivo de dar con el óptimo para cumplir los requisitos del proyecto. Finalmente se decidió optar por el DAB-3P (A Three-Phase Dual-Active-Bridge DC-DC Converter).

Las características principales deseadas para el convertidor son modularidad, fiabilidad, eficiencia, una alta densidad de potencia y una dinámica suficientemente rápida.

Los requisitos de diseño que se le exige al convertidor que se han analizado en este trabajo pueden ser agrupados en los siguientes puntos:

- **Rizado de corriente a la entrada.** Se somete al modelo a diferentes perturbaciones de entrada AC para un rango de frecuencias determinado y se analiza el comportamiento del modelo para tres potencias diferentes, la que se denomina sin carga o no load, a 1000W, para la mitad de la potencia nominal, 2500W y a

potencia nominal 5000W.

- **Distorsión de voltaje a la salida.** Se impone un rizado de corriente a la salida y se mide el voltaje a la salida. Para este requisito es deseable un control rápido y una impedancia baja de salida.
- **Impedancia de entrada.** Directamente relacionada con el rizado de corriente a la entrada. Como se detallará en los capítulos siguientes la impedancia de entrada en el modelo viene condicionada por varios factores eléctricos.
- **Impedancia de salida.** Se desea que a la salida el puente presente una baja impedancia. Esto se consigue activando y desactivando ciertos parámetros dependiendo del modo de funcionamiento en el que esté trabajando el convertidor. Se verá en detalle más adelante.

La aportación que ha hecho a este trabajo el grupo de investigación del Departamento de Electrónica ha sido un convertidor de potencia bidireccional parcialmente diseñado y simulado en Simulink, scripts de configuración, gracias a los cuales el modelo puede ser simulado para diferentes condiciones iniciales y poder configurar los parámetros de diseño. También se han aportado tests de prueba y procesado de datos para poder analizar el comportamiento del convertidor para cada requisito y poder extraer la información necesaria para representar los resultados obtenidos.

La aportación propia que ha hecho al proyecto este trabajo se desarrolla en los capítulos 4 y 5. En el capítulo 4 se estudia el comportamiento de la impedancia de entrada ante modificaciones del valor de un componente resistivo a la entrada, ya que, al analizar las especificaciones en el capítulo 3, se observa la necesidad de mejorar los resultados en el intervalo de frecuencias intermedias. Por otra parte, en el capítulo 5 se estudia el impacto sobre las especificaciones al añadir una nueva etapa de filtrado EMI, ya que en un principio el modelo no la incluía y se estimó necesario obtener resultados del modelo completo.

---

A continuación se detalla el contenido de este trabajo y su estructura:

- El **Capítulo 1** corresponde a la introducción y se pretende mostrar la motivación de este trabajo, una breve explicación del proyecto en el cual se basa y de forma resumida, la estructura y contenido de cada capítulo.
- En el **Capítulo 2** se describe el modelo y su principio de funcionamiento. Se presenta la estructura del diseño en Simulink del convertidor y los diferentes bloques que lo componen, indicando cuales son los parámetros configurables para cada tipo de simulación que se desee realizar. Se explica la función del bloque de control, los filtros a ambos lados del convertidor, y las configuraciones posibles del bloque de test.
- En el **Capítulo 3**, se recopila información sobre las especificaciones de diseño, analizando los requisitos y determinando las simulaciones necesarias para comprobar el cumplimiento de los mismos. Las especificaciones que han sido analizadas son las correspondientes al rizado de corriente a la entrada, impedancia de entrada y distorsión de voltaje a la salida para los dos modos de funcionamiento, Buck y Boost.
- En el **Capítulo 4** se realiza un estudio del impacto al rediseñar el componente resistivo que se ha añadido a la entrada del convertidor en serie con el condensador  $C1el$  denominada  $ESRHVadd$  y sus componentes análogos del lado de baja tensión. Se analizan las especificaciones relacionadas con la impedancia de entrada y se enfrentan los nuevos resultados obtenidos con los anteriores.
- En el **Capítulo 5** se ha realizado un análisis del impacto de añadir una etapa adicional de filtrado EMI a alta frecuencia en las especificaciones. En concreto se ha estudiado el efecto de la nueva etapa de filtrado en la distorsión de voltaje a la salida para dos valores diferentes de filtro y el efecto que provoca en los requisitos de impedancia de entrada.
- Por último, en el **Capítulo 6** se exponen las conclusiones obtenidas tras realizar el proyecto y el trabajo futuro que se podría realizar para mejorar el diseño del convertidor.



# Capítulo 2

## Descripción del convertidor y de su modelo Simulink asociado.

### 2.1 Descripción del convertidor

---

A continuación se explica el principio de funcionamiento del convertidor en el que se basa este proyecto, DAB-3P (Three-Phase Dual-Active-Bridge DC / DC Converter).

La topología de DAB-3P (Dual- Active Bridge Bidirectional DC / DC Converter) se compone de dos convertidores de puente trifásico, dos condensadores de DC, un inductor auxiliar y un transformador de alta frecuencia o High Frequency (HF). El transformador de alta frecuencia proporciona el aislamiento galvánico requerido y la adaptación de voltaje entre los dos niveles de voltaje. El inductor auxiliar sirve como dispositivo instantáneo de almacenamiento de energía. La dirección y la magnitud de la corriente del inductor  $i_L$  se pueden cambiar ajustando el nivel de voltaje y de los puentes High Voltage (HV) y Low Voltage (LV), que pueden controlar la dirección del flujo de potencia.

Se dispone de un filtro LC de paso bajo a ambos lados del convertidor. El objetivo es introducir muy poca atenuación a las frecuencias por debajo de la frecuencia de corte y las frecuencias mayores que esta atenuarlas fuertemente. En la figura 2.1 se muestra el filtro LC del lado de alta tensión. La frecuencia de resonancia del filtro es aproximadamente 16kHz. El filtro permite el control de la corriente que debe ser diseñado

## 6 Capítulo 2. Descripción del convertidor y de su modelo Simulink asociado.

a aproximadamente 2kHz. Los componentes que forman el filtro son la bobina  $L1a$ , el condensador  $C1a$  que han sido diseñados siguiendo los requisitos de filtrado más bajos del DAB-3P y por último, una resistencia de amortiguación o damping resistor  $R1$  para reducir la resonancia a la frecuencia de corte.

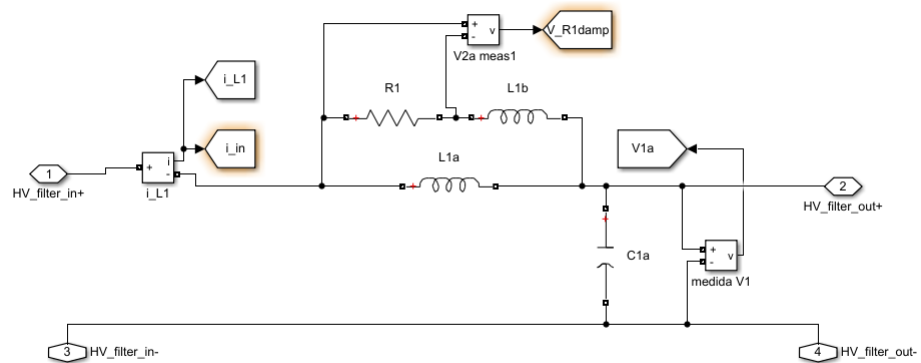


Figura 2.1: Filtro LC, lado alta tensión

En el diseño también está presente un condensador electrolítico a la salida  $C1e$  presente en la figura 2.5. Este tipo de condensadores pueden tener una alta capacitancia por lo que los hace idóneos para construir filtros de baja frecuencia. Nos permite regular la tensión así como eliminar en parte el rizado de tensión y corriente a la salida.

Se espera que el convertidor cumpla con su funcionalidad y con los requisitos impuestos para diferentes cargas que son:

- **Carga de potencia constante**, cuyo objetivo es variar la impedancia de entrada ante un cambio en el voltaje de entrada para mantener la potencia constante.
- **Carga resistiva**, para imponer una impedancia invariable.
- **Carga de tensión constante**, cuando se requiera esta carga se conecta una fuente de tensión en el lado de carga y la referencia de corriente se activa.

Con respecto al sistema de control el modelo está diseñado con dos lazos de control, de corriente y tensión. Se utilizan señales de referencia  $V1_{ref}$  y  $V2_{ref}$  que son comparadas con el voltaje de salida del condensador electrolítico  $V1out_{meas}$  y  $V2out_{meas}$  y el error es la referencia para la función de transferencia del regulador

$V1_{reg}$  y  $V2_{reg}$ . La salida del regulador de voltaje  $iL1_{ref}$  es la entrada de referencia del regulador de corriente.

## 2.2 Introducción al modelo

En la figura 2.2 se puede observar la arquitectura del modelo completo.

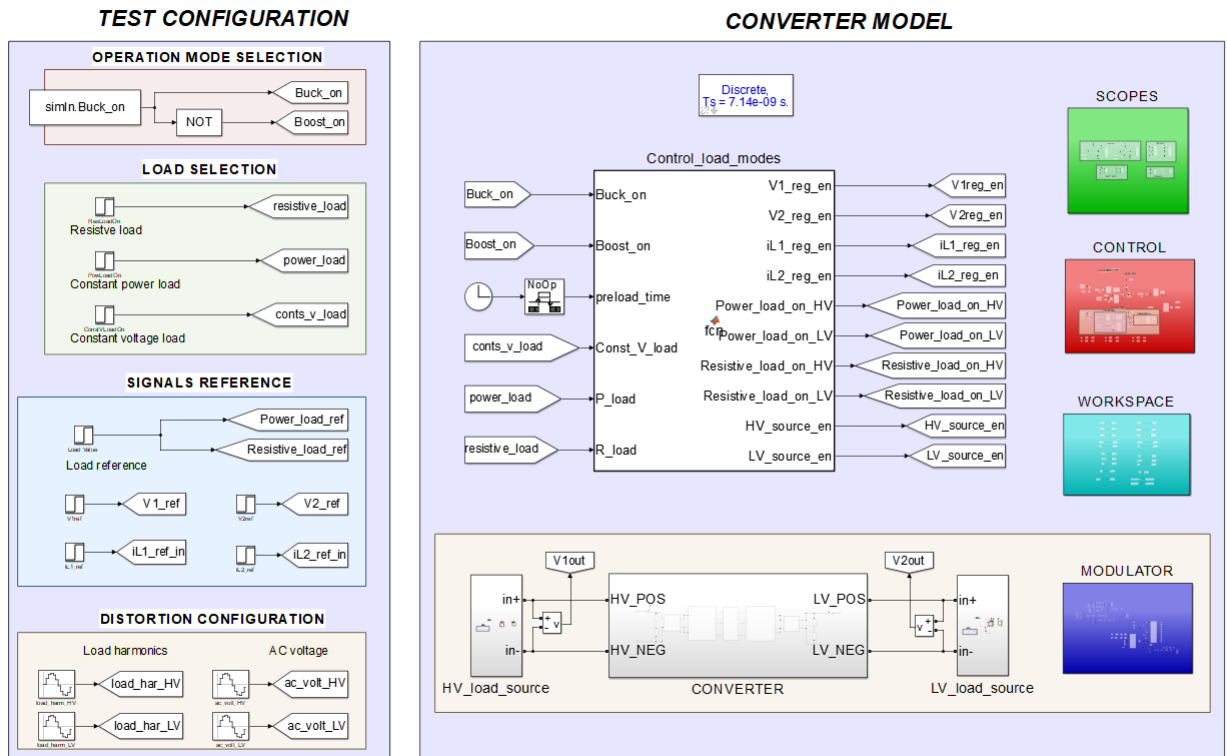


Figura 2.2: Arquitectura del modelo

### 2.2.1. Test de configuración

En el test de configuración que podemos observar en la figura 2.3 se recogen los parámetros configurables para realizar los tests. Se hace uso de un script para modificaciones de los parámetros de entrada. La estructura de datos se recoge en la variable simIn. Dispongo a comentar cada bloque que lo compone:

- Operating Mode Selection:** El bloque de selección del modo de operación determina el signo de transferencia de potencia. El sistema puede trabajar en modo Buck o modo Boost. Desde aquí podemos seleccionar qué modo estamos simulando. El bloque *Converter Model/Control\_load\_modes* activa interruptores adecuados y bucles de control dependiendo de la del modo de operación.



- **Load Selection:** Los bloques de configuración de carga determinan qué tipo de carga está activa, y cuándo se conecta la carga (valor *simIn.loadTstep*), una vez seleccionado el modo de funcionamiento. El bloque *Converter Model/-Control\_load\_modes* activa los interruptores y reguladores adecuados según la selección de carga:
  - **Carga de potencia constante:** dependiendo de la activación del modo Buck o Boost, se activan cargas de potencia constante. La potencia de carga está determinada por la variable *simIn.loadRef*. El regulador de voltaje de salida está activo y proporciona una referencia para la corriente del inductor de filtro. La variable utilizada para activar esta carga es *simIn.PowLoadOn*.
  - **Carga resistiva:** al igual que en el punto anterior, según el modo de funcionamiento seleccionado se activarán las cargas resistivas. Se utiliza la variable *simIn.ResLoadOn* para habilitarlas.
  - **Carga de voltaje constante:** se conecta una fuente de voltaje en el lado de la carga si la variable utilizada para seleccionar la carga de tensión está activa. Dicha variable es *simIn.ConstVLoadOn*. Es importante indicar que las cargas de potencia constante y las cargas resistivas no se pueden activar simultáneamente con cargas de voltaje constante. Si la carga de tensión constante está activa el regulador de voltaje se desactiva y la referencia de corriente del inductor de salida se activa.
- **Signals Reference:** establece referencias de voltaje y corriente. Solo hay una referencia activa, según el modo de señal de encendido y el tipo de carga. Las referencias de corriente de salida están activas solo si las cargas de voltaje constante están activadas.
- **Distortion Configuration:** incluye perturbaciones de AC, como se requiere en las especificaciones:
  - Los armónicos de carga definen una perturbación de corriente alterna en la salida del convertidor. Determinado por los parámetros de configuración *ac\_volt\_HV\_cond* y *ac\_volt\_LV\_cond*, en el script de configuración.
  - Armónicos de fuente de voltaje en la entrada del convertidor. Determinado por los parámetros de configuración *load\_har\_HV\_cond* y *load\_har\_LV\_cond*, en el script de configuración.

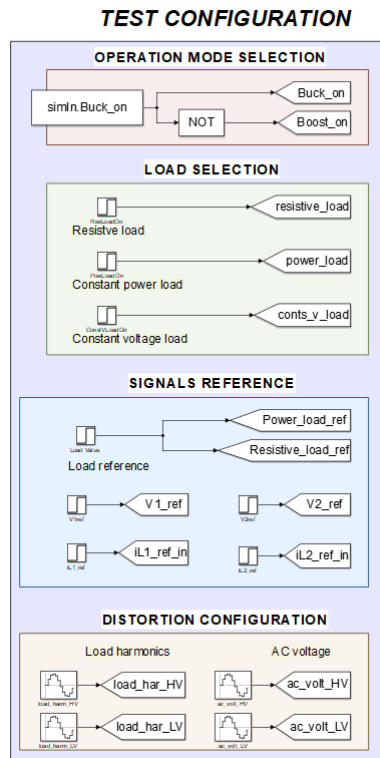


Figura 2.3: Test de configuración

### 2.2.2. Convertidor

En la figura 2.4 se pueden observar las conexiones entre el bloque del convertidor y las cargas y fuentes de tensión.

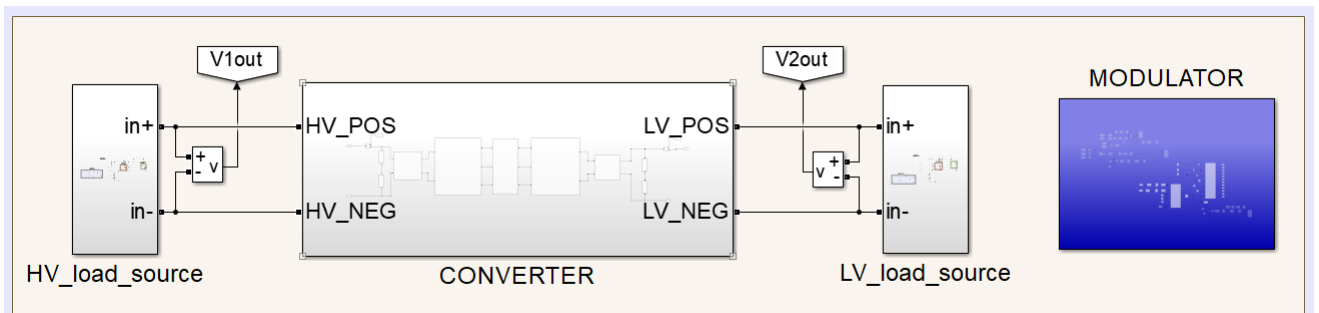


Figura 2.4: Conexiones del bloque convertidor

Dentro del modelo eléctrico representado en la figura 2.5, podemos distinguir los filtros de alta frecuencia (bloque amarillo), los puentes del lado de alta tensión HV y el de baja tensión LV (bloques azules), el transformador trifásico (bloque gris). Conectados a los filtros se encuentran condensadores electrolíticos ( $C1el$  para el lado de alta tensión y  $C2el$  para el lado de baja tensión) en serie con una Equivalent Series Resistance  $ESR$ , y una resistencia en serie adicional  $ESRHVadd$  o  $ESRLVadd$ .

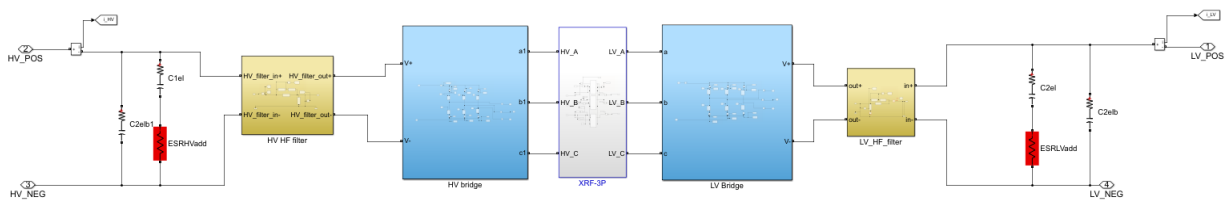


Figura 2.5: Conexiones del bloque convertidor

### 2.2.3. Bloque de cargas y fuentes

A continuación se muestra en la figura 2.6 el modelo para las cargas y fuentes en el lado de HV, siendo totalmente análogo para el lado de LV. Este bloque se configura en los scripts para poder realizar las pruebas exigidas por las especificaciones, activando y desactivando las cargas.

El modelo está diseñado para que para cada modo de operación, se activen las cargas o las fuentes según proceda. Por ejemplo, si se trata del modo Boost, en el lado de HV se activa una determinada carga, y en el de baja se activará la fuente.

Podemos observar interruptores controlados que activan la carga resistiva  $RloadHV$  dependiendo del valor de  $Resistive\_load\_on\_HV$ , y el bloque  $VOLTAGE\ SOURCE$  está habilitado o deshabilitado por la señal  $HV\_source\_en$ . El bloque  $CONSTANT\ PLOAD$  se activa o desactiva desde el script de configuración utilizando la variable  $Power\_load\_on\_HV$ . El bloque  $LOAD\ HARMONICS$ , es habilitado por la señal  $load\_har\_HV$

La inductancia del bus  $L\_source\_HV$  y la resistencia  $R\_damp\_HV$  se han modelado según las especificaciones.

## 12 Capítulo 2. Descripción del convertidor y de su modelo Simulink asociado.

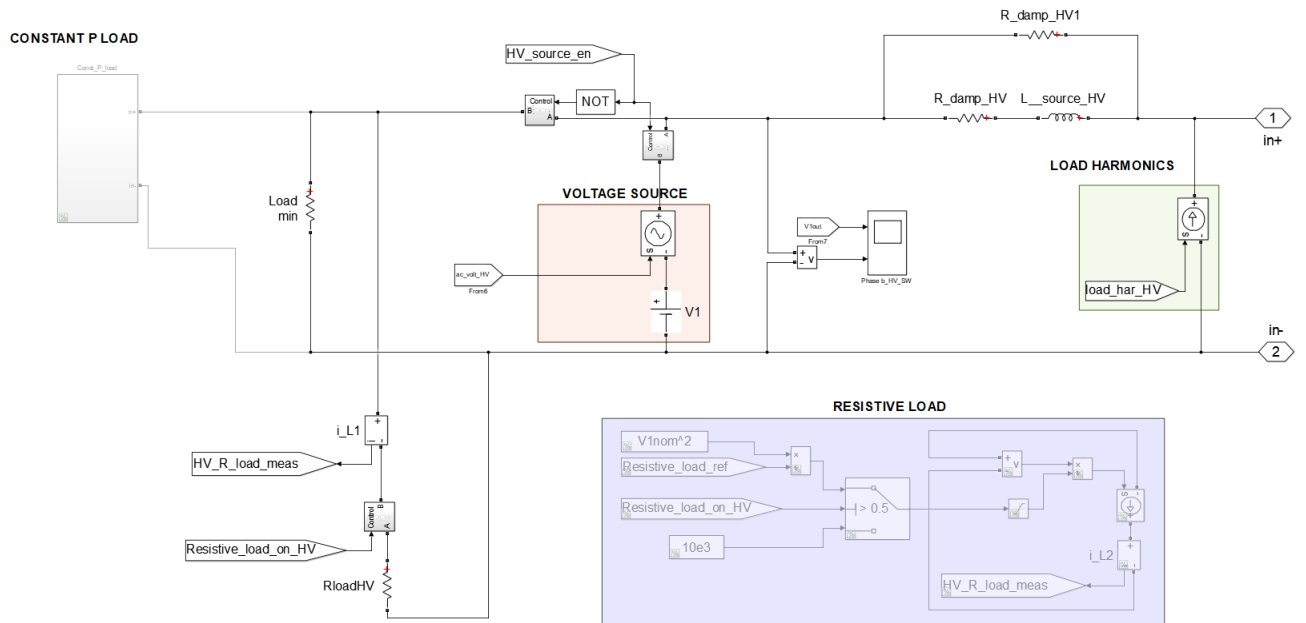


Figura 2.6: Bloque de carga del convertidor

Dentro del bloque *CONSTANT P LOAD* que se observa en la figura 2.7 podemos observar el modelo implementado de carga de potencia constante. Consiste en una fuente de corriente controlada que depende del voltaje medido.

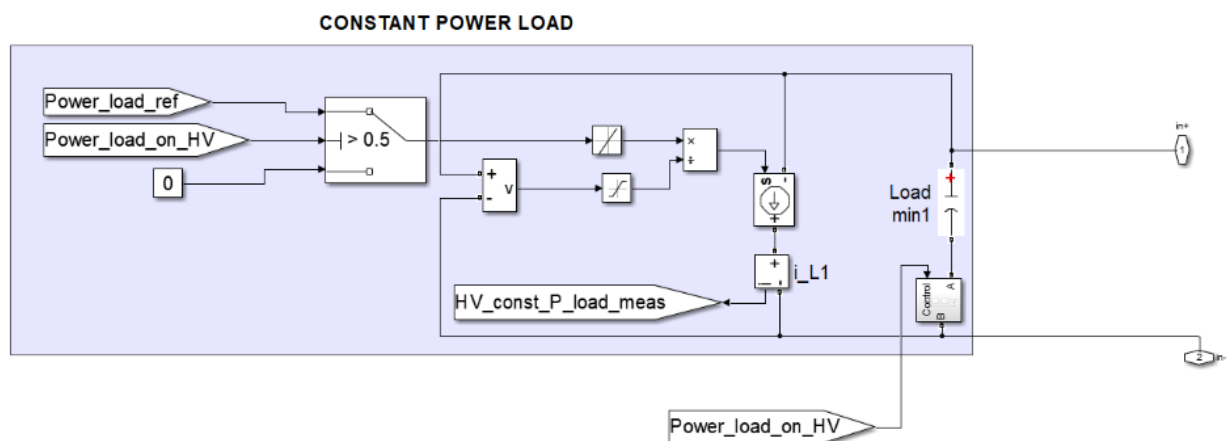


Figura 2.7: Bloque de carga de potencia constante

### 2.2.4. Bloque de Control

En la figura 2.8 podemos observar la estructura del bloque de control. Cuenta con un lazo interno de corriente y un lazo externo de tensión. Los condensadores de alta frecuencia y el inductor amortiguado definen la dinámica de la corriente. La salida del regulador de corriente  $P_{con\_Buck}$  o  $P_{con\_Boost}$  es la potencia de referencia y será la potencia de entrada del modulador. Este bloque está dividido en cuatro partes diferenciadas:

- **Buck mode control:** Incluye los bloques de muestreo necesarios, bucles de control y funciones de transferencia discretas para el control del modo Buck.
- **Boost mode control:** Incluye los bloques de muestreo necesarios, bucles de control y funciones de transferencia discretas para el control del modo Boost.
- **Mode selector:** Dependiendo del modo de control, se elige la salida del controlador Buck o Boost. La señal de salida  $P_{con}$  es la referencia para el modulador.
- **Sensors dynamics:** Las mediciones analógicas se filtran mediante sensores modelados, funciones de transferencia analógicas, tomadas de hojas de datos y diseños de referencia. Todas las medidas requeridas para el control y para el modulador se filtran como se puede ver en la figura 2.9:
  - $V1a$  y  $V2a$ : Condensadores de alta frecuencia del bus de voltaje diseñados para limitar el rizado de corriente en el bus de corriente continua a aproximadamente 1%.
  - $V1out$  y  $V2out$ : Tensión de los condensadores electrolíticos de salida. Los condensadores electrolíticos y el tipo de carga definen la dinámica de voltaje de salida más lenta.
  - $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ : mediciones de corriente del inductor del filtro de alta frecuencia.

Tanto  $i_{L1\_reg}$  como  $V1\_reg$  son integradores con compensador de adelanto-retraso. En el caso del regulador de voltaje, se implementa un anti-windup, porque la corriente tiene una capacidad limitada. El anti-windup solo cambia la respuesta del regulador si se produce saturación.

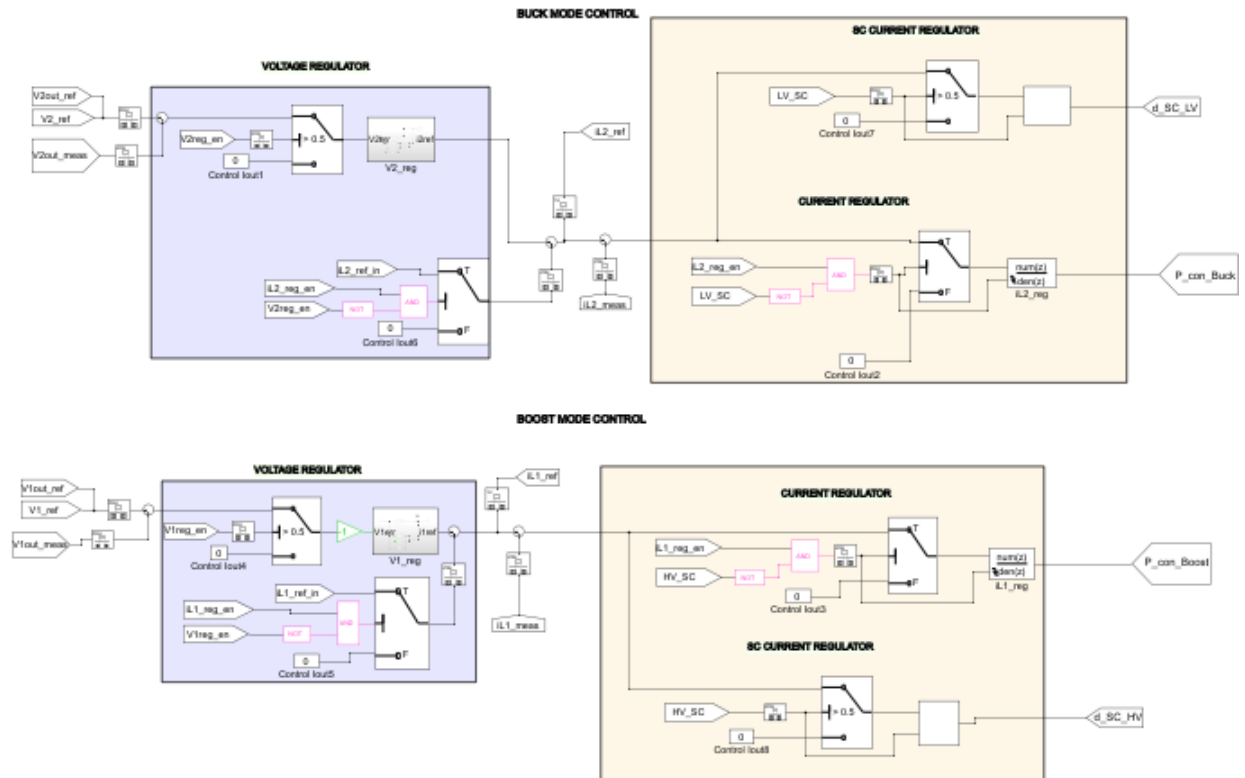


Figura 2.8: Estructura del bloque de control

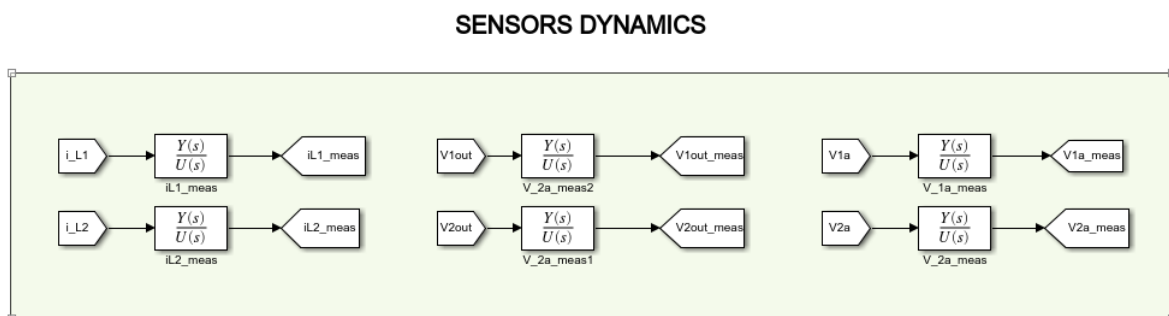


Figura 2.9: Estructura de los sensores de dinámica

# Capítulo 3

## Especificaciones

### 3.1 Operación en Modo Boost

---

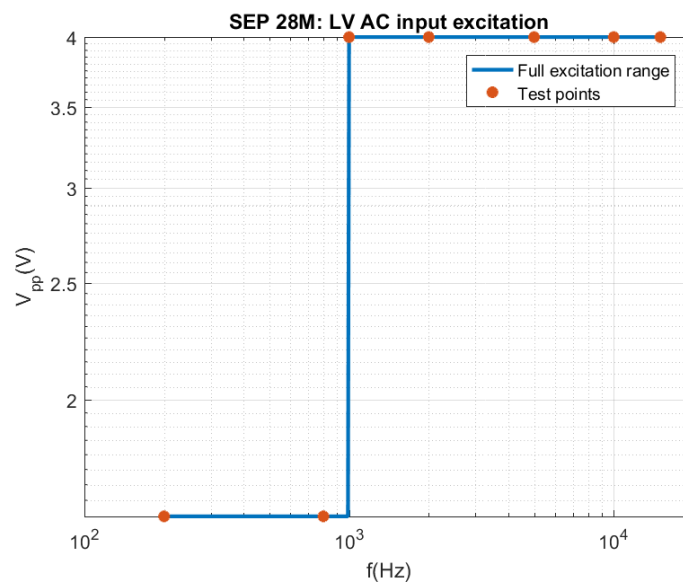
#### 3.1.1. SEP 28M

En modo Boost el convertidor debe cumplir con la norma DO160 - Sección 16(A1) Categoría B (28VDC tensión en entrada LVDC ).

Dicha especificación establece los siguientes escenarios de voltaje de entrada en los que puede funcionar el convertidor:

- **Rango de entrada normal DC.** El rendimiento del convertidor para todo el rango de entrada de DC normal.
- **Voltajes anormales de DC.** Los componentes del convertidor se han diseñado para soportar voltajes de entrada anormales.
- **Voltaje de corriente alterna.** El convertidor debe funcionar bajo perturbación de voltaje de AC. Requisitos relacionados con los componentes de frecuencia de ondulación:  
Consulte el párrafo 18.3.1 de la subsección 18.3 (DO-160).

Para el estudio del cumplimiento de esta especificación se realiza una simulación del módulo con la perturbación de voltaje de entrada de AC definida. Se genera una variable *table* con los valores de amplitud y frecuencia para los que se quiere excitar el convertidor. Antes de cada test son asignados a las variables propias del modelo,  $V_{AC\_LV.amp}$  y  $V_{AC\_LV.frec}$ . Una vez realizadas las simulaciones de todo el rango de frecuencias se procesan los datos. Para ello se analiza la corriente de entrada que, en el caso que nos ocupa, es  $i_{LV}$  representada en la figura 2.4. En la figura 3.1 se muestran las amplitudes y frecuencias de cada perturbación de voltaje de entrada con las que se ha excitado al convertidor.



**Figura 3.1:** Componentes de rizado de entrada AC definidos en SEP28M, Puntos de operación

El rizado de corriente a la entrada depende de la componente a la frecuencia de perturbación, la cual es dominante, y de los switches en conmutación. El impacto principal del rizado a la entrada de AC es la corriente reflejada por el convertidor, que está limitada por los requisitos SEP 45M y SEP 46M. Véase los resultados de la medición de la corriente de entrada y corriente de pico a pico LV en 3.1.2, y la distorsión de la corriente de entrada en 3.1.3.



### 3.1.2. SEP 45M

En modo Boost el rizado de corriente reflejado en la red LVDC por el convertidor debe ser menor que:

- $< 10A$  pico a pico para  $P_n = 4kW$
- $< 50A$  pico a pico para  $P_n = 20kW$
- $< P_n / 400A$  pico a pico para potencia nominal desde 4 hasta 20kW

Esta especificación ha sido ajustada al modelo como:

- $< 2.5A$  pico a pico para  $P_n = 1kW$
- $< 10A$  pico a pico para  $P_n = 5kW$
- $< P_n / 400A$  pico a pico para potencia nominal desde 1 hasta 5kW

Para llevar a cabo las simulaciones y poder analizar el comportamiento del sistema para estos requisitos se ha generado una tabla con valores de amplitud, frecuencia y número de ciclos para cada frecuencia simulada, de manera que, antes de realizar la simulación, se le asigna al valor *ac\_volt\_LV* del bloque DISTORSION CONFIGURATION de la figura 2.3 los valores de amplitud y frecuencia previamente definidos para conseguir una excitación alterna a la entrada.

Para procesar los datos y analizar la impedancia de entrada se analizará la variable *i\_LV* representada en la figura 2.4 que corresponde a la corriente de entrada del convertidor en este modo de funcionamiento.

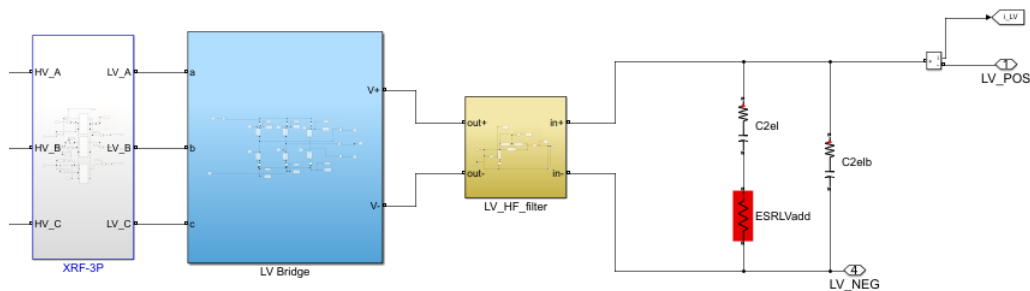
Las perturbaciones de voltaje de entrada se definen en 3.1.1. Se realizan pruebas para tensiones nominales: 270V / 28V, y cargas resistivas. Los parámetros eléctricos del bus LV de entrada se definen de la siguiente manera:

- Valor de la inductancia del bus = 8uH
- Valor de la resistencia en serie del bus = 4.7mOhm

Discusión técnica:

La fuente principal de la corriente de entrada absorbida es la perturbación del voltaje de entrada, en lugar del componente de rizado debido a la operación de conmutación del convertidor. La corriente absorbida puede predecirse de alguna manera si se perturba el voltaje de AC y se modela la impedancia de entrada del convertidor. En una primera aproximación, la impedancia del convertidor está determinada por:

- **Condensadores de entrada del convertidor**, con sus correspondientes resistencias en serie.
- **Resistencia negativa de entrada**, mayormente dependiente de la potencia en frecuencias bajas. Depende del control y de los parámetros del filtro HF a frecuencias mayores que 2kHz.
- **Impedancia del bus** viene impuesto su valor en las especificaciones del proyecto y no se ha considerado como parámetro de diseño.

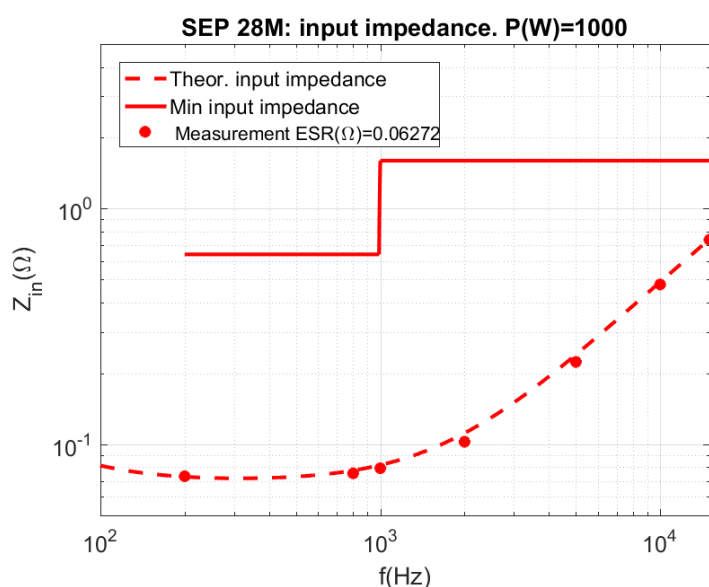


**Figura 3.2:** Diseño del filtro de entrada, modo Boost

En las figuras 3.3, 3.4 y 3.5 observamos impedancias de entrada medidas (puntos), impedancia de entrada modelada (líneas discontinuas) y traducción de especificaciones en una impedancia de entrada mínima del convertidor (líneas continuas) para diferentes cargas: 1kW, 2.5kW y 5kW. El modelo predice muy bien los puntos medidos. Se pueden extraer las siguientes conclusiones:

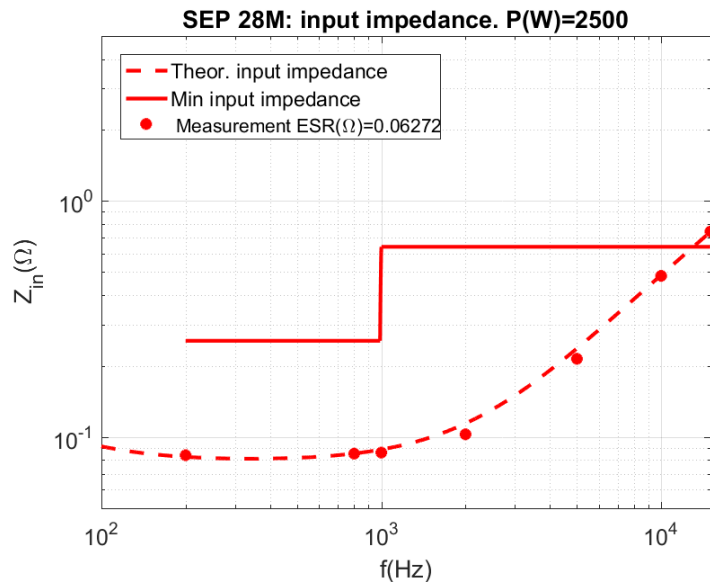
- La impedancia de entrada a frecuencias inferiores a 1kHz se modifica ligeramente por el impacto de la resistencia negativa del convertidor. Esto es equivalente a decir que la resistencia negativa contribuye levemente a los requisitos de alta impedancia de entrada a bajas frecuencias.

- Se producen límites menos estrictos a la potencia máxima, que es el mejor caso en términos de impedancia de entrada medida. El diseño está mucho más cerca de cumplir los requisitos a altas potencias.
- Se requieren impedancias de entrada más altas para frecuencias superiores a 1 kHz, que es la región en la que es más difícil en términos de diseño lograr altas impedancias.
- A frecuencias superiores a 2 kHz, la impedancia de entrada está dominada por la inductancia del bus. La inductancia del bus influye de forma positiva para lograr esta especificación, pero no es suficiente para alcanzarla.



**Figura 3.3:** Impedancia de entrada 1kW, modo Boost

Para limitar la impedancia de entrada como se define en 3.1.1 y 3.1.2, se ha agregado una resistencia ESR adicional al condensador electrolítico de entrada. Esta resistencia en serie se desactiva en la salida y está activa en la entrada, lo cual se consigue desde los scripts de configuración con las variables *simIn.Boost\_on* y *simIn.Buck\_on*, lo que hace que los requisitos de alta impedancia de entrada sean compatibles con los requisitos de baja impedancia en la salida. Esta resistencia aumenta en gran medida las impedancias de entrada a frecuencias del orden de los kHz, donde de lo contrario, las corrientes serían mucho mayores que en los resultados mostrados. Los valores típicos de ESR del condensador no son suficientes para lograr impedancias de entrada



**Figura 3.4:** Impedancia de entrada 2.5kW, modo Boost

razonables a kHz.

Los valores de ESR ( $ESRHVadd$  y  $ESRLVadd$ ) no pueden hacerse tan grandes como sea necesario, porque la amplificación del voltaje de entrada a  $f > 1$  kHz se produce si es demasiado grande. Además, se debe agregar un condensador adicional, con resistencia en serie controlada en paralelo ( $C1elb$  y  $C2elb$  en el esquema).

En la figura 3.6 se muestra los resultados que se obtienen al no limitar la impedancia en serie ESR ( $ESRHVadd$  y  $ESRLVadd$ ) con el condensador de entrada. Se observan las mediciones de impedancia de entrada a plena potencia si no se evita la amplificación del voltaje de entrada. Como se aprecia en la figura, para frecuencias superiores a 800Hz, la corriente aumenta considerablemente.

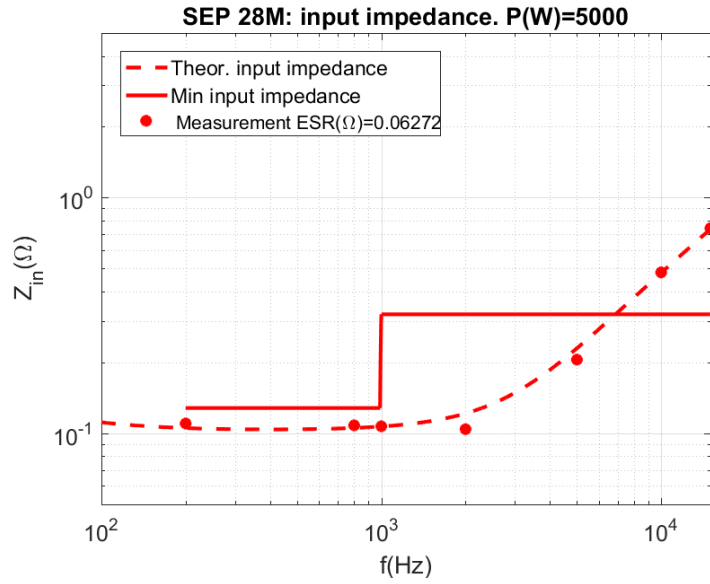


Figura 3.5: Impedancia de entrada a 5kW, modo Boost

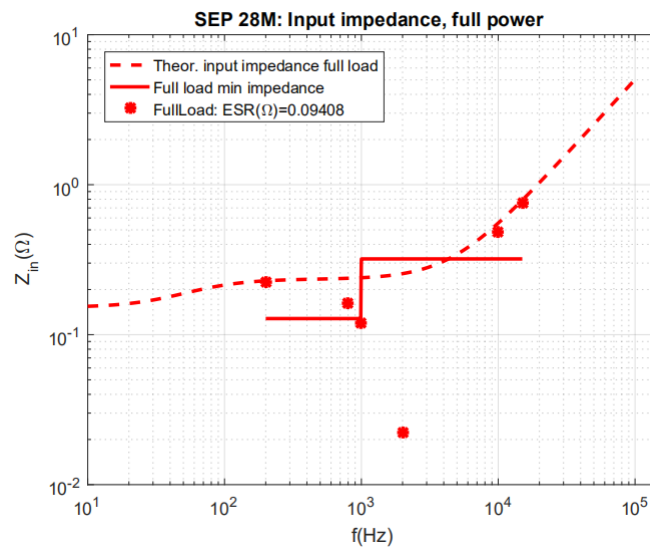


Figura 3.6: Impedancia de entrada sin límite de impedancia, modo Boost

### 3.1.3. SEP 46M

En modo Boost la distorsión de corriente debe ser menor que el 2.5%.

La perturbación de voltaje a la entrada está definida en 3.1.1. Los parámetros eléctricos del bus de entrada están definidos de la siguiente manera:

- Valor de la inductancia del bus = 8uH
- Valor de la resistencia en serie del bus = 4.7mOhm

Para llevar a cabo el análisis de la distorsión de corriente a la entrada se han procesado los datos obtenidos de simular el modelo con las amplitudes y frecuencias definidas por la normativa. Para cada punto de medida se ha calculado la distorsión y comparado con los límites impuestos. En la siguiente tabla se puede observar la distorsión de corriente expresada en tanto por ciento como una función de la potencia y la frecuencia de perturbación de entrada. En verde se indican los niveles de distorsión que cumplen la especificación y en amarillo las que rondan los límites. En rojo destacan las que están muy lejos de cumplir el requerimiento.

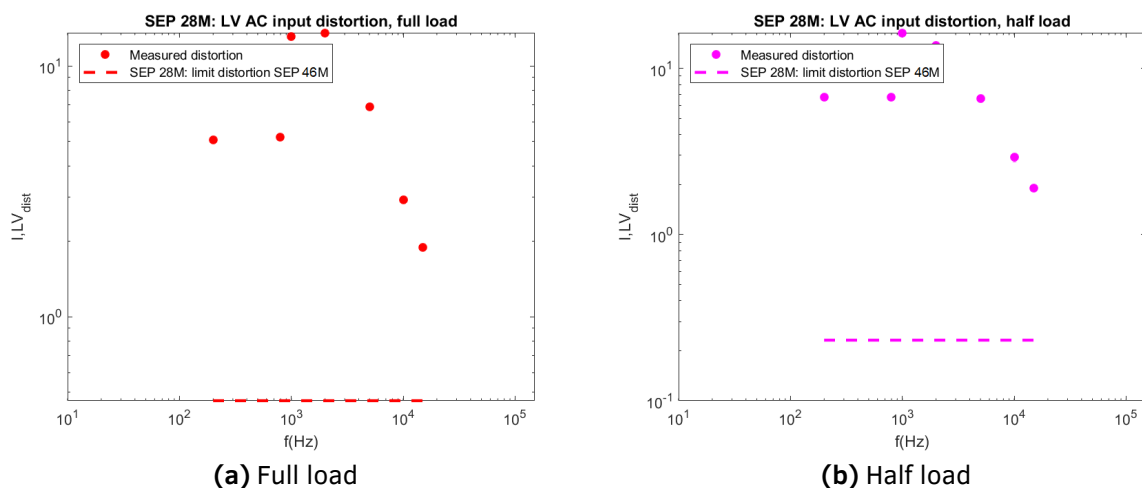
<i>Frequency</i> [kHz]	0.2	0.8	1	2	5	10	15	Limit All freq
20% $P_{NOM}$	21.5	20.8	50.0	38.6	17.6	8.1*	5.3*	2.5
50% $P_{NOM}$	7.5	7.5	18.4	15.4	7.3	3.3*	2.1*	2.5
$P_{NOM}$	2.8	2.9	7.3	7.6	3.8	1.6*	1.1*	2.5

**Figura 3.7:** Distorsión (%) de corriente, modo Boost

Como se puede observar en la tabla 3.7 a bajas frecuencias y potencia nominal los niveles de distorsión están cercanos al límite pero lo sobrepasan. Solo se satisface para frecuencias a partir de 10kHz y para potencia nominal. Para mejorar estos resultados se considerará en el capítulo 5 añadir una etapa de componentes de filtrado EMI y analizar su efecto sobre el rango de frecuencias que no satisfacen los niveles.

Discusión técnica:

Esta especificación es equivalente a 3.1.2, si suponemos que las corrientes de entrada son sinusoidales, que es una aproximación precisa. Las mismas consideraciones de diseño y estrategias de mitigación de diseño utilizadas en 3.1.2 son válidas para esta especificación.



**Figura 3.8:** Distorsión modo Boost

En la figura 3.8 se representan como puntos los niveles de distorsión de corriente a la entrada del convertidor para el modo de funcionamiento Boost para el rango de frecuencias simulado. Como una línea discontinua se representa el valor límite que puede tomar la distorsión impuesto por la especificación. Se representan estos valores para potencia nominal, 5000W, 3.8a y para 2500W 3.8b.

Como se puede observar en las gráficas para todo el rango de frecuencias los niveles de distorsión de corriente están por encima de límite establecido, quedando más próximos los valores de altas frecuencias.

## 3.2 Operación en Modo Buck

### 3.2.1. SEP 62M

En modo Buck el convertidor debe cumplir con la norma DO160 - Sección 16(A1) Categoría D (270VDC tensión en entrada HVDC ).

Dicha especificación establece los siguientes escenarios de voltaje de entrada en los que puede funcionar el convertidor:

- **Rango de entrada normal DC.** El rendimiento del convertidor para todo el rango de entrada de DC normal se detalla en el entregable D2.
- **Voltajes anormales de DC.** Los componentes del convertidor se han diseñado para soportar voltajes de entrada anormales.
- **Voltaje de corriente alterna.** El convertidor debe funcionar bajo perturbación de voltaje de AC. Requisitos relacionados con los componentes de frecuencia de ondulación:

Consulte el párrafo 18.3.1 de la subsección 18.3 (DO-160).

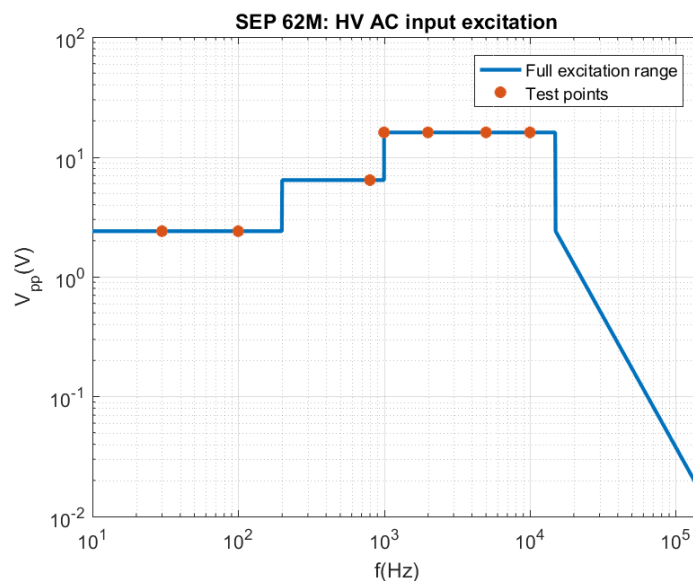


Figura 3.9: Puntos de prueba y componentes de rizado de entrada, modo Buck



Para el estudio del cumplimiento de esta especificación se realiza una simulación del módulo con la perturbación de voltaje de entrada de AC definida. Las componentes de rizado estándar y los puntos de prueba se trazan en la figura 3.9.

El impacto principal del rizado de entrada AC es la corriente reflejada por el convertidor, que está limitado por los requisitos 3.2.2 SEP 87M y 3.2.3 SEP 88M.

### 3.2.2. SEP 87M

En modo Buck el rizado de corriente reflejado en la red HVDC por el convertidor debe ser menor que:

- < 14% In pico a pico para  $P_n < 10\text{kW}$
- < 7% In pico a pico para  $P_n > 10\text{kW}$

Esta especificación ha sido ajustada un solo módulo como:

- < 14% In pico a pico para  $P_n < 2.5\text{kW}$
- < 7% In pico a pico para  $P_n > 2.5\text{kW}$

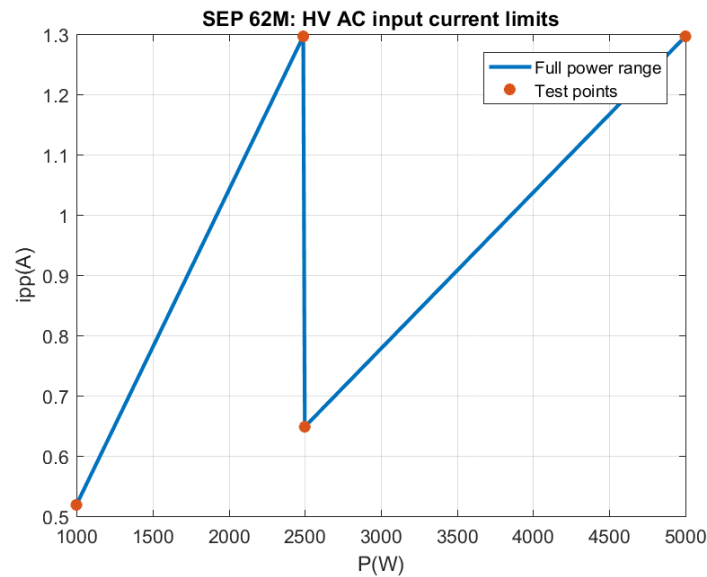
Al igual que para su especificación análoga, 3.1.2, se realiza una simulación del módulo con la perturbación de voltaje de entrada de AC definida. Se genera una variable *table* con los valores de amplitud y frecuencia para los que se quiere excitar el convertidor. Antes de cada test son asignados a las variables propias del modelo, en este caso serán  $V_{AC\_HV.amp}$  y  $V_{AC\_HV.frec}$ . Una vez realizadas las simulaciones de todo el rango de frecuencias se procesan los datos. Para ello se analiza la corriente de entrada que, en este caso es  $i_{HV}$  representada en la figura 2.4.

Las amplitudes y frecuencias de cada perturbación de voltaje de entrada con las que se ha excitado al convertidor se muestra en la figura 3.10, valores extraídos de SEP 87M.

Las pruebas se realizan para tensiones nominales: 270V / 28V, y cargas resistivas activadas por la variable *resistive\_load*.

Los parámetros eléctricos del bus de HV de entrada se modela de la siguiente manera:

- Valor de la inductancia del bus = 200uH
- Valor de la resistencia en serie del bus = 0.44mOhm



**Figura 3.10:** Puntos de prueba de la corriente de entrada pico a pico HV, modo Buck

#### Discusión técnica:

La fuente principal de la corriente de entrada absorbida es la perturbación del voltaje de entrada, en lugar del componente de ondulación debido a la operación de conmutación del convertidor.

Para limitar la entrada de corriente alterna, la entrada del convertidor debe hacerse lo suficientemente grande en el rango en el que se espera la perturbación de corriente alterna, como se define en la Figura 3.9.

Aunque se han realizado ajustes en el diseño para obtener la mejor solución de compensación, no ha sido posible alcanzar los límites mínimos de impedancia requeridos. La razón es que los diseños de alta impedancia de entrada pueden conducir a la amplificación del voltaje de entrada.

Los resultados de impedancia de entrada logrados para la entrada HVDC modo Buck se muestran a continuación para las distintas potencias en la figura 3.11, 3.12 y 3.13.

Las consideraciones de diseño y las restricciones de diseño con respecto a la amplificación del voltaje de entrada y la impedancia de entrada alcanzable son las mismas que en el modo Boost.

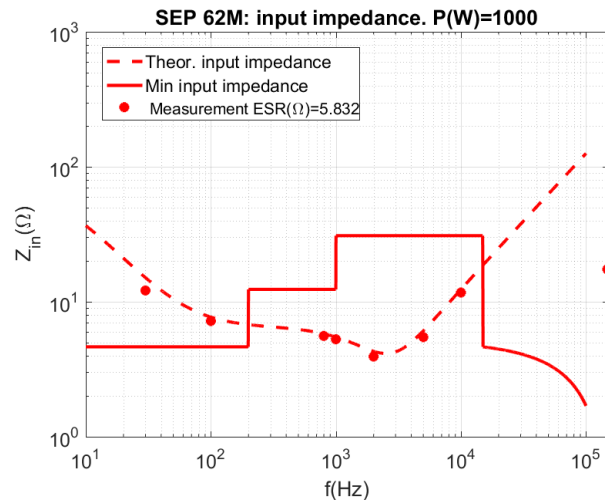


Figura 3.11: Impedancia de entrada HVDC 1kW, modo Buck

En la siguiente figura se muestran los resultados de impedancia de entrada a diferentes valores de excitación y para la mitad de la potencia nominal, 2500W.

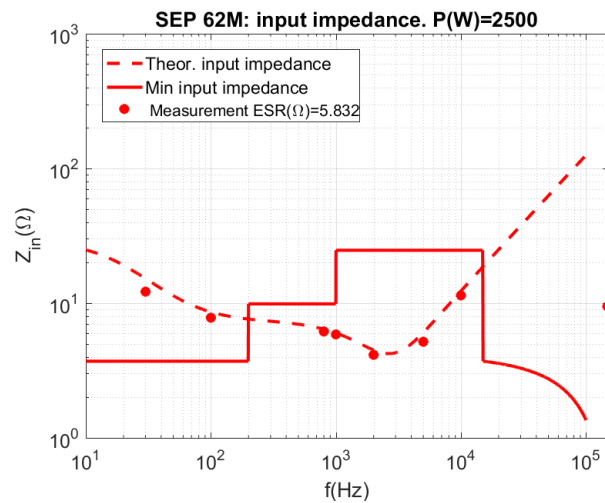
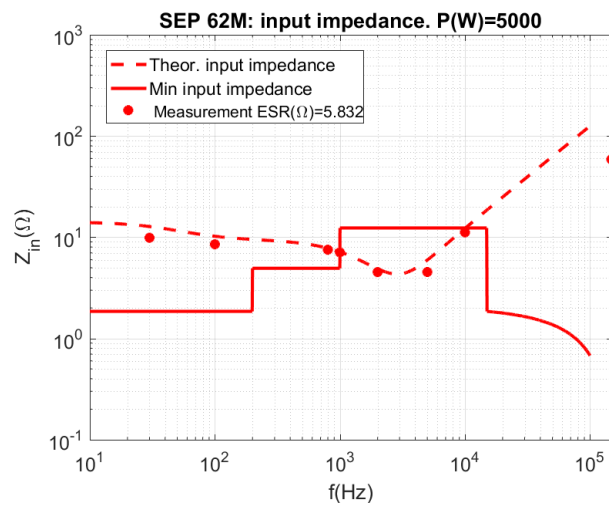


Figura 3.12: Impedancia de entrada HVDC 2.5kW, modo Buck

Por último se muestran los resultados de simular, bajo las mismas condiciones que los anteriores pero a potencia nominal, 5000W, que es el caso más crítico.



**Figura 3.13:** Impedancia de entrada HVDC 5kW, modo Buck

Como se puede observar en las gráficas 3.11 3.12 y 3.13 el modelo predice con mucho acierto la impedancia de entrada simulada excepto para frecuencias del orden de los 100kHz. Los mejores resultados se consiguen para el caso de potencia nominal 3.13. En el rango de frecuencias de 1kHz - 10kHz los valores de impedancia se encuentran por debajo del límite pero, considerando las tres potencias simuladas, es el caso que consigue unos resultados de impedancia de entrada más cercanos al mínimo exigido.

### 3.2.3. SEP 88M

En modo Buck la distorsión de corriente debe ser menor que:

- 4% para  $P_n < 10\text{kW}$
- 2.5% para  $P_n > 10\text{kW}$

Al igual que su especificación análoga para el modo de funcionamiento Boost de la sección 3.1.3 los cálculos y pruebas han sido los mismos, con la diferencia que para este caso se ha analizado la distorsión en el lado de alta potencia o High Voltage (HV) y la variable a procesar ha sido  $i_{HV}$  como se puede observar en la figura 2.4.

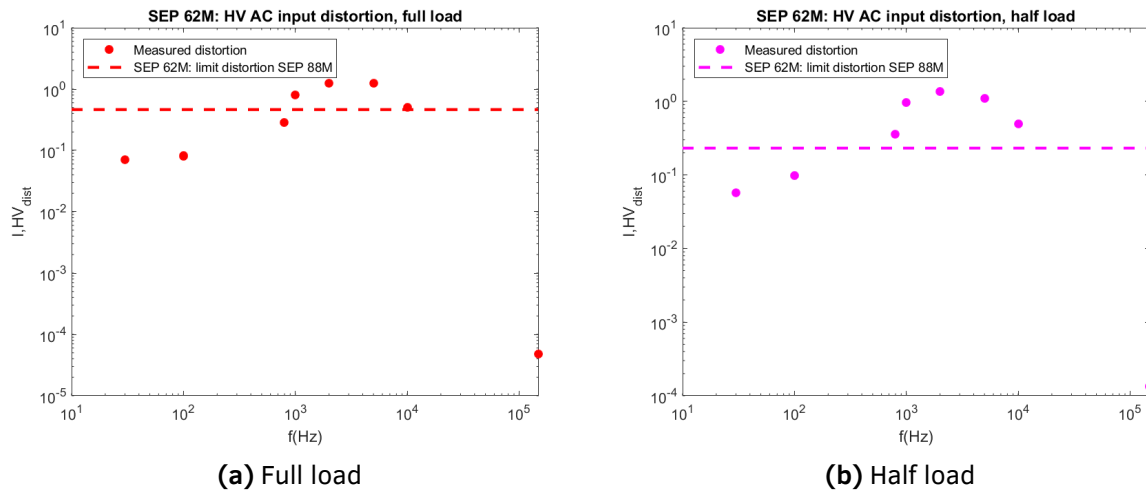
Frequency [kHz]	0.03	0.1	0.8	1	2	5	10	148	Limit
20% $P_{NOM}$	1.6	2.9	10.8	28.9	38.8	27.9	12.9	0.0*	4
50% $P_{NOM}$	0.6	1.1	3.9	10.5	14.8	11.8	5.3*	0.0*	2.5
$P_{NOM}$	0.4	0.4	1.6	4.3	6.7	6.7	2.7*	0.0*	2.5

**Figura 3.14:** Distorsión (%) de corriente, modo Buck

Como se puede ver en la tabla 3.14 los niveles de distorsión se cumplen para bajas frecuencias y siendo el caso más favorable el de potencia nominal. Los peores niveles de distorsión se encuentran en el rango de frecuencias de 1kHz a 5kHz como se indican en rojo en la tabla.

#### Discusión técnica:

Esta especificación es equivalente a 3.2.2. Asumiendo que la corriente de entrada es sinusoidal. Las mismas consideraciones de diseño usadas en 3.2.2 son válidas para esta especificación.

**Figura 3.15:** Distorsión modo Buck

En la figura 5.2 se pueden observar los valores medidos de distorsión de la corriente de entrada a diferentes frecuencias para potencia nominal, 5.3b y para 2500W 3.15b. Como se puede observar los niveles de distorsión que están por encima del límite establecido son los correspondientes a frecuencias intermedias. Para este modo (Buck) se satisface la especificación para bajas frecuencias y para frecuencias altas.

### 3.3 Conclusiones

Los requisitos de impedancia de entrada se han podido alcanzar parcialmente. Intentar mejorar estos resultados es la motivación del siguiente capítulo 4 gracias a añadir en serie una resistencia adicional al condensador electrolítico y, al poder ser activada o desactivada según el modo de funcionamiento, puede cumplir los requisitos de alta impedancia a la entrada y los de baja impedancia a la salida.

En el modo de funcionamiento Boost los valores de impedancia de entrada para las potencias de 1000W y 2500W se encuentran por debajo de los límites establecidos, no llegando a satisfacer la especificación. Sin embargo, en el caso de potencia nominal, el modelo cumple el requisito para frecuencias altas y para el rango de bajas frecuencias

(200Hz - 1kHz) los valores se encuentran cercanos al mínimo exigido. Con respecto a la distorsión de corriente a la entrada los valores en todo el rango de frecuencias superan el límite establecido por la especificación.

Para el modo de funcionamiento Buck se observa que el intervalo crítico de frecuencias es 1kHz -10kHz, ya que para las tres potencias simuladas los valores de impedancia de entrada en este intervalo son menores al mínimo exigido. Se obtienen los mejores resultados cuando el convertidor trabaja a potencia nominal. El modelo es capaz de predecir la impedancia teórica correctamente en todos los puntos de prueba excepto para frecuencias superiores a los 100kHz. En el rango de bajas frecuencias para los tres valores de potencia la impedancia de entrada se encuentra por encima del límite impuesto, satisfaciendo la especificación. Para este modo la distorsión de corriente a la entrada satisface los valores requeridos para frecuencias bajas y para altas frecuencias, los valores a frecuencias intermedias son mayores al nivel máximo establecido.





# Capítulo 4

## Análisis variación ESR

### Motivación

---

Como se ha visto en el capítulo anterior, el convertidor debe tener mayor impedancia de entrada para cumplir con las especificaciones. El rizado de la corriente de entrada está provocado por la acción de los switches en conmutación y por la componente a la frecuencia de perturbación, siendo este último efecto el dominante.

Como ya se ha mencionado en capítulos anteriores, la impedancia de entrada del convertidor depende de la impedancia del bus, cuyo valor es impuesto y *a priori* no es un parámetro de diseño de la resistencia negativa del convertidor y de los condensadores y resistencias de entrada.

El objetivo de este estudio es mejorar los resultados de impedancia de entrada variando el valor de la resistencia añadida en paralelo al condensador electrolítico,  $ESRH_{Vadd}$  en el lado de alta tensión y  $ESRL_{Vadd}$  en el lado de baja tensión.

Se debe tener en cuenta que el valor de esta resistencia no puede aumentarse todo lo que se requiere ya que los valores de impedancia de entrada en el rango de frecuencias de 1kHz - 10kHz disminuyen considerablemente.

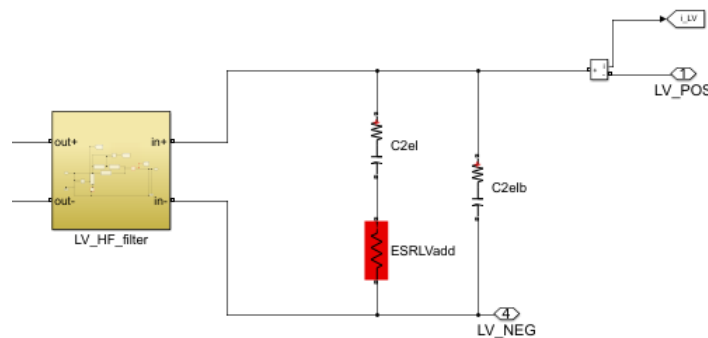
## 4.1 Análisis para el modo Boost

En la siguiente sección se va a estudiar el efecto que tiene sobre la impedancia de entrada variar el valor de la resistencia de entrada del filtro ESR.

La impedancia de entrada, como ya se indica en la discusión técnica del apartado 3.1.2, depende de tres principales parámetros;

- **Condensadores de entrada del convertidor**, con sus correspondientes resistencias en serie cuyos valores se detallan en la tabla 4.1.
- **Resistencia negativa de entrada**
- **Impedancia del bus**

En la figura 4.1 se muestran los componentes de entrada en el lado de baja tensión (LV) del modelo Simulink del convertidor.



**Figura 4.1:** Componentes de entrada al filtro LV

En la siguiente tabla se indican los valores de los componentes de entrada que se muestran en la figura 4.1.

Nombre del componente	Valor
C2elb	0.2 mF
C2el	40 mF
ESRLVadd	0.0587 $\Omega$

**Cuadro 4.1:** Valores de los componentes de entrada en el lado de baja tensión (LV)

El condensador  $C_{2e/b}$  tiene una capacidad mucho menor que  $C_{2e/}$  con el objetivo de limitar la caída en los valores de impedancia de entrada en el rango de frecuencias conflictivas de los kHz.

Para clarificar el fenómeno físico que se predice al excitar el convertidor mediante una perturbación AC, se muestran en la figura 4.2 las formas de onda temporales de corriente absorbida por el puente  $i_{LV}$  para las tres potencias a las que se ha simulado, 1000W, 2500W y 5000W y los tres valores de resistencia ESR que se han analizado.

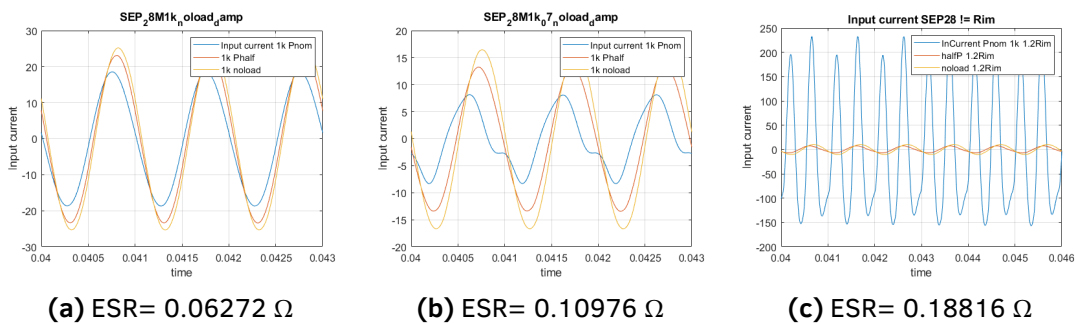
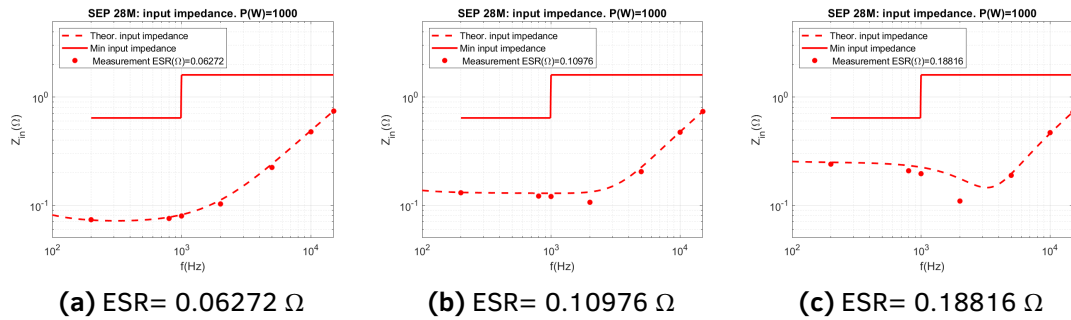


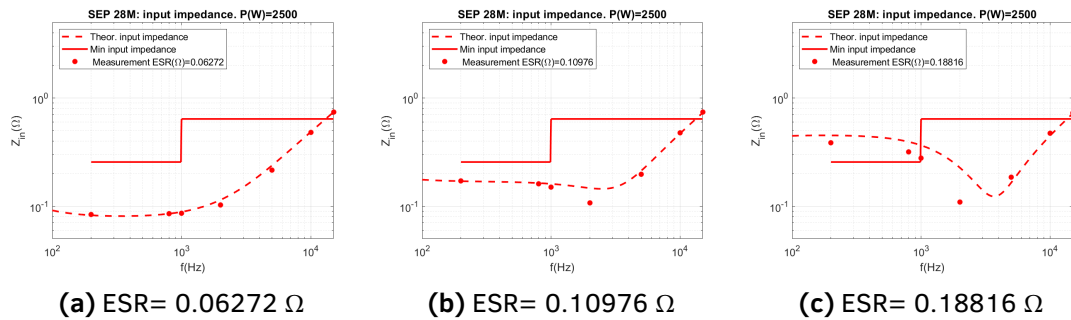
Figura 4.2: Corrientes de entrada para cada caso

En las siguientes gráficas se observa el impacto sobre la impedancia de entrada al variar el valor de la resistencia en serie  $ESRLV_{add}$ . En concreto se han probado valores de aproximadamente el doble y el triple del valor original ( $ESR = 0.6 \text{ Ohm}$ ), cuyos efectos sobre la impedancia de entrada ya se analizaron en las secciones 3.2.2 y 3.1.2.

Los puntos representados en las figuras 4.3, 4.4 y 4.5 corresponden al valor medido de la impedancia de entrada, calculados como 2 por el cociente entre la frecuencia en ese punto y el valor medido de corriente pico a pico. La línea discontinua indicada en la leyenda como 'Theor. input impedance' es el valor teórico de la impedancia de entrada calculado con los valores teóricos de tensión pico a pico y corriente máxima pico a pico. Por último, la línea continua 'Min input impedance' representa el valor mínimo exigido para la impedancia de entrada en las especificaciones.



**Figura 4.3:** Impedancia de entrada, modo Boost P=1kW



**Figura 4.4:** Impedancia de entrada, modo Boost P=2.5kW

Este efecto que provoca el incremento del valor de la resistencia en serie ESR se puede observar de forma más evidente en el caso crítico, que es a potencia nominal. Se observa que, a frecuencias alrededor de los kHz, el modelo no es capaz de predecir el punto de operación del convertidor.

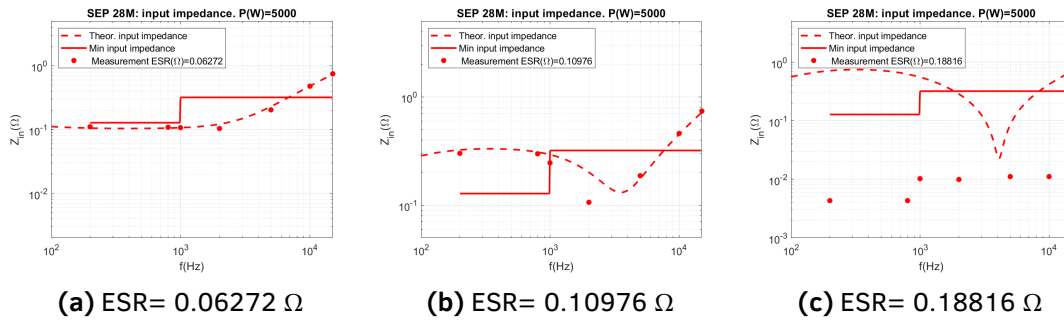


Figura 4.5: Impedancia de entrada, modo Boost P=5kW

Para la potencia de 1000W 4.3 se puede observar que la impedancia teórica y la medida coinciden en gran parte de los valores. Solo para 2kHz el modelo no es capaz de predecir su valor, siendo mayor la diferencia para el caso de  $ESR = 0.18816 \Omega$ . Para esta potencia la impedancia de entrada no alcanza el mínimo requerido en ninguno de los tres casos estudiados a diferentes valores de ESR.

Para el caso de las simulaciones a potencia de 2500W el comportamiento del modelo ante la variación de la resistencia ESR es bastante aceptable excepto para el mayor de los valores,  $ESR = 0.18816 \Omega$ . En la gráfica 4.4c se puede ver como a bajas frecuencias el modelo no predice con exactitud la impedancia de entrada y para la frecuencia de 2kHz se repite el comportamiento del caso anterior.

Con respecto al cumplimiento del mínimo exigido, en los casos 4.4a y 4.4b solo se alcanza para 15kHz, sin embargo para el mayor valor de ESR simulado 4.4c además se alcanza a bajas frecuencias. En esta gráfica se observa el efecto que provoca el incremento del valor de la resistencia ESR, a frecuencias intermedias aparece un fenómeno indeseado que hace que la impedancia disminuya, además lo hace de una forma no prevista por los modelos.

Por último se realizan las simulaciones para el caso más crítico que es a potencia nominal 5000W figura 4.5. En el primer caso, 4.5a, a bajas frecuencias la impedancia de entrada medida se encuentra muy próxima al mínimo pero solo lo supera para frecuencias a partir de los 10kHz. Para el segundo valor de  $ESR = 0.10976 \Omega$  4.5b se aprecia el efecto comentado anteriormente para las frecuencias intermedias y es solo en este intervalo donde no se satisfacen los valores mínimos de impedancia. En el último caso, para  $ESR = 0.18816 \Omega$ , se puede comprobar que para altos niveles de

potencia y alto valor de la resistencia en serie ESR el comportamiento de la impedancia de entrada es especialmente negativo y el modelo es bastante impreciso.

## 4.2 Análisis para el modo Buck

En esta sección se repiten los cálculos de impedancia de entrada para el lado de alta tensión (HV), modificando en este caso la ESR de entrada en el lado HV como se observa en la figura.

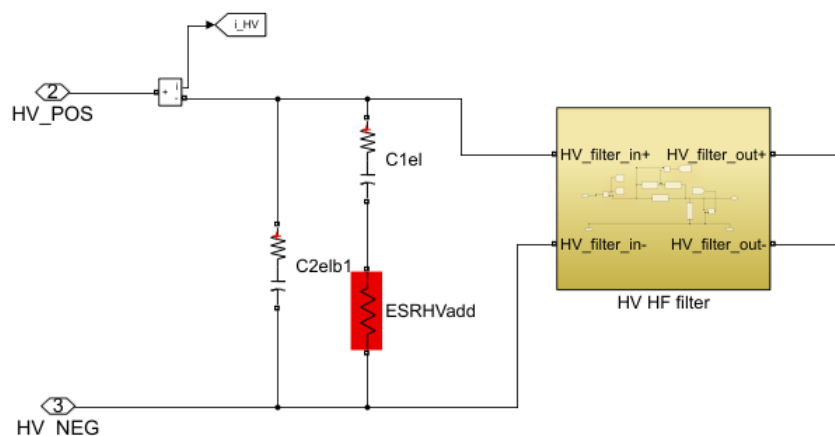


Figura 4.6: Componentes de entrada al filtro HV

En la siguiente tabla se indican los valores de los componentes de entrada que se observan en la figura 4.6.

Nombre del componente	Valor
C1elb	10 $\mu$ F
C1el	400 $\mu$ F
ESRHVadd	5.333 $\Omega$

Se muestran en la figura 4.7 las formas de onda temporales de corriente absorbida por el puente  $i_{HV}$  para las tres potencias a las que se ha simulado, 1000W, 2500W y 5000W y los tres valores de resistencia ESR que se han analizado.

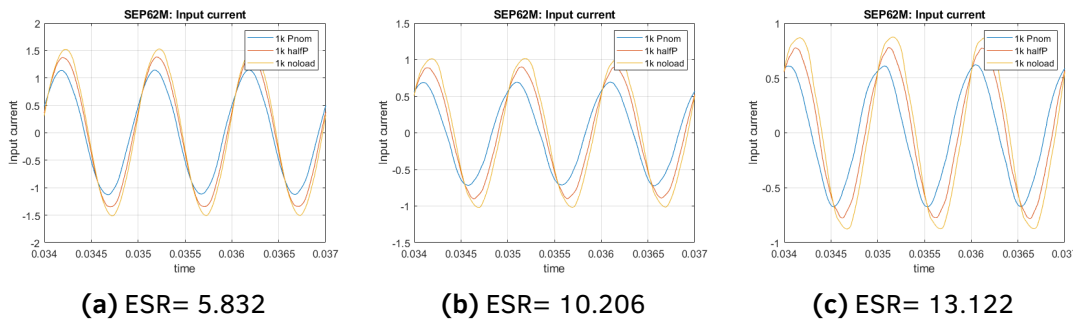
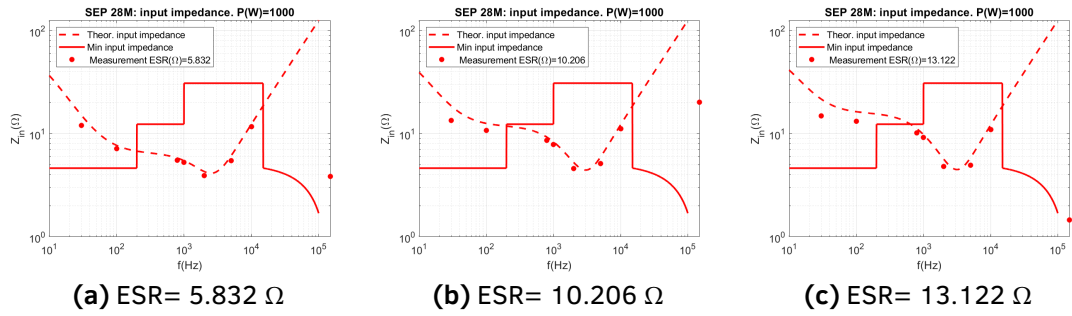


Figura 4.7: Corrientes de entrada para cada caso

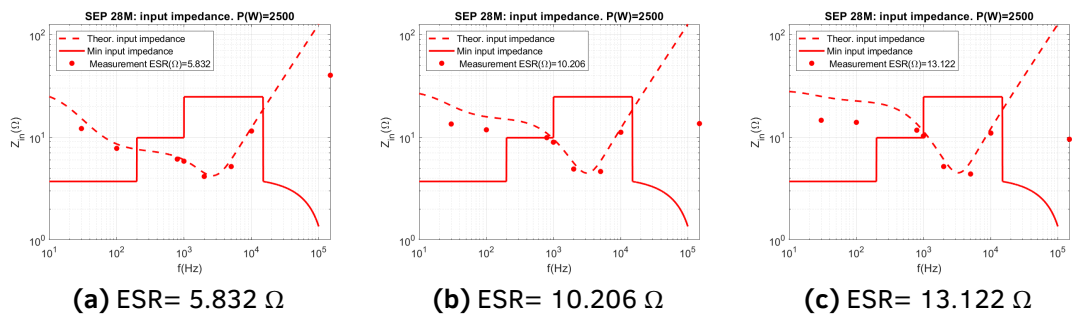
Al igual que en la sección 4.1 se procede a analizar el impacto sobre la impedancia de entrada al variar el valor de la resistencia en serie, en este caso  $ESRHVadd$ . En concreto se han probado valores de aproximadamente el doble y el triple del valor original ( $ESR = 0.6 \text{ Ohm}$ ), cuyos efectos sobre la impedancia de entrada ya se analizaron en las secciones 3.2.2 y 3.1.2.

Los puntos representados en las figuras 4.8, 4.9 y 4.10 corresponden al valor medido de la impedancia de entrada, calculados como 2 por el cociente entre la frecuencia en ese punto y el valor medido de corriente pico a pico. La línea discontinua indicada en la leyenda como 'Theor. input impedance' es el valor teórico de la impedancia de entrada calculado con los valores teóricos de tensión pico a pico y corriente máxima pico a pico. Por último, la línea continua 'Min input impedance' representa el valor mínimo exigido para la impedancia de entrada en las especificaciones.

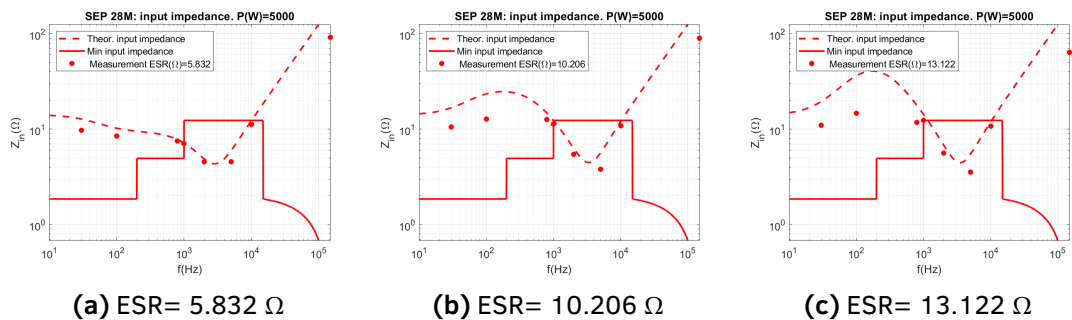
Los resultados obtenidos para este modo al modificar el valor de  $ESRHV_{add}$  y para las tres potencias simuladas 1000W, 2500W y 5000W se muestran a continuación:



**Figura 4.8:** Impedancia de entrada, modo Buck P=1kW



**Figura 4.9:** Impedancia de entrada, modo Buck P=2.5kW



**Figura 4.10:** Impedancia de entrada, modo Buck P=5kW



Como se puede observar en las gráficas 4.8 a frecuencias intermedias no se alcanzan los valores mínimos exigidos para ninguno de los valores de ESR analizados. Para bajas frecuencias los niveles de impedancia de entrada sí se encuentran por encima del límite. Para casi todos los puntos medidos el modelo hace una buena estimación, empeorando los resultados en la zona de baja frecuencia para el caso de ESR mayor 4.8c.

Para la simulación a 2500W de potencia se obtienen los resultados de las gráficas 4.9. Con el aumento del valor de ESR se consiguen aumentar los valores de impedancia en el rango crítico, como se muestra en 4.9c para la frecuencia de 1kHz se logra alcanzar el mínimo valor de impedancia de entrada. Sin embargo, a medida que aumenta la ESR el modelo no es capaz de predecir de manera correcta el comportamiento de la impedancia a bajas frecuencias.

Por último, el caso de potencia nominal, 5000W, como se puede comprobar en la figura 4.10 es en el que se obtienen mejores resultados de impedancia aunque el rango de frecuencias intermedias 1kHz -10kHz sigue sin alcanzar el mínimo exigido por la especificación. En cuanto a la estimación del modelo, el comportamiento empeora al aumentar el valor de la resistencia ESR, provocando el efecto anómalo que se puede ver en la gráfica 4.10c.

### **4.2.1. Conclusiones**

Como se ha visto a lo largo de este capítulo en el que se ha estudiado el impacto de aumentar la resistencia añadida en serie al condensador electrolítico de entrada en las especificaciones de impedancia de entrada, en general el resultado no es positivo ya que provoca una caída abrupta de la impedancia de entrada a frecuencias intermedias. Como se ha podido comprobar, especialmente en la figura 4.5c, el incremento del valor de la resistencia añadida en el puente de entrada tiene un impacto especialmente negativo a potencia nominal y el comportamiento empeora a medida que se aumenta el valor de dicha resistencia. Por tanto se concluye que aumentar el valor de la resistencia de entrada ESR no es la solución para cumplir con las especificaciones de impedancia de entrada. Mejorar los valores de dicho rango de frecuencias para que alcance el mínimo requerido en las especificaciones es la motivación de este estudio.



## Capítulo 5

# Estudio del efecto de un filtro EMI en entrada y salida del convertidor

### Motivación

---

Los filtros EMI son necesarios para limitar las emisiones conducidas del convertidor, tanto en modo común como en modo diferencial. Es difícil predecir las emisiones conducidas a partir de modelos de simulación, en especial, las emisiones en modo común y las de ambos modos a altas frecuencias. Aunque no se puedan modelar las emisiones conducidas, sí se puede modelar de cierta manera su impacto sobre el comportamiento diferencial a baja frecuencia ( $< \text{MHz}$ ) del convertidor.

Los elementos pasivos del convertidor existentes en el modelo original *C1elb C1el* y *ESRHVadd* para el lado de alta tensión o High Voltage (HV) y los componentes análogos al lado de baja tensión o Low Voltage (LV), tienen cierta capacidad de filtrado EMI. En caso de ser necesaria una atenuación adicional, una posible solución sería modificar los valores existentes en los filtros del modelo original.

La otra opción consiste en añadir una etapa adicional de componentes de filtrado en la interfaz convertidor-bus de alimentación. Dicha etapa aumenta el orden del filtro, lo cual tiene un impacto positivo en general en el filtrado de alta frecuencia. Otras ventajas de añadir otra etapa adicional de filtrado frente a una posible modificación de los pasivos en las etapas del diseño original es que permite su fácil integración

#### 44      **Capítulo 5. Estudio del efecto de un filtro EMI en entrada y salida del convertidor**

---

cerca de los conectores de salida, lo cual es una buena práctica desde el punto de vista de EMI/EMC.

Como trabajo previo a la elección de los componentes de filtrado, se han calculado los armónicos de corriente de la frecuencia de conmutación del convertidor para predecir cuanta atenuación en modo diferencial deberían proporcionar los componentes adicionales de filtrado estudiados en este capítulo. Mediante simulaciones AC en PSPICE, se ha observado que con los modelos relativamente ideales disponibles, la atenuación que proporcionan los filtros ya existentes en el modelo original son suficientes para cumplir la normativa DO-160 de emisiones conducidas (ignorando el modo común). Sin embargo, se ha decidido seguir con el estudio, por las razones previamente mencionadas.

El objetivo de este estudio es tener un análisis del comportamiento del diseño completo. Al añadir un filtro EMI a la entrada y salida del convertidor se pueden ver afectadas las especificaciones y requisitos del proyecto, así como el modelado obtenido.

Se van a diferenciar dos bloques de especificaciones:

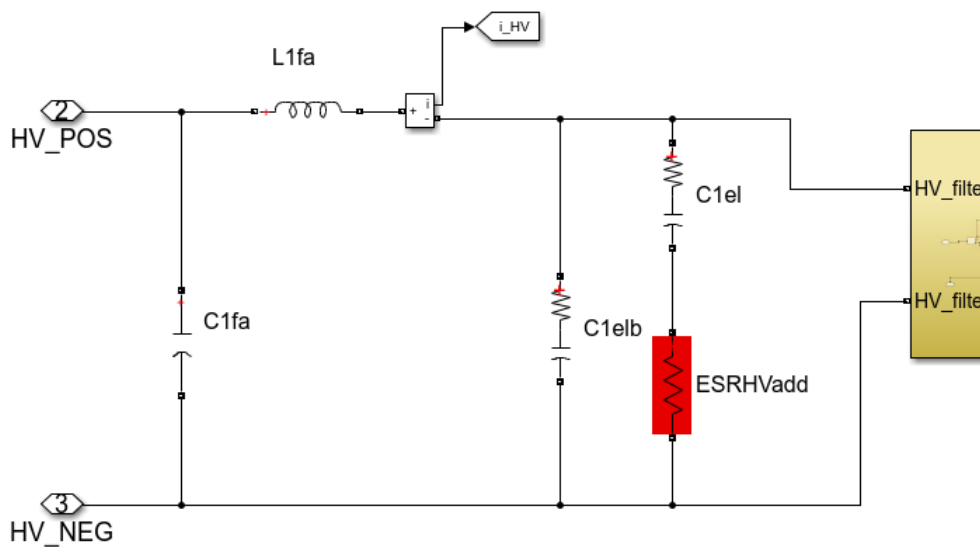
- El primero, sección 5.1, para estudiar el efecto sobre la impedancia de entrada para los dos modos de funcionamiento, lo cual requiere simular el sistema excitando con perturbaciones AC a la entrada y midiendo la corriente a la entrada.
- El segundo, sección 5.2, para analizar la distorsión de voltaje que se produce al excitar con perturbaciones AC de corriente a la salida y medir la tensión a la salida.

Cabe resaltar que las especificaciones en las que se mide la impedancia de entrada fueron analizadas en las secciones 3.2.2 y 3.1.2 sin incluir los filtros EMI en los modelos. En este capítulo se vuelven a estudiar tras añadir la nueva etapa de filtrado. Las especificaciones en las que se mide el espectro de voltaje a la salida, en cambio, no se han presentado hasta el momento en este documento.

Los valores seleccionados para los componentes de la nueva etapa de filtro EMI como se muestran en la figura 5.1 son:

Valores del filtro		
Nombre del componente	Valor	Valor numérico
C1fa	L1a/4	0.41250 $\mu$ F
L1fa	C1a/4	4.950 $\mu$ H
C2fb	C2a/4	41.250 $\mu$ F
L2fb	L2b/4	49.5 $p$ H

**Cuadro 5.1:** Valores de los componentes de la nueva etapa de filtro



**Figura 5.1:** Filtro EMI

## 5.1 Impedancia de entrada

### 5.1.1. SEP 28M

Los resultados de la comparación de impedancia de entrada para el modo de funcionamiento Boost se muestran a continuación.

Se ha representado en la misma gráfica los valores de impedancia de entrada antes de añadir los componentes de filtrado, representados como puntos rojos, y los nuevos valores calculados tras añadir el filtro, representados en azul. En la gráfica 5.2a se muestran los resultados al simular a la mitad de potencia nominal, 2500W, y en la gráfica 5.2b están representados los resultados a potencia nominal. Como ya se ha comentado anteriormente, es a esta potencia, 5000W, para la que se obtienen los mejores resultados de impedancia de entrada, y como se puede comprobar, añadir el filtro no altera esta conclusión. En este modo el valor de la impedancia de entrada apenas difiere de los valores para el caso sin filtro.

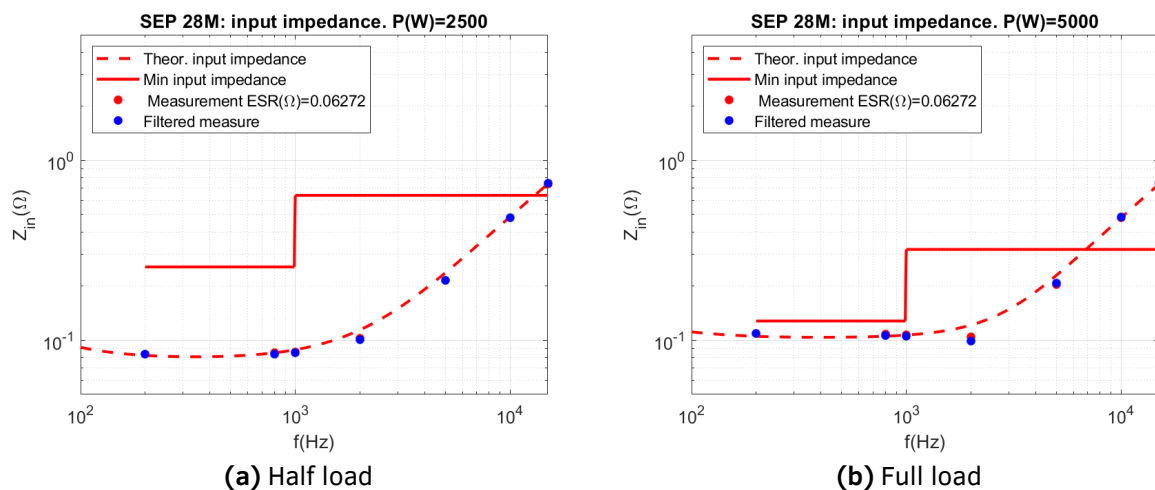
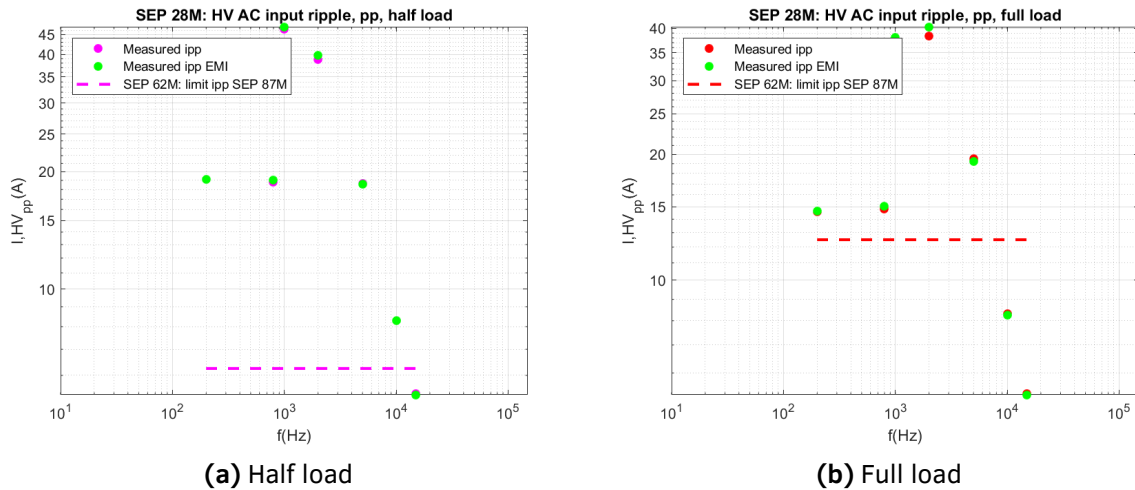


Figura 5.2: Impedancia de entrada modo Boost

En la figura 5.3 se muestran los valores pico a pico de la corriente de entrada a potencia nominal 5000W y a la mitad de potencia nominal, 2500W. Se utilizan para el cálculo de la impedancia de entrada. La línea discontinua representa el valor límite de la corriente pico a pico a la entrada indicado en los requisitos de rizado de corriente, en concreto para el modo de funcionamiento Boost, se indica en la sección 3.1.2. Los puntos de color verde señalan el valor que toma esta corriente después de añadir

la nueva etapa de filtrado EMI. Excepto para la frecuencia de 20kHz, en la que varía ligeramente, para el resto de frecuencias los valores coinciden.



**Figura 5.3:** Corriente de entrada pico a pico, modo Boost

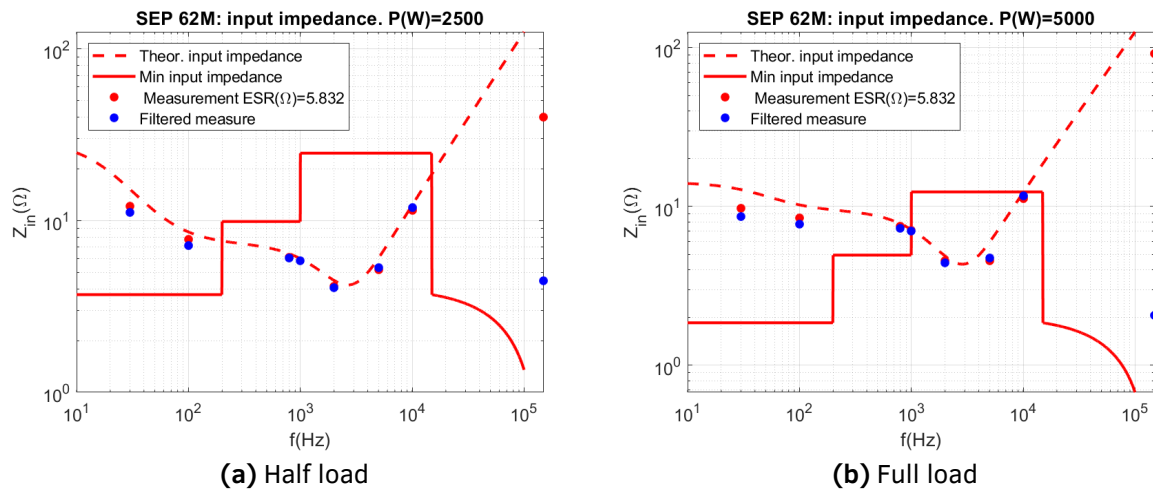
### 5.1.2. SEP 62M

En el siguiente apartado se estudia el impacto de añadir una etapa de filtro más a la entrada y salida del convertidor que afecta de forma directa a la impedancia de entrada. En concreto se analiza la especificación asociada a los requisitos de impedancia de entrada de modo Buck.

En la figura 5.4 se muestran los diferentes valores de impedancia de entrada para el caso del convertidor sin la nueva etapa de filtro y los resultados después de añadir los nuevos componentes de filtrado.

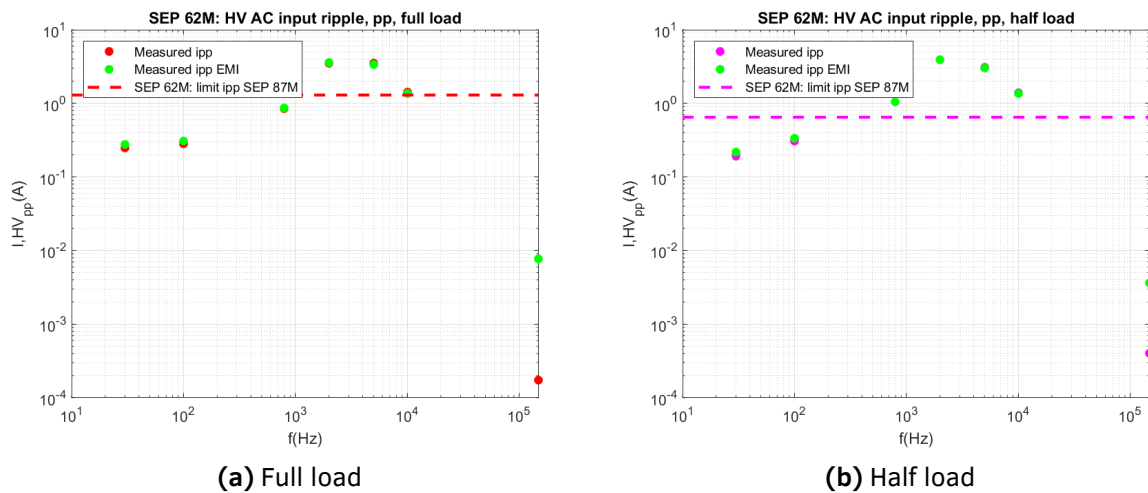
Como se puede observar en las gráficas hay una notable diferencia de impedancia de entrada a altas frecuencias  $\approx 100$  kHz. En el rango de 1kHz - 10kHz los resultados de las medidas con y sin filtro prácticamente coinciden. A bajas frecuencias el valor de la impedancia, tras añadir los nuevos componentes de filtrado, disminuye ligeramente.

48 **Capítulo 5. Estudio del efecto de un filtro EMI en entrada y salida del convertidor**



**Figura 5.4:** Impedancia de entrada modo Buck

Las figuras 5.5 muestran los valores pico a pico de la corriente de entrada para el caso sin filtro y los valores representados en verde muestran la medida tras añadir el filtro, para la mitad de potencia nominal y a potencia nominal. Al igual que en los resultados de la impedancia de entrada la diferencia de valores más notable se produce a altas frecuencias  $\approx 100$  kHz.



**Figura 5.5:** Corriente pico a pico, modo Buck



## 5.2 Distorsión de voltaje

---

### 5.2.1. SEP 40M

La especificación SEP 40M es la siguiente:

El espectro de distorsión de voltaje de salida, HVDC modo Boost en este caso, debe cumplir con:

- Rizado de corriente hasta el 7% A pico a pico
- Frecuencia desde 1kHz hasta 150 kHz

Para llevar a cabo el análisis de esta especificación las pruebas consisten en imponer una determinada absorción de corriente externa y medir la caída de tensión en el bus de salida. Al estar analizando el comportamiento del convertidor en modo Boost, la señal a medir será  $V_{1out}$  que corresponde al lado de alta tensión. Para ese modo es la tensión de salida.

#### Discusión técnica:

El rizado de tensión causado por una perturbación AC de corriente a la salida del convertidor vendrá determinado en mayor medida por la impedancia de los componentes pasivos a la salida del convertidor. En este sentido, una impedancia baja de salida del filtro (despreciando los efectos del control del convertidor, a bajas frecuencias) es deseable para no alcanzar el límite superior de rizado de voltaje a la salida. En términos generales los filtros EMI son filtros de paso bajo, es decir, con impedancias bajas a bajas frecuencias, e impedancias altas a frecuencias altas. Se espera que incluir componentes de filtrado EMI pueda tener un efecto a partir de ciertas frecuencias.

La distorsión de voltaje a frecuencias superiores a 10 kHz puede modificarse cuando se agregan componentes de filtrado EMI adicionales. Un condensador de alta frecuencia en la salida del convertidor puede limitar la distorsión de voltaje a 150 kHz.

## 50 Capítulo 5. Estudio del efecto de un filtro EMI en entrada y salida del convertidor

En la figura 5.6 se presentan los resultados de distorsión de voltaje a la salida antes de añadir la nueva etapa de filtrado, gráfica 5.6a, y después de ser añadida, gráfica 5.6b. Se puede apreciar como varía la distorsión de voltaje a la salida del convertidor de potencia para una frecuencia de 20kHz, se observa que la componente armónica principal del rizado es a 20kHz, como cabía esperar. Se muestra esta frecuencia en concreto porque es a partir de la cual se empieza a apreciar cambios en los valores de distorsión tras añadir los nuevos componentes de filtrado EMI.

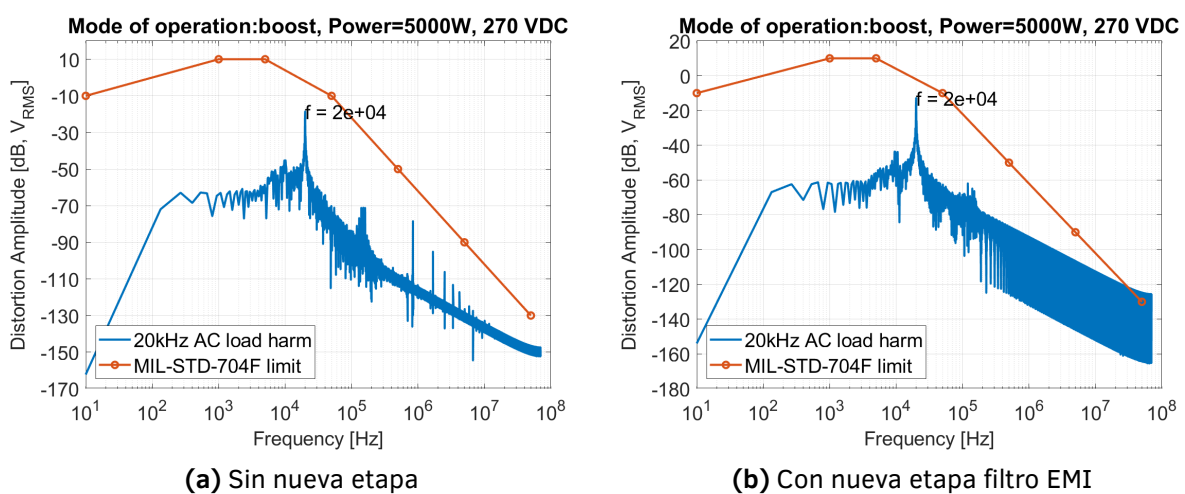
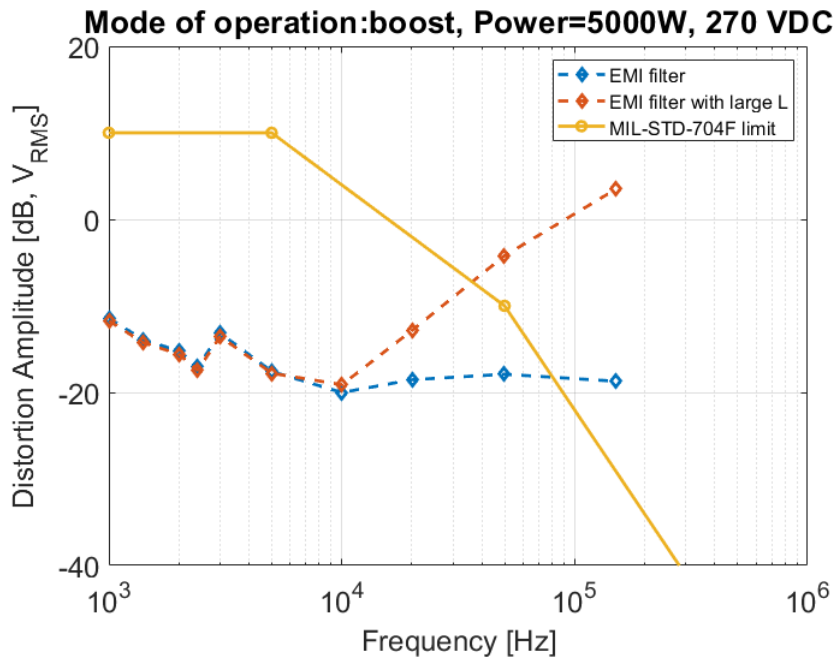


Figura 5.6: Distorsión de corriente a 20kHz, modo Boost

Se ha realizado la simulación para el modelo filtrado a la entrada y la salida y se ha comparado, como se puede ver en la figura 5.7, con la distorsión de voltaje previa a añadir el filtro.

En las gráficas se indica los límites impuestos por la norma MIL-STD-704F. Esta norma establece los requisitos y características de la energía eléctrica de la aeronave proporcionada en los terminales de entrada de los equipos de utilización eléctrica. Se observa que 20kHz es el valor máximo de frecuencia en el que el modelo cumple el valor teórico de distorsión se encuentra por debajo del límite de la normativa aeronáutica.



**Figura 5.7:** Espectro de distorsión del HVDC para varias perturbaciones de frecuencias armónicas. Resultados con y sin filtro. Potencia 5000W

A altas frecuencias el condensador de la nueva etapa de filtro contribuye de manera positiva a la distorsión de voltaje pero, sin embargo, la bobina ofrece una alta impedancia por lo que afecta de forma negativa. Un posible rediseño con el objetivo de mejorar los niveles de distorsión a altas frecuencias sería aumentar el valor de los condensadores y disminuir el de las bobinas para mejorar los resultados. Por tanto se decide reducir los valores de las bobinas de la nueva etapa de filtro a la quinta parte a ambos lados del convertidor. Los valores a los que se ha procedido a simular el modelo con los siguientes:

Valores nuevos del filtro		
Nombre del componente	Valor	Valor numérico
C1fa	L1a/4	0.41250 $\mu$ F
L1fa	C1a/20	0.99 $\mu$ H
C2fb	C2a/4	41.250 $\mu$ F
L2fb	L2b/20	9.9 $\rho$ H

Cuadro 5.2: Nuevos valores de los componentes de la nueva etapa de filtro

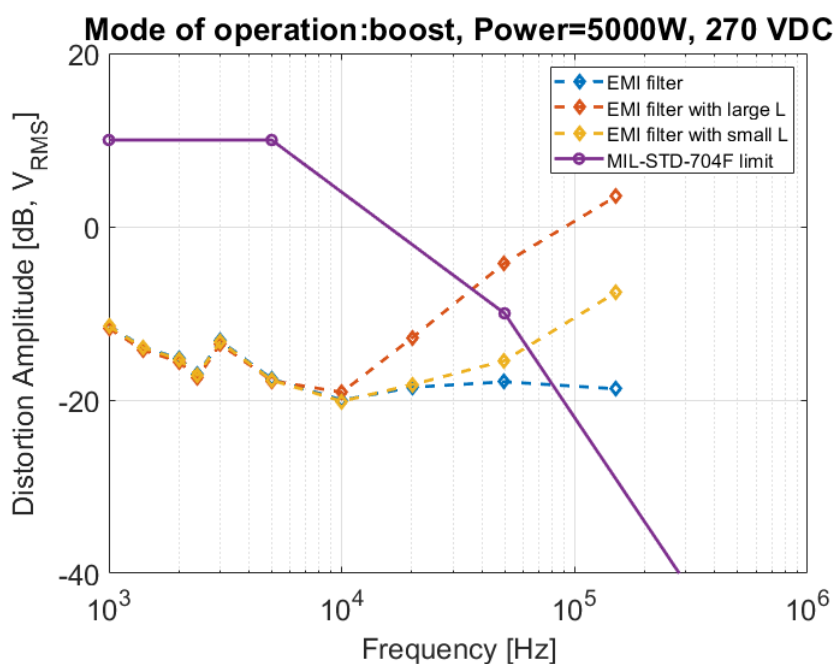


Figura 5.8: Espectro de distorsión del HVDC para varias perturbaciones de frecuencias armónicas. Resultados con diferentes valores de bobina. Potencia 5000W

Como se puede comprobar en la figura 5.8 hay una notable mejora de la distorsión con los nuevos valores de las bobinas. Sin embargo, se han comprobado diferentes valores de componentes y se ha concluido que a partir de los 50kHz la especificación no es posible cumplirla. Esta nueva medida justifica que el aumento de la inductancia a partir de 50kHz afecta de forma negativa a las especificaciones salida-salida.

### 5.2.2. SEP 83M

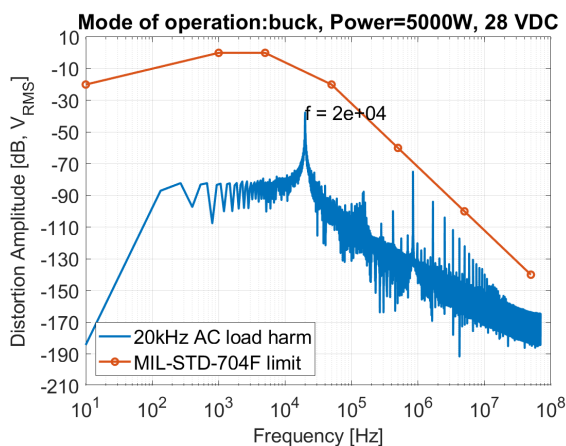
La especificación SEP 83M es la siguiente:

El espectro de distorsión de voltaje de salida, LVDC modo Buck en este caso, debe cumplir con:

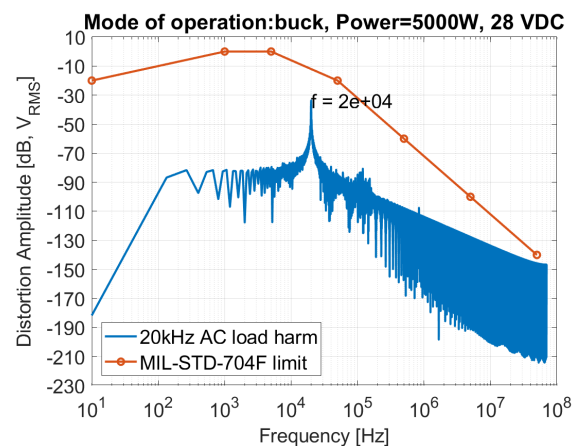
- Rizado de corriente hasta el 7% A pico a pico
- Frecuencia desde 1kHz hasta 150 kHz

Para el caso en el que el convertidor trabaja en modo Buck, la señal a medir será  $V_{2out}$ , que corresponde al lado de baja potencia. Se realizan simulaciones para ver cómo afectan los nuevos componentes de filtro EMI. Se esperan cambios a partir de los 10kHz.

En la figura 5.9 se presentan los resultados de distorsión de voltaje a la salida antes de añadir la nueva etapa de filtrado, gráfica 5.9a, y después de ser añadida, gráfica 5.9b. En la figura 5.9 se puede apreciar como varía la distorsión de voltaje a la salida del convertidor de potencia para una frecuencia de 20kHz.



(a) Antes de añadir la nueva etapa de filtro



(b) Después de añadir la nueva etapa de filtro

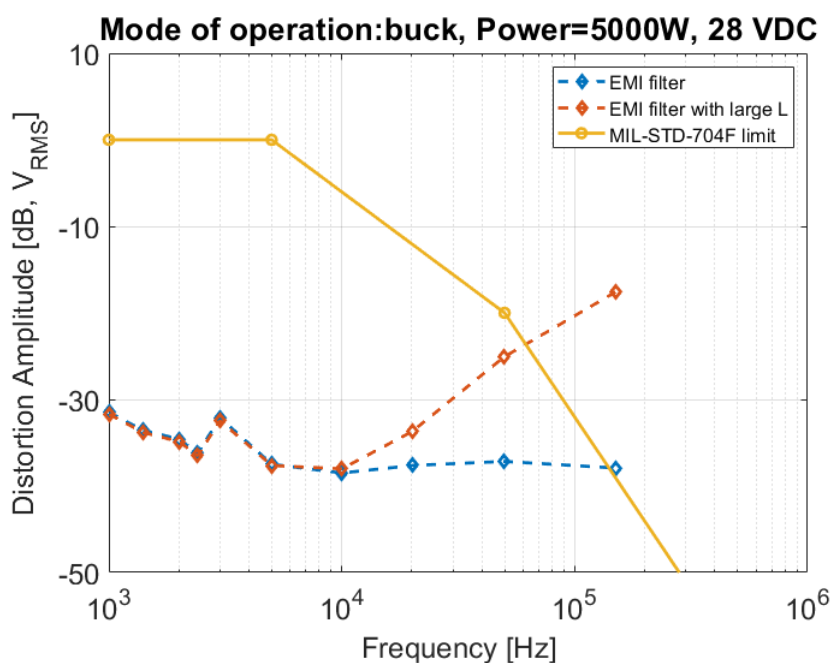
**Figura 5.9:** Distorsión de corriente a 20kHz, modo Buck

## 54 Capítulo 5. Estudio del efecto de un filtro EMI en entrada y salida del convertidor

La discusión técnica de la sección 5.2.1 es aplicable a esta ya que se trata de la misma especificación pero para otro modo de funcionamiento.

Se ha realizado la simulación para el modelo filtrado a la entrada y a la salida y se ha comparado, como se puede ver en la figura 5.10, con la distorsión de voltaje previa a añadir el filtro.

Como se ha indicado en la sección 5.2.1, en las gráficas se indica los límites impuestos por la norma MIL-STD-704F.

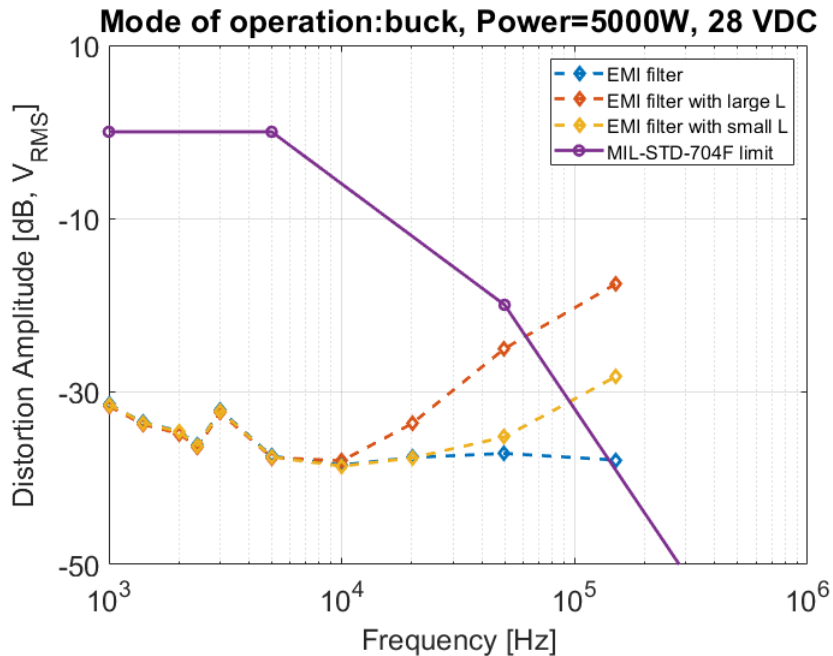


**Figura 5.10:** Espectro de distorsión del LVDC para varias perturbaciones de frecuencias armónicas. Resultados con y sin filtro.

Como se puede observar en la gráfica este modo tiene un comportamiento similar al modo Boost, figura 5.7. A partir de los 10kHz la distorsión comienza a aumentar alejándose del valor teórico y para el caso de 150kHz se encuentra fuera de los límites que marca la norma aeronáutica MIL-STD-704F.

También para este modo de funcionamiento se ha hecho el mismo estudio de la variación de la distorsión de salida provocada por un rediseño en la etapa de filtra-

do posteriormente añadida como en la sección 5.2.1. Los valores asignados a los componentes son los mismos que en la tabla 5.2.



**Figura 5.11:** Espectro de distorsión del LVDC para varias perturbaciones de frecuencias armónicas. Resultados con diferentes valores de bobina. Potencia 5000W

Como se aprecia en la figura 5.11, también en este modo se observa una mejora en los resultados después de variar los valores de las bobinas de la nueva etapa de filtro. Comienza a aumentar la distorsión a partir de 20kHz en vez de a 10kHz como lo hacía antes del rediseño, y a 150kHz los valores de distorsión están más próximos al límite de la norma MIL-STD-704F que en el modo Boost.

### 5.2.3. Conclusiones

Como se ha demostrado a lo largo de esta sección y gracias a comprobar los diferentes bloques de especificaciones se concluye que el impacto que tiene una nueva etapa de filtrado a la entrada y salida del convertidor no afecta negativamente a las especificaciones que se refieren a la impedancia de entrada para los modos de funcionamiento Buck y Boost, pero sí lo hace, como se ve en la sección 5.2.1, a las especificaciones de distorsión de tensión a la salida.





## Capítulo 6

### Conclusiones

---

Como se ha visto a lo largo de este trabajo se han realizado diferentes simulaciones siguiendo los requisitos establecidos en el proyecto basado en el diseño de un convertidor de potencia bidireccional. También se ha tenido en cuenta la correspondiente normativa aeronáutica.

En primer lugar se ha realizado un estudio de las especificaciones que se ven afectadas por la variación de la resistencia de entrada denominada ESR, con el fin de mejorar los resultados obtenidos en primer lugar de impedancia de entrada, plasmados en el Capítulo 3 de este trabajo. Dado que la impedancia de entrada del sistema depende de la impedancia del bus, la resistencia negativa del convertidor y de la impedancia que aportan los componentes de la etapa de filtro previa se ha considerado interesante modificar esta última ya que, bajo el punto de vista de diseño, es la primera opción a considerar. Tras repetir las simulaciones con diferentes valores de la resistencia ESR se observan diferentes comportamientos en la impedancia de entrada, que se hacen más críticos a ciertas frecuencias. Para llevar a cabo este análisis se han estudiado las especificaciones del proyecto SCOPUS SEP28M, SEP45M y SEP46M para el modo de funcionamiento Boost, que establecen los requisitos que debe cumplir la corriente de entrada en dicho modo. En el caso del modo de funcionamiento Buck el conjunto de especificaciones a seguir son SEP62M, SEP87M y SEP88M.

Se concluye que los mejores resultados de impedancia de entrada se obtienen a potencia nominal y que el aumento del valor de la resistencia ESR en general no

es positivo ya que no cumple con su objetivo que es aumentar la impedancia de entrada a frecuencias intermedias para que superen los límites impuestos por las especificaciones. Además provoca que el modelo deje de predecir de forma correcta la impedancia de entrada en el caso de potencia nominal y para frecuencias alrededor de los kHz para el modo Boost. En el caso de que se trabaje en modo Buck este comportamiento sucede para frecuencias bajas, por debajo de los kHz.

En segundo lugar se ha estudiado el impacto de añadir una etapa más de filtrado en ambos lados del convertidor. Para ello se ha vuelto a analizar la impedancia de entrada tras añadir los nuevos componentes de filtrado y se ha medido la variación de la distorsión de voltaje a la salida. Se han realizado simulaciones en las que se ha impuesto una determinada absorción de corriente externa y se ha medido la caída de tensión a la salida. El comportamiento que se ha observado es que a partir de los 20kHz el condensador de la nueva etapa de filtrado contribuye de forma positiva mientras que la bobina ofrece una impedancia alta, contribuyendo de forma negativa y provocando un aumento de la distorsión de voltaje a la salida. La consecuencia de este comportamiento es que a partir de los 30kHz el nivel de distorsión deja de estar por debajo del límite establecido por la norma MIL-STD-704F.

## Líneas futuras

---

Con respecto al estudio que se ha realizado en el Capítulo 4, en el que se ha modificado el valor de la resistencia externa añadida en serie al condensador electrolítico, los valores considerados en este documento no consiguen mejorar las especificaciones de impedancia de entrada. Se propone como línea futura considerar diferentes estructuras de control. En el diseño actual existe una estructura de control en cascada, un lazo interno de corriente y un lazo externo de control. Otro tipo de estructura de control que tenga en cuenta la corriente y/o la tensión a la entrada podría dar mejores resultados en las especificaciones de impedancia de entrada. Este otro planteamiento

podría incluirse en el control MIMO (Multiple Input Multiple Output) en contraposición al esquema planteado que es SISO (Single Input Single Output).

Por otra parte, respecto al estudio desarrollado en el Capítulo 5, se han planteado valores de filtro con criterio de diseño para comprobar el comportamiento del convertidor ante una nueva etapa de filtrado EMI y ver como esta afecta a las especificaciones. Sin embargo se podría realizar el estudio para el modo común y encontrar los valores de filtro EMI necesarios para cumplir las especificaciones. Una vez encontrados se podrían repetir los cálculos sustituyendo los valores elegidos por los calculados de forma más exacta.

Por último, en este trabajo se han analizado las especificaciones de impedancia de entrada y la impedancia de salida. Se podría ampliar el estudio a las demás especificaciones del proyecto como son las de dinámica, estabilidad y filtrado EMI.



# Appendices



# Índice de figuras

2.1. Filtro LC, lado alta tensión . . . . .	6
2.2. Arquitectura del modelo . . . . .	8
2.3. Test de configuración . . . . .	10
2.4. Conexiones del bloque convertidor . . . . .	10
2.5. Conexiones del bloque convertidor . . . . .	11
2.6. Bloque de carga del convertidor . . . . .	12
2.7. Bloque de carga de potencia constante . . . . .	12
2.8. Estructura del bloque de control . . . . .	14
2.9. Estructura de los sensores de dinámica . . . . .	14
3.1. Componentes de rizado de entrada AC definidos en SEP28M, Puntos de operación . . . . .	16
3.2. Diseño del filtro de entrada, modo Boost . . . . .	18
3.3. Impedancia de entrada 1kW, modo Boost . . . . .	19
3.4. Impedancia de entrada 2.5kW, modo Boost . . . . .	20
3.5. Impedancia de entrada a 5kW, modo Boost . . . . .	21
3.6. Impedancia de entrada sin límite de impedancia, modo Boost . . . . .	21
3.7. Distorsión (%) de corriente, modo Boost . . . . .	22
3.8. Distorsión modo Boost . . . . .	23
3.9. Puntos de prueba y componentes de rizado de entrada, modo Buck . . . . .	24
3.10.Puntos de prueba de la corriente de entrada pico a pico HV, modo Buck . . . . .	26
3.11.Impedancia de entrada HVDC 1kW, modo Buck . . . . .	27
3.12.Impedancia de entrada HVDC 2.5kW, modo Buck . . . . .	27
3.13.Impedancia de entrada HVDC 5kW, modo Buck . . . . .	28
3.14.Distorsión (%) de corriente, modo Buck . . . . .	29
3.15.Distorsión modo Buck . . . . .	30

4.1. Componentes de entrada al filtro LV . . . . .	34
4.2. Corrientes de entrada para cada caso . . . . .	35
4.3. Impedancia de entrada, modo Boost P=1kW . . . . .	36
4.4. Impedancia de entrada, modo Boost P=2.5kW . . . . .	36
4.5. Impedancia de entrada, modo Boost P=5kW . . . . .	37
4.6. Componentes de entrada al filtro HV . . . . .	38
4.7. Corrientes de entrada para cada caso . . . . .	39
4.8. Impedancia de entrada, modo Buck P=1kW . . . . .	40
4.9. Impedancia de entrada, modo Buck P=2.5kW . . . . .	40
4.10. Impedancia de entrada, modo Buck P=5kW . . . . .	40
5.1. Filtro EMI . . . . .	45
5.2. Impedancia de entrada modo Boost . . . . .	46
5.3. Corriente de entrada pico a pico, modo Boost . . . . .	47
5.4. Impedancia de entrada modo Buck . . . . .	48
5.5. Corriente pico a pico, modo Buck . . . . .	48
5.6. Distorsión de corriente a 20kHz, modo Boost . . . . .	50
5.7. Espectro de distorsión del HVDC para varias perturbaciones de frecuencias armónicas. Resultados con y sin filtro. Potencia 5000W . . . . .	51
5.8. Espectro de distorsión del HVDC para varias perturbaciones de frecuencias armónicas. Resultados con diferentes valores de bobina. Potencia 5000W . . . . .	52
5.9. Distorsión de corriente a 20kHz, modo Buck . . . . .	53
5.10. Espectro de distorsión del LVDC para varias perturbaciones de frecuencias armónicas. Resultados con y sin filtro. . . . .	54
5.11. Espectro de distorsión del LVDC para varias perturbaciones de frecuencias armónicas. Resultados con diferentes valores de bobina. Potencia 5000W . . . . .	55



# Índice de cuadros

4.1. Valores de los componentes de entrada en el lado de baja tensión (LV)	34
5.1. Valores de los componentes de la nueva etapa de filtro . . . . .	45
5.2. Nuevos valores de los componentes de la nueva etapa de filtro . . . . .	52