



GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS
INDUSTRIALES

TRABAJO FIN DE GRADO

FILTRO LCL PARA INVERSORES DE ENERGÍA EÓLICA

Jaime Odriozola Martínez

Director: Dr. Antonio García y de Garmendia

Madrid

Julio de 2026

Declaración de originalidad

Declaro bajo mi responsabilidad que el Proyecto presentado con el título **Filtro LCL para inversores de energía eólica** de la ETS de Ingeniería – ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el curso académico 2025/2026 es de mi autoría y no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos. El Proyecto no es plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido tomada de otros documentos está debidamente referenciada.

Uso de Inteligencia Artificial¹

Declaro bajo mi responsabilidad que (indicar la opción correcta):

☐ No he utilizado Inteligencia Artificial en la elaboración del presente documento.

☒ He utilizado Inteligencia Artificial en la elaboración del presente documento y/o del Anexo B siempre en las condiciones permitidas por la Universidad Pontificia Comillas, es decir, aplicando el Nivel 2 de la [Escala de Evaluación de Perkins et al. \(2024\)](#): *“La IA puede utilizarse para actividades previas a la tarea, como la lluvia de ideas, la descripción y la investigación inicial. Este nivel se centra en el uso de la IA para la planificación, las síntesis y la generación de ideas, pero las evaluaciones deben hacer hincapié en la capacidad de desarrollar y refinar estas ideas de forma independiente”*. En concreto, las Inteligencia Artificial ha sido empleada para:

(indicar aquí el uso concreto que se ha hecho de la Inteligencia Artificial)

- **Comprensión de la información técnica:** apoyo para entender conceptos y aclarar dudas surgidas durante la investigación inicial.
- **Estructuración y organización de los contenidos:** apoyo al ordenar lo que se iba a relatar en cada capítulo antes de redactarlo.
- **Investigación inicial:** apoyo para localizar y orientar la búsqueda de fuentes y referencias técnicas de partida.
- **Planificación del flujo de trabajo:** apoyo al planificar la secuencia de contenidos y el orden de desarrollo de la memoria.



Firmado (alumno): Jaime Odriozola Martínez

Fecha: 10/07/2026

Autorización para la entrega del Proyecto

¹ Esta declaración se refiere al uso de la Inteligencia Artificial generativa para realizar los documentos del Proyecto (Anexo B y Memoria). No aplica a Proyectos donde, por su naturaleza, deban emplear inteligencia artificial como parte de los mismos (aplicación de técnicas de aprendizaje automático, redes neuronales, análisis de datos...)

El Director del Proyecto

Dr. Antonio García y de Garmendia
10 de Julio, 2026



GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS
INDUSTRIALES

TRABAJO FIN DE GRADO

**FILTRO LCL PARA INVERSORES DE
ENERGÍA EÓLICA**

Jaime Odriozola Martínez

Director: Dr. Antonio García y de Garmendia

Madrid

Julio de 2026

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, me gustaría agradecer a mi familia, que me ha acompañado y apoyado a lo largo de estos cuatro años universitarios, y especialmente a mis hermanos, a los que espero haber servido como ejemplo.

Me gustaría agradecer a la University of Illinois Urbana-Champaign por haberme dado la oportunidad de participar en un proyecto de investigación como lo es el presente; en particular a Arijit Banerjee y a Anuj Maheshwari, por haber confiado en mí y haberme acompañado y guiado a lo largo de todo el desarrollo.

También me gustaría agradecer a mi director de Trabajo de Fin de Grado, Antonio García y de Garmendia, por guiarme en la realización del TFG y por haberme incitado a formar parte de un proyecto tan ambicioso.

Por último, agradecer a aquellos amigos que he tenido el placer de conocer a lo largo de toda la carrera en ICAI y, a su vez, a aquellos que me han acompañado en Urbana-Champaign, que han hecho de este año una experiencia inolvidable.

RESUMEN

La generación basada en convertidores de electrónica de potencia obliga a inyectar en la red una corriente conforme a los límites de calidad de la normativa. El inversor de una turbina eólica reconstruye la corriente alterna conmutando a alta frecuencia, lo que introduce armónicos que deben atenuarse antes del punto de conexión. Este Trabajo de Fin de Grado aborda el diseño, la simulación y la construcción física de un filtro LCL con amortiguamiento pasivo para el inversor de un aerogenerador de 20 kW que la Universidad de Illinois Urbana-Champaign (UIUC) instalará en su campus, conectado a la red trifásica de 208 V y 60 Hz.

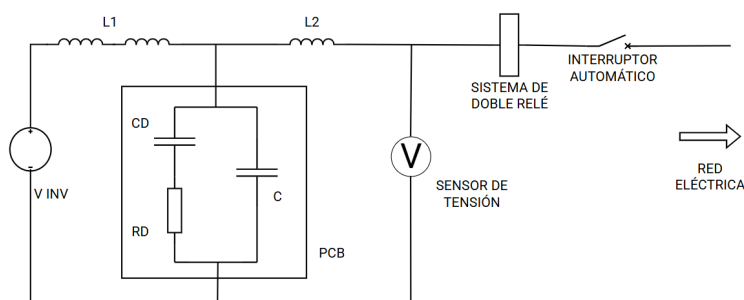


Figura 1. Esquema monofásico equivalente del conjunto construido. Fuente: Elaboración propia (2026).

Tras justificar la topología LCL frente a los filtros L y LC, el filtro se dimensiona y se valida en un modelo completo de MATLAB/Simulink, evaluando el conjunto inversor-filtro como una única unidad. La topología de amortiguamiento adoptada incorpora una rama serie de condensador y resistencia en paralelo con el condensador del filtro, que conserva la pendiente de -60 dB/dec y ofrece la mejor supresión de armónicos de alta frecuencia sin penalizar el rendimiento.

El diseño se materializa en un equipo real, seleccionando componentes comerciales y cuantificando cada adaptación mediante simulación. La corriente inyectada mantiene una distorsión armónica muy por debajo del límite normativo del 5 %, con pérdidas de

amortiguamiento despreciables. El conjunto se integra en una caja metálica apta para intemperie, con una placa de circuito impreso de diseño propio y una cadena de medida y seguridad, y se reconstruye su coste real frente a referencias comerciales certificadas.

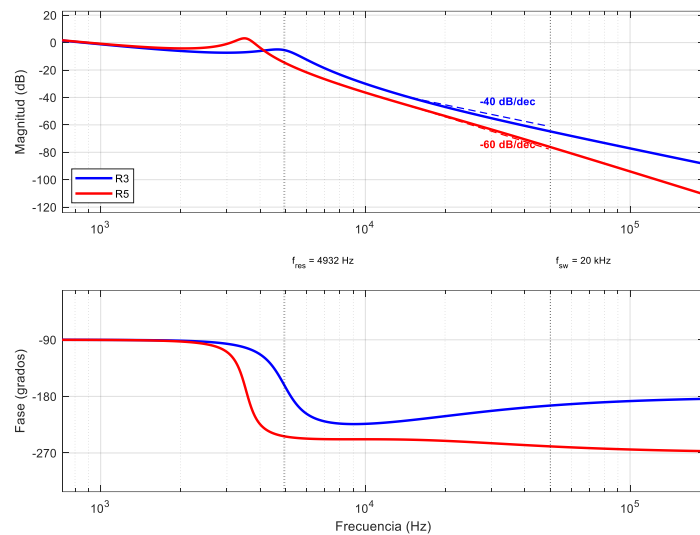


Figura 2. Comparación en el dominio de la frecuencia de las topologías de amortiguamiento evaluadas para 20 kHz y 400 V. Fuente: Elaboración propia (2026).

El filtro queda construido, integrado y preparado para los futuros ensayos eléctricos de la UIUC. El trabajo concluye que el dimensionado de un filtro LCL emerge al optimizar de forma conjunta el inversor y el filtro.

Palabras clave: filtro LCL, amortiguamiento pasivo, inversor conectado a red, armónicos, energía eólica, MATLAB/Simulink.

ABSTRACT

Power generation based on power-electronic converters requires injecting into the grid a current that complies with the quality limits set by the applicable standards. A wind turbine inverter reconstructs the alternating current by switching at high frequency, which introduces harmonics that must be attenuated before the point of connection. This Bachelor's Thesis addresses the design, simulation, and physical construction of an LCL filter with passive damping for the inverter of a 20 kW wind turbine that the University of Illinois Urbana-Champaign (UIUC) will install on its campus, connected to the three-phase grid of 208 V and 60 Hz.

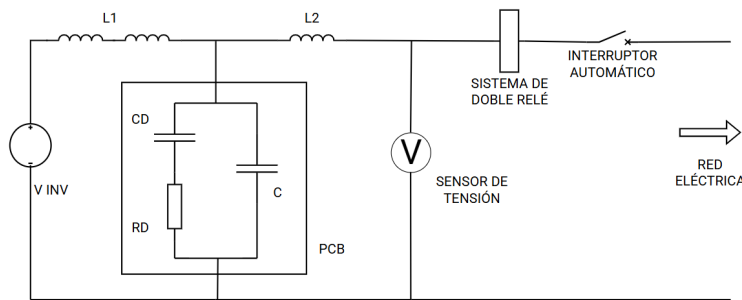


Figura 3. Single-phase equivalent schematic of the constructed assembly. Source: Own elaboration (2026).

After justifying the LCL topology over the L and LC filters, the filter is dimensioned and validated in a complete MATLAB/Simulink model, evaluating the inverter-filter set as a single unit. The adopted damping topology incorporates a series branch of a capacitor and a resistor in parallel with the filter capacitor, which preserves the -60 dB/dec slope and provides the best suppression of high-frequency harmonics without penalizing performance.

The design is materialized into a real device, selecting commercial components and quantifying each adaptation through simulation. The injected current keeps a total harmonic distortion well below the 5 % regulatory limit, with negligible damping losses. The assembly is integrated into a metal enclosure suitable for outdoor operation, with a printed circuit

board of in-house design and a measurement and safety chain, and its real cost is reconstructed against certified commercial references.

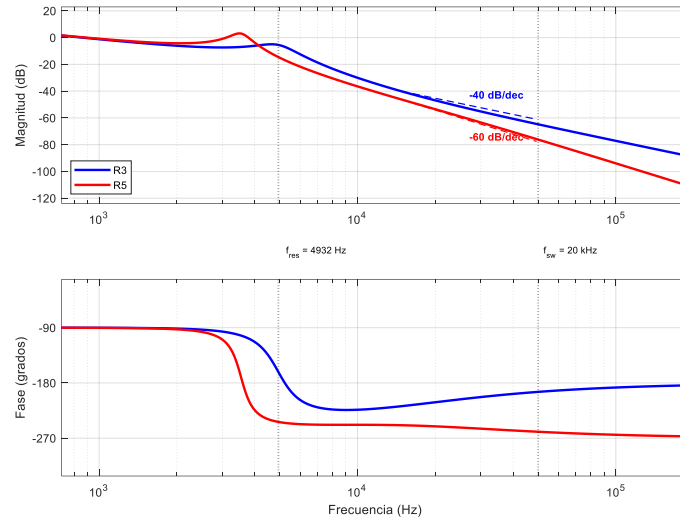


Figura 4. Frequency-domain comparison of the damping topologies evaluated for 20 kHz and 400 V. Source: Own elaboration (2026).

The filter is left constructed, integrated, and ready for the future electrical tests at UIUC. The work concludes that the dimensioning of an LCL filter only emerges when the inverter and the filter are optimized jointly.

Keywords: LCL filter, passive damping, grid-connected inverter, harmonics, wind energy, MATLAB/Simulink.

ÍNDICE DE LA MEMORIA

<i>Agradecimientos</i>	<i>VII</i>
------------------------------	------------

<i>Resumen</i>	<i>IX</i>
----------------------	-----------

<i>Abstract</i>	<i>XI</i>
-----------------------	-----------

Capítulo 1. Introducción	1
---------------------------------------	----------

1.1 El proyecto del aerogenerador de la UIUC.....	1
1.2 La necesidad del filtrado: armónicos y calidad de red.....	3
1.3 El filtro LCL: diseño, amortiguamiento y simulación.....	4
1.4 La materialización física del filtro	7
1.5 Metodología de trabajo y planificación	9

Capítulo 2. Estado de la Cuestión	11
--	-----------

2.1 Contexto y evolución histórica del filtrado en inversores conectados a red	11
2.2 Filtro L.....	13
2.3 Filtro LC	14
2.4 Filtro LCL.....	16
2.5 Técnicas de damping pasivo en filtros LCL	18
2.5.1 Amortiguamiento en serie con la inductancia de red.....	19
2.5.2 Amortiguamiento en paralelo con la inductancia de red	20
2.5.3 Amortiguamiento en serie con el condensador.....	20
2.5.4 Amortiguamiento en paralelo con el condensador.....	21
2.5.5 Rama de amortiguamiento R-C en paralelo con el condensador.....	22
2.6 Filtros activos y topologías híbridas	25
2.7 Comparación de topologías	27
2.8 Revisión de patentes relevantes	30
2.8.1 Integración de la resistencia de amortiguamiento en el inductor	30
2.8.2 Integración de las inductancias del filtro LCL en un núcleo magnético común	31
2.8.3 Mitigación adaptativa de la resonancia en filtros LCL.....	33
2.8.4 Adaptación dinámica del control en sistemas de generación conectados a red	34
2.8.5 Conclusiones de la revisión de patentes	34

2.9	Conclusiones del capítulo	35
Capítulo 3. Fundamentos del Filtro LCL		38
3.1	El convertidor reductor como base del control por conmutación	38
3.2	Operación del inversor: modulación por comparación senoidal.....	41
3.3	El filtro LCL	45
3.3.1	Comportamiento físico de cada componente.....	46
3.3.2	Función de transferencia y reparto de las corrientes.....	48
3.4	Frecuencia de resonancia y origen físico de la inestabilidad	51
3.5	Fundamento físico del amortiguamiento pasivo	52
3.5.1	R3: resistencia en serie con el condensador	54
3.5.2	R4: resistencia en paralelo con el condensador.....	55
3.5.3	R5: rama R-C en paralelo con el condensador	55
3.6	Pérdidas en el inversor.....	58
3.6.1	Pérdidas por conducción.....	59
3.6.2	Pérdidas de conmutación	59
3.7	Pérdidas en el amortiguamiento pasivo	60
3.8	Conclusiones del capítulo	62
Capítulo 4. Diseño y Dimensionado del Filtro		64
4.1	Parámetros de partida y criterios de diseño	64
4.2	Dimensionado de los parámetros del filtro	66
4.2.1	Inductancia del lado del inversor	66
4.2.2	Condensador del filtro.....	67
4.2.3	Inductancia de red y cociente de inductancias	69
4.2.4	Frecuencia de resonancia y verificación de la ventana	70
4.2.5	Verificación de la atenuación a la frecuencia de conmutación.....	71
4.3	Barrido paramétrico de frecuencia de conmutación y tensión de bus.....	72
4.4	Dimensionado de las redes de amortiguamiento	73
4.4.1	Configuración R3: resistencia en serie con el condensador	74
4.4.2	Configuración R4: resistencia en paralelo con el condensador	75
4.4.3	Configuración R5: rama R-C en paralelo con el condensador.....	76
4.5	Estimación de las pérdidas en el inversor	77
4.6	Descripción del modelo de simulación	81
4.6.1	Generación de señales de disparo (Modulación SPWM).....	82

4.6.2	<i>Puente inversor trifásico</i>	83
4.6.3	<i>Filtro LCL y bloques de medición</i>	84
4.6.4	<i>Modelo de la red eléctrica</i>	85
4.7	Verificación y comparación de configuraciones.....	86
4.8	Conclusiones del capítulo	91
Capítulo 5. Implementación Física del Filtro		93
5.1	Estructura general del montaje	93
5.2	Selección y montaje de las inductancias	96
5.3	Diseño y adaptación de la rama de amortiguamiento	100
5.4	Diseño alternativo de la rama de amortiguamiento con filtro EMI	105
5.5	Cadena de conexión y medidas de seguridad	109
5.5.1	<i>Sensor de tensión</i>	109
5.5.2	<i>Sistemas de seguridad</i>	110
5.5.3	<i>Fuentes de alimentación y refrigeración</i>	112
5.5.4	<i>Flujo de potencia</i>	113
5.6	Manufactura de la caja y construcción.....	116
5.7	Conclusiones del capítulo	120
Capítulo 6. Análisis Económico		123
6.1	Contexto de financiación	123
6.2	Coste de hardware.....	124
6.3	Licencias y herramientas de IT	126
6.4	Coste de personal.....	128
6.5	Coste total	130
6.6	Distribución temporal del coste y análisis de rentabilidad	131
6.7	Comparación frente a alternativas comerciales	134
6.8	Conclusiones del capítulo	137
Capítulo 7. Conclusiones y Desarrollos Futuros		140
7.1	Un filtro LCL real, construido e integrado	140
7.2	Revisión del estado de la técnica	141
7.3	Una base física completa	142
7.4	Un dimensionado validado por simulación con criterio de sistema.....	142
7.5	Un modelo de simulación completo y reutilizable	143
7.6	El traslado al mercado real, cuantificado y bajo control.....	143

7.7	Dos placas de circuito impreso de diseño propio.....	146
7.8	Un análisis económico cerrado y defendible	146
7.9	Desarrollos futuros.....	147
7.10	Reflexión final	149
Capítulo 8. Bibliografía.....		150
8.1	Artículos, ponencias y libros	150
8.2	Normativa y estándares.....	153
8.3	Patentes.....	153
8.4	Hojas de datos de componentes	153
8.5	Software, servicios y recursos institucionales	156
Anexo I: Código del cálculo de los elementos del filtro		158
Anexo II: Código de cálculo de pérdidas en los transistores		160
Anexo III: Sumatorio de todos los costes		161
	Coste de hardware	161
	PCB V2: filtro EMI activo (No fabricada).....	162
	Licencias y herramientas de IT	163
	Coste de personal	163
	Coste total del filtro.....	164
	Indicadores.....	164
Anexo IV: Objetivos de desarrollo sostenible		166

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 1. Esquema monofásico equivalente del conjunto construido. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	IX
<i>Figura 2. Comparación en el dominio de la frecuencia de las topologías de amortiguamiento evaluadas para 20 kHz y 400 V. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	X
<i>Figura 3. Single-phase equivalent schematic of the constructed assembly. Source: Own elaboration (2026).</i>	XI
<i>Figura 4. Frequency-domain comparison of the damping topologies evaluated for 20 kHz and 400 V. Source: Own elaboration (2026).</i>	XII
<i>Figura 5. Aerogenerador de 20 kW de la UIUC en su emplazamiento previsto en el campus. Fuente: University of Illinois Urbana-Champaign (2025).</i>	2
<i>Figura 6. Cadena de potencia del sistema del aerogenerador. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	2
<i>Figura 7. Comparación cualitativa de la tensión conmutada a la salida del inversor frente a la senoide de referencia de 60 Hz. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	3
<i>Figura 8. Corriente de fase a la salida del inversor VSI antes del filtrado. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	4
<i>Figura 9. Monofásico equivalente del filtro LCL. Fuente: Adaptado de Ahn et al. (2015).</i>	5
<i>Figura 10. Esquema monofásico del filtro LCL con las cuatro posiciones de la resistencia de amortiguamiento (R1–R4). Fuente: Zhang et al. (2025).</i>	5
<i>Figura 11. Respuesta del filtro LCL sin amortiguamiento. Fuente: Ahn et al. (2015).</i>	6
<i>Figura 12. Esquema monofásico equivalente del sistema. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	7
<i>Figura 13. Plano orientativo de la construcción del conjunto. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	8

<i>Figura 14. Diagrama de Gantt con la planificación temporal de las fases del trabajo.</i>	
<i>Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	10
<i>Figura 15. Esquema monofásico equivalente del filtro L. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	14
<i>Figura 16. Esquema monofásico equivalente del filtro LC. Fuente: Hojabri et al. (2015).</i>	16
<i>Figura 17. Esquema monofásico equivalente del filtro LCL. Fuente: Hojabri et al. (2015).</i>	16
<i>Figura 18. Respuesta en frecuencia comparada de las topologías L, LC y LCL. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	18
<i>Figura 19. Esquema monofásico del filtro LCL con las cuatro posiciones de la resistencia de amortiguamiento (R1–R4). Fuente: Zhang et al. (2025).</i>	19
<i>Figura 20. Topología generalizada del filtro LCL con las distintas configuraciones de amortiguamiento pasivo (dampers A–D). Fuente: Zhang et al. (2025).</i>	23
<i>Figura 21. Configuración de amortiguamiento pasivo con condensador de damping en serie con la red Rd–C. Fuente: Adaptado de Peña-Alzola et al. (2013).</i>	24
<i>Figura 22. Respuesta en frecuencia del filtro LCL con las configuraciones de amortiguamiento pasivo R3, R4 y R5. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	29
<i>Figura 23. Integración magnética del filtro LCL sobre núcleo común con amortiguamiento Cf–Rf en serie. Fuente: Jez, R. y Miskiewicz, M. (2023).</i>	32
<i>Figura 24. Esquema del sistema con red de amortiguamiento conmutada (SW1) y control de resonancia adaptativo. Fuente: Patel y Wei (2017).</i>	33
<i>Figura 25. Esquema del convertidor reductor. Fuente: Adaptado de Mohan et al. (2003).</i>	39
<i>Figura 26. Tensión conmutada de salida del convertidor buck. Fuente: Nwachukwu (2024).</i>	41
<i>Figura 27. Inversor trifásico conectado a un filtro LC. Fuente: Marc Lloch y Daniel Montesinos (2015).</i>	42
<i>Figura 28. Principio de la modulación SPWM: comparación de moduladora senoidal (60 Hz) con portadora triangular (fsw). Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	43

<i>Figura 29. Corriente de fase a la salida del inversor VSI antes del filtrado. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	45
<i>Figura 30. Monofásico equivalente del filtro LCL. Fuente: Adaptado de Ahn et al. (2015).</i>	45
<i>Figura 31. Respuesta en frecuencia de los filtros L y LCL. Fuente: Zhang et al. (2025).</i>	50
<i>Figura 32. Respuesta del filtro LCL sin amortiguamiento. Fuente: Ahn et al. (2015).</i>	52
<i>Figura 33. Esquema monofásico del filtro LCL con las cuatro posiciones de la resistencia de amortiguamiento (R1–R4). Fuente: Zhang et al. (2025).</i>	53
<i>Figura 34. Configuración de amortiguamiento pasivo R5. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	56
<i>Figura 35. Respuesta en frecuencia del filtro LCL con distintas configuraciones de amortiguamiento pasivo (R3, R4, R5) Fuente: Elaboración (2026).</i>	58
<i>Figura 36. Diagrama cualitativo del compromiso entre las pérdidas en el amortiguamiento y las pérdidas de conmutación del inversor en función de la frecuencia de conmutación. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	62
<i>Figura 37. Monofásico equivalente del filtro LCL con L1 resaltado. Fuente: Adaptado de Ahn et al. (2015).</i>	66
<i>Figura 38. Monofásico equivalente del filtro LCL con C resaltado. Fuente: Adaptado de Ahn et al. (2015).</i>	67
<i>Figura 39. Monofásico equivalente del filtro LCL con L2 resaltado. Fuente: Adaptado de Ahn et al. (2015).</i>	69
<i>Figura 40. Esquema monofásico del filtro LCL con R3 resaltada. Fuente: Zhang et al. (2025).</i>	74
<i>Figura 41. Esquema monofásico del filtro LCL con R4 resaltada. Fuente: Zhang et al. (2025).</i>	75
<i>Figura 42. Esquema monofásico del filtro con R5 resaltada. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	76
<i>Figura 43. Comparación de las pérdidas totales en el puente con un MOSFET y con dos MOSFETs en paralelo. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	81

<i>Figura 44. Infografía orientativa de la simulación. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	82
<i>Figura 45. Generación de señales de disparo mediante modulación SPWM. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	83
<i>Figura 46. Puente del inversor trifásico de dos niveles. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	84
<i>Figura 47. Etapa de filtrado con amortiguamiento pasivo. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	85
<i>Figura 48. Red eléctrica y medición de THD y valor eficaz. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	86
<i>Figura 49. Diagrama de Bode comparativo de las configuraciones R3 y R5 para la combinación de 20 kHz y 400 V. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	90
<i>Figura 50. Esquema monofásico equivalente del sistema. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	94
<i>Figura 51. Caja eléctrica para alojar el conjunto. Fuente: VEVOR (2026).</i>	95
<i>Figura 52. Plano orientativo de la construcción del conjunto. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	96
<i>Figura 53. Bobina toroidal empleada en L_1 y L_2. Fuente: Bourns, Inc. (2025).</i>	98
<i>Figura 54. Diseño del soporte 3D de las bobinas. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	99
<i>Figura 55. Plano orientativo destacando la ubicación de las inductancias. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	100
<i>Figura 56. Resistencia empleada en la rama de amortiguamiento. Fuente: Ohmite Manufacturing Company (2020).</i>	101
<i>Figura 57. Condensador de película empleado en la rama de amortiguamiento. Fuente: Kemet Electronics Corporation (2026).</i>	102
<i>Figura 58. Esquema de la PCB V1 en KiCad. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	103
<i>Figura 59. Diseño de la PCB V1 en KiCad. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	104
<i>Figura 60. PCB V1 fabricada con los componentes soldados. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	104

<i>Figura 61. Plano orientativo resaltando la ubicación de la PCB. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	105
<i>Figura 62. Chip de filtro EMI activo empleado en la PCB V2. Fuente: Texas Instruments (2023).</i>	106
<i>Figura 63. Esquemático de la PCB V2 con filtro EMI y sensores de corriente. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	107
<i>Figura 64. Diseño de la PCB V2 en KiCad. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	108
<i>Figura 65. Sensor de tensión a la salida del filtro. Fuente: Verivolt (2024).</i>	110
<i>Figura 66. Relé de baja potencia del esquema de doble relé. Fuente: Phoenix Contact (2026).</i>	111
<i>Figura 67. Contactor de 75 A del esquema de doble relé. Fuente: Altech Corp. (2011).</i>	111
<i>Figura 68. Interruptor automático térmico-magnético de 70 A. Fuente: LS Electric. (2019).</i>	112
<i>Figura 69. Fuente de alimentación de 24 V. Fuente: MEAN WELL Enterprises (2025).</i>	113
<i>Figura 70. Fuente de alimentación de 15 V. Fuente: MEAN WELL Enterprises (2026).</i>	113
<i>Figura 71. Plano orientativo destacando el bloque de seguridad y las fuentes de alimentación. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	114
<i>Figura 72. Esquema del recorrido de los componentes pintado sobre la lámina posterior de la caja. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	115
<i>Figura 73. Transcripción del esquema orientativo de la lámina de la caja. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	115
<i>Figura 74. Disposición física de los componentes dentro de la caja, previa al cableado y sin las bobinas colocadas. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	118
<i>Figura 75. Conjunto final del filtro LCL montado en la caja. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	119
<i>Figura 76. Plano orientativo de la construcción del conjunto. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	120

<i>Figura 77. Distribución temporal de los costes del filtro. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	133
<i>Figura 78. Comparación entre los valores teóricos del diseño y los obtenidos por simulación con los componentes reales. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	144
<i>Figura 79. Contraste entre el diseño previsto y el conjunto finalmente construido. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	145

INDICE DE TABLAS

<i>Tabla 1. Comparación de opciones de filtrado. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	28
<i>Tabla 2. Valores del filtro LCL para la combinación de referencia (20 kHz / 700 V). Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	72
<i>Tabla 3. Dimensionado del filtro LCL para las seis combinaciones de f_{sw} y V_{dc}. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	73
<i>Tabla 4. Estimación de pérdidas en el puente inversor con un MOSFET por interruptor. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	79
<i>Tabla 5. Estimación de pérdidas en el puente inversor con dos MOSFETs en paralelo por interruptor. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	80
<i>Tabla 6. Comparación por simulación de las combinaciones de f_{sw}/V_{dc} y de las configuraciones de amortiguamiento. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	88
<i>Tabla 7. Financiación del proyecto del aerogenerador. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	124
<i>Tabla 8. Desglose del coste de hardware del prototipo. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	126
<i>Tabla 9. Coste de las licencias de software empleadas. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	127
<i>Tabla 10. Desglose del coste de personal. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	130
<i>Tabla 11. Coste total del filtro y proporción sobre el presupuesto del proyecto. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	131
<i>Tabla 12. Distribución temporal de los flujos de coste del filtro (horizonte de cinco años). Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	132
<i>Tabla 13. Comparación de coste específico por kVA entre el filtro desarrollado y referencias comerciales certificadas. Fuente: Elaboración propia (2026).</i>	136

Capítulo 1. INTRODUCCIÓN

El presente trabajo aborda el diseño, la simulación y la construcción de un filtro LCL para el inversor de una turbina eólica de 20 kW que se va a instalar en el campus de la University of Illinois at Urbana-Champaign (UIUC). En este capítulo se presenta el proyecto en el que se enmarca el filtro y se sintetiza todo lo que se pretende hacer a lo largo de la memoria: por qué hace falta una etapa de filtrado, qué solución se va a adoptar, cómo se va a diseñar y validar, cómo se va a materializar en un equipo real y con qué metodología se va a desarrollar todo el proceso.

1.1 EL PROYECTO DEL AEROGENERADOR DE LA UIUC

La UIUC va a instalar en su campus un aerogenerador de 20 kW como parte de un proyecto de investigación de varios años, financiado principalmente mediante una subvención federal del Departamento de Energía de los Estados Unidos¹ y desarrollado por uno de los grupos de investigación de la propia universidad². El proyecto abarca todas las etapas relacionadas con la completa construcción y adaptación del aerogenerador, desde el diseño de la propia turbina y de su etapa de generación hasta la obra civil del emplazamiento y la conexión eléctrica. En este proyecto participan varios equipos, cada uno encargado de una de las distintas etapas. Este trabajo, se encarga en concreto del diseño del filtro que se interpondrá entre el inversor de la turbina y el punto de conexión a la red.

¹ U.S. Department of Energy (2026).

² Mukherjee, D.; Banerjee, A. (2022); Mukherjee, D.; Paximadas, J.; Banerjee, A. (2025).



Figura 5. Aerogenerador de 20 kW de la UIUC en su emplazamiento previsto en el campus. Fuente: University of Illinois Urbana-Champaign (2025).

El aerogenerador se conectará directamente a la red trifásica del campus, de 208 V de línea y 60 Hz, por lo que toda la energía que genere deberá inyectarse en dicha red cumpliendo los requisitos de calidad de suministro que impone la normativa. La cadena de potencia estará formada por el generador de la turbina, una etapa de rectificación, un inversor trifásico que reconstruirá la corriente alterna a partir del bus de continua y, entre este y la red, la etapa de filtrado objeto de este proyecto. Con una potencia nominal de 20 kW sobre 208 V, la corriente de línea rondará los 55 A eficaces, valor que condicionará el dimensionado de todos los componentes del filtro.

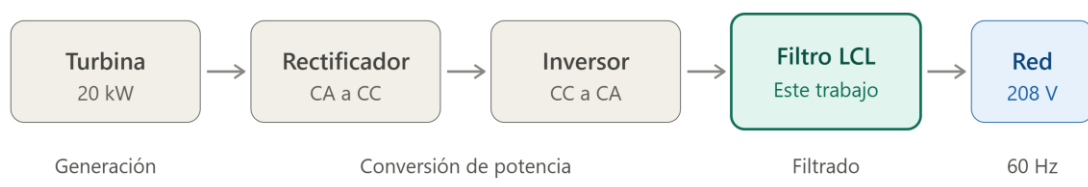


Figura 6. Cadena de potencia del sistema del aerogenerador. Fuente: Elaboración propia (2026).

1.2 LA NECESIDAD DEL FILTRADO: ARMÓNICOS Y CALIDAD DE RED

La necesidad de construir un filtro nace del funcionamiento del propio inversor. Para convertir la corriente continua en alterna, el inversor conmuta sus transistores a alta frecuencia mediante una modulación por comparación senoidal. Este proceso genera una corriente senoidal de frecuencia fundamental de 60 Hz, pero también incluye grupos de armónicos de alta frecuencia situados en torno a la frecuencia de conmutación y sus múltiplos.

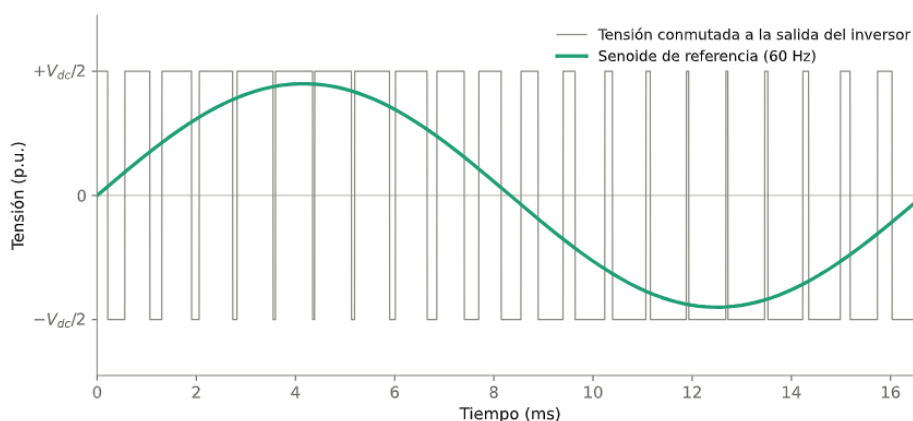


Figura 7. Comparación cualitativa de la tensión conmutada a la salida del inversor frente a la senoide de referencia de 60 Hz. Fuente: Elaboración propia (2026).

Si esos armónicos llegasen a la red sin tratamiento, provocarían problemas de calidad de suministro, pérdidas adicionales en la red y un mayor estrés en los equipos conectados. Por ello, la normativa de referencia fija en el punto de conexión un límite de distorsión³ armónica de corriente del 5 %, que la instalación deberá cumplir para poder conectarse. El objetivo del diseño será quedar un orden de magnitud por debajo de ese límite, con unas pérdidas de amortiguamiento inferiores al 1 % de los 20 kW nominales.

³ IEEE Power and Energy Society. IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Std 519-2022 (2022).

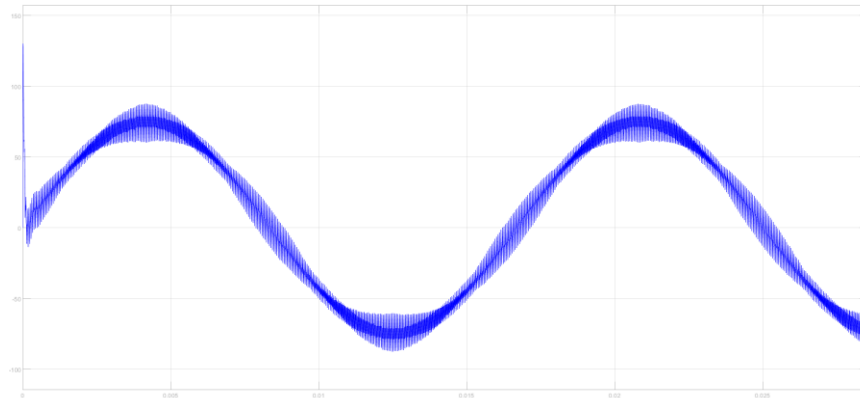


Figura 8. Corriente de fase a la salida del inversor VSI antes del filtrado. Fuente: Elaboración propia (2026).

1.3 EL FILTRO LCL: DISEÑO, AMORTIGUAMIENTO Y SIMULACIÓN

Lo primero que se hará será estudiar las distintas soluciones de filtrado que existen para inversores conectados a red, tanto pasivas (filtros L, LC y LCL) como activas e híbridas⁴. Para ello, se revisará la literatura, el marco normativo y el arte patentado relacionado. De ese estudio se justificará la elección del filtro LCL con amortiguamiento pasivo como la solución más adecuada para esta aplicación. La estructura del filtro LCL, con forma de "T", está formada por una inductancia del lado del inversor, un condensador en rama shunt y una inductancia del lado de red, que permiten atenuar los armónicos de conmutación con una pendiente⁵ de -60 dB/dec empleando componentes de tamaño y coste contenidos, muy inferiores a los que exigiría un filtro L equivalente.

⁴ Liserre, M., et al. (2005); Reznik, A., et al. (2012).

⁵ Jayalath, S., et al. (2017).

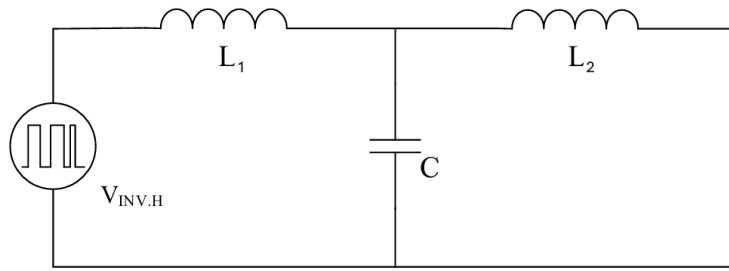


Figura 9. Monofásico equivalente del filtro LCL. Fuente: Adaptado de Ahn et al. (2015).

El problema que tiene esta estructura es que introduce un fenómeno de resonancia, en el que a una determinada frecuencia la interacción entre las inductancias y el condensador amplifica las corrientes en lugar de atenuarlas, lo que compromete la estabilidad del sistema si no se trata. Para neutralizar este fenómeno se van a estudiar las distintas configuraciones de amortiguamiento pasivo documentadas en la literatura⁶, que se diferencian en dónde se introduce la resistencia de amortiguamiento (en serie o en paralelo con las inductancias o con el condensador, o mediante una rama resistencia-condensador adicional). Se van a comparar entre sí atendiendo a su capacidad de suprimir la resonancia, a la atenuación que conservan en alta frecuencia y a las pérdidas que introducen. De esa comparación se seleccionará de forma justificada la configuración que se adoptará en la implementación física.

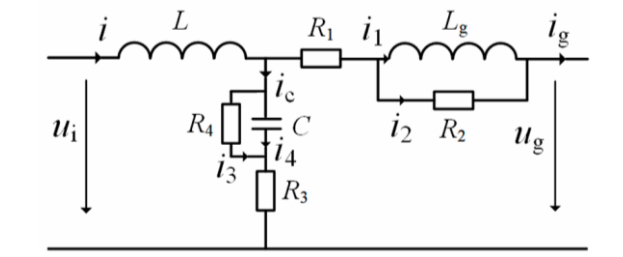


Figura 10. Esquema monofásico del filtro LCL con las cuatro posiciones de la resistencia de amortiguamiento (R1–R4). Fuente: Zhang et al. (2025).

⁶ Ahn, H.-M.; Oh, C.-Y.; Sung, W.-Y.; Ahn, J.-H.; Lee, B.-K. (2015); Peña-Alzola, R., et al. (2013).

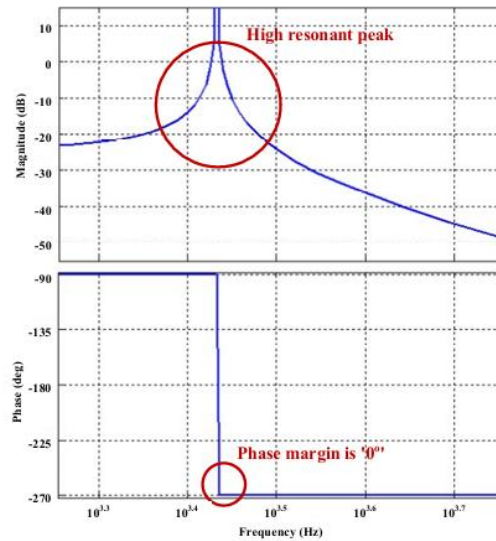


Figura 11. Respuesta del filtro LCL sin amortiguamiento. Fuente: Ahn et al. (2015).

Con la topología y las configuraciones candidatas definidas, se dimensionará el filtro para el sistema concreto de la UIUC. Se calcularán los valores de las dos inductancias, del condensador y de la red de amortiguamiento a partir de criterios de rizado de corriente, de potencia reactiva absorbida y de reparto de inductancias. También se verificará que la frecuencia de resonancia quede dentro de la ventana admisible entre la frecuencia de la red y la de conmutación. Este cálculo no se hará para una única combinación de parámetros, sino que se extenderá mediante un barrido paramétrico a distintas frecuencias de conmutación y tensiones del bus de continua, con lo que se estimarán además las pérdidas del puente inversor en cada caso. La decisión final no se tomará mirando el filtro de forma aislada, sino evaluando el conjunto inversor-filtro como una sola unidad, con el objetivo de encontrar la combinación más eficiente en el conjunto.

El diseño se validará mediante simulación. Se va a modelar en MATLAB/Simulink la cadena completa de potencia y control, con la generación de los pulsos de disparo, el puente inversor trifásico, la etapa de filtrado con su rama de amortiguamiento reconfigurable y la instrumentación de medida de la distorsión armónica y de los valores eficaces. Este modelo servirá para comparar en igualdad de condiciones las configuraciones de

amortiguamiento candidatas, para verificar que la corriente inyectada cumple con holgura el límite normativo y también para estimar las pérdidas del sistema. Esta simulación quedará además a disposición de la universidad para las iteraciones futuras del proyecto.

1.4 LA MATERIALIZACIÓN FÍSICA DEL FILTRO

El trabajo no se quedará en la teoría y la simulación, ya que el filtro se va a construir físicamente. Se seleccionarán y adquirirán los componentes comerciales que mejor se aproximen a los valores de diseño, sabiendo de antemano que ninguno encajará exactamente. Las inductancias serán previsiblemente la pieza más problemática debido a la dificultad de compaginar un alto valor de inductancia con los 55 A eficaces que circularán por el sistema. Cada adaptación que se haga (asociaciones de bobinas, valores comerciales de condensador y resistencia distintos de los teóricos) se cuantificará repitiendo la simulación con los valores reales.

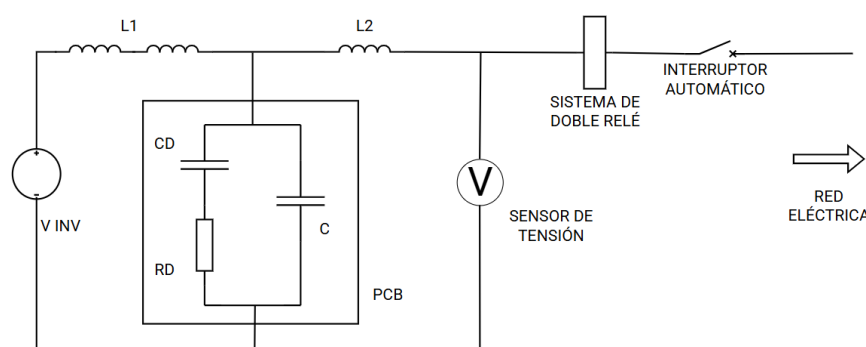


Figura 12. Esquema monofásico equivalente del sistema. Fuente: Elaboración propia (2026).

La materialización incluirá el montaje de las bobinas sobre soportes fabricados a medida, el diseño de una placa de circuito impreso propia para la rama de amortiguamiento y una cadena de medida y seguridad formada por un sensor de tensión, un esquema de relés y un interruptor automático, capaz de proteger el filtro y desconectarlo ante un funcionamiento erróneo. Se diseñará además una segunda placa que incorporará un filtro

EMI activo⁷, cuya fabricación quedará fuera del alcance temporal de este trabajo. Todo el conjunto, incluido el hueco reservado para el inversor, se alojará en una caja metálica apta para operar en el exterior, cuya manufactura se realizará a partir de planos propios en el taller de la universidad⁸.

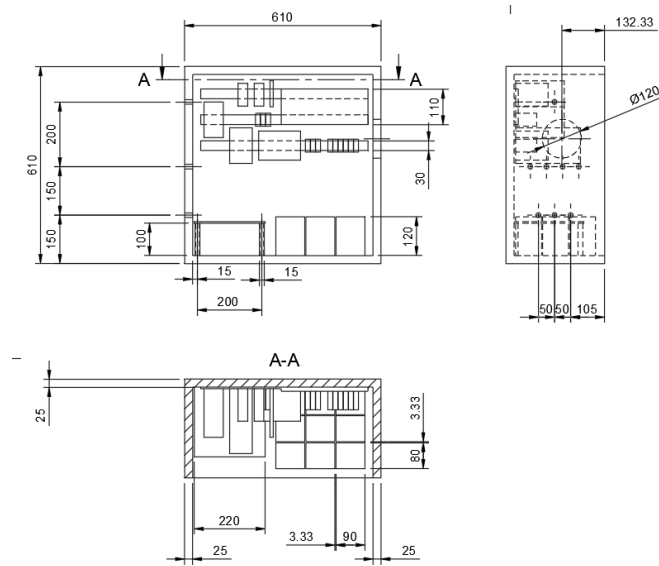


Figura 13. Plano orientativo de la construcción del conjunto. Fuente: Elaboración propia (2026).

Por último, se realizará un estudio económico del prototipo. Se reconstruirá su coste real a partir del listado de materiales, de la manufactura y de las horas de trabajo dedicadas, y se contrastará el coste por unidad de potencia frente a referencias comerciales certificadas de precio público. Con ello se pretende entender la composición del coste de un desarrollo único de laboratorio frente a un producto de serie, y situar la etapa de filtrado dentro del presupuesto global del proyecto del aerogenerador.

⁷ Texas Instruments (2023).

⁸ SCS Machine Shop, University of Illinois Urbana-Champaign (2026).

1.5 METODOLOGÍA DE TRABAJO Y PLANIFICACIÓN

La metodología del proyecto se basará en una serie de fases consecutivas que consistirán en un estudio previo de la técnica y física relacionada, el diseño de la etapa de filtrado, la validación mediante simulación, la construcción del conjunto y una evaluación económica del proyecto.

A lo largo del desarrollo del proyecto se va a adoptar un enfoque iterativo. Con este, los resultados obtenidos en cada fase podrán dar lugar a modificaciones de las anteriores. El proceso de diseño seguirá un criterio de descarte progresivo. Debido a que se pretenden estudiar una gran cantidad de configuraciones y de variables del sistema, si una configuración resulta no tener sentido o no es acorde a lo que el proyecto demanda, se descartarán con el fin de reservar el proceso de simulación para las opciones más viables y así poder realizar una comparativa más rigurosa.

Como recursos, se empleará el entorno MATLAB/Simulink con sus librerías de electrónica de potencia como herramienta principal de modelado y simulación, la herramienta KiCad de diseño electrónico asistido para las placas de circuito impreso, y los laboratorios de la UIUC para la adquisición de componentes y el montaje del conjunto. Todos los costes serán asumidos por la financiación del proyecto. La planificación temporal estimada de todas las fases se recoge en el siguiente diagrama.

	Octubr e	Noviemb re	Diciemb re	Enero	Febrer o	Marzo	Abril	Mayo	Junio	Julio
Estudio de formas de filtrado										
Diseño del filtro										
Simulación										
Adquisición de piezas										
Montaje										
Ensayos experimentales										
Estudio económico										
Análisis y conclusiones										

	Octubr e	Noviemb re	Diciemb re	Enero	Febrer o	Marzo	Abril	Mayo	Junio	Julio
Redacción de la memoria										

Figura 14. Diagrama de Gantt con la planificación temporal de las fases del trabajo. Fuente: Elaboración propia (2026).

Capítulo 2. ESTADO DE LA CUESTIÓN

En este capítulo se presenta el estado de la cuestión relacionado con el filtrado de inversores conectados a red. En primer lugar, se revisa la evolución de las principales topologías de filtrado empleadas en este tipo de aplicaciones y sus características más relevantes. A continuación, se analizan distintas técnicas de amortiguamiento pasivo utilizadas en filtros LCL, así como otras alternativas de filtrado presentes en la literatura. Posteriormente, se realiza una revisión de las patentes más relacionadas con el ámbito de estudio y, finalmente, se justifican los criterios que orientan la elección de la solución adoptada en este proyecto.

2.1 CONTEXTO Y EVOLUCIÓN HISTÓRICA DEL FILTRADO EN INVERSORES CONECTADOS A RED

Desde la década de 1990, la generación de energía renovable ha experimentado un crecimiento sostenido. Este aumento impuso unos requisitos de calidad de la corriente que los primeros inversores no podían satisfacer sin el filtrado adecuado⁹. Los primeros sistemas fotovoltaicos y eólicos de pequeña escala empleaban un filtro L, que consistía en una única inductancia en serie entre el *voltage-source inverter* (VSI) y el punto de conexión común (PCC). Dicha sencillez era adecuada mientras los niveles de potencia eran reducidos¹⁰, pero cuando la potencia escaló hacia el rango de decenas de kilovatios, las limitaciones de esta topología se hicieron económicamente insostenibles. Cumplir con los límites de distorsión armónica exigía bobinas de gran tamaño, con pérdidas resistivas elevadas y una respuesta más lenta del lazo de control de corriente, lo que dificultaba el seguimiento de variaciones rápidas de potencia¹¹. Estas limitaciones provocaron un aumento en la investigación de

⁹ Carrasco, J. M., et al. (2006); Blaabjerg, F., et al. (2006).

¹⁰ Jayalath, S., et al. (2017).

¹¹ Jayalath, S., et al. (2017).

posibles soluciones a los filtros existentes. Dentro del conjunto de estos estudios, salieron distintas configuraciones entre las que el filtro LCL se consolidó como uno de los tipos de filtrado más eficaces y consistentes para los inversores¹².

La normativa relacionada a la calidad necesaria de la corriente varía en función del país. En EE. UU., la norma de referencia para el sistema de la UIUC¹³ fija un límite de distorsión total de demanda de corriente (TDDi) del 5 % en el PCC para instalaciones de baja tensión con relación de cortocircuito típica. Cuando la capacidad de generación instalada supera el 10 % de la demanda media del punto de conexión¹⁴, se establece el mismo umbral del 5 % en términos de distorsión total de corriente nominal (TRD), incluyendo interarmónicos. En España, para equipos de baja tensión con corrientes de entrada entre 16 A y 75 A por fase, se exige la limitación de las corrientes armónicas inyectadas a la red eléctrica y la verificación de la compatibilidad electromagnética con el sistema de suministro¹⁵. El inversor de 20 kW considerado en este proyecto, con una corriente nominal de línea aproximada de 55 A, se encuentra dentro de este rango de aplicación. Por ello, el diseño desarrollado en el Capítulo 4. contempla medidas destinadas a garantizar que la distorsión armónica generada permanezca dentro de los límites admisibles para la conexión a la red.

El sistema que se pretende construir consiste en una turbina eólica de 20 kW instalada en la Universidad de Illinois en Urbana-Champaign (UIUC), que utilizará un inversor de red VSI trifásico convencional de puente de MOSFETs ($f_{sw} = 10\text{--}50$ kHz, $V_{dc} = 300\text{--}800$ V, red de 208 V / 60 Hz). La etapa generador-rectificador emplea una arquitectura *integrated generator-rectifier* (IGR) no convencional que ha sido desarrollada por el grupo de

¹² Liserre, M., et al. (2005); Reznik, A., et al. (2012).

¹³ IEEE Power and Energy Society. *IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Std 519-2022* (2022).

¹⁴ IEEE Power and Energy Society. *IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources. IEEE Std 1547-2018* (2018).

¹⁵ Ministerio de Industria, Turismo y Comercio. *Real Decreto 1699/2011, de 18 de noviembre*. BOE núm. 295 (2011); AENOR. *UNE-EN 61000-3-12:2012/A1:2024* (2024).

investigación de la UIUC¹⁶, aunque el filtro diseñado en este proyecto corresponde exclusivamente al VSI de red, que es un convertidor estándar independiente de dicha arquitectura. Es importante tenerlo en cuenta, ya que la finalidad del filtro es atenuar el rizado de conmutación que genera el propio VSI antes de llegar a la red, no los armónicos que pueda introducir el lado del generador¹⁷.

2.2 FILTRO L

La topología más sencilla consiste en una inductancia L en serie entre la salida del inversor y la red. Su función de transferencia, que relaciona la corriente de red I_g con la tensión de salida del inversor U_{inv} , es de primer orden:

$$G_L(s) = \frac{I_g(s)}{U_{inv}(s)} = \frac{1}{Ls} \quad [1]$$

La magnitud de [1] decrece¹⁸ a razón de -20 dB/dec. Esta pendiente implica que, para alcanzar la atenuación necesaria a la frecuencia de conmutación f_{sw} , el valor de L debe ser elevado. Para el sistema de la UIUC (20 kW, $f_{sw} = 10\text{--}50$ kHz, $V_{dc} = 300\text{--}800$ V), un filtro L equivalente requeriría una inductancia por fase que puede oscilar entre 1 y 10 mH según los parámetros de operación concretos¹⁹. Estos valores implican bobinas de gran tamaño y peso, pérdidas resistivas apreciables en el cobre, y, lo que es más determinante desde el punto de vista del control, una respuesta más lenta del lazo de corriente, que limita la capacidad del inversor para seguir variaciones rápidas de potencia. Un incremento de L reduce la dinámica del lazo de corriente debido a la relación ($V = L \frac{di}{dt}$), de modo que cuanto mayor es L, más tiempo necesita la corriente para alcanzar el valor de referencia impuesto por el controlador.

¹⁶ Mukherjee, D.; Banerjee, A. (2022); Mukherjee, D.; Paximadas, J.; Banerjee, A. (2025).

¹⁷ Reznik, A., et al. (2012).

¹⁸ Reznik, A., et al. (2012).

¹⁹ Jayalath, S., et al. (2017).

La principal ventaja del filtro L es su sencillez. Este es un único componente pasivo, sin riesgo de resonancia y con un comportamiento de lazo fácilmente predecible mediante un integrador puro. Ello lo hace adecuado en sistemas de muy baja potencia o frecuencias de conmutación muy elevadas, donde la inductancia que se necesita no es especialmente grande. Para el caso de la UIUC, esta opción queda descartada.

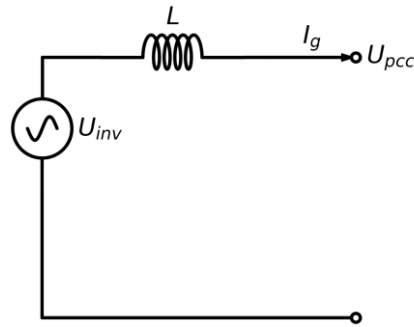


Figura 15. Esquema monofásico equivalente del filtro L. Fuente: Elaboración propia (2026).

2.3 FILTRO LC

El filtro LC parte de la misma inductancia en serie del filtro L e incorpora un condensador C conectado en paralelo con la red a su salida. Este segundo elemento cambia fundamentalmente el comportamiento del conjunto: el condensador ofrece a los armónicos de conmutación un camino de baja impedancia por el que circular, de modo que en lugar de propagarse hacia la red quedan confinados entre el inversor y el filtro. A diferencia del filtro L, cuya variable de salida natural es la corriente de red, en el filtro LC la variable relevante es la tensión en el PCC: al estar el condensador en paralelo con la red, es la tensión en ese nodo la que determina el contenido armónico de la corriente inyectada, y no al revés. La función de transferencia de tensión de salida a tensión en el PCC es de segundo orden:

$$G_{LC}(s) = \frac{U_g(s)}{U_{inv}(s)} = \frac{1}{LCs^2 + 1} \quad [2]$$

con frecuencia de resonancia natural:

$$f_{res\ LC} = \frac{1}{2\pi} * \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad [3]$$

La pendiente de atenuación en alta frecuencia alcanza -40 dB/dec, lo que permite reducir el valor de L respecto al filtro simple para idénticos requisitos de THDi²⁰. Sin embargo, la presencia del polo doble sin parte real en [2] introduce el problema central de esta topología: en la frecuencia de resonancia [3] la función de transferencia presenta ganancia infinita y margen de fase nulo. En la práctica, esto significa que cualquier perturbación a esa frecuencia genera oscilaciones no amortiguadas que pueden llevar al sistema a la inestabilidad o provocar el disparo de las protecciones²¹. La solución habitual consiste en incorporar una resistencia en serie con C , que mitiga el pico a costa de reducir la pendiente de atenuación a alta frecuencia, anulando así la ventaja de haber añadido el condensador²².

Existe además un inconveniente adicional específico de los sistemas conectados a red: la impedancia de C introduce una corriente reactiva a la frecuencia fundamental (60 Hz) que puede superar los límites de potencia reactiva del operador de red cuando la capacidad es elevada. En la práctica, la capacidad del filtro suele limitarse al 2–5 % de la potencia reactiva nominal del sistema, lo que restringe el margen de diseño disponible²³. Por ambas razones, el filtro LC no se emplea como solución definitiva en inversores de generación de mediana potencia²⁴.

²⁰ Yagnik, U. P., et al. (2017).

²¹ Jayalath, S., et al. (2017).

²² Jayalath, S., et al. (2017).

²³ Reznik, A., et al. (2012).

²⁴ Yagnik, U. P., et al. (2017).

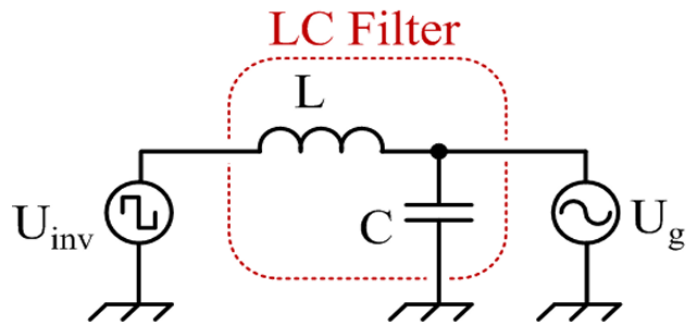


Figura 16. Esquema monofásico equivalente del filtro LC. Fuente: Hojabri et al. (2015).

2.4 FILTRO LCL

La evolución natural de las topologías anteriores conduce al filtro LCL. Su estructura en «T» incorpora una segunda inductancia L_2 entre el condensador shunt y el PCC, además de la inductancia²⁵ de inversor L_1 .

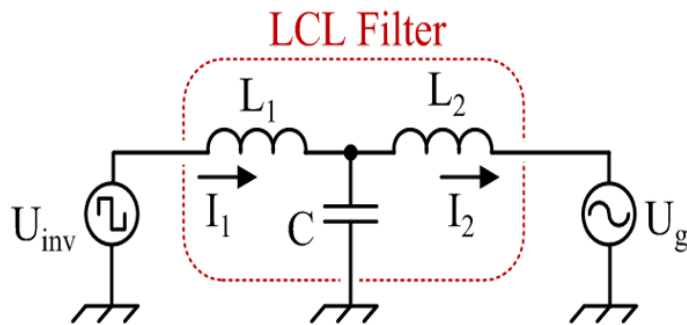


Figura 17. Esquema monofásico equivalente del filtro LCL. Fuente: Hojabri et al. (2015).

Esta segunda inductancia tiene un papel doble: por un lado, proporciona un camino de alta impedancia entre el condensador y la red para las frecuencias de conmutación,

²⁵ Reznik, A., et al. (2012); Liserre, M.; Blaabjerg, F.; Hansen, S. (2005).

aumentando la atenuación²⁶; y por otro, aísla al inversor de las variaciones de la impedancia de red: L_2 actúa como barrera entre ambos, de modo que los cambios en la red no llegan directamente al lazo de control del inversor y la estabilidad del sistema no depende de lo que ocurra aguas abajo del filtro²⁷. La función de transferencia entre la corriente de red y la tensión de salida del inversor, asumiendo tensión de red ideal para componentes armónicas, es:

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_g(s)}{U_{inv}(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad [4]$$

con frecuencia de resonancia:

$$f_{res\ LCL} = \frac{1}{2\pi} * \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad [5]$$

La pendiente de -60 dB/dec en alta frecuencia implica que, para una misma inductancia total $LT = L_1 + L_2$, el filtro LCL ofrece aproximadamente 40 dB adicionales de atenuación respecto al filtro L a la frecuencia de conmutación²⁸. En términos prácticos, esto permite reducir L_1 al 30–50 % de la inductancia equivalente de un filtro L para el mismo THDi, con la consiguiente reducción de volumen, peso y pérdidas en el cobre²⁹. Además, el desacoplamiento que ofrece L_2 resulta especialmente valioso en sistemas de pequeña potencia conectados a redes de distribución, donde la relación entre la potencia del inversor y la potencia de cortocircuito del PCC puede ser desfavorable³⁰.

²⁶ Liserre, M.; Blaabjerg, F.; Hansen, S. (2005).

²⁷ Jayalath, S., et al. (2017).

²⁸ Liserre, M.; Blaabjerg, F.; Hansen, S. (2005); Gryning, M. P. S., et al. (2016).

²⁹ Reznik, A., et al. (2012).

³⁰ Jayalath, S., et al. (2017).

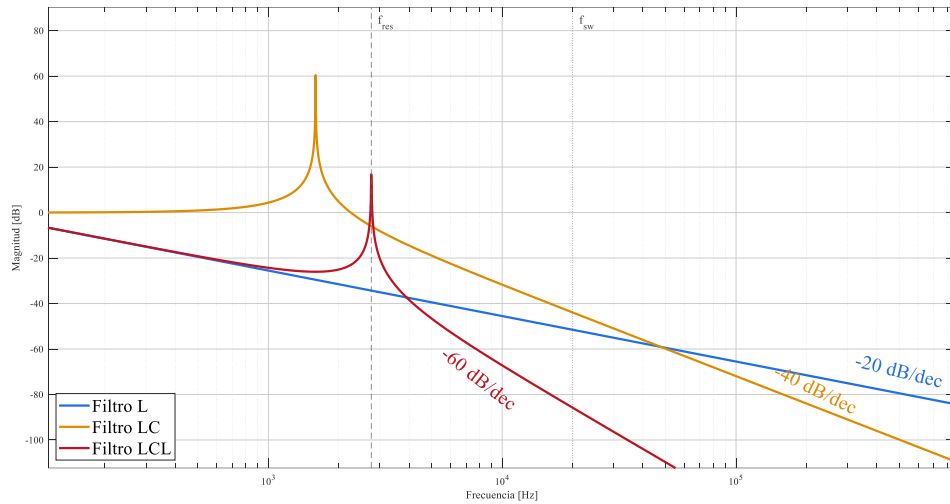


Figura 18. Respuesta en frecuencia comparada de las topologías L, LC y LCL.

Fuente: Elaboración propia (2026).

Como se aprecia en la Figura 18, el filtro LCL conserva el problema de resonancia del LC: sin amortiguamiento, ecuación [4] presenta ganancia infinita en f_{res} y margen de fase nulo. La incorporación de un elemento de amortiguamiento, *damping pasivo*, es por tanto imprescindible para la operación estable del sistema, y sus variantes se describen en la sección siguiente³¹.

2.5 TÉCNICAS DE DAMPING PASIVO EN FILTROS LCL

Sin amortiguamiento, la función de transferencia **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** presenta ganancia infinita en f_{res} y margen de fase nulo, lo que hace inestable cualquier implementación práctica del filtro LCL. Aunque existen diversas formas de reducir la resonancia, la solución estándar consiste en introducir una resistencia de amortiguamiento R_d en algún punto del circuito para amortiguar el pico resonante. Esta solución en la que se añade una resistencia puede tener distintas variaciones en cuanto a su

³¹ Jayalath, S., et al. (2017).

implementación. Dentro de la literatura se distinguen cuatro posibles localizaciones para la misma³². Adicionalmente, existen configuraciones de ramas más complejas debido a que incorporan más elementos además de la resistencia. Ninguna de estas configuraciones es claramente superior al resto, ya que cada una mejora determinados aspectos del filtro, a costa de penalizar otros, ya sea en términos de pérdidas, capacidad de atenuación o facilidad de implementación. Dichas variantes se muestran a continuación.

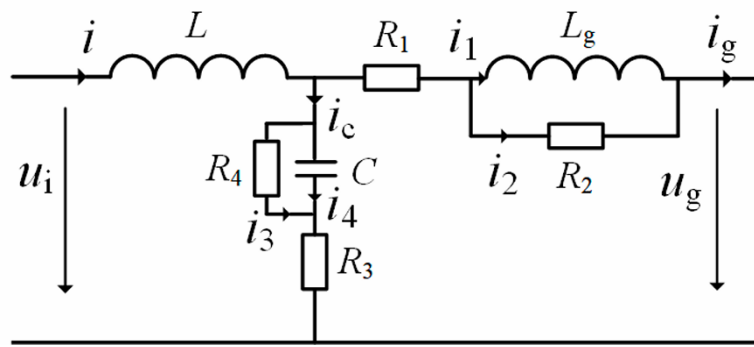


Figura 19. Esquema monofásico del filtro LCL con las cuatro posiciones de la resistencia de amortiguamiento (R_1 – R_4). Fuente: Zhang et al. (2025).

2.5.1 AMORTIGUAMIENTO EN SERIE CON LA INDUCTANCIA DE RED

La primera configuración que se menciona en la literatura consiste en añadir la resistencia en serie con L_2 . Esta variante de *damping* pasivo es capaz de reducir la resonancia cerca de f_{res} cuanto más aumenta la resistencia. Ahora bien, si bien es verdad que a alta frecuencia la L_2 crece y enmascara el efecto de R_d , a baja frecuencia la resistencia domina la impedancia equivalente, incurriendo en pérdidas significativas y reduciendo así la ganancia de filtrado. Esta bajada de ganancia dificulta que se cumplan los requisitos de amortiguamiento del pico y la capacidad de filtrado, por lo que esta topología no parece ser la solución más viable para el VSI de la UIUC³³.

³² Ahn, H.-M.; Oh, C.-Y.; Sung, W.-Y.; Ahn, J.-H.; Lee, B.-K. (2015).

³³ Zhang, Y.; Song, C.; Wang, T.; Wang, K. (2025).

2.5.2 AMORTIGUAMIENTO EN PARALELO CON LA INDUCTANCIA DE RED

La segunda configuración consiste en colocar R_2 en paralelo con L_2 . Esta variante, aunque es capaz de amortiguar de forma efectiva cuanto más se reduce R_2 , funciona de forma contraria a la anterior mencionada. En el caso de baja frecuencia, L_2 se hace pequeña, generando una rama de baja impedancia para la corriente, conservando así la ganancia del filtro. Por otro lado, a alta frecuencia, el valor de la bobina crece, forzando así a que la corriente circule a través de R_2 , lo que degrada considerablemente la pendiente de atenuación una vez la corriente tiene una frecuencia superior a f_{res} . Esta configuración, al igual que la variante R_1 , no puede equilibrar simultáneamente la supresión del pico resonante y la atenuación de los armónicos de conmutación. Como consecuencia, esta alternativa tampoco parece especialmente adecuada para los requisitos del VSI de la UIUC³⁴.

2.5.3 AMORTIGUAMIENTO EN SERIE CON EL CONDENSADOR

La tercera estructura consiste en conectar R_3 en serie con el condensador C . Esto amortigua el pico resonante, ya que en torno a f_{res} la impedancia de C se reduce y R_3 actúa como elemento disipativo. En cuanto a las variaciones en la frecuencia, cerca de 60 Hz la impedancia de C es elevada y limita la corriente por R_3 . Esto reduce las pérdidas en el elemento resistivo a frecuencia fundamental y a baja frecuencia. Debido a la poca aportación de la resistencia en baja frecuencia, la ganancia del filtro permanece prácticamente inalterada respecto al LCL sin amortiguar, lo que no compromete el rendimiento del lazo de control³⁵. La función de transferencia resulta³⁶:

$$G_{LCL,R3}(s) = \frac{I_g(s)}{U_{inv}(s)} = \frac{1 + R_3Cs}{L_1L_2Cs^3 + R_3C(L_1+L_2)s^2 + (L_1 + L_2)s} \quad [6]$$

³⁴ Zhang, Y.; Song, C.; Wang, T.; Wang, K. (2025).

³⁵ Zhang, Y.; Song, C.; Wang, T.; Wang, K. (2025).

³⁶ Ahn, H.-M.; Oh, C.-Y.; Sung, W.-Y.; Ahn, J.-H.; Lee, B.-K. (2015); Hojabri, M.; Hojabri, M.; Toudeshki, A. (2015).

El cero introducido en $s = -1/(R_3C)$ desplaza los polos hacia el semiplano izquierdo, proporcionando margen de fase positivo. Este fenómeno hace que el valor óptimo³⁷ de R_3 sea:

$$R_3 = \frac{1}{3\omega_{res}C} \quad [7]$$

es decir, un tercio de la reactancia capacitiva de C en f_{res} . El inconveniente principal de esta configuración es que valores elevados de R_3 reducen la atenuación en alta frecuencia, ya que la resistencia en serie limita la corriente que puede absorber la rama capacitiva a altas frecuencias como f_{sw} , penalizando³⁸ la pendiente de -60 dB/dec. Esto obliga a un compromiso entre amortiguamiento y atenuación en alta frecuencia en el dimensionado de R_3 . Por ello, aunque no se descarte esta topología, habrá que estudiar en posteriores capítulos si es la idónea para lo que requiere la UIUC.

2.5.4 AMORTIGUAMIENTO EN PARALELO CON EL CONDENSADOR

La cuarta configuración conecta R_4 directamente en paralelo con el condensador C . La función de transferencia³⁹ resulta:

$$G_{LCL,R4}(s) = \frac{I_g(s)}{U_{inv}(s)} = \frac{R_4}{L_1L_2R_4Cs^3 + L_1L_2s^2 + R_4(L_1 + L_2)s} \quad [8]$$

La atenuación en baja y alta frecuencia se mantiene prácticamente inalterada respecto al LCL sin amortiguar, mientras que el pico de resonancia se suprime de forma eficaz al reducir R_4 . Esto ocurre debido a que la resistencia proporciona un camino disipativo para la corriente cuando más se acerca a f_{res} ⁴⁰. Para el mismo valor de resistencia, esta configuración suprime el pico resonante de forma más completa que R_3 en serie y produce

³⁷ Ahn, H.-M.; Oh, C.-Y.; Sung, W.-Y.; Ahn, J.-H.; Lee, B.-K. (2015).

³⁸ Zhang, Y.; Song, C.; Wang, T.; Wang, K. (2025).

³⁹ Hojabri, M.; Hojabri, M.; Toudeshki, A. (2015).

⁴⁰ Zhang, Y.; Song, C.; Wang, T.; Wang, K. (2025).

menor THDi en la corriente de red. La disposición en paralelo con C ofrece además la mayor atenuación en alta frecuencia entre las cuatro topologías analizadas, resultado coherente con que R4 no limita la corriente que circula por C a frecuencias elevadas⁴¹, a diferencia de R3.

El principal problema que se presenta en la literatura es la potencial pérdida por conducción continua cuando R4 es pequeño, dado que el condensador opera⁴² próximo a tensión de red. Sin embargo, este argumento depende fuertemente del valor concreto de R4 y de las condiciones de operación. Por ello, aunque inicialmente parezca una de las opciones más fiables de las presentadas, habrá que evaluar si es la que más se adecúa a los requisitos del proyecto.

2.5.5 RAMA DE AMORTIGUAMIENTO R-C EN PARALELO CON EL CONDENSADOR

Esta última configuración se diferencia en su estructura de las anteriores mencionadas. En la literatura, se menciona que también es posible el uso de ramas más complejas que las de una simple resistencia. Mientras que las variaciones ya analizadas consisten en la adición de un elemento resistivo, esta quinta (desde ahora mencionada como R5) pretende añadir una nueva rama shunt en la que están en serie una bobina, un condensador y una resistencia. Existen varias configuraciones posibles, tal y como se muestra en la *Figura 20*.

⁴¹ Hojabri, M.; Hojabri, M.; Toudeshki, A. (2015).

⁴² Zhang, Y.; Song, C.; Wang, T.; Wang, K. (2025).

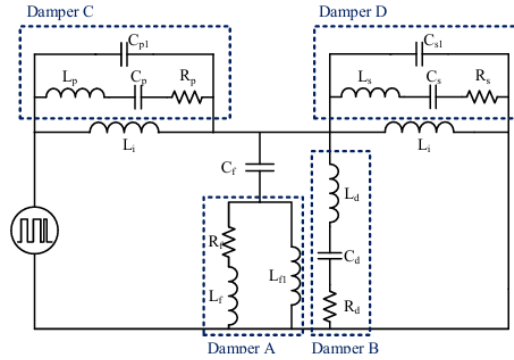


Figura 20. Topología generalizada del filtro LCL con las distintas configuraciones de amortiguamiento pasivo (dampers A–D). Fuente: Zhang et al. (2025).

Aun así, la literatura destaca una configuración por encima de las demás, una rama en paralelo al condensador conformada por una bobina, otro condensador y un elemento resistivo⁴³. Con ello se pretende lograr combinar los aspectos positivos de R3 y R4 en una única red de *damping*. Este modelo propone dividir el efecto capacitivo, teniendo⁴⁴ el condensador inicial del LCL en una rama y el nuevo Cd en la rama shunt junto a Rd. Con ello se logra unir⁴⁵ en una misma rama el elemento disipativo en serie con el condensador (R3), bloqueando así el camino de la corriente a frecuencia fundamental, y el condensador en paralelo a la resistencia (R4) con el que se mantiene la atenuación a alta frecuencia.

En la formulación más general, el modelo contempla la rama shunt como la unión de Cd, Ld y Rd en paralelo con el condensador inicial. Esto proporciona⁴⁶ la función de transferencia siguiente:

$$G_{LCL,R5} = \frac{C_d L_d s^2 + C_d R_d s + 1}{D(s)} \quad [9]$$

⁴³ Peña-Alzola, R., et al. (2013).

⁴⁴ Peña-Alzola, R., et al. (2013).

⁴⁵ Ahn, H.-M., et al. (2015).

⁴⁶ Ahn, H.-M., et al. (2015).

Donde $D(s)$ es el polinomio característico de cuarto orden de la rama L_d – C_d – R_d . Con el fin de simplificar la función de transferencia y la complejidad del *damping*, en este proyecto se pretende utilizar solamente C_d – R_d , teniendo así $L_d = 0$. Este cambio no es arbitrario y responde a que la inductancia no afecta prácticamente al filtrado y su aportación a la reducción del pico no es notable⁴⁷, solamente hace que el cero de la función de transferencia se desplace a frecuencias inferiores.

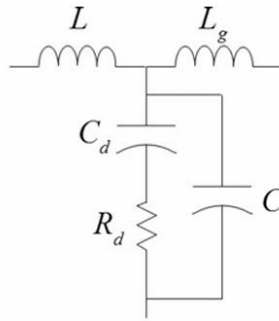


Figura 21. Configuración de amortiguamiento pasivo con condensador de damping en serie con la red R_d – C . Fuente: Adaptado de Peña-Alzola et al. (2013).

Con $L_d = 0$, la función de transferencia se reduce⁴⁸ a una expresión de cuarto orden por la presencia del segundo condensador:

$$G_{R5}(s) = \frac{C_d R_d s + 1}{C_d C L_1 L_2 R_d s^4 + (C_d + C) L_1 L_2 s^3 + C_d R_d (L_1 + L_2) s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad [10]$$

Analizando las frecuencias, se ve que a frecuencia fundamental C_d es elevada y bloquea la rama para la corriente, de modo que la R_d prácticamente no incurre en pérdidas. Cerca de la frecuencia de resonancia, C_d decae en su valor y R_d ofrece el camino disipativo necesario para reducir el pico. En altas frecuencias, y por ende en fsw, la rama de *damping* no limita la corriente que absorbe C , por lo que se mantiene la pendiente de -60 dB/dec, como pasa en R4.

⁴⁷ Peña-Alzola, R., et al. (2013).

⁴⁸ Ahn, H.-M., et al. (2015).

Analizando $G(s)$ se ve que el cero en $s = -1/(R_d \cdot C_d)$ aporta un margen de fase positivo al igual que en R3 pero sin que la resistencia intervenga en la rama de filtrado principal⁴⁹. El diseño de R_d y C_d admite una relación que garantiza⁵⁰ simultáneamente un margen de fase suficiente y una atenuación adecuada si:

$$\frac{1}{4C_d\omega_{res}} < R_d < \frac{1}{C_d\omega_{res}} \quad [11]$$

El extremo inferior del intervalo prioriza la atenuación de armónicos a costa de mayores pérdidas en R_d . Por el contrario, el extremo superior reduce los armónicos a costa de un mayor margen de fase. El compromiso habitual sitúa el polo añadido entre $3\omega_{res}$ y $4\omega_{res}$ para compensar ambas características.

Esta configuración parece ser la más favorable: aporta una buena atenuación en todas las bandas de frecuencia, no incurre en pérdidas excesivas y reduce el pico de resonancia. A cambio, esta exige otro componente, con los incrementos de costes, la complejidad de diseño y el montaje asociados a este nuevo elemento. Por ello si bien la configuración híbrida de R3-R4 se perfila como la solución idónea, deberá evaluarse en capítulos posteriores si es realmente lo que la UIUC necesita en su proyecto o si con una solución más simple se logra el objetivo deseado.

2.6 FILTROS ACTIVOS Y TOPOLOGÍAS HÍBRIDAS

Los filtros activos de potencia (*Active Power Filter*, APF) representan un enfoque cualitativamente distinto al de los filtros pasivos: en lugar de atenuar los armónicos mediante impedancias, el APF los cancela inyectando corrientes de compensación en oposición de fase. Para ello emplea un VSI adicional controlado en tiempo real mediante algoritmos de identificación de armónicos con transformadas de Fourier rápidas o seguimiento de

⁴⁹ Ahn, H.-M., et al. (2015).

⁵⁰ Ahn, H.-M., et al. (2015).

frecuencia adaptativo que calculan en cada instante las corrientes de compensación necesarias⁵¹.

Frente al filtro LCL pasivo, el APF presenta dos ventajas: mitiga armónicos de orden bajo (5.^o, 7.^o, 11.^o) que el LCL no atenúa por situarse muy por debajo de f_{res} , y elimina el riesgo de resonancia con la impedancia de red⁵². Sin embargo, para el sistema de 20 kW de la UIUC estas ventajas no compensan sus inconvenientes. El coste del convertidor de compensación, con sus propios semiconductores, sensores de corriente de precisión y procesador digital de señal, incrementa significativamente el presupuesto total del sistema respecto al filtro LCL pasivo⁵³. A esto se suman las pérdidas propias del APF y la complejidad del lazo de control. Por otro lado, la corriente que genera el VSI con modulación senoidal es ya de por sí bastante sinusoidal a frecuencia fundamental, por lo que los armónicos de orden bajo presentes son de escasa magnitud y no suponen un problema de calidad de suministro en este sistema.

Las topologías híbridas combinan un filtro pasivo LCL con un APF de menor potencia instalada: el pasivo gestiona los armónicos de alta frecuencia asociados a f_{sw} , mientras el APF se ocupa de los de baja frecuencia y la compensación reactiva. Esta arquitectura resulta rentable en instalaciones de gran potencia, donde el coste del APF se amortiza con la reducción del tamaño del filtro pasivo⁵⁴. Para 20 kW, el análisis coste-beneficio no la justifica.

No obstante, el filtro LCL pasivo no mitiga el ruido de modo común en la banda de alta frecuencia (150 kHz–30 MHz) generado por las transiciones de conmutación de los MOSFETs, que puede propagarse por los conductores de alimentación y afectar a equipos sensibles del entorno⁵⁵. Para cubrir esta banda de forma compacta y sin complejidad de

⁵¹ Motta, L.; Faúndes, N. (2016).

⁵² Jalan, R.; Gaur, C.; Pandey, J. P.; Singh, S. (2024).

⁵³ Motta, L.; Faúndes, N. (2016).

⁵⁴ Motta, L.; Faúndes, N. (2016); Jalan, R.; Gaur, C.; Pandey, J. P.; Singh, S. (2024).

⁵⁵ Hegarty, T. (2023).

control adicional, el proyecto valora incorporar un *Active EMI Filter* con arquitectura *VSCI* (*voltage-sense, current-inject*) que cancelaría activamente el ruido de modo común en dicho rango sin requerir inductancias de modo común de gran tamaño⁵⁶. Su diseño en KiCad (PCB V2) se describe en el Capítulo 5. .

2.7 COMPARACIÓN DE TOPOLOGÍAS

La *Tabla 1* resume las características determinantes de cada topología para el contexto de este proyecto.

<i>Topología</i>	<i>Atenuación fres</i>		<i>Componentes</i>	<i>Coste relativo.</i>	<i>Control</i>	<i>Limitación principal</i>
Filtro L	−20 dB/dec	No	1	Bajo	Ninguna	L grande; penaliza THDi y dinámica de control
Filtro LC	−40 dB/dec	Sí	2	Bajo– medio	Baja	Resonancia severa; corriente reactiva a f_0 ; dependencia de impedancia de red
Filtro LCL	−60 dB/dec	Sí	3	Medio	Baja– media	Requiere <i>damping</i> pasivo; diseño más exigente
LCL + R serie L ₂ (R1)	−60 dB/dec	Atenuada	4	Medio	Baja– media	Degrada ganancia a baja frecuencia; penaliza lazo de control
LCL + R paralelo L ₂ (R2)	<−60 dB/dec	Atenuada	4	Medio	Baja– media	Degrada atenuación en alta frecuencia por encima de fres

⁵⁶ Texas Instruments, *TPSF12C3-Q1 Automotive Active EMI Filter*, datasheet, (2021).

<i>Topología</i>	<i>Atenuación</i>	<i>fres</i>	<i>Componentes</i>	<i>Coste relativo.</i>	<i>Control</i>	<i>Limitación principal</i>
LCL + R serie C (R3)	-60 dB/dec*	Atenuada	4	Medio	Baja-media	Compromiso amortiguamiento/atenuación en alta frecuencia
LCL + R paralelo C (R4)	-60 dB/dec	Atenuada	4	Medio	Baja	Pérdidas continuas en R ₄ dependientes de su valor
LCL + R-C serie paralelo C (R5)	-60 dB/dec	Atenuada	5	Medio	Baja	Componente adicional (Cd); mejora sobre R ₄ solo en pérdidas a fundamental
LCL + damp. activo	-60 dB/dec	Compensada	3 + DSP	Medio-alto	Alta	Sensible a retardos y variaciones de L _g
APF	Variable	No	Convertidor +DSP	Alto	Alta	Coste y pérdidas desproporcionados a escala de 20 kW
Híbrido LCL+APF	-60+comp.	No (APF)	LCL+ convertidor	Muy alto	Muy alta	Solo rentable en instalaciones de gran potencia

* La atenuación en alta frecuencia se degrada progresivamente al aumentar R₃; el valor óptimo $R_3 = 1/(3\omega_{res}C)$ minimiza este efecto.

Tabla 1. Comparación de opciones de filtrado. Fuente: Elaboración propia (2026).

La tabla realizada permite observar que ninguna de las topologías estudiadas resulta óptima en todos los aspectos. Los filtros L presentan la mayor simplicidad constructiva, pero requieren inductancias elevadas para alcanzar los niveles de atenuación exigidos. Los filtros LC mejoran la capacidad de filtrado, aunque introducen problemas de resonancia y

generación de potencia reactiva. Por su parte, los filtros LCL ofrecen la mejor relación entre capacidad de atenuación, tamaño de los componentes y comportamiento dinámico, razón por la que se han convertido en la solución predominante en inversores conectados a red.

Dentro de las variantes de amortiguamiento analizadas, las configuraciones pasivas R3, R4 y R5 destacan por mantener un equilibrio adecuado entre estabilidad y capacidad de filtrado. Aunque la configuración híbrida R5 presenta las mejores prestaciones teóricas, también implica una mayor complejidad de implementación. Como se puede ver en la *Figura 22*, estas tres configuraciones son capaces de cumplir su función, aunque dependiendo de qué valores se usen en cada una se tendrá un mejor amortiguamiento. Por ello, la selección definitiva deberá basarse en los resultados obtenidos mediante simulación y validación posterior.

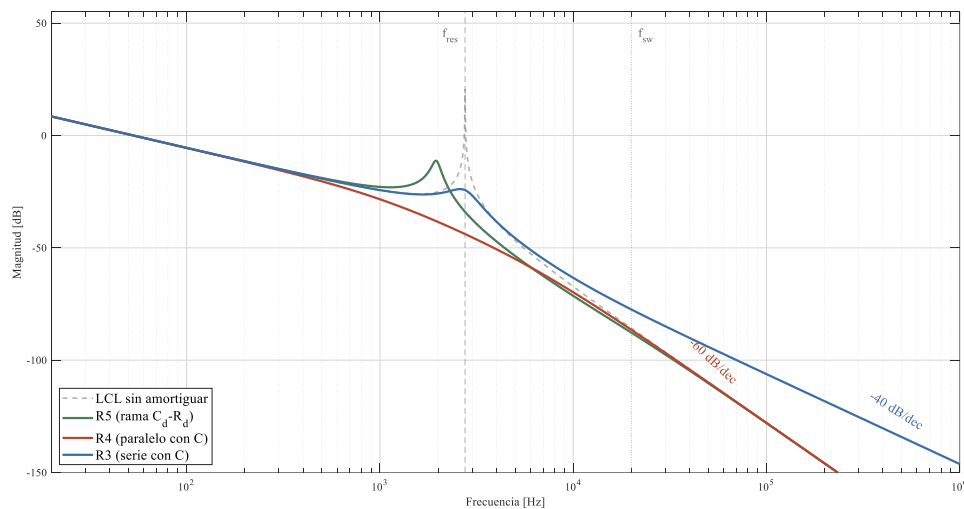


Figura 22. Respuesta en frecuencia del filtro LCL con las configuraciones de amortiguamiento pasivo R3, R4 y R5. Fuente: Elaboración propia (2026).

En cuanto a las configuraciones híbridas y filtros puramente activos, debido a su gran complejidad, no se presentan como opción viable en este proyecto. La relación entre beneficio y costes no es suficiente como para tenerlos en cuenta para un sistema de baja potencia como lo es el VSI de este trabajo.

2.8 REVISIÓN DE PATENTES RELEVANTES

La revisión de patentes se ha llevado a cabo mediante búsqueda sistemática utilizando los códigos de clasificación⁵⁷ relacionados con la reducción de armónicos en convertidores, los filtros pasivos de salida, los inversores trifásicos en puente, la generación renovable conectada a red y circuitos de amortiguamiento; empleados tanto de forma individual como en combinación para acotar los resultados.

El proceso de búsqueda reveló que, pese a la extensa literatura científica existente sobre filtros LCL, las patentes registradas en torno a su topología hardware son escasas. La mayoría de los resultados correspondía a invenciones sobre sistemas de control (lazos de corriente, amortiguamiento activo y algoritmos de resonancia) o filtros activos, ninguna de las cuales entraba en el alcance de este proyecto. Esta realidad dificultó la búsqueda, pero permitió identificar las cuatro patentes descritas a continuación.

Tras aplicar el criterio de selección (presencia conjunta de filtro LCL completo con L_1 , C y L_2 discretos, topología trifásica, *damping* pasivo mediante componentes *hardware*, y aplicación en convertidores conectados a red) se identificaron cuatro patentes relevantes. Las dos primeras⁵⁸ constituyen arte anterior estricto, mientras que las otras dos⁵⁹ se incluyen como contraste técnico por diferencias concretas de diseño que refuerzan las decisiones adoptadas en este proyecto.

2.8.1 INTEGRACIÓN DE LA RESISTENCIA DE AMORTIGUAMIENTO EN EL INDUCTOR

Esta patente⁶⁰ describe un sistema de accionamiento de motor con un filtro LCL trifásico en el que la resistencia de *damping* pasivo no es un componente separado, sino que

⁵⁷ CPC H02M1/12; CPC H02M1/126; CPC H02M7/537; CPC H02J3/38; CPC H02M1/08.

⁵⁸ Patel, Y. P.; Wei, L., (2017), US9800134; Jez, R.; Miskiewicz, M., (2023), US11658561.

⁵⁹ Patel, Y. P.; Wei, L., (2017), US9819255; Hefei University of Technology, (2024), US12149184.

⁶⁰ Patel, Y. P.; Wei, L., (2017), US9800134.

está integrada físicamente dentro del propio inductor L_1 . La resistencia se forma enrollando un hilo conductor sobre el mismo núcleo magnético que el devanado inductivo, de modo que un único componente hace a la vez de bobina y de resistencia de amortiguamiento. Esto reduce el tamaño del filtro y elimina cableado externo. El esquema de amortiguamiento descrito en las reivindicaciones es R3, si bien las figuras ilustran configuraciones alternativas con R4 a título de ejemplo no reivindicado.

Esta patente constituye arte anterior estricto porque comparte la arquitectura esencial del presente proyecto, filtro LCL trifásico completo con hardware de *damping* pasivo para un convertidor industrial conectado a red. Las diferencias son las que justifican las decisiones adoptadas aquí. En cuanto al esquema de amortiguamiento, el proyecto se inclina por configuraciones de tipo R4/R5 frente a R3 por las razones expuestas en la sección 2.5. En cuanto a la fabricación, integrar la resistencia en el núcleo magnético tiene sentido en producción en serie, donde el coste del utillaje se amortiza fácilmente, pero no en un prototipo de laboratorio de 20 kW. El uso de componentes discretos sobre PCB permite emplear inductores y condensadores comerciales estándar, ajustar R4 con cualquier resistencia normalizada y modificar el diseño sin necesidad de rediseñar el componente magnético.

2.8.2 INTEGRACIÓN DE LAS INDUCTANCIAS DEL FILTRO LCL EN UN NÚCLEO MAGNÉTICO COMÚN

En esta patente⁶¹ propone un filtro LCL en el que las dos inductancias y un tercer devanado auxiliar se integran sobre un único núcleo magnético cerrado, sin entrehierro y con aislamiento galvánico entre devanados. El condensador y la resistencia de amortiguamiento son componentes externos, con R_f en serie con C_f , es decir, configuración R3. La motivación principal es reducir el número de componentes y el volumen total del filtro integrando toda la magnética en un solo cuerpo.

⁶¹ Jez, R.; Miskiewicz, M., (2023), US11658561.

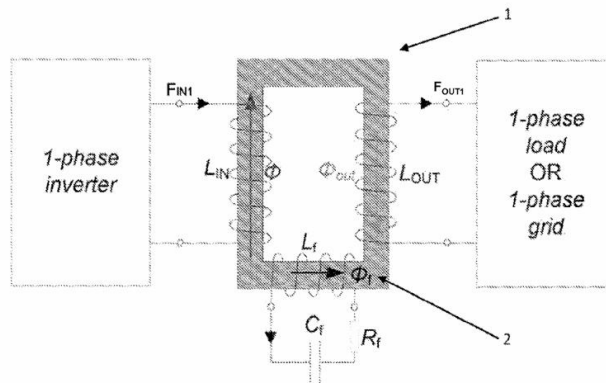


Figura 23. Integración magnética del filtro LCL sobre núcleo común con amortiguamiento C_f - R_f en serie. Fuente: Jez, R. y Miskiewicz, M. (2023).

Esto tiene sentido económico en media y alta potencia porque el transformador y el filtro comparten fabricación. La propia patente parte de una propuesta previa de integración magnética publicada anteriormente⁶², que planteaba la misma integración magnética, pero sin resistencia de amortiguamiento ni aislamiento galvánico, aspectos que sí se incorporan en esta como aportaciones propias.

La integración a un núcleo magnético común constituye arte anterior estricto porque es un filtro LCL trifásico completo con hardware de *damping* pasivo explícito para VSI conectado a red, con la misma lógica de diseño que el presente proyecto. Las diferencias respecto a este trabajo son similares a la primera patente mencionada⁶³, aunque con algunas diferencias: mientras en trabajos anteriores se integra únicamente la resistencia de *damping* dentro del núcleo de L_1 , en esta patente se va más lejos e integra L_1 , L_2 y el devanado auxiliar en un único núcleo cerrado. En ambos casos el resultado es un componente magnético a medida incompatible con los objetivos de prototipado de este trabajo, y en ambos casos el esquema de amortiguamiento es R3, que como se explica en la sección 2.5 ofrece menor atenuación en alta frecuencia que R4 para el mismo valor de resistencia.

⁶² Brinkmann GmbH & Co. KG, (2008), EP1805879.

⁶³ Patel, Y. P.; Wei, L., (2017), US9800134.

2.8.3 MITIGACIÓN ADAPTATIVA DE LA RESONANCIA EN FILTROS LCL

Esta propuesta⁶⁴ aborda un problema real en instalaciones industriales: la frecuencia de resonancia del filtro LCL varía según la impedancia de red en cada punto de conexión, y un amortiguamiento fijo diseñado para una instalación puede resultar insuficiente en otra. La solución propuesta consiste en conectar la resistencia de amortiguamiento al circuito solo cuando es necesario: un algoritmo barre la frecuencia de portadora del rectificador, detecta cuándo el sistema entra en resonancia mediante análisis de la corriente de línea, estima la impedancia de red y decide si conectar o no R_f mediante un interruptor SW1. El sistema está validado a 300 kW.

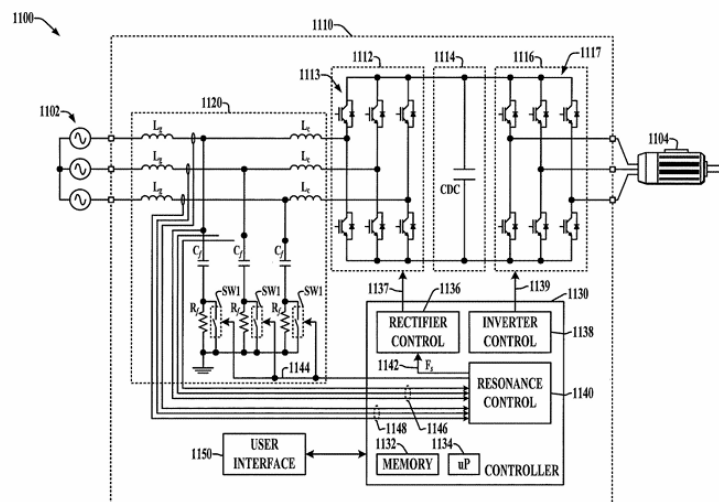


Figura 24. Esquema del sistema con red de amortiguamiento conmutada (SW1) y control de resonancia adaptativo. Fuente: Patel y Wei (2017).

Se incluye como contraste técnico porque confirma, desde la industria, que el hardware de amortiguamiento pasivo sigue siendo necesario incluso disponiendo de un control activo sofisticado. La lógica adaptativa tiene sentido a 300 kW, donde las pérdidas en R_f a frecuencia fundamental son apreciables y justifican el coste del interruptor y el algoritmo. A 20 kW esas pérdidas son despreciables, y añadir un interruptor controlado y un

⁶⁴ Patel, Y. P.; Wei, L., (2017), US9819255.

estimador de impedancia complica el diseño sin ningún beneficio práctico. El proyecto de la UIUC adopta amortiguamiento pasivo fijo, solución más simple y suficiente para la escala del sistema.

2.8.4 ADAPTACIÓN DINÁMICA DEL CONTROL EN SISTEMAS DE GENERACIÓN CONECTADOS A RED

Esta patente⁶⁵ describe un inversor trifásico de puente completo conectado a red de 20 kW con un filtro LC y R_d en paralelo con el condensador, configuración R4, y un método de control que detecta en tiempo real el estado de la red y conmuta entre tres modos de operación según la impedancia detectada. Los parámetros hardware son: $V_{dc} = 770$ V, $L_f = 0,9$ mH, $C_f = 11,6$ μ F, $R_d = 0,3$ Ω .

Es la patente más cercana a lo buscado en el proyecto en dos aspectos: misma escala de potencia y mismo esquema de amortiguamiento R4. La diferencia clave es la ausencia de L_2 , ya que la impedancia de red Z_g actúa como segundo elemento inductivo, pero al no ser un componente de diseño su valor varía con el punto de conexión. Eso es precisamente lo que obliga a implementar el control de conmutación que la patente propone. Sin L_2 , el filtro no puede garantizar la atenuación ni la estabilidad de forma independiente de la red. El presente proyecto incorpora L_2 de forma explícita para desacoplar el inversor de Z_g , lo que elimina esa dependencia y permite un control convencional sin lógica adaptativa. Es una decisión de diseño deliberada que añade un componente, pero a cambio simplifica considerablemente el control y garantiza el cumplimiento de la norma⁶⁶ con independencia de las condiciones del PCC de la UIUC.

2.8.5 CONCLUSIONES DE LA REVISIÓN DE PATENTES

La revisión de las patentes muestra que, a pesar de haber mucha literatura publicada, no existe un número elevado de patentes relacionadas con los filtros LCL que únicamente

⁶⁵ Hefei University of Technology, (2024), US12149184.

⁶⁶ IEEE Power and Energy Society. *IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources. IEEE Std 1547-2018* (2018).

usan filtrado pasivo. En cambio, estas se centran en sistemas de control, lazos adaptativos y amortiguamiento activo. En cuanto a las patentes encontradas se distinguen dos grupos: el arte anterior estricto⁶⁷, que resuelve el *damping* pasivo integrando elementos inductivos y resistivos en un mismo componente magnético y así reducir el espacio; y las patentes de contraste⁶⁸, que cambian la estructura del filtro LCL en su esencia a través de un amortiguamiento dinámico o sustituyen elementos del filtro por la propia impedancia de red, haciendo que el comportamiento dependa de las condiciones del PCC. Si bien estas últimas patentes de contraste son eficaces, la complejidad que suman al diseño y a la fabricación del filtro no compensa el aumento de eficacia obtenido. El presente proyecto pretende hacer exactamente lo contrario a estas cuatro patentes: utilizar componentes discretos comerciales, un sistema de amortiguamiento fijo y control convencional; por lo que se puede concluir que, a 20 kW y en un contexto de laboratorio, esa combinación no tiene un referente directo en el estado del arte patentado.

2.9 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

Una vez analizadas todas las topologías y posibles configuraciones se llega a las siguientes conclusiones. La topología del filtro L, a pesar de ser simple, requiere una bobina excesivamente grande, lo que incurre en demasiadas pérdidas, una gran cantidad de espacio requerido y un gran peso. Además, solo es capaz de reducir los armónicos con una pendiente de -20 dB/dec. En cuanto al filtro LC, este mejora la pendiente a cambio de añadir más complejidad. El problema de este es que sin L_2 la dinámica del inversor queda acoplada a la impedancia de red, y en el PCC de la UIUC, eso compromete la estabilidad del lazo de corriente. Para solucionar este problema, el filtro LCL se presenta como la alternativa más adecuada para los requisitos del sistema. La inductancia L_2 resuelve el problema de la conexión directa del filtro con la red, desacoplando el inversor de Z_g y permitiendo un

⁶⁷ Patel, Y. P.; Wei, L., (2017), US9800134; Jez, R.; Miskiewicz, M., (2023), US11658561.

⁶⁸ Patel, Y. P.; Wei, L., (2017), US9819255; Hefei University of Technology, (2024), US12149184.

control convencional sin lógica adaptativa. Adicionalmente este tipo de filtrado, a pesar de requerir *damping*, es capaz de conseguir una pendiente de -60 dB/dec, mucho más efectiva que las anteriores. En cuanto a las opciones del *damping* pasivo que requiere el LCL, se puede ver que las opciones que más sentido tienen debido a su eficacia son R3, R4 y R5. Aunque R5 en teoría parece ser la óptima, la literatura a veces justifica la configuración R3 y R4. Qué opción se utilizará finalmente se verificará en posteriores capítulos a través de simulación. Aun así, como se ha visto en ambas topologías, la pendiente que estas generan permite cumplir⁶⁹ el límite $\text{THDi} < 5\%$ con inductancias significativamente menores que las del filtro L o LC, lo que se traduce en un diseño más compacto y con menores pérdidas en el cobre⁷⁰.

Después de analizar las patentes relativas a los filtros LCL se puede concluir que actualmente no existe una solución que se adapte a lo que la UIUC demanda. Las patentes analizadas se centran en estrategias de control adaptativo o en la integración física de componentes magnéticos, soluciones que incrementan la complejidad o dificultan la fabricación del prototipo. Actualmente, las patentes de los filtros utilizan sistemas de filtración activa, que requieren una alta complejidad y una gran cantidad de recursos. Los filtros que no usan este tipo de soluciones y están patentados adoptan soluciones en las que se intenta reducir el tamaño del filtro a través de la fusión de componentes. Estas topologías son útiles cuando se pretende masificar la fabricación de filtros, pero en el caso de este proyecto, se pretende una solución más simple que se puede ejecutar en un laboratorio universitario.

Por último, se estudiará la conveniencia de incorporar un filtro activo de EMI⁷¹ de modo común para el rango de 150 kHz a 30 MHz. Este dispositivo podría complementar al filtro LCL al reducir el ruido de alta frecuencia generado por la conmutación de los MOSFETs sin introducir una complejidad significativa ni un coste elevado. No obstante, su

⁶⁹ IEEE Power and Energy Society. *IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources*. IEEE Std 1547-2018 (2018).

⁷⁰ Zhang, Y.; Song, C.; Wang, T.; Wang, K. (2025).

⁷¹ Texas Instruments, *TPSF12C3-Q1 Automotive Active EMI Filter*, hoja de datos técnica (2024).

necesidad real deberá evaluarse mediante simulación y análisis posteriores. El diseño y la validación de esta solución se desarrollan en el Capítulo 5.

Capítulo 3. FUNDAMENTOS DEL FILTRO LCL

En este capítulo se desarrollan los fundamentos físicos que rigen el filtro. Para ello, se parte del funcionamiento básico de un inversor: cómo genera su tensión de salida y por qué ese proceso introduce armónicos que no pueden inyectarse directamente en la red. Una vez establecido el problema que se pretende resolver, se analiza el filtro LCL como solución: por qué amortigua mejor que una simple inductancia, cómo se reparte la corriente entre sus ramas y qué ocurre en su interior a medida que la frecuencia sube. También se aborda su principal punto débil, la resonancia, que sin tratamiento convierte el filtro en un elemento potencialmente inestable. El capítulo cierra con las distintas formas de neutralizarla mediante amortiguamiento pasivo, comparando varias configuraciones según dónde se introducen distintos componentes, con sus ventajas y sus contrapartidas.

3.1 EL CONVERTIDOR REDUCTOR COMO BASE DEL CONTROL POR CONMUTACIÓN

Antes de abordar el inversor y por qué este requiere un filtro, es necesario detenerse en el convertidor reductor o *buck*. Este constituye la forma más elemental de conmutación y es la base de lo que constituye el funcionamiento de un inversor. El convertidor reductor permite entender tres ideas fundamentales que reaparecerán continuamente a lo largo del capítulo. En primer lugar, que la salida se controla modificando el tiempo durante el cual conduce el interruptor. En segundo lugar, que la señal obtenida mediante conmutación contiene tanto una componente útil como armónicos asociados a la frecuencia de conmutación. Por último, que es necesario un filtro paso bajo para separar ambas contribuciones⁷².

⁷² Mohan et al. (2003).

El convertidor está formado por un interruptor controlado, un diodo de libre circulación y un filtro de salida L - C , dispuesto entre una fuente de continua de tensión V_{dc} y la carga. El interruptor se activa mediante una señal periódica de periodo T_{sw} , definida por el ciclo de trabajo D , que expresa la fracción del periodo durante la cual el interruptor permanece cerrado⁷³. Mientras conduce, la fuente queda conectada a la entrada del filtro y la tensión conmutada vale V_{dc} ; cuando se abre, el diodo garantiza la continuidad de la corriente por la inductancia y la tensión conmutada cae a cero. A la entrada del filtro aparece, por tanto, una onda rectangular que alterna entre V_{dc} y cero, cuyo valor medio es proporcional al ciclo de trabajo.

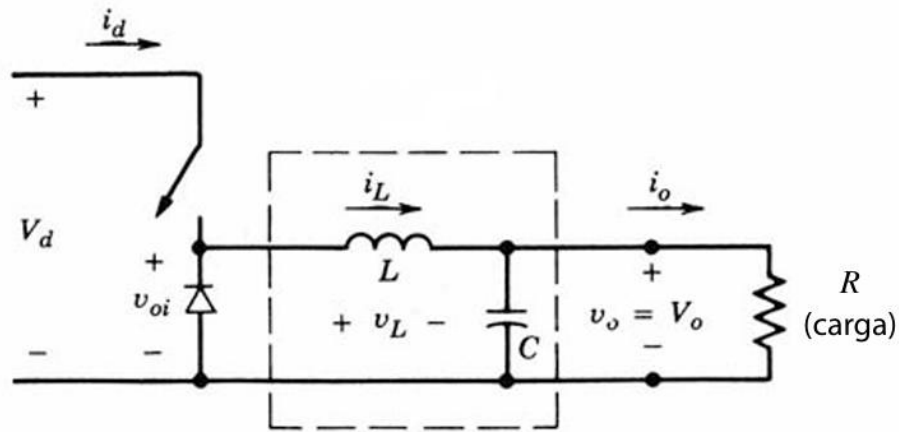


Figura 25. Esquema del convertidor reductor: Fuente: Adaptado de Mohan et al. (2003).

El valor medio de la tensión conmutada se obtiene integrando la onda rectangular sobre un periodo de conmutación, lo que conduce a la relación característica del convertidor reductor⁷⁴:

$$V_o = D V_{dc}, \quad 0 \leq D \leq 1 \quad [12]$$

⁷³ Mohan et al. (2003).

⁷⁴ Mohan et al. (2003).

La ecuación [12] recoge la idea esencial del control por conmutación: variando un único parámetro temporal, el ciclo de trabajo, se regula de forma continua el valor medio de la salida. Además, si se asume que los interruptores actúan idealmente sin pérdidas, se consigue la modificación del valor medio de la salida sin el uso de elementos disipativos⁷⁵. Esta razón es la principal causa de que en electrónica de potencia se dejase de utilizar la regulación lineal, y constituye también el principio que permite al inversor sintetizar una tensión alterna de amplitud controlable a partir de un bus de continua.

Junto al valor medio, la onda conmutada arrastra un rizado superpuesto cuya frecuencia fundamental coincide con la de conmutación. La función del filtro L-C de salida es precisamente separar ambas contribuciones⁷⁶: la inductancia limita la pendiente de la corriente y presenta una impedancia creciente con la frecuencia, mientras que el condensador ofrece a las componentes de alta frecuencia un camino de baja impedancia hacia el neutro. Este conjunto actúa como un sistema de segundo orden con una frecuencia de corte muy inferior a la de conmutación. Mediante el filtro paso bajo se consigue que la componente media atraviese el filtro prácticamente sin atenuación mientras el rizado queda fuertemente suprimido⁷⁷. Vale la pena tener en cuenta este esquema (fuente conmutada seguida de un filtro paso bajo que discrimina entre la componente útil y el rizado), ya que supone el principio fundamental de lo que será el inversor trifásico conectado a la red. A diferencia de la simplicidad del convertidor reductor, el inversor, mediante un sistema de control, intentará replicar la forma de una onda senoidal de igual frecuencia fundamental a la de la red eléctrica.

⁷⁵ Holmes & Lipo (2003)

⁷⁶ Mohan et al. (2003).

⁷⁷ Holmes & Lipo (2003)

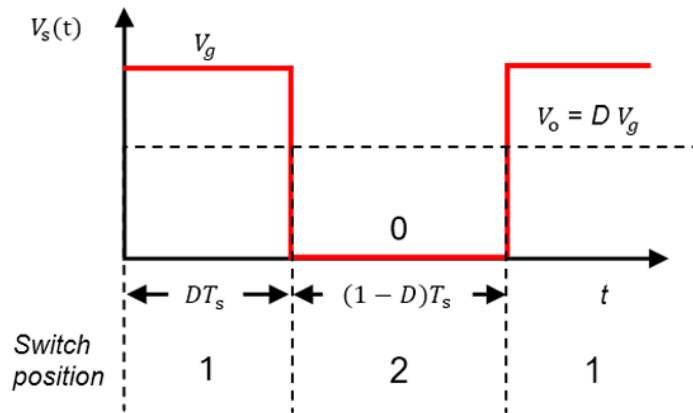


Figura 26. Tensión conmutada de salida del convertidor buck. Fuente: Nwachukwu (2024).

3.2 OPERACIÓN DEL INVERSOR: MODULACIÓN POR COMPARACIÓN SENOIDAL

El inversor que conecta la turbina a la red es un convertidor de fuente de tensión (voltage-source inverter, VSI) trifásico en puente completo: tres ramas, cada una con dos interruptores controlados y sus diodos en antiparalelo, alimentadas desde un bus de continua de tensión V_{dc} . Cada rama funciona como una célula de conmutación análoga a la del *buck*, conecta el terminal de fase al borne positivo o negativo del bus de forma alternada, de modo que la tensión de fase respecto al punto medio es una onda de dos niveles cuyo valor medio se gobierna a través del ciclo de trabajo⁷⁸. La diferencia respecto al convertidor reductor es que en este caso el objetivo no es mantener un valor de la tensión media estable en el tiempo, sino intentar replicar una senoidal con una frecuencia igual a la de la red. Este fenómeno obliga al inversor a modular el valor del ciclo de trabajo a lo largo de todo el periodo fundamental en el que trabaja el inversor.

⁷⁸ Reznik, A., et al. (2012).

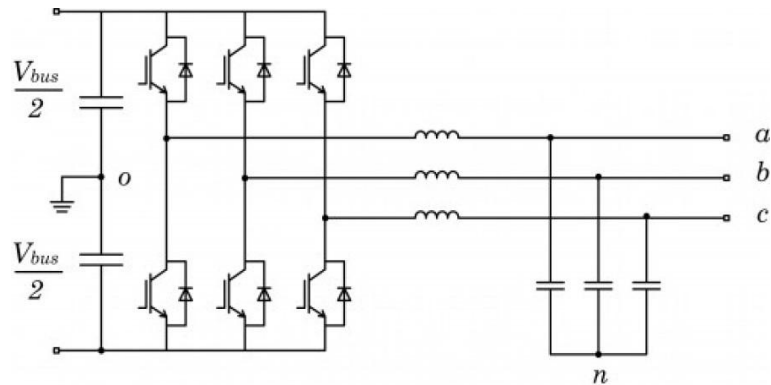


Figura 27. Inversor trifásico conectado a un filtro LC. Fuente: Marc Lloch y Daniel Montesinos (2015).

La técnica habitual para conseguirlo es la modulación por anchura de pulsos senoidal (SPWM). Para cada fase, se compara una onda senoidal de referencia a frecuencia de red, la moduladora, con una onda triangular de frecuencia muy superior, la portadora. Esta comparación es la que dictaminará el estado de los interruptores y sus periodos de trabajo⁷⁹. Cuando la moduladora supera a la portadora conduce el interruptor superior y la fase queda unida al borne positivo; en caso contrario, conduce el inferior. El resultado de este proceso es que la anchura de cada pulso varía en función de la amplitud en el que la senoidal esté en ese momento, de manera que el valor medio de la tensión de conmutación es capaz de reproducir de manera precisa la forma de la senoidal de la red⁸⁰.

El comportamiento de la modulación queda caracterizado por dos parámetros. El primero es el índice de modulación de amplitud m_a , que se define como el cociente entre la amplitud de la moduladora y la de la portadora. Esta magnitud fija la amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida: en la región lineal ($m_a \leq 1$), dicha amplitud crece proporcionalmente a m_a . El segundo parámetro es el índice de modulación de

⁷⁹ Reznik, A., et al. (2012).

⁸⁰ Holmes, D.G. y Lipo, T.A. (2003)

frecuencia m_f , que relaciona la frecuencia de la portadora y la de la red. Este, en cambio, determina en qué frecuencia se concentran los armónicos de conmutación⁸¹.

$$m_a = \hat{A}_r / \hat{A}_c, \quad m_f = f_{sw} / f_l \quad [13]$$

La principal limitación de este proceso es que el inversor no reproduce una senoidal perfecta. La conmutación de los transistores (interruptores) provocan pequeñas variaciones de alta frecuencia en la tensión que dan forma al rizado. Esto supone un grave problema debido a que, si este ruido en la tensión es inyectado en la red, puede provocar un incremento en las pérdidas y generar inestabilidad en los equipos conectados.

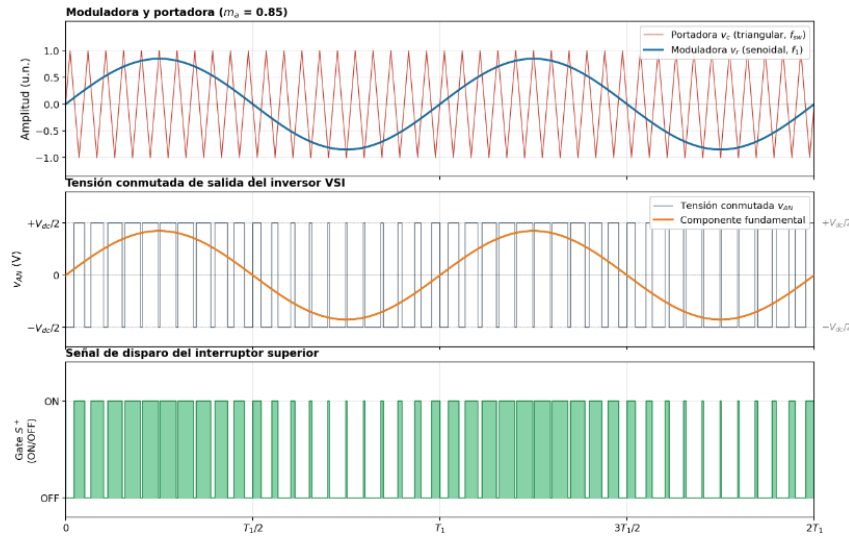


Figura 28. Principio de la modulación SPWM: comparación de moduladora senoidal (60 Hz) con portadora triangular (f_{sw}). Fuente: Elaboración propia (2026).

Estos armónicos no se distribuyen de forma continua, sino que se agrupan en bandas centradas en la frecuencia de conmutación y sus múltiplos, es decir, en torno a m_f , $2m_f$, $3m_f$ veces la frecuencia fundamental, con bandas laterales asociadas⁸². Esta concentración de los armónicos de alta frecuencia es precisamente la propiedad que hace viable el filtrado pasivo.

⁸¹ Holmes, D.G. y Lipo, T.A. (2003)

⁸² Reznik, A., et al. (2012).

Cuanto mayor es la frecuencia de conmutación, más alejados quedan los armónicos de la fundamental y más fácilmente pueden atenuarse con elementos reactivos de menor tamaño. Por otro lado, la elección de m_f entero e impar permite además que el desarrollo en serie de la tensión de salida contenga únicamente armónicos impares y carezca de componente continua, lo que mejora el aprovechamiento del bus y simplifica el filtrado⁸³.

La operación con $m_a > 1$ conduce a la región de sobre modulación, en la que la amplitud del fundamental deja de crecer linealmente con el índice y reaparecen armónicos de bajo orden, más difíciles de filtrar. Por ello, en aplicaciones conectadas a red que exigen baja distorsión, la operación se restringe a la región lineal⁸⁴. Esta diferenciación entre regiones influenciadas por m_a resulta muy útil a nivel práctico. Al situar la frecuencia de conmutación como variable de diseño, se puede determinar simultáneamente la ubicación de los armónicos a filtrar y el nivel de pérdidas que se producirá al conmutar los transistores. Este equilibrio de elementos opuestos: el diseño del filtro para la reducción de armónicos a altas frecuencias y el diseño de la frecuencia de conmutación para reducir las pérdidas en el inversor, es uno de los principales problemas a la hora de diseñar el conjunto. Este problema se aborda en detalle más adelante en el capítulo.

La conmutación de los transistores del inversor no genera una senoidal pura, sino una señal con un rizado de alta frecuencia superpuesto a la componente fundamental. La onda conmutada que produce el VSI, ilustrada en la Figura 29. *Corriente de fase a la salida del inversor VSI antes del filtrado*. Fuente: *Elaboración propia (2026)*. es, en definitiva, la señal de entrada del filtro que se analiza en el resto del capítulo.

⁸³ Holmes, D.G. y Lipo, T.A. (2003)

⁸⁴ Reznik, A., et al. (2012).

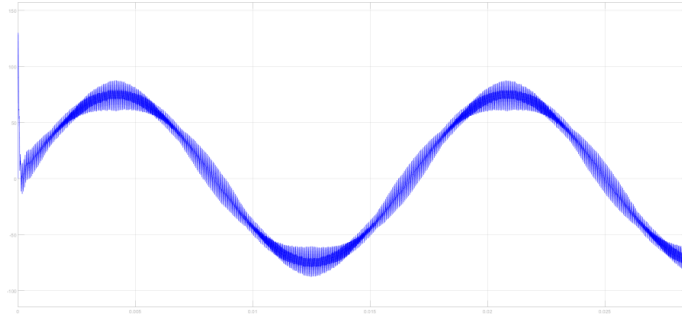


Figura 29. Corriente de fase a la salida del inversor VSI antes del filtrado. Fuente: Elaboración propia (2026).

3.3 EL FILTRO LCL

El filtro LCL es una red pasiva de tercer orden con estructura en «T» compuesta por una inductancia del lado del inversor L_1 (también llamada L_i en la literatura), un condensador C en derivación y una inductancia del lado de la red L_2 (L_g). L_1 se sitúa entre el puente del inversor y el nodo del condensador; L_2 , entre ese nodo y la red⁸⁵. Esta disposición permite una atenuación de armónicos muy superior a la de un filtro de primer orden con valores de inductancia y capacidad considerablemente menores⁸⁶.

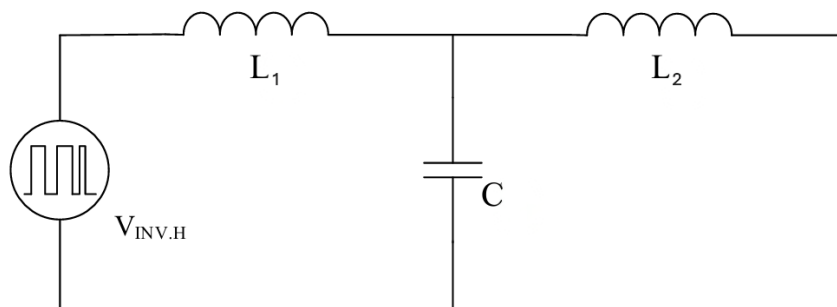


Figura 30. Monofásico equivalente del filtro LCL. Fuente: Adaptado de Ahn et al. (2015).

⁸⁵ Ahn, H.-M., et al. (2015); Jayalath, S. y Hanif, M. (2017).

⁸⁶ Ahn, H.-M., et al. (2015); Zhang, Y., et al. (2025).

3.3.1 COMPORTAMIENTO FÍSICO DE CADA COMPONENTE

"El funcionamiento del filtro se apoya en las dos ecuaciones que gobiernan sus elementos reactivos. En una inductancia, la tensión es proporcional a la derivada de la corriente [14], y en un condensador, la corriente es proporcional a la derivada de la tensión, [15].

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad [14]$$

$$i_C = C \frac{dV_C}{dt} \quad [15]$$

De ambas relaciones se deduce que la impedancia de una bobina crece con la frecuencia mientras que la de un condensador se hace menor. Ese contraste es precisamente lo que permite al filtro repartir las corrientes y tensiones según su frecuencia.

L_1 es el primer elemento que ve la tensión conmutada del puente. Como esa tensión salta bruscamente entre niveles, la relación de [14] impone que la pendiente de la corriente sea finita e inversamente proporcional a L_1 : cuanto mayor es la inductancia, más suave es la variación de corriente y menor el rizado de alta frecuencia que inyecta el inversor⁸⁷. El valor de L_1 se obtiene a partir del rizado de corriente máximo admisible. En el caso de modulación PWM, el rizado de pico depende de la tensión del bus de continua, la frecuencia de conmutación y la propia inductancia según⁸⁸:

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{dc}}{k_{\Delta} f_{sw} L_1} \Rightarrow L_1 = \frac{V_{dc}}{k_{\Delta} f_{sw} \Delta i_{L1}} \quad [16]$$

La expresión [16] muestra que el rizado disminuye al aumentar L_1 o f_{sw} , y aumenta con la tensión de bus V_{dc} . El factor numérico depende de la definición de rizado, por lo que se expresa de forma general mediante un coeficiente k_{Δ} con valor en torno a 8 para el rizado

⁸⁷ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017); Mohan, N., et al. (2003).

⁸⁸ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017).

en modulación senoidal trifásica, fijando así un valor de la corriente entre 15 % y el 25 % de la corriente nominal de pico inicial⁸⁹.

El condensador C , conectado en derivación, ofrece a los armónicos de alta frecuencia un camino de baja impedancia hacia el neutro, desviándolos antes de que alcancen la red⁹⁰. Conforme a [15], su impedancia decrece con la frecuencia, de modo que a la frecuencia de conmutación absorbe la mayor parte de la corriente armónica, mientras que a la frecuencia fundamental presenta una impedancia elevada y apenas la deriva. El valor del condensador está limitado por la potencia reactiva que genera a frecuencia fundamental, que reduce el factor de potencia del inversor; por ello se acota a un pequeño porcentaje de la potencia nominal⁹¹, típicamente no superior al 5 %:

$$C \leq \frac{\alpha * P_n}{\omega_g * V_n^2} \quad [17]$$

siendo α la fracción máxima de reactiva admisible, P_n la potencia nominal, V_n la tensión nominal y ω_g la pulsación de red⁹².

La inductancia del lado de la red L_2 completa la red en «T» y desempeña un papel doble⁹³. Por un lado, forma junto al condensador una segunda celda de filtrado que añade una pendiente adicional de atenuación; por otro, proporciona un camino de alta impedancia entre el condensador y la red para las frecuencias de conmutación, mejorando el desacoplo respecto a la impedancia de red. Su valor se fija como una fracción del de L_1 mediante el cociente de inductancias⁹⁴:

$$\mu = \frac{L_2}{L_1} \quad [18]$$

⁸⁹ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017).

⁹⁰ Peña-Alzola, R., et al. (2013); Channegowda, P. y John, V. (2010).

⁹¹ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017); Channegowda, P. y John, V. (2010); Mohan, N., et al. (2003).

⁹² Channegowda, P. y John, V. (2010); Mohan, N., et al. (2003).

⁹³ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017); Peña-Alzola, R., et al. (2013).

⁹⁴ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017).

cuyo valor óptimo⁹⁵ es $\mu = 1$. Este valor minimiza el producto inductancia-capacidad total y, con ello, el tamaño de los componentes, la energía almacenada y la reactiva. En la práctica se admiten cocientes entre 2 y 0.3, ya que valores fuera de este intervalo desplazan la frecuencia de resonancia y degradan el reparto óptimo.

3.3.2 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA Y REPARTO DE LAS CORRIENTES

Para analizar el comportamiento en frecuencia se considera la red como una fuente de tensión ideal, capaz de absorber todos los armónicos, y se desprecian las pérdidas en elementos que no son puramente resistivos⁹⁶. Con estas condiciones, la función de transferencia que relaciona la corriente inyectada a la red con la tensión del inversor es la siguiente⁹⁷:

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_g(s)}{U_{inv}(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad [19]$$

El reparto de la corriente entre las tres ramas se describe mediante dos funciones auxiliares. La corriente del lado del inversor respecto a su tensión es⁹⁸:

$$\frac{I_i(s)}{U_{inv}(s)} = \frac{L_2 C s^2 + 1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad [20]$$

y la relación entre la corriente de red y la del lado del inversor resulta⁹⁹:

$$\frac{I_g(s)}{I_i(s)} = \frac{1}{L_2 C s^2 + 1} \quad [21]$$

La ecuación [21] es la que revela físicamente el mecanismo de la segunda zona de filtrado. A baja frecuencia el denominador tiende a la unidad y ambas corrientes coinciden: L_2 y C no intervienen, de modo que la fundamental atraviesa el filtro sin atenuación. A alta

⁹⁵ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017); Channegowda, P. y John, V. (2010).

⁹⁶ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017).

⁹⁷ Ahn, H.-M., et al. (2015); Jayalath, S. y Hanif, M. (2017).

⁹⁸ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017).

⁹⁹ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017).

frecuencia, en cambio, el denominador crece con el cuadrado de la frecuencia, de manera que la corriente¹⁰⁰ que alcanza la red i_g es muy inferior a la presente en el lado del inversor i_i . Físicamente, la corriente armónica que llega al nudo del condensador encuentra dos caminos: la baja impedancia de C y la elevada impedancia de L_2 . La corriente se reparte en proporción inversa a las impedancias, de modo que la prácticamente la totalidad de los armónicos circula por el condensador y solo una fracción mínima continúa hacia la red¹⁰¹. La corriente que circula por el condensador es la componente resonante y armónica de alta frecuencia, con una contribución mínima de fundamental y de conmutación¹⁰².

La presencia de tres polos en la ecuación [19] provoca que se dé una pendiente de -60 dB/dec por encima de la frecuencia de resonancia, frente a los -20 dB/dec de un filtro de primer orden¹⁰³, como se puede ver en la *Figura 31. Respuesta en frecuencia de los filtros L y LCL*. Fuente: Zhang et al. (2025). Figura 31. Esta atenuación aumentada implica que, para una misma inductancia total $L_T = L_1 + L_2$, el filtro LCL ofrece del orden de 40 dB adicionales de atenuación a la frecuencia de conmutación respecto al filtro L, lo que permite reducir drásticamente el tamaño de los componentes para los mismos requisitos de distorsión¹⁰⁴.

¹⁰⁰ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017).

¹⁰¹ Peña-Alzola, R., et al. (2013); Channegowda, P. y John, V. (2010).

¹⁰² Ahn, H.-M., et al. (2015).

¹⁰³ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017); Peña-Alzola, R., et al. (2013).

¹⁰⁴ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017); Peña-Alzola, R., et al. (2013).

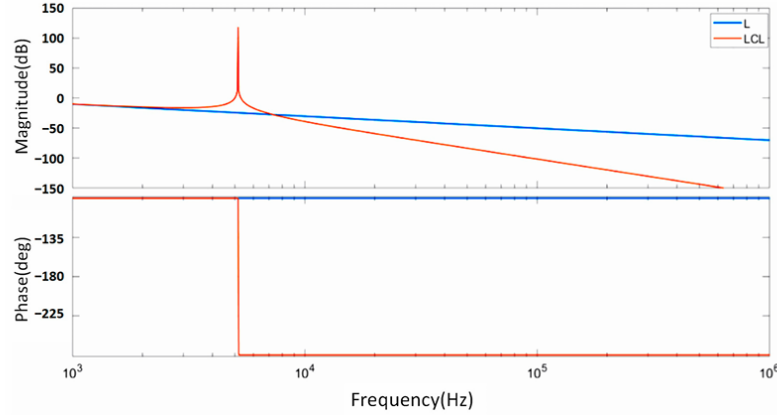


Figura 31. Respuesta en frecuencia de los filtros L y LCL . Fuente: Zhang et al. (2025).

El grado de atenuación a la frecuencia de conmutación queda determinado por la inductancia total y por la posición relativa de la resonancia. El cociente entre la corriente de red y la tensión del inversor¹⁰⁵ en f_{sw} se expresa como:

$$\left| \frac{I_g}{U_{inv}} \right| (s) = \frac{1}{\omega_{sw} (L_1 + L_2)(k^2 - 1)} \quad ; \quad k = \frac{f_{sw}}{f_{res}} > 1 \quad [22]$$

donde $k = f_{sw}/f_{res}$ es el cociente entre la frecuencia de conmutación y la de resonancia. La ecuación [22] muestra que la atenuación mejora al aumentar la inductancia total o el cociente k . Es necesario mencionar que este último cociente está acotado por las consideraciones de estabilidad¹⁰⁶ y de tamaño que se discuten a en los siguientes apartados.

¹⁰⁵ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017).

¹⁰⁶ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017).

3.4 FRECUENCIA DE RESONANCIA Y ORIGEN FÍSICO DE LA INESTABILIDAD

La frecuencia de resonancia del filtro LCL se obtiene de los polos de la ecuación [19]. El denominador se anula en la pulsación¹⁰⁷:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{(L_1 + L_2)}{L_1 L_2 C}} \quad [23]$$

Este valor corresponde físicamente a la frecuencia natural del circuito formado¹⁰⁸ por el paralelo de L_1 y L_2 en serie con C . La resonancia surge del intercambio periódico de energía entre los dos elementos reactivos del filtro: la energía almacenada en el campo magnético de las bobinas, [24], se transfiere al campo eléctrico del condensador, [25], y viceversa.

$$E_L = \frac{1}{2} L i^2 \quad [24]$$

$$E_C = \frac{1}{2} C v^2 \quad [25]$$

Sin elementos disipativos, no hay nada que frene ese intercambio de energía, y una vez excitado, el sistema oscila indefinidamente a su frecuencia natural. En términos de la función de transferencia, esto se traduce en un par de polos imaginarios puros:

$$s = \pm j \omega_{res} \quad [26]$$

Al situarse los polos exactamente sobre el eje imaginario, el factor de calidad es infinito: la magnitud de la respuesta diverge en f_{res} y la fase sufre un salto brusco de 180° , lo que lleva

¹⁰⁷ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017); Peña-Alzola, R., et al. (2013).

¹⁰⁸ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017).

el margen de fase a cero¹⁰⁹. Desde el punto de vista del control, ese salto equivale a un cruce de fase que desplaza un par de polos de lazo cerrado al semiplano derecho, desestabilizando el inversor¹¹⁰. En una red rígida, de baja impedancia, la oscilación apenas encuentra amortiguamiento natural y una vez excitada se mantiene indefinidamente¹¹¹. Por todo ello, el filtro LCL sin amortiguar no es directamente utilizable, lo que hace imprescindible introducir algún mecanismo que disipe esa energía¹¹².

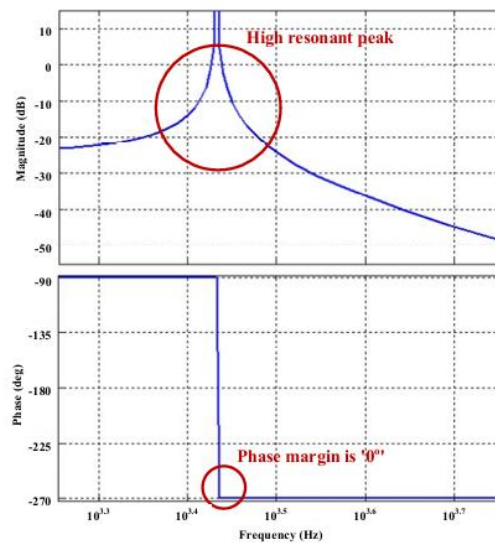


Figura 32. Respuesta del filtro LCL sin amortiguamiento. Fuente: Ahn et al. (2015).

3.5 FUNDAMENTO FÍSICO DEL AMORTIGUAMIENTO PASIVO

La supresión del pico de resonancia puede lograrse por dos vías. La primera es el amortiguamiento activo, que consiste en modificar el control para simular el efecto de una resistencia en el circuito. Mediante este proceso, se inyectan corrientes en oposición de fase

¹⁰⁹ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017); Channegowda, P. y John, V. (2010).

¹¹⁰ Channegowda, P. y John, V. (2010).

¹¹¹ Ahn, H.-M., et al. (2015); Peña-Alzola, R., et al. (2013).

¹¹² Jayalath, S. y Hanif, M. (2017); Channegowda, P. y John, V. (2010).

que cancelan las ya existentes. En cuanto al análisis de los polos, esta forma de supresión desplaza los polos al semiplano izquierdo sin disipar energía, aunque a costa de mayor complejidad en el controlador y, en ocasiones, de sensores adicionales¹¹³. En cuanto al amortiguamiento pasivo, este consiste en introducir resistencias físicas que disipan directamente la energía de la oscilación. Es más simple y robusto, especialmente en redes rígidas, aunque introduce pérdidas en el circuito¹¹⁴.

El principio físico común a todas las variantes pasivas consiste en añadir ceros a la función de transferencia y desplazar los polos resonantes hacia el semiplano izquierdo. Con ello se reduce el factor de calidad en torno a f_{res} sin alterar sustancialmente la respuesta en el resto de las bandas¹¹⁵. Según la posición del elemento resistivo respecto a las inductancias y al condensador se distinguen cuatro configuraciones elementales: resistencia en serie con L_2 , en paralelo con L_2 , en serie con C y en paralelo con C ; que ya han sido mencionadas anteriormente como R1 a R4. Aunque existen configuraciones que sitúan la resistencia de amortiguamiento sobre L_2 , la mayoría de los trabajos recientes centran el análisis en las variantes asociadas a la rama capacitiva, debido a que ofrecen un mejor equilibrio entre amortiguamiento, pérdidas y capacidad de filtrado. Por este motivo, el estudio posterior se centrará en las configuraciones R3, R4 y R5.

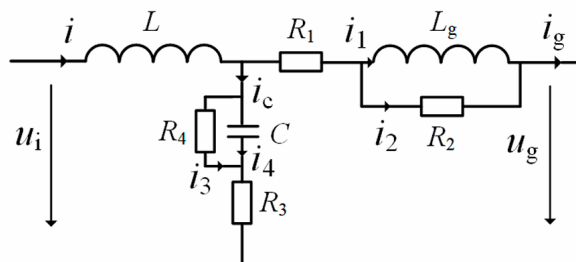


Figura 33. Esquema monofásico del filtro LCL con las cuatro posiciones de la resistencia de amortiguamiento (R1–R4). Fuente: Zhang et al. (2025).

¹¹³ Peña-Alzola, R., et al. (2013); Channegowda, P. y John, V. (2010).

¹¹⁴ Ahn, H.-M., et al. (2015); Peña-Alzola, R., et al. (2013); Mohan, N., et al. (2003).

¹¹⁵ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017).

3.5.1 R3: RESISTENCIA EN SERIE CON EL CONDENSADOR

La primera configuración relevante conecta una resistencia R_3 en serie con el condensador. En torno a f_{res} , donde la impedancia de C se reduce, la corriente de resonancia circula por la rama y R_3 la disipa. A frecuencia fundamental, en cambio, la elevada impedancia de C limita la corriente por la rama, de modo que las pérdidas a baja frecuencia son reducidas y la ganancia del filtro permanece prácticamente inalterada¹¹⁶. Puesto que la tensión en la rama es la suma de la caída resistiva y la capacitiva, como se puede ver en la ecuación [27], la componente resistiva introduce en la función de transferencia un cero¹¹⁷.

$$v = R_3 i + \frac{1}{C} \int i \, dt \quad [27]$$

Aplicando el análisis de divisor de corriente al circuito de R3 de la Figura 10, la función de transferencia resulta:

$$G_{R3} = \frac{I_g(s)}{V_i(s)} = \frac{1 + R_3 C s}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) R_3 C s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad [28]$$

El cero está situado en la frecuencia:

$$\omega_z = \frac{1}{R_3 C} \Rightarrow s = -\frac{1}{R_3 C} \quad [29]$$

Este cero desplaza los polos hacia el semiplano izquierdo y aporta margen de fase positivo¹¹⁸. El valor de la resistencia que equilibra amortiguamiento y disipación se fija habitualmente en un tercio de la reactancia capacitiva en resonancia¹¹⁹:

$$R_3 = \frac{1}{3\omega_3 C} \quad [30]$$

¹¹⁶ Peña-Alzola, R., et al. (2013); Channegowda, P. y John, V. (2010).

¹¹⁷ Ahn, H.-M., et al. (2015); Mohan, N., et al. (2003).

¹¹⁸ Ahn, H.-M., et al. (2015).

¹¹⁹ Ahn, H.-M., et al. (2015); Mohan, N., et al. (2003).

El inconveniente de esta configuración es que valores elevados de R_3 limitan la corriente que la rama capacitiva absorbe en alta frecuencia, penalizando la pendiente¹²⁰ de -60 dB/dec. Existe, por tanto, un compromiso entre la capacidad de amortiguamiento y la atenuación de alta frecuencia en el dimensionado de R_3 .

3.5.2 R4: RESISTENCIA EN PARALELO CON EL CONDENSADOR

La segunda configuración conecta la resistencia R_4 directamente en paralelo con el condensador. La atenuación en baja y en alta frecuencia se mantiene prácticamente inalterada respecto al filtro sin amortiguar. El pico de resonancia se suprime de forma efectiva: cuanto menor es R_4 , mayor es el amortiguamiento¹²¹. Su función de transferencia incorpora el término resistivo en el denominador, que aporta la parte real necesaria para desplazar los polos fuera del eje imaginario [1]

$$G_{R4} = \frac{I_g(s)}{U_{inv}(s)} = \frac{R_4}{L_1 L_2 C R_4 s^3 + L_1 L_2 s^2 + (L_1 + L_2) R_4 s} \quad [31]$$

El problema físico de esta configuración es que el condensador opera a una tensión próxima a la de red, pues la caída en L_2 es pequeña. En consecuencia, un valor reducido de R_4 provoca una corriente permanente por la resistencia y pérdidas por conducción continua apreciables, lo que limita cuánto puede reducirse sin penalizar el rendimiento¹²². Por ello, aunque es bastante eficaz en la supresión del pico, esta variante resulta poco práctica en sistemas de potencia elevada¹²³.

3.5.3 R5: RAMA R-C EN PARALELO CON EL CONDENSADOR

La tercera configuración conecta, en paralelo con el condensador principal, una rama de amortiguamiento formada por una resistencia R_d en serie con un segundo condensador¹²⁴ C_d .

¹²⁰ Peña-Alzola, R., et al. (2013); Channegowda, P. y John, V. (2010).

¹²¹ Peña-Alzola, R., et al. (2013); Channegowda, P. y John, V. (2010).

¹²² Channegowda, P. y John, V. (2010).

¹²³ Channegowda, P. y John, V. (2010).

¹²⁴ Peña-Alzola, R., et al. (2013); Mohan, N., et al. (2003).

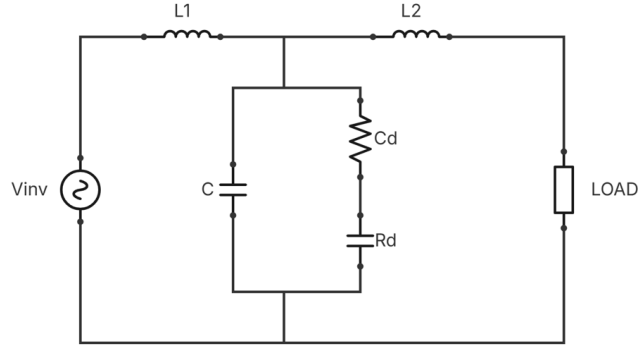


Figura 34. Configuración de amortiguamiento pasivo R5. Fuente: Elaboración propia (2026).

El comportamiento físico se entiende analizando las dos frecuencias características. A frecuencia fundamental la impedancia de C_d es elevada y bloquea la rama, de modo que R_d apenas incurre en pérdidas. Por otro lado, en torno a f_{res} la impedancia de C_d se reduce y la resistencia disipa la energía de la oscilación¹²⁵. El segundo condensador, al añadir un almacén reactivo adicional, eleva el orden del sistema: la función de transferencia es de cuarto orden¹²⁶:

$$G_{R5}(s) = \frac{C_d R_d s + 1}{C_d C L_1 L_2 R_d s^4 + (C_d + C) L_1 L_2 s^3 + C_d R_d (L_1 + L_2) s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad [32]$$

El cero que introduce esta rama sigue la expresión:

$$\omega_z = \frac{1}{R_d C_d} \quad [33]$$

Este cero aporta margen de fase positivo, como en el caso de R_3 , pero sin que la resistencia intervenga en la rama de filtrado principal. Esto evita la penalización de la

¹²⁵ Mohan, N., et al. (2003).

¹²⁶ Mohan, N., et al. (2003).

atenuación en alta frecuencia¹²⁷. El reparto entre ambos condensadores se parametriza mediante el cociente¹²⁸:

$$a_c = \frac{C_d}{C} \quad [34]$$

cuyo valor óptimo, se sitúa en $a_c = 1$, es decir, dos condensadores iguales. Esta elección se justifica por el amortiguamiento que aporta, la sencillez constructiva y la reducción de pérdidas¹²⁹.

El rango admisible de la resistencia de amortiguamiento que asegura margen de fase y atenuación suficientes en resonancia es¹³⁰:

$$\frac{1}{4C_d\omega_{res}} < R_d < \frac{1}{C_d\omega_{res}} \quad [35]$$

El extremo inferior del intervalo prioriza la atenuación de armónicos a costa de mayores pérdidas, mientras que el superior las reduce a costa de un menor amortiguamiento¹³¹. Esta configuración aporta buena atenuación en todas las bandas de frecuencia. Además, no incurre en pérdidas excesivas a frecuencia fundamental y suprime el pico de resonancia¹³², lo que la sitúa como una de las opciones de mayor interés a contrastar en el análisis posterior.

¹²⁷ Peña-Alzola, R., et al. (2013); Mohan, N., et al. (2003).

¹²⁸ Mohan, N., et al. (2003).

¹²⁹ Mohan, N., et al. (2003).

¹³⁰ Peña-Alzola, R., et al. (2013).

¹³¹ Peña-Alzola, R., et al. (2013).

¹³² Peña-Alzola, R., et al. (2013).

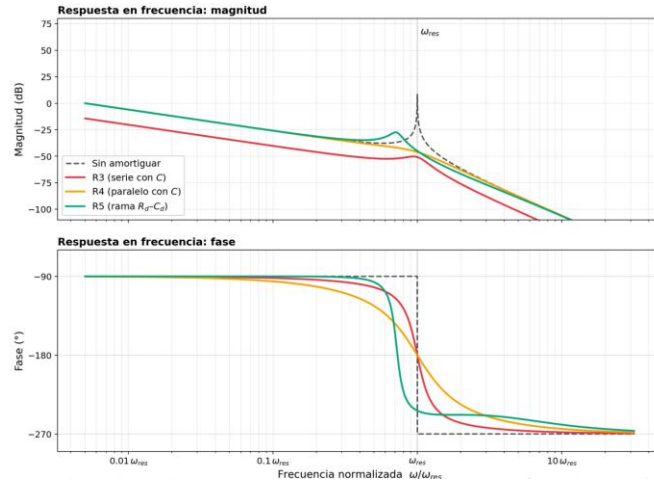


Figura 35. Respuesta en frecuencia del filtro LCL con distintas configuraciones de amortiguamiento pasivo (R3, R4, R5) Fuente: Elaboración (2026).

3.6 PÉRDIDAS EN EL INVERSOR

Hasta ahora el análisis se ha centrado en el filtro y se ha asumido que el inversor era ideal. Sin embargo, los transistores que componen el puente del inversor incurren en pérdidas y su estudio es una parte fundamental de este proyecto. Anteriormente se ha expuesto el funcionamiento físico del convertidor reductor y de un inversor trifásico, pero ahora es conveniente estudiar cómo son las pérdidas y como se materializan.

El convertidor que se conecta a la turbina emplea transistores MOSFET, que usualmente están fabricados con carburo de silicio (SiC). Esta tecnología incurre en menos pérdidas que un dispositivo de silicio ordinario, por lo que la UIUC pretende utilizar este tipo de transistores en el proyecto.

Las pérdidas en cada transistor se descomponen en dos contribuciones distintas. Las de conducción se deben a la circulación de corriente por el canal del dispositivo mientras está cerrado, y las de conmutación, a la energía disipada en cada transición de encendido y apagado. Ambas obedecen a mecanismos físicos diferentes y dependen de variables distintas, por lo que se tratan por separado.

3.6.1 PÉRDIDAS POR CONDUCCIÓN

En un MOSFET la conducción se modela aproximando la característica drenador-surtidor a una resistencia de canal R_{on} . De esta forma se consiguen modelar las pérdidas a un proceso similar al de una resistencia por efecto Joule. Promediando sobre un periodo de red, en el que la corriente es senoidal y el ciclo de trabajo varía según la modulación, la pérdida media de un interruptor responde a la expresión¹³³:

$$P_{cond} = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \cdot \int D(\alpha) \cdot R_{on} \cdot i^2(\alpha) d\alpha \quad [36]$$

donde $D(\alpha) = \frac{1}{2} \cdot (1 + M \cdot \sin \alpha)$ es el ciclo de trabajo de la modulación senoidal, M el índice de modulación e $i(\alpha)$ la corriente de fase.

A través de la ecuación [36] se puede ver que las perdidas dependen de la corriente y de la resistencia de canal, no de la frecuencia de conmutación. Además, es necesario precisar que el MOSFET conduce también en sentido inverso a través de su canal, no sólo por el diodo de cuerpo, lo que reduce la pérdida real de conducción. Los modelos clásicos que proporcionan los fabricantes ignoran esta conducción inversa y, por ello, dan una pérdida mayor que la real. La diferencia es notable a baja carga y se reduce cuando la corriente es alta¹³⁴. Para estimar el orden de magnitud basta con una versión simplificada de [36], suponiendo que cada interruptor conduce durante aproximadamente medio periodo de red.

3.6.2 PÉRDIDAS DE CONMUTACIÓN

La energía disipada en cada conmutación se obtiene de las energías de encendido y apagado (E_{on} , E_{off}) que el fabricante recoge en la hoja de características para unas condiciones de referencia. El cálculo se simplifica representando la corriente alterna mediante una corriente continua equivalente¹³⁵:

¹³³ Acquaviva et al. (2021).

¹³⁴ Acquaviva et al. (2021).

¹³⁵ Acquaviva et al. (2021).

$$I_{DC} = \hat{I} / \pi \quad [37]$$

con la que se evalúan las energías de conmutación. Sumando la conmutación a lo largo del periodo fundamental, la pérdida de un interruptor resulta¹³⁶:

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot (E_{on}(I_{DC}) + E_{off}(I_{DC}) + E_{rr}) \quad [38]$$

donde E_{rr} es la energía de recuperación inversa del diodo. Estas energías están medidas en unas condiciones concretas de ensayo, así que hay que ajustarlas a la tensión y la corriente reales del convertidor. En el caso de la tensión de bus, ese ajuste no es proporcional, sino que sigue una ley de potencia¹³⁷:

$$E_{on/off(V_{DC})} = E_{ref} \cdot \left(\frac{V_{DC}}{V_{ref}} \right)^K \quad [39]$$

con un exponente K en torno a 1,4.

A diferencia de la conducción, la ecuación [38] muestra que la pérdida de conmutación crece de forma lineal con la frecuencia de conmutación. Esta dependencia es la que origina, junto con las pérdidas del filtro, un compromiso en la elección de f_{sw} que se aborda en el siguiente apartado.

3.7 PÉRDIDAS EN EL AMORTIGUAMIENTO PASIVO

La estimación de las pérdidas disipadas es necesaria para valorar el compromiso entre el amortiguamiento pasivo y el activo¹³⁸. Estas pérdidas se descomponen en una contribución a frecuencia fundamental y otra a frecuencia de conmutación. Para la rama R-C, la componente fundamental se expresa¹³⁹ como:

¹³⁶ Acquaviva et al. (2021).

¹³⁷ Acquaviva et al. (2021).

¹³⁸ Mohan, N., et al. (2003).

¹³⁹ Mohan, N., et al. (2003).

$$P_{d,l} \propto R_d (\omega_g C_d V_c)^2 \quad [40]$$

y resulta pequeña porque, a frecuencia fundamental, la elevada impedancia de C_d limita la corriente que circula por la rama, de modo que R_d apenas disipa. Por ello la literatura la considera despreciable frente a la componente de conmutación, que es la dominante. Esta última depende de la tensión del inversor y de la corriente armónica que alcanza la rama de amortiguamiento. Según el análisis de la literatura¹⁴⁰, esta componente resulta inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación

$$P_{d,sw} \propto V_{dc}^2 / f_{sw} \quad [41]$$

mientras que las pérdidas de conmutación del inversor crecen con f_{sw} . Esta oposición es la que gobierna la elección de la frecuencia de conmutación. Como se ha mencionado en el apartado anterior, la manipulación de la f_{sw} lleva a un compromiso en el diseño. Por un lado, reduce las pérdidas de amortiguamiento y permite un filtro más pequeño, pero por otro encarece las pérdidas en los semiconductores del inversor. El amortiguamiento pasivo se vuelve así más ventajoso frente al activo a medida que se eleva la frecuencia de conmutación, precisamente porque la energía que disipa va disminuyendo. Este equilibrio será estudiado en posteriores capítulos para comprobar qué valores son los óptimos.

¹⁴⁰ Mohan, N., et al. (2003).

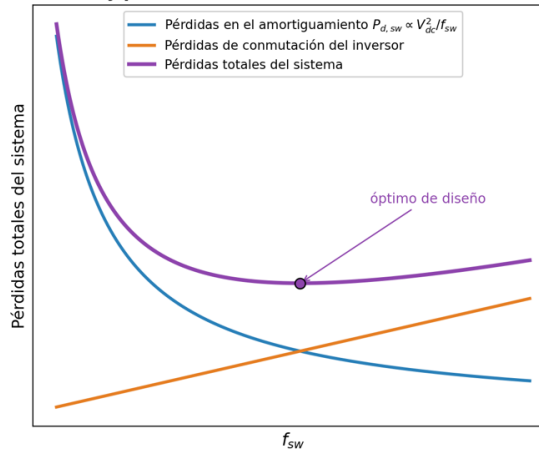


Figura 36. Diagrama cualitativo del compromiso entre las pérdidas en el amortiguamiento y las pérdidas de conmutación del inversor en función de la frecuencia de conmutación. Fuente: Elaboración propia (2026).

3.8 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

El problema de fondo que motiva este proyecto es que el inversor trifásico no genera una senoidal perfecta. La conmutación de sus transistores introduce armónicos de alta frecuencia que, sin filtrar, contaminarían la red y violarían los límites impuestos por la normativa.

La modulación SPWM ofrece un primer nivel de control sobre ese problema: al elevar la frecuencia de conmutación, los armónicos se desplazan lejos de la frecuencia fundamental, lo que facilita su filtrado posterior. Esto tiene un coste directo en las pérdidas del inversor: a mayor frecuencia de conmutación, los transistores conmutan más veces por segundo y disipan más energía en cada ciclo. El equilibrio no desaparece, sino que se convierte en una decisión de diseño: una frecuencia de conmutación alta facilita el filtrado y reduce el tamaño del filtro, pero encarece las pérdidas en el inversor; mientras que una frecuencia baja hace lo contrario, reduce las pérdidas en el inversor, pero hace más difícil cumplir con la normativa.

El filtro LCL responde a la necesidad de filtrado mejor que cualquier alternativa más sencilla. Su estructura en T le permite alcanzar -60 dB/dec de atenuación por encima de la

resonancia, frente a los -20 dB/dec de un filtro L. Esto se traduce en inductancias menores para los mismos requisitos de distorsión, y por tanto en un diseño más compacto y con menos pérdidas en el cobre. Además, la inductancia del lado de red desacopla el inversor de la impedancia de red, simplificando el control sin necesidad de estrategias adaptativas.

El problema que surge es que esa misma estructura del filtro LCL introduce una resonancia que, sin tratar, hace al filtro inviable. Los polos se sitúan sobre el eje imaginario, el margen de fase cae a cero y el sistema se vuelve inestable, dando un pico de resonancia de ganancia infinita. Las topologías de amortiguamiento pasivo analizadas al final del capítulo: R3, R4 y R5, abordan ese problema desde distintos ángulos. Cada una tiene su lógica propia y sus compromisos entre amortiguamiento, pérdidas y atenuación.Cuál de ellas se adopta finalmente no es algo que pueda resolverse solo con teoría: requiere simulación, y eso se aborda en capítulos posteriores.

Capítulo 4. DISEÑO Y DIMENSIONADO DEL FILTRO

En este capítulo se aborda el diseño de los elementos que constituyen el filtro, desde la fijación de los parámetros de partida hasta la selección justificada de la configuración de amortiguamiento pasivo que se adoptará en la implementación física. En primer lugar, se calculan los valores de los elementos del filtro, tanto los reactivos como los de las distintas configuraciones de amortiguamiento. Para ello se toma como base una de las combinaciones de frecuencia de conmutación y tensión de bus objeto de estudio y, una vez obtenidos los resultados, estos se extienden mediante un barrido paramétrico al resto de combinaciones. A continuación, se estiman las pérdidas en el inversor para todas las variantes de parámetros consideradas. Con el dimensionado completo, se verifica mediante simulación qué configuración resulta más adecuada para el sistema de la UIUC. A lo largo del capítulo se adopta un criterio de descarte progresivo: aquellas combinaciones cuyos resultados analíticos sean incompatibles con los requisitos del proyecto quedan excluidas antes de llegar a la etapa de simulación. La decisión final no responde únicamente a criterios técnicos, sino también a las condiciones reales del laboratorio en el que el filtro ha de funcionar.

4.1 PARÁMETROS DE PARTIDA Y CRITERIOS DE DISEÑO

El sistema sobre el que se dimensiona el filtro es un inversor trifásico en puente completo de 20 kW conectado a la red de la UIUC, de 208 V de línea (120 V de fase) y 60 Hz. La corriente nominal de línea se obtiene directamente de la potencia y la tensión:

$$I_N = \frac{P_n}{\sqrt{3} * V_N} \quad [42]$$

y su valor de pico, relevante para los criterios de rizado y saturación magnética, es:

$$\hat{I}_N = \sqrt{2} * I_N \quad [43]$$

lo que conduce a una corriente nominal de aproximadamente 55,5 A eficaces y 78,5 A de pico:

$$I_N = \frac{20kW}{\sqrt{3} * 208} = 55.51 A \Rightarrow \hat{I}_N = 78.50 A \quad [44]$$

El dimensionado se rige por un conjunto de criterios extraídos de la literatura de referencia sobre filtros LCL para inversores conectados a red¹⁴¹. El primero limita el rizado de corriente a la salida del inversor mediante la inductancia L_1 . El segundo acota la capacidad del condensador para que la potencia reactiva que introduce no degrade el factor de potencia. El tercero fija la inductancia de red L_2 a través del cociente de inductancias y de la posición de la frecuencia de resonancia, que debe situarse dentro de la ventana admisible. Por último, la atenuación a la frecuencia de conmutación ha de garantizar el cumplimiento de los límites de distorsión armónica de la norma¹⁴². Estos criterios se aplican en el orden $L_1 \rightarrow C \rightarrow L_2 \rightarrow f_{res}$, coherente con el procedimiento que se adopta en el que el amortiguamiento se añade sobre unos parámetros ya cerrados sin recalcular los elementos reactivos.

Las magnitudes que se barren son la frecuencia de conmutación, evaluada en 10, 20 y 50 kHz, y la tensión del bus de continua, evaluada en 400 y 700 V. El rango de ambas variables ($f_{sw} = 10-50$ kHz, $V_{dc} = 300-800$ V) corresponde al inversor de red descrito en el Capítulo 3. que es un convertidor estándar independiente de la arquitectura *integrated generator-rectifier* del lado del generador¹⁴³. Con el fin de ilustrar el procedimiento de dimensionado, los cálculos se desarrollan en detalle para la combinación de referencia: $f_{sw} = 20$ kHz y $V_{dc} = 700$ V. Esta combinación no prejuzga la selección final, que se realizará en el apartado 4.6 a partir de la comparación por simulación de todas las variantes.

¹⁴¹ Reznik et al. (2014); Liserre et al. (2005); Jayalath y Hanif (2017).

¹⁴² IEEE Power and Energy Society. *IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Std 519-2022* (2022).

¹⁴³ Mukherjee, D.; Banerjee, A. (2022); Mukherjee, D.; Paximadas, J.; Banerjee, A. (2025).

4.2 DIMENSIONADO DE LOS PARÁMETROS DEL FILTRO

4.2.1 INDUCTANCIA DEL LADO DEL INVERSOR

La inductancia L_1 es el elemento que ve directamente la tensión conmutada del inversor y, por tanto, la que determina el rizado de corriente de alta frecuencia.

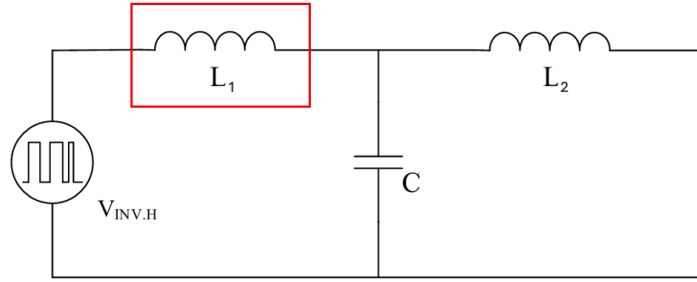


Figura 37. Monofásico equivalente del filtro LCL con $L1$ resaltado. Fuente: Adaptado de Ahn et al. (2015).

En un inversor de dos niveles, el rizado de corriente alcanza su valor máximo de pico a pico cuando el interruptor conduce durante la mitad del periodo de conmutación (ciclo de trabajo 0,5), pues es entonces cuando los intervalos de carga y descarga de la inductancia se igualan y el rizado se hace mayor. Por ser el caso más desfavorable, es el que fija el dimensionado, y responde a la expresión¹⁴⁴:

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{dc}}{k_{\Delta} f_{sw} L_1} \quad [45]$$

de donde se despeja la inductancia necesaria para un rizado objetivo dado:

$$L_1 = \frac{V_{dc}}{k_{\Delta} f_{sw} \Delta i_{L1}} \quad [46]$$

¹⁴⁴ Ahn et al. (2015); Reznik et al. (2014).

La literatura admite rizados de corriente comprendidos típicamente entre el 15 % y el 25 % de la corriente nominal¹⁴⁵. Para esta aplicación se fija como objetivo un rizado del 25 % de la corriente de pico nominal. Aceptar el rizado más alto admisible mantiene la inductancia en su valor mínimo, lo que reduce el volumen y el coste de la bobina, sin salir del margen que la literatura considera de buena calidad. El rizado objetivo es, por tanto:

$$\Delta i_{L1} = 0.25 * 78.5 = 19.62 \text{ A} \quad [47]$$

Sustituyendo este valor en la expresión de la inductancia, para la combinación de referencia de 700 V y 20 kHz, se obtiene:

$$L_1 = \frac{700}{8 * 20000 * 0.25 * 78.5} = 222.90 \mu\text{H} \quad [48]$$

Como el rizado depende del producto $f_{sw} \cdot L_1$, fijar el rizado objetivo deja a L_1 condicionada por las otras dos variables: a mayor f_{sw} o menor V_{dc} , menor inductancia requerida. De ahí que cada combinación del barrido dé un valor distinto de L_1 .

4.2.2 CONDENSADOR DEL FILTRO

El condensador C, conectado en derivación, ofrece a los armónicos de alta frecuencia un camino de baja impedancia hacia el neutro.

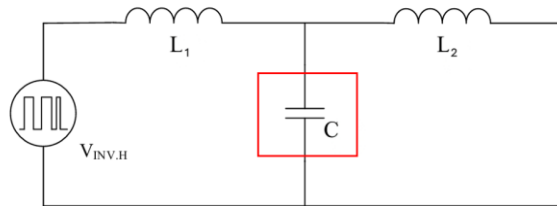


Figura 38. Monofásico equivalente del filtro LCL con C resaltado. Fuente:

Adaptado de Ahn et al. (2015).

¹⁴⁵ Ahn et al. (2015); Reznik et al. (2014).

Su valor está limitado por la potencia reactiva que absorbe a frecuencia fundamental, que no debe degradar de forma apreciable el factor de potencia del inversor. La literatura considera valores muy diversos en cuanto al límite de reactiva, que suele considerar como máximo de seguridad el 5 % de la potencia nominal. Con el fin de reducir cuánta corriente reactiva absorbe el filtro se va a utilizar un factor del 2 %, que se aleja del límite establecido y aun así asegura valores aceptables de reactiva. Además, bajar el valor del condensador sube la frecuencia de resonancia y centra mejor el cociente k del que se hablará más adelante. El criterio que impone la reactiva se expresa en función de la capacidad base del sistema¹⁴⁶:

$$C = \alpha C_b ; C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} ; Z_b = \frac{V_N^2}{P_N} \quad [49]$$

siendo α la fracción máxima de reactiva admisible, Z_b la impedancia base y C_b la capacidad base. Para el sistema considerado, la impedancia base es:

$$Z_b = \frac{V_N^2}{P_N} = \frac{208^2}{20000} = 2,163 \, \Omega \quad [50]$$

de la que resulta la capacidad base:

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} = \frac{1}{2\pi 60 * 2.163} = 1226,23 \, \mu F \quad [51]$$

y, tomando como valor de diseño un 2 % de la corriente reactiva, el condensador del filtro es:

$$C = \alpha C_b = 0,02 * 1226,23 = 24,521 \, \mu F \quad [52]$$

Se adopta este valor por ser el mayor compatible con el criterio de reactiva, ya que cuanto mayor es C , más corriente armónica deriva a través del condensador y menos alcanza la red.

¹⁴⁶ Jayalath y Hanif (2017).

4.2.3 INDUCTANCIA DE RED Y COCIENTE DE INDUCTANCIAS

La inductancia de red L_2 completa la estructura en «T» y actúa como barrera de alta impedancia entre el condensador y la red, impidiendo que los armónicos que circulan por la rama capacitiva se propaguen hacia el punto de conexión.

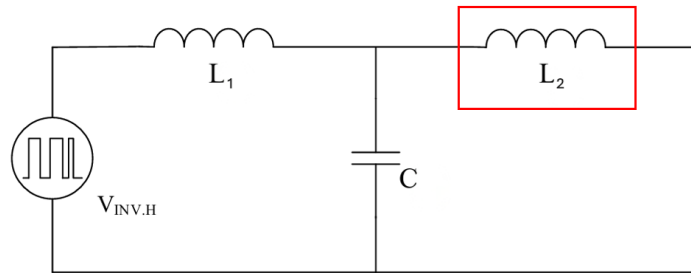


Figura 39. Monofásico equivalente del filtro LCL con L_2 resaltado. Fuente: Adaptado de Ahn et al. (2015).

El cálculo de este componente se hace mediante un cociente entre las inductancias del filtro:

$$\mu = \frac{L_2}{L_1} \quad [53]$$

En la literatura de referencia se suele fijar un cociente $\mu = 1$ (inductancias iguales) porque minimiza la inductancia total para una frecuencia de resonancia y condensador dados¹⁴⁷. Sin embargo, en este proyecto se ha adoptado deliberadamente un cociente $\mu = 0.5$, lo que da como resultado:

$$L_2 = 0.5 * L_1 = 111,4518 \mu H \quad [54]$$

Esta decisión se tomó por motivos puramente prácticos y de espacio en el laboratorio. Aunque romper el óptimo teórico ($\mu = 1$) penaliza levemente el valor de la inductancia total

¹⁴⁷ Jayalath, S. y Hanif, M. (2017); Channegowda, P. y John, V. (2010).

combinada, pasar a un factor $\mu = 0.5$ permite que la segunda bobina (L_2) sea considerablemente más pequeña, ligera y barata de construir. En el montaje experimental del prototipo, esta reducción del volumen físico del núcleo magnético de L_2 resultó crítica para optimizar el espacio disponible en el montaje físico y poder reducir los costes.

4.2.4 FRECUENCIA DE RESONANCIA Y VERIFICACIÓN DE LA VENTANA

Con los tres elementos reactivos fijados, la frecuencia de resonancia del filtro se obtiene de los polos de la función de transferencia:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(L_1 + L_2)}{L_1 L_2 C}} \quad [55]$$

que para los valores adoptados da como resultado:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(222.9036 + 111.4518) * 10^{-6}}{222.9036 * 111.4518 * 10^{-12} * 24.521 * 10^{-6}}} = 3728,5Hz \quad [56]$$

Esta frecuencia debe situarse dentro de la ventana admisible. Esta está acotada inferiormente por diez veces la frecuencia de red, para no interferir con la dinámica de control, y en la parte superior por la mitad de la frecuencia de conmutación, para que la resonancia quede por debajo de las bandas de armónicos de conmutación¹⁴⁸:

$$10f_g < f_{res} < \frac{1}{2}f_{sw} \quad [57]$$

Para la combinación desarrollada, la ventana admisible se extiende entre 600 Hz y 10 kHz. La frecuencia de resonancia obtenida, 3728.5 Hz, cumple este requisito y se sitúa suficientemente alejada de ambos límites. El cociente obtenido es:

¹⁴⁸ Ahn et al. (2015); Jayalath y Hanif (2017)

$$k = \frac{f_{sw}}{f_{res}} = \frac{20000}{3728,5} = 5,364 \quad [58]$$

Este es un valor admisible, aunque elevado dentro del rango habitual, consecuencia directa de adoptar el condensador máximo, ya que una mayor capacidad rebaja la frecuencia de resonancia. Situarse en el centro de la ventana y no en los extremos, deja margen ante las variaciones de la inductancia de red, que desplazan el pico de resonancia. Acercarse al límite superior degradaría la atenuación y acercarse al inferior comprometería la estabilidad del lazo de control.

4.2.5 VERIFICACIÓN DE LA ATENUACIÓN A LA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

Por último, se evalúa la capacidad del filtro para atenuar los armónicos asociados a la frecuencia de conmutación. Considerando la red como un cortocircuito para las componentes de alta frecuencia, la relación entre la corriente inyectada a red y la tensión generada por el inversor viene dada por¹⁴⁹:

$$\left| \frac{I_g}{U_{inv}} \right| (s) = \frac{1}{2\pi f_{sw} (L_1 + L_2)(k^2 - 1)} ; \quad k = \frac{f_{sw}}{f_{res}} > 1 \quad [59]$$

La ecuación [59] muestra que la atenuación en alta frecuencia crece con la inductancia total y con el desacoplo entre la frecuencia de resonancia y la de conmutación (f_{sw}/f_{res}). Para la combinación de referencia, el valor obtenido de $k = 5.364$ sitúa la frecuencia de resonancia suficientemente por debajo de la frecuencia de conmutación, condición necesaria para garantizar una atenuación adecuada de los armónicos de conmutación. No obstante, la expresión anterior únicamente proporciona una estimación analítica del comportamiento del filtro, por lo que habrá que verificar mediante simulación.

Con esta comprobación concluye el dimensionado del filtro LCL para la combinación de referencia. Los valores obtenidos se resumen en la siguiente tabla:

¹⁴⁹ Jayalath y Hanif (2017)

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Criterio / origen</i>
L_1 (lado inversor)	222,9036 μH	Rizado de corriente 25 %, ec. [46]
L_2 (lado red)	111,4518 μH	Cociente $\mu = 0,5$, ec. [54]
C (condensador)	24,521 μF	Máximo del límite de reactiva, ec. [52]
fres	3728,5 Hz	Dentro de ventana, ec. [56]-[57]

Tabla 2. Valores del filtro LCL para la combinación de referencia (20 kHz / 700 V). Fuente: Elaboración propia (2026).

4.3 BARRIDO PARAMÉTRICO DE FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN Y TENSIÓN DE BUS

El mismo procedimiento se aplica, sin cambio alguno en el método, a las restantes combinaciones de frecuencia de conmutación y tensión de bus. En todas se conserva el rizado objetivo del 25 %, del que se despeja la inductancia L_1 correspondiente, así como el cociente $\mu = 0,5$ y el condensador fijado en el máximo que admite el criterio de reactiva. De este modo, lo único que varía de un escenario a otro son las inductancias y la frecuencia de resonancia. La *Tabla 3* reúne los seis casos:

f_{sw}	V_{dc}	L_1	L_2	f_{res}
10 kHz	400 V	254,7469 μH	127,3735 μH	3487,59 Hz
20 kHz	400 V	127,3735 μH	63,6867 μH	4932,19 Hz
50 kHz	400 V	50,9494 μH	25,4747 μH	7798,48 Hz
10 kHz	700 V	445,8071 μH	222,9036 μH	2636,37 Hz

f_{sw}	V_{dc}	L_1	L_2	f_{res}
20 kHz	700 V	222,9036 μ H	111,4518 μ H	3728,52 Hz
50 kHz	700 V	89,1614 μ H	44,5807 μ H	5895,10 Hz

Tabla 3. Dimensionado del filtro LCL para las seis combinaciones de f_{sw} y V_{dc} .

Fuente: Elaboración propia (2026).

Los resultados muestran una relación directa entre la frecuencia de conmutación y el valor de las inductancias obtenidas. Las frecuencias de conmutación bajas, en torno a 10 kHz, exigen inductancias elevadas para contener el rizado, hasta 445,8071 μ H en el lado del inversor a 700 V, lo que penaliza el coste, el volumen y las pérdidas resistivas de las bobinas, además de incrementar la caída de tensión. Operar a 50kHz minimiza el volumen de las reactancias, pero incrementa las pérdidas por conmutación en los semiconductores del puente inversor, compromiso que se analiza posteriormente. Para el diseño del filtro, los 20 kHz proporcionan valores intermedios de inductancia respecto a los casos de 10 y 50 kHz, por lo que constituyen una alternativa razonable para el análisis posterior.

A igual frecuencia de conmutación, la tensión de bus de 400 V conduce sistemáticamente a inductancias menores que la de 700 V, por cuanto el escalón de tensión que ve la inductancia es proporcional a V_{dc} . La elección entre 400 y 700 V, así como la de la frecuencia de conmutación definitiva, no puede resolverse únicamente desde el dimensionado, ya que depende del balance entre las pérdidas de conmutación del inversor y las pérdidas en el filtro, que se evalúan por simulación.

4.4 DIMENSIONADO DE LAS REDES DE AMORTIGUAMIENTO

Sobre los parámetros del filtro ya cerrados se añaden las redes de amortiguamiento pasivo estudiadas en el Capítulo 3. Una vez calculados los elementos reactivos L_1 , L_2 y C no se modifican más, por lo que las tres configuraciones R3, R4 y R5 difieren únicamente en la

red disipativa que se adopta. El dimensionado del amortiguamiento se desarrolla sobre la combinación de referencia.

4.4.1 CONFIGURACIÓN R3: RESISTENCIA EN SERIE CON EL CONDENSADOR

La configuración R3 incorpora una resistencia en serie con el condensador.

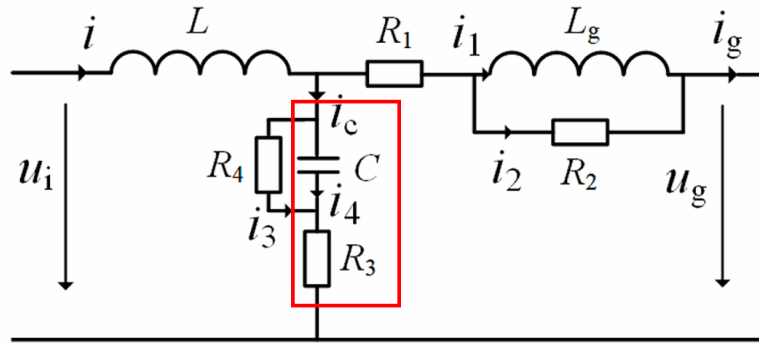


Figura 40. Esquema monofásico del filtro LCL con R3 resaltada. Fuente: Zhang et al. (2025).

Su valor se fija de modo que equilibre el amortiguamiento y la disipación. La literatura suele situar la resistencia en un tercio de la reactancia capacitiva a la frecuencia de resonancia¹⁵⁰:

$$R_3 = \frac{1}{3\omega_{res}C} \quad [60]$$

que para los parámetros calculados de la referencia es:

$$R_3 = \frac{1}{3 * 2\pi * 3728.5 * 24.521 * 10^{-6}} = 0.5802 \, \Omega \quad [61]$$

El inconveniente, como se justificó en el Capítulo 3, es que al estar en serie con el condensador toda la corriente de la rama atraviesa la resistencia, de modo que esta interviene

¹⁵⁰ Jayalath y Hanif (2017); Hojabri et al. (2015).

en el filtrado principal y degrada la atenuación en alta frecuencia a medida que aumenta su valor.

4.4.2 CONFIGURACIÓN R4: RESISTENCIA EN PARALELO CON EL CONDENSADOR

La topología R4 conecta la resistencia directamente en paralelo con el condensador del filtro.

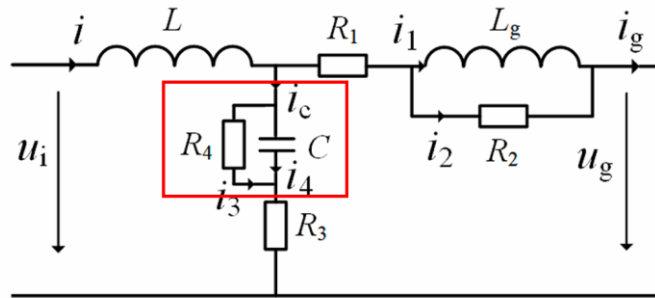


Figura 41. Esquema monofásico del filtro LCL con R4 resaltada. Fuente: Zhang et al. (2025).

Su función de transferencia¹⁵¹ mantiene inalterada la atenuación en baja y alta frecuencia, actuando únicamente sobre el pico de resonancia. El valor de la resistencia se fija, igual que en R3, a partir de la reactancia capacitiva a la frecuencia de resonancia¹⁵²:

$$R_4 = \frac{1}{3\omega_{res}C} = 0.5802 \, \Omega \quad [62]$$

El valor numérico coincide con el de R3, pero las dos topologías no son equivalentes. En R3 la resistencia está en serie con el condensador y toda la corriente de la rama la atraviesa, mientras que en R4 está en paralelo, formando un camino alternativo. Por eso el

¹⁵¹ Hojabri et al. (2015),

¹⁵² Hojabri et al. (2015),

amortiguamiento se invierte. En R3 más resistencia amortigua menos, a diferencia de R4, en la que amortiguar más exige bajar la resistencia¹⁵³. El inconveniente es que esa resistencia soporta la tensión de red de forma continua, por lo que disminuirla para amortiguar mejor penaliza el rendimiento por pérdidas.

4.4.3 CONFIGURACIÓN R5: RAMA R-C EN PARALELO CON EL CONDENSADOR

Por último, la estructura de R5 añade, en paralelo con el condensador principal, una rama de amortiguamiento formada por una resistencia R_d en serie con un segundo condensador C_d .

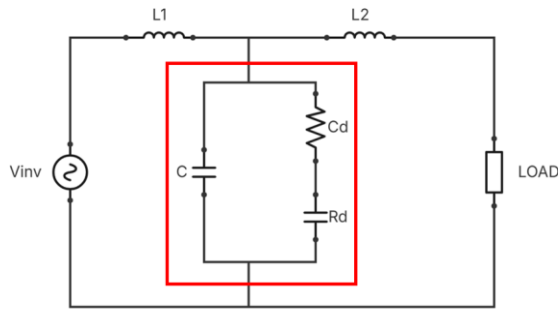


Figura 42. Esquema monofásico del filtro con R5 resaltada. Fuente: Elaboración propia (2026).

La literatura fija el óptimo del cociente entre ambos condensadores en la unidad. Al adoptar el mismo valor se consigue minimizar las pérdidas en la rama y simplificar la construcción¹⁵⁴:

$$a_c = \frac{C_d}{C} = 1 \Rightarrow C_d = C \quad [63]$$

por lo que el valor de ambos condensadores queda como:

¹⁵³ Hojabri et al. (2015),

¹⁵⁴ Channegowda y John (2010); Ahn et al. (2015);

$$Cd = C = 24.52 \mu F \quad [64]$$

El rango admisible de la resistencia de amortiguamiento que garantiza margen de fase y atenuación suficientes en resonancia es¹⁵⁵:

$$\frac{1}{4C_d\omega_{res}} < R_d < \frac{1}{C_d\omega_{res}} \Rightarrow 0.435 \Omega < R_d < 1.741 \Omega \quad [65]$$

En el caso de la referencia, el intervalo queda entre 0.435Ω y 1.741Ω . Si se adopta el extremo inferior se prioriza la atenuación de armónicos, aunque se incurre en mayores pérdidas. Por el contrario, si R_d se fija en el extremo superior del intervalo, se reducen las pérdidas a costa de un menor amortiguamiento. Como valor intermedio entre ambos objetivos se toma la media geométrica del intervalo:

$$R_d = \sqrt{R_{d,min} * R_{d,max}} = \sqrt{0.435 * 1.741} = 0.870 \Omega \quad [66]$$

Es reseñable que esta resistencia de 0.870Ω sea del mismo orden que la calculada para R3 (0.5802Ω). En estos cálculos se aprecia que la diferencia de las configuraciones no reside en la diferencia de magnitudes, sino en cómo se implementa el elemento resistivo. En R5 va a una rama auxiliar que no compromete la atenuación en alta frecuencia, mientras que en R3 forma parte de la rama principal de filtrado.

4.5 ESTIMACIÓN DE LAS PÉRDIDAS EN EL INVERSOR

A partir de las ecuaciones [36] y [38] expuestas en el Capítulo 3. se van a estimar las pérdidas en el puente del inversor. Se van a calcular para todas las variantes posibles de tensión del inversor y frecuencia de conmutación, de modo que, añadiendo las pérdidas que se obtendrán de la simulación, se podrá decidir qué configuración se va a adoptar finalmente.

El convertidor de la UIUC se encuentra todavía en fase de diseño y aún no se ha seleccionado el transistor concreto. Por ello, el cálculo se realizará con valores típicos

¹⁵⁵ Ahn et al. (2015).

representativos de la clase de MOSFET de carburo de silicio (SiC) que se emplearía en esta aplicación. Estos valores son una referencia obtenida de distintos MOSFETs que se usan en la industria para este tipo de sistemas. Los parámetros adoptados son valores representativos y conservadores de la clase, acordes con el comportamiento del dispositivo a temperatura de unión elevada, que es el escenario más desfavorable de diseño. De este modo se obtiene un margen de seguridad frente a los valores típicos que recogen los catálogos a temperatura ambiente¹⁵⁶.

Los parámetros adoptados son una resistencia de canal $R_{on} = 40 \text{ m}\Omega$ a temperatura de operación, y unas energías de conmutación $E_{on} = 2,0 \text{ mJ}$ y $E_{off} = 0,7 \text{ mJ}$. Además, se utilizará una tensión de referencia de 800 V y un exponente K de 1.4 . Se trabaja con un único MOSFET por interruptor, dado que los dispositivos de esta clase admiten corrientes continuas del orden de 60 A , valor superior a los 55 A eficaces del sistema.

Los valores de las pérdidas que se han obtenido son los siguientes:

f_{sw}	V_{dc}	$P_{cond}(W)$	$P_{sw}(W)$	$P_{total}(W)$	$\% P_n$
10 kHz	400 V	326	61	388	1,9 %
20 kHz	400 V	326	123	449	2,2 %
50 kHz	400 V	326	307	633	3,2 %
10 kHz	700 V	326	134	460	2,3 %
20 kHz	700 V	326	269	595	3,0 %

¹⁵⁶ Wolfspeed, Inc. (2024). *C2M0025120D Silicon Carbide Power MOSFET datasheet*; Microchip Technology Inc. (2024). *MSC040SMA120J 1200 V, 40 mΩ mSiC™ MOSFET datasheet*; Infineon Technologies AG. (2024). *IMW120R040M1H CoolSiC™ 1200 V SiC Trench MOSFET datasheet*.

f_{sw}	V_{dc}	$P_{cond}(W)$	$P_{sw}(W)$	$P_{total}(W)$	% P_n
50 kHz	700 V	326	672	998	5,0 %

Tabla 4. Estimación de pérdidas en el puente inversor con un MOSFET por interruptor. Fuente: Elaboración propia (2026).

A partir de la *Tabla 4* se puede ver que las pérdidas por conducción son iguales en todas las configuraciones, ya que estas dependen de la corriente. Por otro lado, se puede apreciar que las pérdidas que dictaminan qué configuración es mejor son las de conmutación, que dependen directamente de la frecuencia de los transistores y de la tensión del bus.

Tras analizar los valores porcentuales, se ve que los de 20 kHz y 50 kHz son considerablemente altos (se debe tener en cuenta que, aunque los de 10 kHz sean valores admisibles esta combinación será la que mayores pérdidas tendrá en la etapa de filtrado). Valores de más de un 3 % son poco deseables sabiendo que hay que sumar las pérdidas en la etapa de filtrado y las pérdidas de los elementos que no se están calculando debido a que no son las de mayor aporte. Una alternativa a este problema es la utilización de transistores en paralelo. Estos dividen la corriente y reducen la componente de conducción a valores más admisibles. Esta disposición rebaja sensiblemente las pérdidas totales, pero dificulta el diseño del inversor, exige equilibrar la corriente entre dispositivos, duplica el número de componentes y complica el trazado de la placa y el circuito de disparo. Aunque el diseño del inversor no es uno de los propósitos de este trabajo, el equipo encargado de su diseño ha considerado esta opción, ya que el objetivo final es reducir las pérdidas del sistema generador-inversor-filtro. Por ello es conveniente realizar los cálculos para así tener en cuenta cómo afectaría el inversor a la etapa de filtrado. Si bien el inversor no afecta al dimensionado de los elementos del filtro, las pérdidas globales sí serán un factor determinante a la hora de escoger qué combinación de frecuencia de conmutación y tensión de bus adoptar.

Las pérdidas con los transistores en paralelo quedan recogidas en la siguiente tabla:

f_{sw}	V_{dc}	$P_{cond}(W)$	$P_{sw}(W)$	$P_{total}(W)$	% P_n
10 kHz	400 V	163	61	224	1,1 %
20 kHz	400 V	163	123	286	1,4 %
50 kHz	400 V	163	307	470	2,3 %
10 kHz	700 V	163	134	297	1,5 %
20 kHz	700 V	163	269	432	2,2 %
50 kHz	700 V	163	672	835	4,2 %

Tabla 5. Estimación de pérdidas en el puente inversor con dos MOSFETs en paralelo por interruptor. Fuente: Elaboración propia (2026).

Para facilitar la comparación visual entre ambas configuraciones, la *Figura 43* presenta un diagrama de barras agrupadas en el que cada combinación de frecuencia de conmutación y tensión de bus aparece representada mediante dos barras adyacentes, correspondientes respectivamente a la configuración con un único MOSFET por interruptor y a la de dos dispositivos en paralelo.

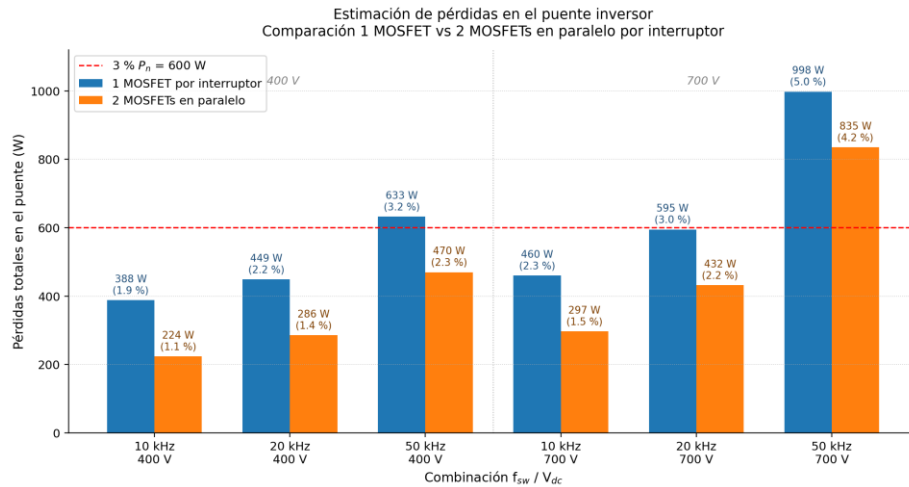


Figura 43. Comparación de las pérdidas totales en el puente con un MOSFET y con dos MOSFETs en paralelo. Fuente: Elaboración propia (2026).

En el diagrama se ve que la frecuencia de conmutación y la tensión de bus son los parámetros que dictan el comportamiento de las pérdidas del puente. A mayor frecuencia y tensión, mayores pérdidas de conmutación, independientemente del número de dispositivos empleados. La disposición en paralelo reduce el valor absoluto de las pérdidas totales, pero no altera el orden en el que las configuraciones incurren en pérdidas. Para evaluar qué configuración es la mejor hay que usar la simulación y ver el tamaño de los componentes del filtro.

4.6 DESCRIPCIÓN DEL MODELO DE SIMULACIÓN

Para validar el dimensionado de las componentes del filtro y evaluar las redes de amortiguamiento, se ha desarrollado un modelo en el entorno MATLAB/Simulink utilizando las librerías de *Simscape Electrical*. El modelo simula la cadena completa de potencia y

control, desde la generación de los pulsos de disparo hasta la inyección de corriente en la red eléctrica. La siguiente infografía representa todas las etapas de la simulación:

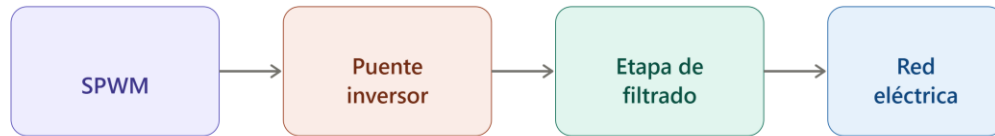


Figura 44. Infografía orientativa de la simulación. Fuente: Elaboración propia (2026).

4.6.1 GENERACIÓN DE SEÑALES DE DISPARO (MODULACIÓN SPWM)

La generación de los pulsos para los semiconductores se implementa de forma discreta a partir de bloques lógicos básicos, prescindiendo de bloques comerciales empaquetados. Para cada fase, la señal senoidal de referencia se compara directamente con una portadora triangular síncrona mediante un bloque relacional.

Para evitar cortocircuitos en los brazos del inversor, la señal resultante se bifurca: la activación del interruptor superior se condiciona mediante una puerta *AND* conectada a un retardo unitario z^{-1} , mientras que la del interruptor inferior se procesa invirtiendo la señal con un bloque *NOT* y aplicando una estructura de retardo idéntica. Este diseño lógico introduce de forma precisa el tiempo muerto parametrizado en el script ($t_{dead} = 1 \mu s$) antes de enviar las señales a las etiquetas de puerta [P1] a [P6].

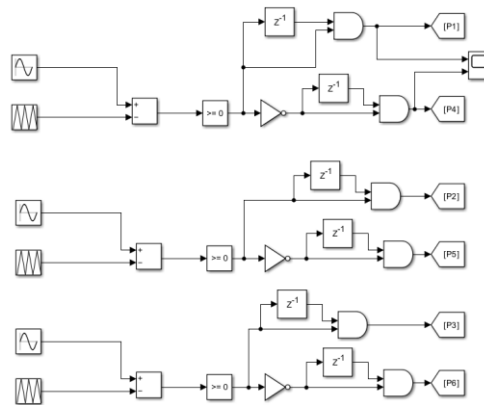


Figura 45. Generación de señales de disparo mediante modulación SPWM.

Fuente: Elaboración propia (2026).

4.6.2 PUENTE INVERSOR TRIFÁSICO

El convertidor se ha construido mediante seis interruptores controlados independientes utilizando el bloque *MOSFET* de Simscape. Estos transistores han sido dispuestos en una topología de puente completo trifásico de dos niveles. Las señales de disparo del bloque de control entran a las puertas de los semiconductores mediante etiquetas de señal (*Goto/From*) codificadas desde [P1] hasta [P6].

A diferencia de un modelado simplificado, el bus de continua se implementa mediante una configuración de rama partida (*split DC-link*) empleando dos fuentes de tensión continua idénticas conectadas en serie, cuyo punto medio se conecta rígidamente a la referencia de tierra del modelo. Esta estructura permite estabilizar el potencial de modo común del inversor.

Como aún no se sabe qué decisión se tomará para los transistores (uno solo o dos en paralelo) se ha decidido simplificar esta etapa lo máximo posible. Como los MOSFETs de la simulación son ideales, a la hora de realizar las mediciones de la simulación, qué configuración se acabe adoptando no afecta a la obtención de datos, ya que se supone que estos bloques de la simulación no generan pérdidas.

A la salida de las ramas del puente se usan bloques de medición de tensión de fase referenciados al punto medio del bus de continua, cuyos canales se monitorizan en un bloque *Scope* general para analizar las formas de onda conmutadas previas a la etapa de filtrado.

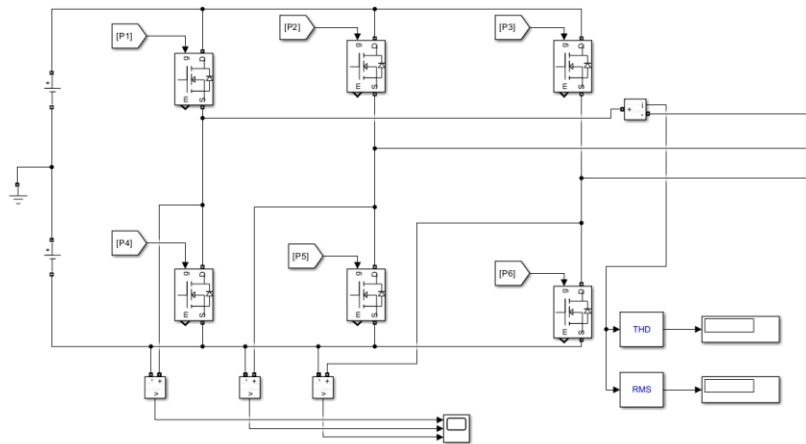


Figura 46. Puente del inversor trifásico de dos niveles. Fuente: Elaboración propia (2026).

4.6.3 FILTRO LCL Y BLOQUES DE MEDICIÓN

A la salida del puente se conecta la red pasiva trifásica. El filtro LCL se construye a partir de elementos reactivos independientes ramificados por fase, dando así una forma de “T”. Las inductancias del lado del inversor (L_1) y del lado de la red (L_2) se definen en el espacio de trabajo de MATLAB, permitiendo evaluar distintas configuraciones.

En la parte central del filtro se encuentra la rama de derivación, la cual está diseñada de forma modular en el modelo para permitir la implementación y evaluación de todas las variantes de amortiguamiento pasivo estudiadas (R_3 , R_4 y R_5). Dependiendo del ensayo, esta red se reconfigura modificando la disposición y los parámetros de la resistencia (R_{damp}) y el condensador auxiliar (C_{damp}) en relación con el condensador principal (C). Para la medición de la corriente que atraviesa toda la rama se usa un bloque *Current Measurement* integrado en serie. Con este bloque se pretende medir los datos de la corriente para así evaluar las pérdidas en las resistencias bajo diferentes regímenes de operación

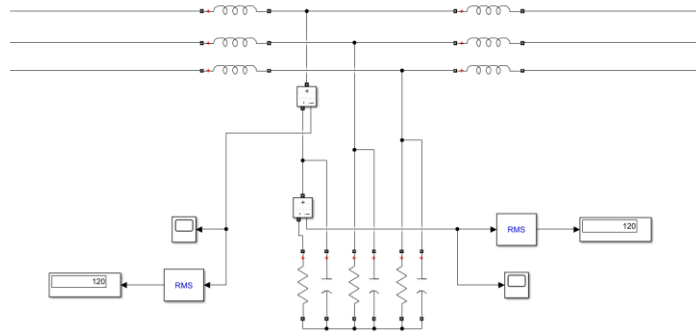


Figura 47. Etapa de filtrado con amortiguamiento pasivo. Fuente: Elaboración propia (2026).

4.6.4 MODELO DE LA RED ELÉCTRICA

La red eléctrica de la UIUC se modela de forma simplificada en el extremo receptor mediante una rama pasiva trifásica balanceada en configuración estrella (RL). La componente resistiva se fija en $R_{load} = 2.16\Omega$ para demandar la potencia nominal de 20kW. Adicionalmente, La inductancia $L_{load} = 1 \mu\text{H}$ se incluye como elemento de desacoplo numérico para garantizar la convergencia del *solver* de Simscape. Con ello se evitan bucles algebraicos en el nodo de conexión con la red. Su reactancia a 60 Hz es inferior a 0,4 m Ω , por lo que no tiene efecto apreciable sobre los resultados de simulación.

La instrumentación del modelo incluye bloques de medición de corriente y tensión en puntos estratégicos, cuyos canales se derivan a bloques *RMS* y *Total Harmonic Distortion (THD)* de la librería de Simulink. Estas etapas procesan las formas de onda en tiempo real, mostrando los valores eficaces y los porcentajes de distorsión de la corriente directamente en bloques *Display*, que se utilizarán para comparar configuraciones a través de tablas más adelante.

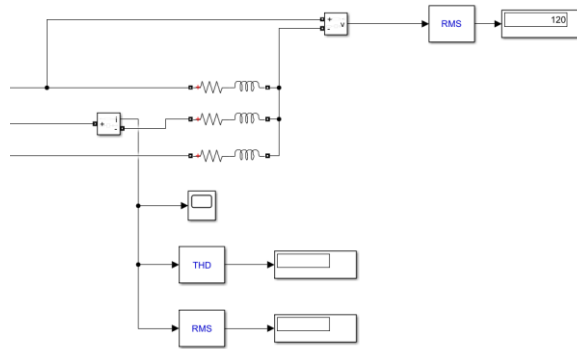


Figura 48. Red eléctrica y medición de THD y valor eficaz. Fuente: Elaboración propia (2026).

4.7 VERIFICACIÓN Y COMPARACIÓN DE CONFIGURACIONES

El barrido ejecutado en el apartado 4.3 muestra una variedad de valores muy distintos en función de las variables de estudio. Analizando la *Tabla 3* se pueden descartar directamente varias de las configuraciones.

Las variantes de 10kHz presentan unos valores de inductancia que dificultan la construcción del filtro. Ambos valores superan los 200 μH , lo que supone unas inductancias de un gran peso y volumen, además de incurrir en mayores pérdidas en el cobre. Por otro lado, las variables de 20kHz sí presentan valores razonables, por lo que se simularán ambas para distinguir si alguna de las dos es la mejor para la UIUC. En cuanto a las configuraciones de 50kHz, se puede ver que ambas tienen valores significativamente bajos; y además, su principal problema es la pérdida en el funcionamiento de los MOSFETS, por lo que se va a considerar que únicamente es necesario simular la variante de 700V y así evaluar si la reducción física del filtro compensa penalizar el rendimiento térmico del puente.

Tras este cribado, las combinaciones que se llevan a simulación son tres: 20 kHz a 400 V, 20 kHz a 700 V y 50 kHz a 700 V. Con ellas quedan acotadas las dos variables del problema: el par a 20 kHz a dos tensiones de bus permite aislar el efecto de V_{dc} , mientras que el salto de 20 a 50 kHz a 700 V expone el coste en pérdidas de conmutación que conlleva elevar la frecuencia.

Sobre cada una de estas tres combinaciones se monta, además, la del filtro con sus tres redes de amortiguamiento candidatas R3, R4 y R5, dimensionadas en el apartado 4.4. La evaluación se realiza, por tanto, en dos planos: la comparación entre combinaciones de f_{sw} y V_{dc} , que decide los parámetros del convertidor, y la comparación entre configuraciones de amortiguamiento sobre los valores de referencia, que decide la red disipativa.

Las magnitudes seleccionadas para evaluar el rendimiento del filtro son la distorsión armónica total de la corriente inyectada (THD_{ig}), las pérdidas en la resistencia de amortiguamiento (P_{Rd}) la corriente eficaz que atraviesa toda la rama de amortiguamiento (I_T) y la que atraviesa la resistencia (I_R). La THD_{ig} permite verificar el cumplimiento de los límites armónicos impuestos por la norma¹⁵⁷. Por su parte, la medición de las corrientes permite calcular las pérdidas en la resistencia y analizar cómo son las corrientes de entrada a la rama de damping para la posterior construcción del filtro. Por último, se añade una columna que contiene las respectivas pérdidas de cada combinación de parámetros del inversor y otras dos en las que se agrupan todas las pérdidas y el porcentaje que estas representan respecto a la potencia nominal del sistema.

Los resultados de simulación correspondientes a las tres combinaciones retenidas y a las tres configuraciones de amortiguamiento se recogen en la *Tabla 6*, que reúne las magnitudes de comparación descritas:

Combinación	Config.	THD_{ig} (%)	I_T rama (A)	I_R resistencia (A)	P_{Rd} (W)	P_{inv} (W)	P_{total} (W)	% P_n
20 kHz / 400 V	R3	0,464	3,913	3,913	6,72	286	292,7	1,46
20 kHz / 400 V	R4	0,265	217,2	217,2	20.691	286	20.977	104,9

¹⁵⁷ IEEE Power and Energy Society. *IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Std 519-2022* (2022).

Combinación	Config.	THD i_g (%)	I_T rama (A)	I_R resistencia (A)	P_{Rd} (W)	P_{inv} (W)	P_{total} (W)	% P_n
20 kHz / 400 V	R5	0,351	4,328	1,457	1,40	286	287,2	1,44
20 kHz / 700 V	R3	0,574	2,830	2,830	4,65	432	436,6	2,18
20 kHz / 700 V	R4	0,410	172,4	172,4	17.245	432	17.677	88,4
20 kHz / 700 V	R5	0,630	3,379	1,178	1,21	432	432,2	2,17
50 kHz / 700 V	R3	2,590	3,070	3,070	3,46	835	838,5	4,19
50 kHz / 700 V	R4	1,530	251,4	251,4	23.189	835	24.024	120,1
50 kHz / 700 V	R5	2,530	3,834	1,454	1,16	835	836,2	4,18

Tabla 6. Comparación por simulación de las combinaciones de f_{sw}/V_{dc} y de las configuraciones de amortiguamiento. Fuente: Elaboración propia (2026).

Los resultados de la *Tabla 6* permiten separar de forma inmediata las configuraciones las configuraciones inviables. En primer resultado concluyente es el descarte de todas las variantes asociadas a la configuración R4. A través de la simulación, se aprecia que las pérdidas en la resistencia son no solo muy elevadas, sino también físicamente imposibles. El generador de la UIUC tiene como potencia nominal 20 kW, por lo que las medidas superiores a este valor se pueden considerar absurdas (aunque la variante de 20 kHz / 700 V no llegue a los 20 kW también es absurda, llegando a un 88 % de la potencia nominal). Estos valores no representan un punto de operación físico real, sino la evidencia cuantitativa de que la topología es inviable con el valor de resistencia que exige el criterio de amortiguamiento.

La causa de este funcionamiento se explica a través de la propia topología de filtrado. Colocar la resistencia de amortiguamiento a tensión de red sin ningún condensador en serie que bloquee la componente fundamental de la corriente provoca que la corriente que circula

por esta rama no esté controlada. A 60 Hz el condensador presenta una impedancia elevada, de modo que es la resistencia, de valor reducido, la que ofrece el camino de menor impedancia entre fase y neutro. La corriente que circula por ella deja de ser la pequeña corriente de rizado de alta frecuencia que se pretendía amortiguar y pasa a ser una corriente a frecuencia de red de cientos de amperios, como reflejan los valores de I_R de la *Tabla 6*, comprendidos entre 172 y 251 A. Este resultado concuerda con la advertencia que se recoge en el Capítulo 3. y con la literatura de referencia, que señala que en R4 mejorar el amortiguamiento exige reducir la resistencia. Esto penaliza de forma directa el rendimiento por pérdidas a frecuencia fundamental¹⁵⁸. Si se lleva esta resistencia al valor óptimo de amortiguamiento, esa penalización se vuelve prohibitiva, lo que justifica el descarte de R4 sin necesidad de evaluar ningún otro criterio.

Una vez descartadas todas las configuraciones de R4 se pueden estudiar las combinaciones de frecuencia y tensión de forma más sencilla. La combinación de 50 kHz y 700 V queda descartada. Esto es debido a que acumula las pérdidas de conmutación más elevadas del barrido (835 W, 4,18 % de P_n) sin que el THD mejore respecto a 20 kHz, lo que invalida el único argumento que justificaría asumir ese coste.

Entre las tensiones a la frecuencia de conmutación de 20 kHz, los 400 V destacan respecto de los 700 V. El beneficio principal de aumentar la tensión es la reducción en la corriente que atraviesa la rama del damping. En este caso, el aumento en las pérdidas del inversor es mayor que las que se consiguen reducir en la etapa de filtrado por la reducción de corriente. En caso de que la reducción global de pérdidas hubiese sido grande, esta configuración podría haberse considerado como válida aun necesitando unos valores de inductancias más elevados, pero como no ha sido así, el aumento de la tensión del bus solo tiene características peores que el caso de 400V.

Finalmente queda la combinación de 20 kHz y 400 V. Como ya se ha descartado anteriormente R4, solo hace falta estudiar los casos de R3 y R5. Al analizar ambas se ve que

¹⁵⁸ Hojabri et al. (2015).

las dos presentan unas pérdidas globales similares, al igual que un THD parecido. Aun así, R5 mejora ligeramente a R3 tanto en el THD como en las pérdidas de la resistencia de amortiguamiento. Esta diferencia es pequeña, por lo que a través de esta lectura parecería que se podría adoptar R3 debido a su simplicidad, pero este análisis es incompleto. Si se observa el diagrama de Bode que compara estas dos topologías, se puede apreciar que la pendiente de la configuración R5 es mayor que la de R3.

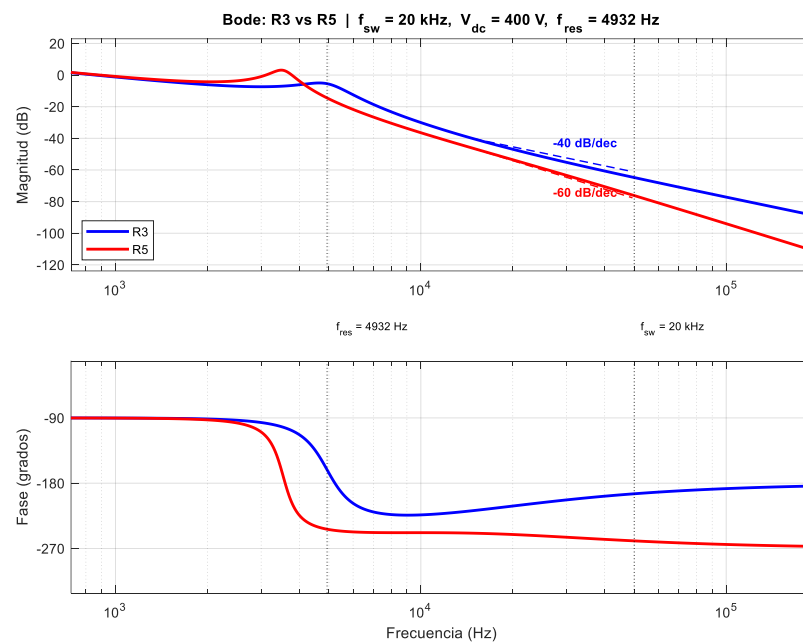


Figura 49. Diagrama de Bode comparativo de las configuraciones R3 y R5 para la combinación de 20 kHz y 400 V. Fuente: Elaboración propia (2026).

Esto supone una ventaja para R5, ya que consigue disminuir los armónicos de mayor frecuencia mejor que R3. Por otro lado, R3 es más sencilla de construir y modificar si en un futuro se quieren cambiar los parámetros, por lo que sigue siendo una alternativa válida.

Por tanto, la decisión final se encuentra entre R3 y R5 a 20 kHz y 400 V. Aunque en otros proyectos podría considerarse que R3 es la opción más adecuada, se deben tener en cuenta las limitaciones de un laboratorio universitario y los requisitos exigidos. En este caso, se ha optado por la variante R5. Esto se debe a que, aunque R3 cumple las especificaciones requeridas, la UIUC prefiere adoptar medidas más conservadoras a largo plazo. A pesar de

la mayor complejidad de diseño, la mejor atenuación de armónicos de alta frecuencia y la reducción de posibles interferencias o ruido del inversor son los argumentos que sitúan a R5 por encima de R3.

4.8 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

A través de este capítulo, se ve que el dimensionado de un filtro LCL no es un problema con solución única. Ha quedado demostrado que cada decisión en el diseño arrastra consecuencias que afectan a los demás valores. Por ello, la solución óptima solo se puede conseguir si se toma el complejo inversor-filtro como una sola unidad y no como etapas independientes.

El capítulo ha recorrido tres etapas. Primero se han dimensionado los elementos reactivos del filtro para la combinación de referencia, siguiendo el procedimiento en cadena $L_1 \rightarrow C \rightarrow L_2 \rightarrow \text{fres}$, además de la verificación de que la frecuencia de resonancia queda dentro de la ventana admisible. A continuación, ese mismo procedimiento se ha extendido mediante un barrido paramétrico de frecuencia de conmutación y tensión de bus. Este barrido ha sido complementado con una estimación de pérdidas en el inversor, con lo que se ha logrado unificar los parámetros a valorar del inversor y del filtro. Por último, se han descartado las combinaciones inviables y las tres restantes se han evaluado en simulación junto a las tres redes de amortiguamiento candidatas.

De ese proceso han emergido dos conclusiones. La primera es que frecuencia de conmutación y tensión de bus no pueden optimizarse por separado. El barrido de parámetros ha revelado que 400 V resulta más eficiente que 700 V a igual frecuencia. Este resultado es contraintuitivo y solo se puede obtener de la evaluación conjunta de pérdidas. La segunda es que la elección de la red de amortiguamiento no puede resolverse únicamente desde la tabla de resultados. Analizando todas las configuraciones posibles, R4 queda descartada de forma contundente, debido a que las pérdidas resultantes superan la potencia nominal del propio sistema. Si bien la literatura la considera como una de las configuraciones óptimas, en el caso que se evalúa en este proyecto, ha resultado ser no solo una variante inviable, sino físicamente imposible, consumiendo más de la potencia nominal del generador. Por otro

lado, se ha analizado que R3 y R5 son opciones muy similares en cuanto a rendimiento. Aunque R5 mejora ligeramente el THD de la corriente y las pérdidas en la resistencia, ambas ofrecen valores muy próximos, por lo que lo que ha sido diferencial en la elección ha sido que R5 amortigua mejor a altas frecuencias. Si bien R3 constituye una variante más sencilla, R5 conserva la pendiente de -60 dB/dec, que en el caso de un laboratorio universitario que pretende que el diseño sea más seguro a largo plazo, supone un factor crucial.

La configuración adoptada es, por tanto, R5 a 20 kHz y 400 V. Esta combinación fija unos valores finales de $L_1 = 127,37 \mu\text{H}$ y $L_2 = 63,69 \mu\text{H}$ para las inductancias, un condensador de filtro $C = 24,52 \mu\text{F}$ y una rama de amortiguamiento formada por un condensador $C_d = 24,52 \mu\text{F}$ en serie con una resistencia $R_d = 0,6579 \Omega$. Los 20 kHz representan el punto de equilibrio entre las pérdidas de conmutación del puente, (inaceptablemente altas a 50 kHz) y el volumen de las inductancias (excesivo a 10 kHz). Los 400 V, por su parte, resultan preferibles a los 700 V porque el ahorro en pérdidas de filtrado que ofrece la tensión más alta no compensa el incremento de pérdidas de conmutación que conlleva. Sobre esta combinación, R5 aporta la mayor robustez de atenuación disponible sin penalizar el rendimiento, convirtiendo así a R5 en la opción idónea para la UIUC.

El capítulo siguiente aborda la materialización física de todo lo diseñado aquí: la selección de componentes reales, la construcción del filtro y los detalles de montaje e integración del hardware.

Capítulo 5. IMPLEMENTACIÓN FÍSICA DEL FILTRO

Una vez dimensionado y simulado el filtro en los capítulos anteriores, toca implementarlo en el mundo real. En este capítulo se aborda la construcción física del filtro LCL, desde la selección de los componentes que el mercado es capaz de ofrecer hasta el montaje final del conjunto dentro de su caja. Se verá que ningún componente encaja exactamente con el valor teórico y que hay que ir adaptando el diseño sobre la marcha, empezando por las inductancias, que son la pieza más problemática. A partir de ahí se recorre la rama de amortiguamiento y su placa, una alternativa más avanzada que se deja planteada, la cadena de conexión con sus elementos de seguridad y, por último, la manufactura de la caja que aloja todo el conjunto. El objetivo es dejar claro no solo qué se ha construido, sino por qué cada decisión ha sido la más razonable dentro de lo que había disponible.

5.1 ESTRUCTURA GENERAL DEL MONTAJE

El filtro LCL no constituye un elemento aislado, sino una etapa intermedia entre el inversor de la turbina y el punto de conexión a la red. La idea que se sigue a lo largo de todo el montaje es la implementación de todos los elementos relacionados con esta etapa de potencia en un solo habitáculo. Este conjunto contiene en su interior el inversor, el filtro LCL y todos los elementos relacionados que hacen óptimo el funcionamiento del conjunto (sensores, elementos de seguridad, PCB...). Para situar el conjunto antes de entrar en el detalle de la construcción, se presenta el esquema monofásico equivalente del sistema que se desarrolla en este capítulo:

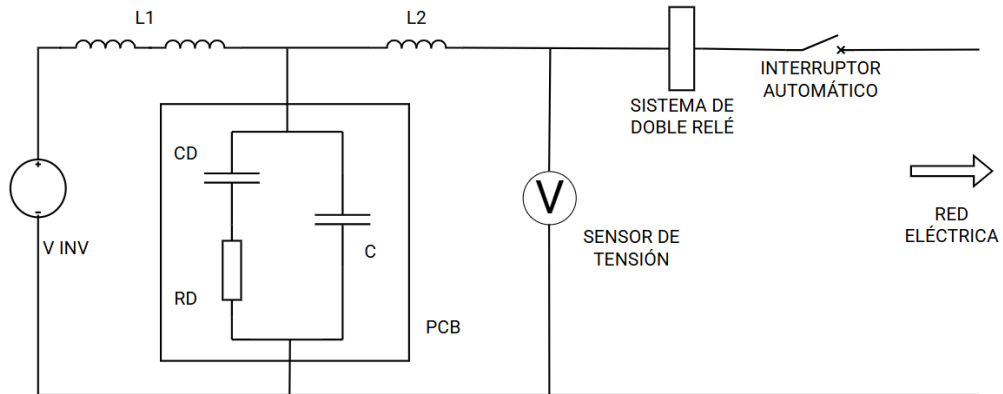


Figura 50. Esquema monofásico equivalente del sistema. Fuente: Elaboración propia (2026).

Una vez definida la topología eléctrica, el siguiente paso es determinar cómo se va a alojar todo el sistema. Este conjunto está pensado para operar en el exterior, por lo que es necesario que la instalación en la que opere esté correctamente aislada de la entrada de agua y polvo. Por ello se ha considerado que la opción idónea es una caja metálica con una puerta de bisagra capaz de aislar el interior de las condiciones climáticas (en muchos casos extremas) de la UIUC. A través de un análisis del mercado y de una estimación del tamaño que ocupan los componentes se ha optado por una caja¹⁵⁹ de dimensiones $610 \times 610 \times 305$ mm, suficiente para acomodar todas las etapas con holgura.

¹⁵⁹ VEVOR (2026).



Figura 51. Caja eléctrica para alojar el conjunto. Fuente: VEVOR (2026).

El planteamiento seguido para la organización interna es que todos los componentes menos el inversor y las inductancias se coloquen mediante soportes en unos raíles DIN anclados a la pared posterior de la caja, que contiene una lámina de metal donde se pueden atornillar varios componentes. Es preferible que el inversor no esté en los raíles DIN, ya que está construido en una PCB muy frágil, por lo que es mejor tener este componente aislado de los demás cables y situarlo en alguna otra de las paredes o en el suelo de la caja. Como aún no está construido el inversor, se ha usado una PCB de dimensiones similares a lo estimado para que ocupe su lugar por el momento. Por otro lado, las inductancias tampoco se colocan en los raíles. La causa principal es su peso, ya que las inductancias de los valores esperados tienen una masa de entre 1 y 1.4 kg y, considerando que inicialmente se preveían 6 bobinas (tres para L_1 y tres para L_2) pero que, como se explica en el apartado siguiente, ha sido necesario asociar dos bobinas en serie por fase en L_1 hasta llegar a un total de 9, los raíles no pueden soportar su peso, por lo que es mejor situarlas en la base de la caja.

El flujo de potencia se concibe de modo que acceda a la caja por un lateral y que, una vez ha atravesado las etapas contenidas dentro, salga por ese mismo lateral. Debido a esto, los componentes deben organizarse de manera adecuada. Por la elevada corriente que circula por el conjunto, se emplea un cable de alto dimensionado, en concreto un cable¹⁶⁰ de calibre 6 AWG, lo que equivale a un diámetro de conductor desnudo de unos 4.1 mm. No obstante,

¹⁶⁰ Alpha Wire (2019).

este valor corresponde únicamente al conductor, ya que con el aislamiento el diámetro exterior del cable es mayor, y es este último el que realmente condiciona el tamaño de los agujeros de acceso. Este grosor condiciona el acceso a la caja, ya que para permitir la entrada y la salida de los conductores es necesario practicar una serie de agujeros en un lateral, lo que obliga a contemplar una parte de manufactura para adaptar la caja antes del montaje.

Con el fin de situar al lector antes de entrar en el detalle de cada etapa, se muestra a continuación un plano orientativo de la construcción final, realizado en *Fusion 360*, sobre el que se irán referenciando los distintos elementos a lo largo del capítulo:

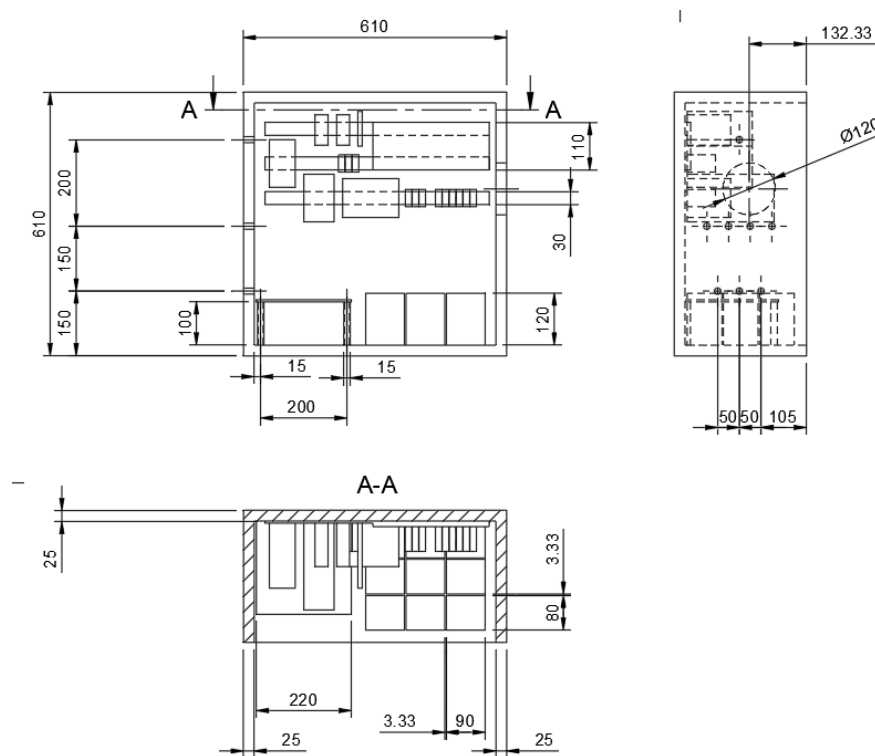


Figura 52. Plano orientativo de la construcción del conjunto. Fuente: Elaboración propia (2026).

5.2 SELECCIÓN Y MONTAJE DE LAS INDUCTANCIAS

Este apartado constituye seguramente el punto más crítico de toda la implementación física, ya que es donde la realidad del mercado se aleja más de lo que exigían los cálculos.

En el Capítulo 4 se obtuvieron los valores teóricos del filtro: una inductancia de inversor $L_1 = 127.4 \mu\text{H}$ y una inductancia de red $L_2 = 63.7 \mu\text{H}$. El primer paso de la construcción consiste, por tanto, en localizar en el mercado bobinas que se aproximen a estos valores y que, además, sean capaces de soportar la corriente del sistema.

Precisamente aquí surge un problema fundamental en la construcción. Tras un análisis exhaustivo del mercado en el que se han evaluado muchos portales de compra y se han comparado muchas opciones, no se ha encontrado ninguna inductancia que combine estos valores con la capacidad de corriente requerida. La dificultad radica en que se piden inductancias relativamente grandes para una corriente nominal de 55.51 A eficaces, con un pico que alcanza los 78.50 A. Esta combinación de inductancia elevada y corriente alta es, en la práctica, muy difícil de encontrar en un componente comercial.

De aquí surge uno de los cambios respecto del diseño teórico original, y es que no se trata de que se haya optado por una solución de compromiso pudiendo elegir otra mejor, sino de que, ante la ausencia total de alternativas, lo mejor que se ha podido encontrar es una bobina¹⁶¹ de 75 μH nominales con una corriente nominal de 80 A. Además, este valor no es del todo acorde, ya que está medido a 10 kHz y a baja corriente. Si se analiza la hoja de características de esta bobina, se observa que el valor real de la inductancia decrece con la corriente, siendo su valor de alrededor de 50 μH a la corriente nominal del proyecto y de unos 40 μH para los valores de pico de la corriente. Conviene subrayar este punto, porque es con ese valor real, y no con el nominal, con el que trabaja el filtro en funcionamiento.

¹⁶¹ Bourns, Inc. (2025).



Figura 53. Bobina toroidal empleada en L_1 y L_2 . Fuente: Bourns, Inc. (2025).

Partiendo de esta limitación, la solución adoptada ha sido construir las inductancias del filtro asociando estas bobinas. Para L_1 se conectan dos en serie, de modo que sus inductancias se suman y se alcanza el valor requerido por esta etapa, mientras que L_2 se compone de una sola de estas bobinas. La conexión de L_1 se ha realizado de tal forma que las inductancias siempre suman entre sí, no que restan, procurando, gracias a las dimensiones de la caja, que la componente de inductancia mutua que ambas bobinas generan sea lo menor posible. Esta inductancia mutua es un efecto que deberá verificarse experimentalmente, ya que, al estar las dos bobinas conectadas en serie, la inductancia equivalente de L_1 no es exactamente la suma de ambas, sino que depende también del acoplamiento magnético entre ellas. Tanto la magnitud real de este acoplamiento como el alcance exacto del decrecimiento de la inductancia con la corriente deberán cuantificarse mediante los ensayos correspondientes para determinar el valor real de las inductancias en funcionamiento.

Al sumar ambas etapas, se consiguen unos valores similares a los que pedía el marco teórico. Conforme se avanza en este capítulo y se comprueba si los valores de los demás componentes son como deben según la teoría o si hay que adecuarlos al mercado, se realiza nuevamente la simulación detallada en el capítulo anterior para ver si así se cumplen los requisitos del proyecto con estos nuevos valores.

Por último, es necesario destacar una cualidad física de estas bobinas. Las inductancias no están encapsuladas en una pequeña estructura como suelen estarlo las de este tamaño, sino que el bobinado está al aire libre y recubierto por un material aislante. Esto impide apoyarlas directamente sobre el suelo de la caja. Con el fin de alojarlas

correctamente, se han diseñado unos soportes con impresión 3D que se encargan de mantenerlas firmes.

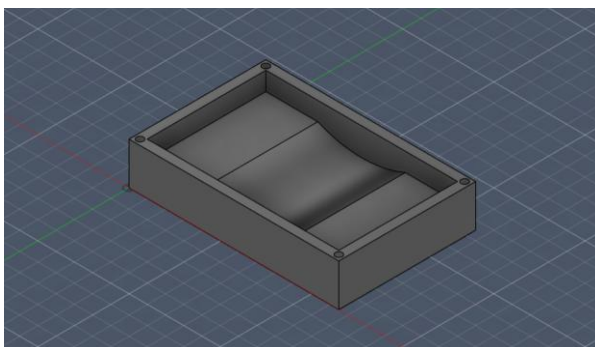


Figura 54. Diseño del soporte 3D de las bobinas. Fuente: Elaboración propia (2026).

Para fijar las bobinas correctamente a los soportes, se ha optado por utilizar resina epoxi, ya que tiene unas altas propiedades adhesivas, no conduce la electricidad y disipa bien el calor. Se ha elegido fabricarlos con filamentos de ABS, que combina una elevada resistencia térmica y un buen comportamiento dieléctrico, aislando así las bobinas del ambiente y evitando que se derritan con el calor. No obstante, conviene matizar que la bobina admite una temperatura de operación de hasta 125 °C, por encima del límite del ABS. Dentro de los materiales comerciales, el ABS es la opción óptima, y por esta razón es la que se ha probado, pero la temperatura real de trabajo deberá comprobarse en los ensayos para confirmar que se mantiene dentro del margen admisible del soporte. En caso de que no resulte suficiente, habría que recurrir a materiales de mayor resistencia térmica, lo que incrementaría notablemente el coste.

La ubicación de las bobinas y sus soportes queda destacada en la siguiente figura:

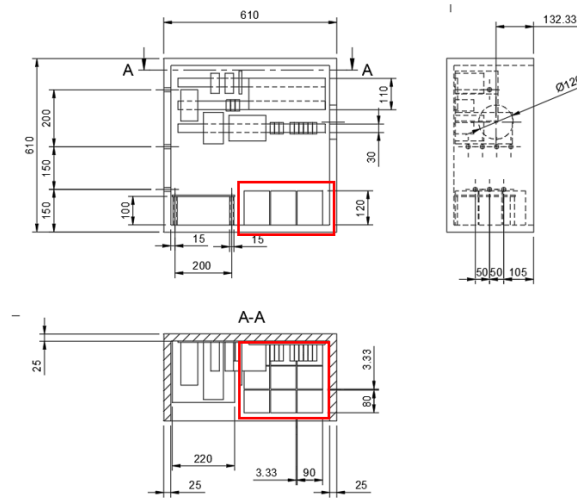


Figura 55. Plano orientativo destacando la ubicación de las inductancias. Fuente: Elaboración propia (2026).

5.3 DISEÑO Y ADAPTACIÓN DE LA RAMA DE AMORTIGUAMIENTO

La construcción de la rama de amortiguamiento, que contiene los condensadores y la resistencia, también está condicionada por lo que el mercado puede aportar. En un principio, se plantea que estos componentes, al ser de tamaño mediano, vayan soldados en una PCB, con la que se consigue reducir el tamaño del conjunto a la vez que se simplifica y se facilita la elaboración del circuito interno. Esta PCB se coloca en los raíles DIN, a diferencia del inversor, debido a que cuenta con pocos componentes y no es tan frágil como el diseño de la otra placa.

En cuanto a la resistencia, según los cálculos teóricos, esta debe ser de 0.6579Ω . Como a través de ella circulan cerca de 1.6 A , se estiman unas pérdidas de 1.40 W . Sabiendo esto, a pesar de que es un valor bajo, con el fin de proteger los elementos, se han colocado dos resistencias en paralelo con el doble del valor teórico, provocando que el valor neto sea igual a la resistencia requerida y reduciendo así la corriente que atraviesa cada una a la mitad.

Tras realizar un análisis de mercado, lo que mejor se adecúa al propósito del proyecto es utilizar dos resistencias¹⁶² en paralelo de valor $1.5\ \Omega$, cuyo valor neto resulta en $0.75\ \Omega$. Para estos valores de potencia disipada, con esta corriente y para resistencias que puedan ir montadas en una PCB, no existe un amplio abanico de opciones, por lo que se ha tenido que utilizar el valor estándar más cercano, como lo es $0.75\ \Omega$. Dado que estas resistencias requieren disipación para entregar su potencia nominal, se montan sobre un disipador¹⁶³ que garantiza su correcto funcionamiento térmico.



Figura 56. Resistencia empleada en la rama de amortiguamiento. Fuente: Ohmite Manufacturing Company (2020).

En cuanto al condensador, según las estimaciones es necesario que tanto C como Cd sean de un valor de $24.52\ \mu\text{F}$. Al igual que en apartados anteriores, las condiciones de funcionamiento del filtro no dejan muchas opciones disponibles, aunque los condensadores sí que cuentan con una gama más amplia. Con el fin de garantizar la seguridad de los componentes se ha optado por un condensador¹⁶⁴ de $20\ \mu\text{F}$ con una tensión máxima de $310\ \text{V}$, que, aunque su efectividad en el filtrado sea menor, garantiza un correcto funcionamiento ante las variaciones de la tensión. Se debe tener en cuenta que, aunque el condensador no está directamente conectado a la tensión de red, cuya tensión de línea es de $208\ \text{V}$ con $169.7\ \text{V}$ de pico de fase, sí que soporta un valor cercano que podría llegar a aproximarse a estos límites.

¹⁶² Ohmite Manufacturing Company (2020).

¹⁶³ Boyd Laconia, LLC (2026).

¹⁶⁴ Kemet Electronics Corporation (2026).

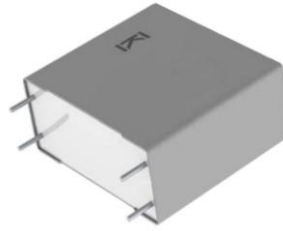


Figura 57. Condensador de película empleado en la rama de amortiguamiento.

Fuente: Kemet Electronics Corporation (2026).

Una vez todos los valores del filtro se han seleccionado y se han debido modificar para adaptarse al mercado, se realiza la simulación detallada en el capítulo anterior pero ahora con estos nuevos valores. Los resultados de la simulación han sido un THD de 0.695 %, una corriente por la resistencia de 1.553 A y una corriente en la rama de amortiguamiento de 6.424 A, lo que se traduce en una disipación en la resistencia de amortiguamiento de 1.81 W. Comparados con los valores teóricos, esto supone un incremento del 98 % en el THD, del 6.6 % en la corriente de la resistencia, del 48.4 % en la corriente de la rama y del 29 % en las pérdidas de la resistencia. Aun así, el THD se mantiene dentro del intervalo admisible que marca la norma y las pérdidas siguen siendo reducidas, por lo que este empeoramiento no es un problema de diseño, sino el coste de trasladar el filtro al mundo real, donde los componentes comerciales obligan a alejarse de los valores ideales calculados.

Después de haber verificado los parámetros, se continúa con la adaptación de la rama de amortiguamiento. Para ello, como se ha mencionado antes, se ha utilizado una PCB en la que se han integrado los componentes mediante soldadura. A esta PCB se la denomina a partir de ahora PCB V1. Para realizar el diseño se ha usado el software de código abierto KiCad, que facilita la creación de diseños sencillos.

El esquema de los componentes en KiCad queda, por tanto:

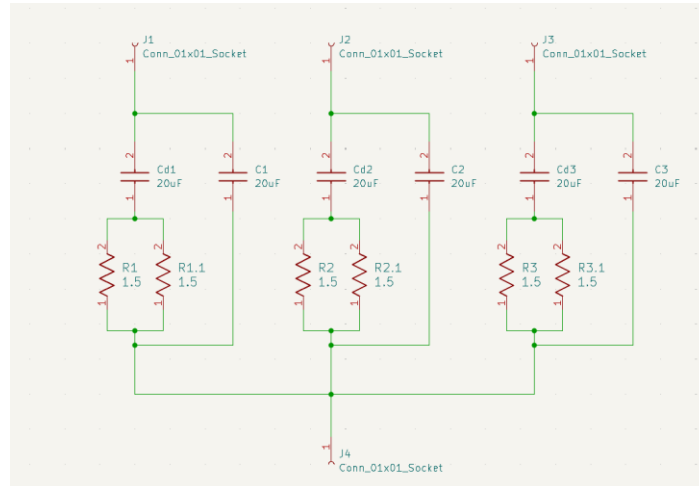


Figura 58. Esquema de la PCB V1 en KiCad. Fuente: Elaboración propia (2026).

Para el diseño de la PCB se han adoptado las siguientes condiciones de diseño de la placa para garantizar la seguridad de las conexiones. Se trata de una placa de dos capas con un espesor nominal de 1.6 mm y sustrato FR4 de alta temperatura, sobre la que se fija un peso de cobre de 1 oz por capa. Para las reglas de diseño se toman como mínimos una separación entre pistas (*clearance*) de 0.1524 mm, una anchura de pista (*trace width*) de 0.1524 mm, un anillo anular (*annular ring*) de 0.127 mm y un diámetro mínimo de taladro de 0.254 mm, además de mantener un margen de seguridad respecto al borde de la placa (*board edge keepout*) de 0.381 mm. Además, para dispersar mejor la corriente y debido a la cantidad de espacio disponible, se ha optado por utilizar placas para interconectar los componentes en vez de trazas. Esto provoca que la corriente no se concentre en un espacio más pequeño, lo que disminuye las pérdidas de la placa y hace que las corrientes fluyan de forma más adecuada por ella. También se han añadido unos huecos para la entrada de los conectores de los cables, tres en la parte superior para las fases y uno abajo para el neutro.

El diseño en KiCad es, por tanto:

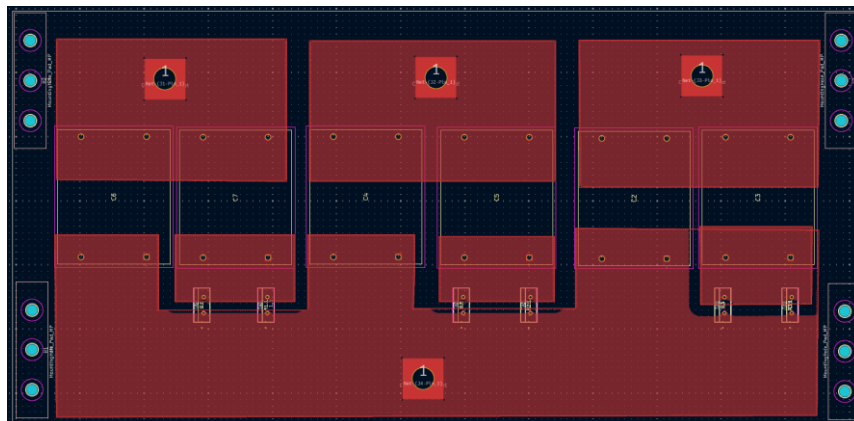


Figura 59. Diseño de la PCB V1 en KiCad. Fuente: Elaboración propia (2026).

Tras haber obtenido las piezas y la placa, se han soldado los elementos, verificando que el conexionado es correcto mediante el uso de un polímetro. La placa con los componentes incorporados queda construida de la siguiente forma:

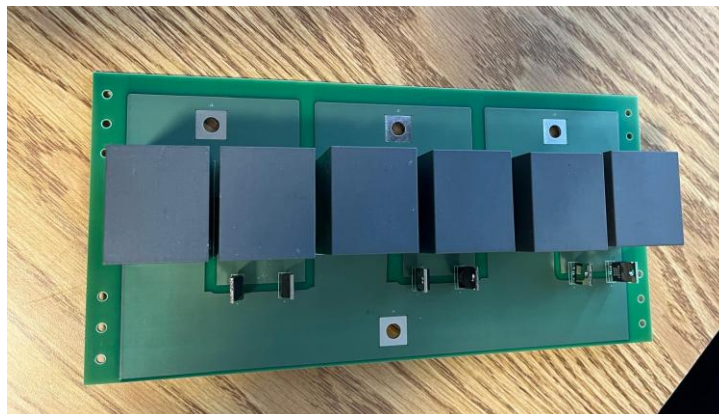


Figura 60. PCB V1 fabricada con los componentes soldados. Fuente: Elaboración propia (2026).

La posición de esta placa dentro del conjunto queda señalada en el siguiente recuadro del plano orientativo:

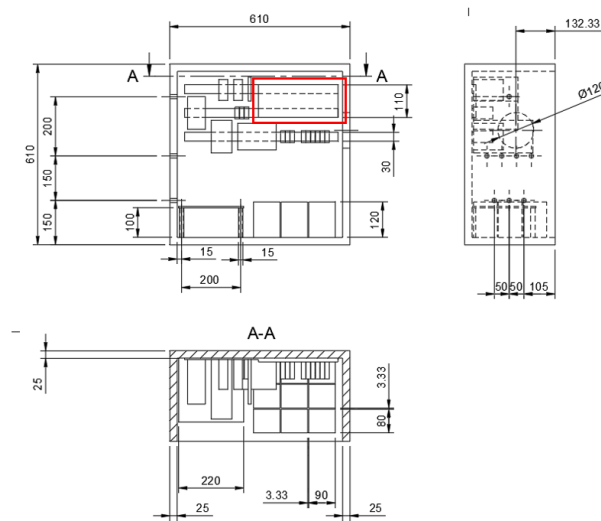


Figura 61. Plano orientativo resaltando la ubicación de la PCB. Fuente: Elaboración propia (2026).

5.4 DISEÑO ALTERNATIVO DE LA RAMA DE AMORTIGUAMIENTO CON FILTRO EMI

Como medida opcional al diseño del filtro, se ha considerado aplicar un filtro EMI que se encargue de reducir el ruido a muy altas frecuencias del conjunto (150 kHz–30 MHz). Este componente está pensado para ir incorporado en la misma PCB que la rama de damping, por lo que a partir de ahora a este diseño se le denomina PCB V2. Adicionalmente, esta PCB nueva cuenta con unos sensores de corriente que medirían la entrada de la corriente en esta placa, con los que se pretende asegurar que no haya exceso de corriente en la placa.

Este filtro EMI¹⁶⁵ está conformado por un chip principal, que es el encargado de realizar las acciones de inyección de corrientes de compensación, y por condensadores, resistencias y diodos que en conjunto sirven como sensores internos para el chip, controladores de tensión o soportes del conjunto, así como un amplificador y un condensador de inyección encargados de introducir la corriente de compensación. Los componentes que

¹⁶⁵ Texas Instruments (2023).

requiere este chip son muy concretos y están detallados en la hoja de características de este, por lo que no hay que seleccionarlos en el mercado y simplemente deben ser aplicados.

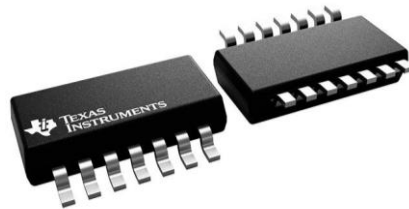


Figura 62. Chip de filtro EMI activo empleado en la PCB V2. Fuente: Texas Instruments (2023).

Para los sensores de corriente, se ha optado por utilizar unos sensores¹⁶⁶ que funcionen a la misma tensión que el chip (15 V) y que no alteren la entrada de corriente que ingresa la placa. Tras analizar el mercado, se ha considerado que la mejor opción es la adopción de tres sensores, uno por fase, que sean atravesados por el cable y que midan la intensidad gracias a su campo magnético. Estos sensores se alimentarían de la fuente de 15 V prevista para la PCB V2, y mandarían la señal a la PCB del inversor, que sería la encargada de regular la potencia inyectada en el conjunto.

Por último, para la salida y entrada de señales de la placa, se utilizaría un cable VGA¹⁶⁷ de 15 pines, con el que es fácil agrupar la entrada de la tensión de alimentación y las salidas de los sensores de corriente que llevan las señales a otros puntos del conjunto.

El esquema de la placa con todos los componentes es el siguiente:

¹⁶⁶ LEM International SA (2023).

¹⁶⁷ Amphenol Canada (2023).

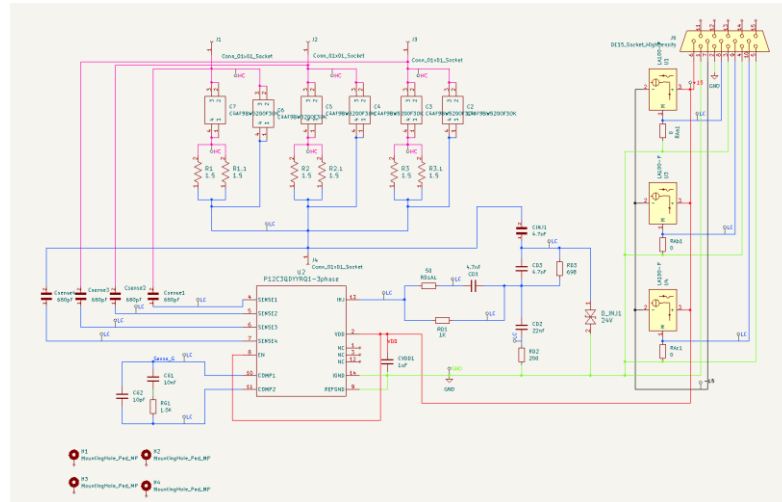


Figura 63. Esquemático de la PCB V2 con filtro EMI y sensores de corriente.

Fuente: Elaboración propia (2026).

Como se puede ver, este esquema es considerablemente más complejo que el anterior. Por un lado, está la parte referente a la etapa de damping del filtrado, que se ha mantenido prácticamente intacta. Por otro, se puede ver que se han añadido los sensores de corriente que, aparte de mandar la señal, deben ser alimentados a los 15 V. Como último gran conjunto, está la parte del filtro EMI, que constituye la mayor parte de los componentes. Además, si se analiza la tabla se puede ver que hay huecos para los conectores de las fases que entran y salen de la placa y un conjunto de conexiones que llegan a un conector VGA, por el que entrarían también las tensiones de alimentación.

Para el diseño de la placa en sí, ha habido que cambiar varias de las condiciones de la placa, así como el fundamento de diseño. Si bien en la PCB V1 todas las conexiones se realizaban mediante grandes placas para distribuir las corrientes, en este caso es necesario utilizar trazas debido a la alta complejidad del diseño. Por ello, y porque se trabajaría con grandes corrientes en la placa que pueden afectar a las trazas que llevan señales, ha habido que cambiar las restricciones del diseño. En este caso se ha utilizado una separación mínima de cobre de 0.2 mm, una anchura mínima de pista de 0.18 mm, un anillo anular de 0.15 mm, un diámetro mínimo de vía de 0.6 mm y un margen de cobre a borde de 0.3 mm. Respecto a la PCB V1 se han endurecido las restricciones, ya que el diseño es mucho más denso y aparecen las vías, que antes no hacían falta. Además, ha habido que crear diferentes clases

de nodos para cada zona de la placa, de modo que cada red tenga sus propias características según lo que tenga que hacer. Así, las líneas de inyección del filtro EMI y las que llevan las corrientes más altas se han hecho más anchas y con vías más grandes, mientras que las de los sensores se han dejado más estrechas, separando las trazas de potencia de las de señal para que estas no se vean afectadas por los campos magnéticos e interferencias generadas. A partir de estos nuevos requisitos se ha diseñado la placa en sí, teniendo que utilizar en este caso vías que conectan ambos lados de la PCB. El resultado es el siguiente:

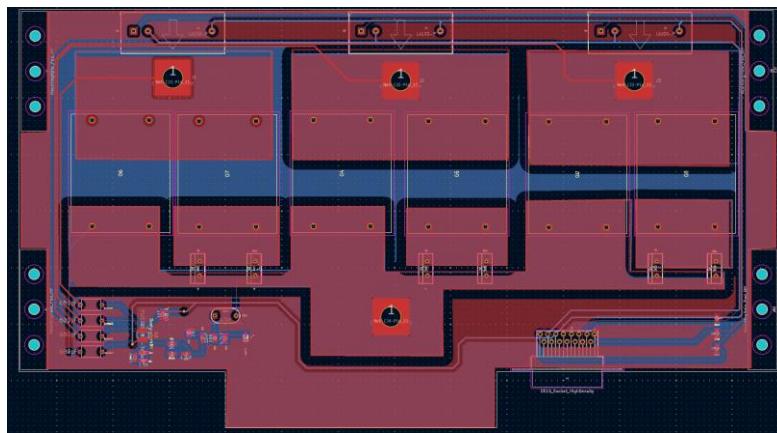


Figura 64. Diseño de la PCB V2 en KiCad. Fuente: Elaboración propia (2026).

El problema principal que ha surgido con esta PCB es que, debido a su alta complejidad y a la cantidad de materiales que requiere, no ha habido tiempo para fabricarla e implementarla en el conjunto inversor-filtro. Esto no es un gran problema, ya que, como se ha comentado anteriormente, esta PCB V2 no es esencial, y constituye una versión mejorada de la V1 a pesar de su mayor complejidad, no solo en el diseño sino también en el control. No solo mejoraría el comportamiento frente al ruido de alta frecuencia gracias al filtro EMI, sino que además aportaría una mayor seguridad al medir la corriente que entra en la placa. De este modo, la implementación y el estudio de esta PCB V2 quedan como trabajo futuro para el equipo de la UIUC.

La localización de esta placa sería la misma que la de la PCB V1, ya expuesta en la Figura 61.

5.5 CADENA DE CONEXIÓN Y MEDIDAS DE SEGURIDAD

Una vez diseñadas las distintas etapas del filtro, es necesario definir cómo se conectan entre sí y qué elementos de seguridad se añaden al conjunto antes de la salida a la red. Además del propio filtrado, el montaje incorpora un sensor de tensión, un esquema de doble relé y un interruptor automático, que en conjunto protegen la instalación y permiten desconectarla de forma controlada. Estos elementos no intervienen en el filtrado, pero son imprescindibles para que el conjunto pueda operar de forma segura en el laboratorio. A continuación, se describe cada uno de ellos antes de detallar el recorrido completo de la potencia.

5.5.1 SENSOR DE TENSIÓN

El primer elemento añadido es un sensor de tensión encargado de medir la tensión a la salida del filtro. Este sensor¹⁶⁸ está aislado galvánicamente, de modo que escala la tensión a un valor reducido y manda la señal al sistema de control sin que haya contacto eléctrico entre la etapa de potencia y la de medida. Este aislamiento es importante, ya que protege la electrónica de medida de las altas tensiones que circulan por la etapa de potencia. Hay que tener en cuenta que este sensor no es un dispositivo de seguridad en sí mismo, sino un elemento de medida cuya lectura se utiliza para decidir si el conjunto debe conectarse o desconectarse. De esta forma, la señal que entrega sirve de base para el control de los relés que se describen a continuación.

¹⁶⁸ Verivolt (2024).



Figura 65. Sensor de tensión a la salida del filtro. Fuente: Verivolt (2024).

5.5.2 SISTEMAS DE SEGURIDAD

La seguridad del conjunto queda a cargo de un doble relé y de un interruptor automático.

El esquema de doble relé es el encargado de conectar y desconectar la potencia. Está formado por un relé pequeño¹⁶⁹ y un contactor de mayor tamaño¹⁷⁰. El relé pequeño está permanentemente conectado a tensión y se gobierna mediante una señal de bajo nivel. Cuando esta señal lo activa, su contacto cierra el circuito que alimenta la bobina del contactor, que es el que realmente conmuta la corriente de la línea. La razón de utilizar dos relés en lugar de uno reside en que el contactor que conmuta la potencia necesita una corriente de bobina que la electrónica de control no puede entregar directamente. El relé pequeño actúa como interfaz entre ambas etapas, permitiendo que una señal débil gobierne la conexión de toda la potencia del sistema. Esta disposición separa la etapa de control de la de potencia y permite gobernar el contactor mediante una señal de bajo nivel, reduciendo además el riesgo de que una avería en la electrónica de control afecte a la línea de potencia. Por ello, se ha considerado la solución más adecuada para el montaje.

¹⁶⁹ Phoenix Contact (2026).

¹⁷⁰ Altech Corp. (2011).



Figura 66. Relé de baja potencia del esquema de doble relé. Fuente: Phoenix Contact (2026).



Figura 67. Contactor de 75 A del esquema de doble relé. Fuente: Altech Corp. (2011).

En cuanto al interruptor automático¹⁷¹, este, a diferencia de los relés, no realiza la maniobra de conexión y desconexión del conjunto, sino que actúa como protección frente a altas corrientes y cortocircuitos, interrumpiendo el paso de corriente cuando esta supera un valor determinado. Su calibre se ha fijado en 70 A eficaces, valor que queda por encima de los 55.51 A eficaces nominales del sistema y que, por tanto, deja un margen suficiente para el funcionamiento normal sin que se produzcan disparos indebidos. Es por esta razón que ambos elementos son necesarios y no redundantes: los relés permiten la conexión y

¹⁷¹ LS Electric (2026). (2019).

desconexión deseada del conjunto, mientras que el interruptor automático protege la instalación ante faltas que el esquema de relés no detecta. De este modo se cubren tanto la maniobra habitual como la protección frente a situaciones anómalas.



Figura 68. Interruptor automático térmico-magnético de 70 A. Fuente: LS Electric. (2019).

5.5.3 FUENTES DE ALIMENTACIÓN Y REFRIGERACIÓN

Para alimentar todos los elementos auxiliares del conjunto se han incorporado dos fuentes de alimentación montadas en el raíl DIN. La primera¹⁷², de 24 V, es la encargada de alimentar todos los elementos del montaje, como el sensor de tensión, el esquema de doble relé y los ventiladores de los que se habla en el siguiente párrafo. La segunda¹⁷³, de 15 V, ya se ha comprado e instalado, y queda reservada para alimentar la futura PCB V2, que como se ha explicado no se ha llegado a fabricar, por lo que esta fuente se ha previsto de cara a su implementación posterior. De este modo, el conjunto queda preparado para incorporar la segunda placa sin necesidad de modificar la instalación de alimentación. Para el accionamiento de estas fuentes es necesario introducir en la caja metálica un cable que contenga corriente alterna a 120 V (valor estándar en EE. UU.).

¹⁷² MEAN WELL Enterprises (2025).

¹⁷³ MEAN WELL Enterprises (2026).



Figura 69. Fuente de alimentación de 24 V. Fuente: MEAN WELL Enterprises (2025).



Figura 70. Fuente de alimentación de 15 V. Fuente: MEAN WELL Enterprises (2026).

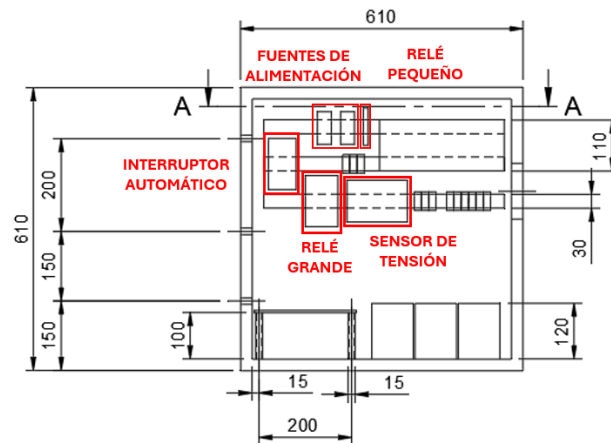
Adicionalmente, para evacuar el calor generado por las inductancias y el resto de los componentes, se han añadido unos ventiladores¹⁷⁴ que funcionan a 24 V, alimentados por la fuente principal. Dado que no ha sido posible realizar ensayos eléctricos, habrá que verificar experimentalmente si la refrigeración que aportan estos ventiladores es suficiente. En caso de que no lo sea, se podrá añadir algún ventilador más o sustituirlos por unos de mayor potencia que garanticen una correcta evacuación del calor.

5.5.4 FLUJO DE POTENCIA

Con todos estos elementos definidos, el recorrido completo de la potencia queda establecido. La corriente parte de la salida del inversor, etapa ajena a este trabajo y que no se ha construido, y entra al filtro a través de los cables de potencia. En primer lugar, atraviesa la inductancia del lado del inversor L_1 , formada por dos bobinas en serie por fase. Tras ella

¹⁷⁴ Mechatronics (2014).

El bloque de seguridad, junto con las fuentes de alimentación, queda igualmente identificado en el plano orientativo, que para su mejor visualización, en este caso solo se incluirá el alzado:



Se adjunta además el esquema pintado sobre la lámina de la pared posterior de la caja, que resultó de gran ayuda para estudiar la colocación de los componentes y visualizar cómo encajaría el conjunto antes del montaje definitivo:

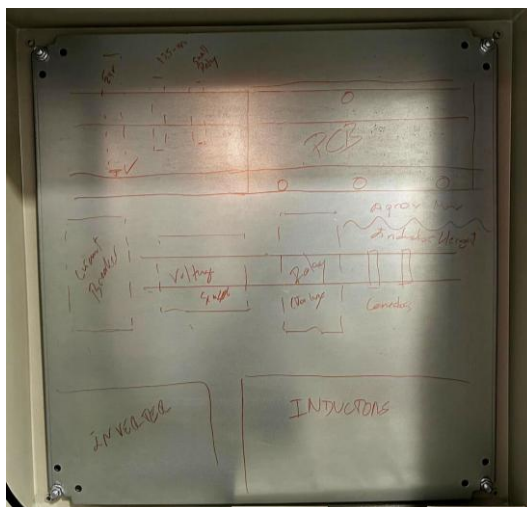


Figura 72. Esquema del recorrido de los componentes pintado sobre la lámina posterior de la caja. Fuente: Elaboración propia (2026).

Dado que la fotografía no permite apreciar con claridad el contenido del boceto, se incluye a continuación una transcripción de este:

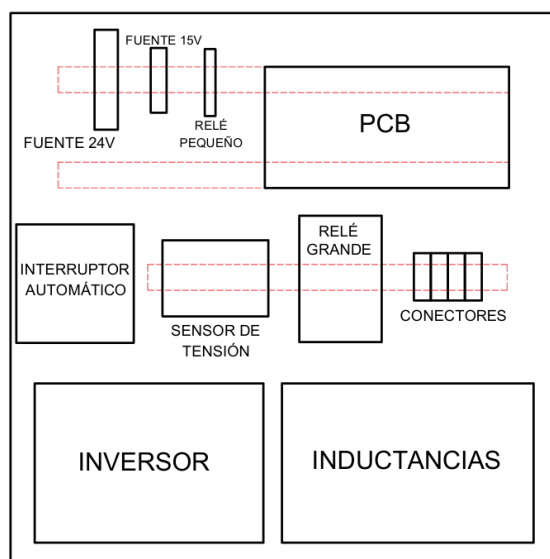


Figura 73. Transcripción del esquema orientativo de la lámina de la caja. Fuente: Elaboración propia (2026).

5.6 MANUFACTURA DE LA CAJA Y CONSTRUCCIÓN

Para poder incluir todos los componentes mencionados en la caja ha sido necesario modificarla. Gracias al equipo de operarios de la UIUC se han realizado las modificaciones pertinentes que requiere el diseño del conjunto. Las modificaciones necesarias son las siguientes.

En cuanto al contacto con el exterior, ha sido necesario realizar unos agujeros en la caja. Para la entrada y salida de los cables se han hecho un total de 8 agujeros de igual tamaño en la misma pared: 3 para el inversor, 4 encima para las 3 fases de salida junto al neutro y uno adicional en la parte superior de la pared para la entrada de la corriente alterna que alimenta las fuentes. Aunque el cable¹⁷⁵ sea de un calibre 6 AWG, su diámetro exterior es de 9.9 mm. Para ajustar correctamente la entrada de estos cables y fijar su aislamiento se han seleccionado unos prensaestopas¹⁷⁶ regulables de rosca de 14 mm de diámetro, por lo que los agujeros de la caja se han perforado con estos valores. Estos prensaestopas, no obstante, no se han llegado a instalar y quedan pendientes de colocación.

Por otro lado, se han realizado dos agujeros en la pared opuesta de un diámetro de 11.5 cm para poder introducir los dos ventiladores de refrigeración. Además, se han tenido que taladrar otros 4 agujeros de 4.5 mm para cada ventilador que alojan los tornillos que los sujetan. De los dos ventiladores previstos, únicamente se ha montado uno, ya que el segundo no ha estado disponible por falta de stock, quedando su instalación como trabajo futuro.

En la base de la caja se han realizado varias modificaciones. Para la adecuada colocación del inversor, se han colocado 4 soportes de una altura de 10 cm para que todos sus componentes tengan el suficiente espacio por ambas caras de la PCB y para que fluya mejor el aire, mejorando así la disipación. Al lado de la estructura del inversor, se han atornillado a la base los 9 soportes impresos en 3D que alojan las bobinas del filtro.

¹⁷⁵ Alpha Wire (2019).

¹⁷⁶ LAPP (2019).

En la lámina que se encuentra en la pared posterior de la caja también se han realizado modificaciones. Se han añadido 3 raíles DIN¹⁷⁷ en los que se colocan los demás componentes. Uno de los raíles es de 55 cm, mientras que los otros 2, colocados encima de este, son de una longitud menor, 45 cm. Esto es debido a que no ha sido posible colocar el interruptor automático en los raíles DIN y ha habido que atornillarlo directamente en la lámina de la caja. Como medida adicional, se ha optado por añadir 4 apoyos en la parte posterior de la base para que, al estar sobre una superficie, esta no sea la que toque directamente el suelo en el que se apoye.

Una vez realizadas las modificaciones pertinentes se ha podido llevar a cabo la construcción del filtro. Para ello ha habido que estudiar varias formas de colocación para distribuir correctamente el espacio y facilitar la lectura del flujo de potencia. Ha sido necesario, además, añadir unos conectores¹⁷⁸ a los raíles DIN en los que se han podido formar los nudos del circuito y con los que se han podido alargar las conexiones entre los elementos. Aun después de todo el desarrollo, ha habido complementos que no se han podido añadir a la construcción y que quedan como trabajo futuro para la UIUC. Estos son la implementación de la PCB que contiene el inversor y su conexionado con la etapa de filtrado, el cableado que une los sensores con el inversor, la instalación de los prensaestopas que darán entrada y salida a los cables de la caja, el cable de corriente alterna que alimenta las fuentes de tensión y el segundo ventilador, que no ha estado disponible por falta de stock.

Antes de proceder al cableado completo y de pegar las bobinas con resina epoxi, la disposición física de los componentes dentro de la caja queda de la siguiente forma:

¹⁷⁷ Altech Corp. (2014).

¹⁷⁸ Phoenix Contact (2026).



Figura 74. Disposición física de los componentes dentro de la caja, previa al cableado y sin las bobinas colocadas. Fuente: Elaboración propia (2026).

Una vez cableado el conjunto siguiendo el flujo de potencia descrito, la construcción final queda de la forma que se muestra a continuación, muy parecida a como estaba prevista la construcción inicial de la *Figura 52* (adjuntada de nuevo después de la *Figura 75*) .

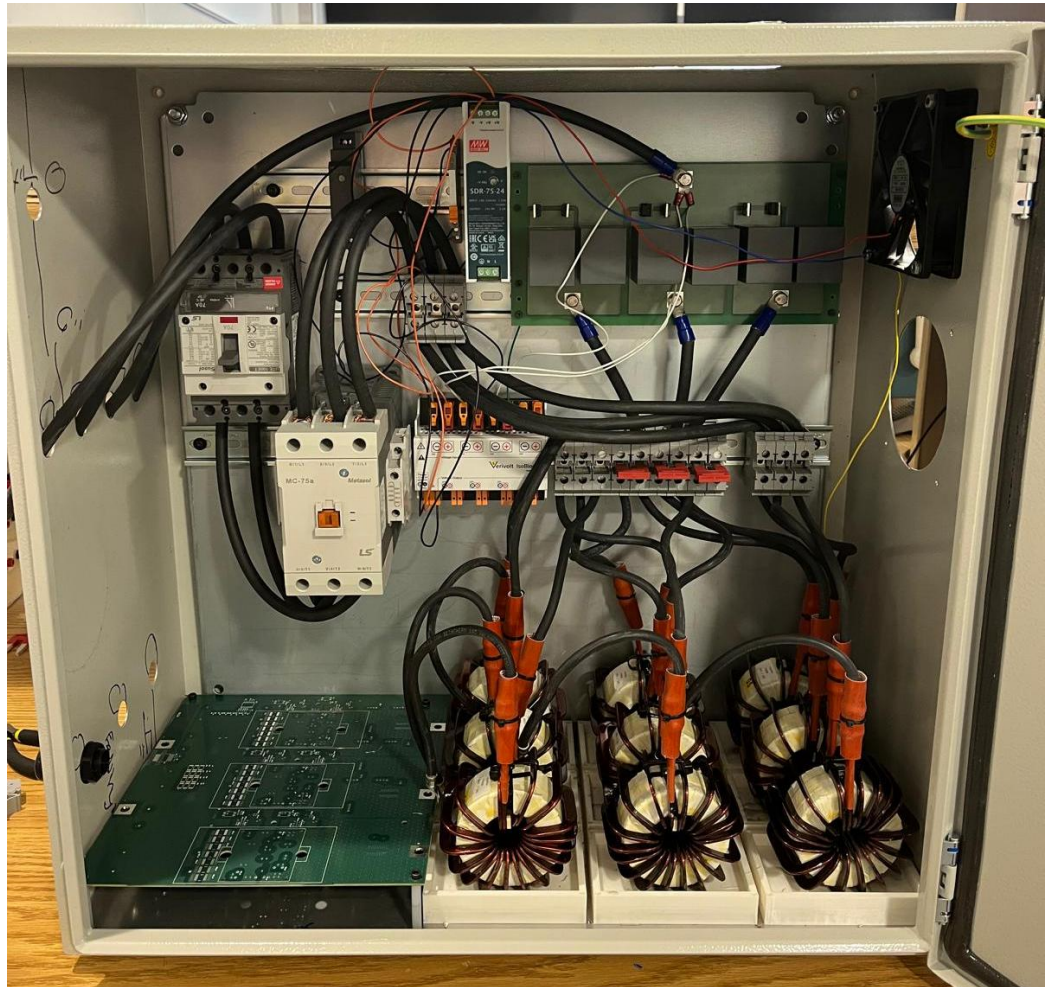


Figura 75. Conjunto final del filtro LCL montado en la caja. Fuente: Elaboración propia (2026).

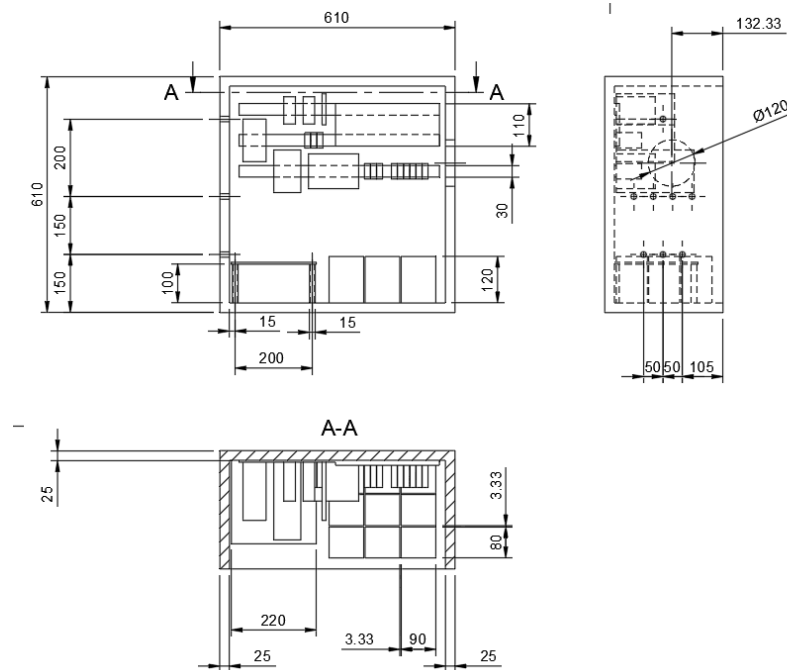


Figura 76. Plano orientativo de la construcción del conjunto. Fuente: Elaboración propia (2026).

Con esto concluye la materialización física del filtro diseñado en los capítulos anteriores. El conjunto queda montado e integrado en su caja, con todas las etapas de potencia, amortiguamiento, medida y seguridad dispuestas sobre los raíles y soportes descritos, a falta únicamente de los elementos señalados como trabajo futuro. De este modo, el filtro queda preparado para su posterior conexión con el inversor y para los ensayos experimentales que la UIUC llevará a cabo cuando el conjunto generador inversor-filtro esté completo.

5.7 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

A lo largo de este capítulo se ha llevado a cabo la implementación física del filtro LCL dimensionado en el Capítulo 4, pasando de los valores teóricos a un conjunto real montado en su caja. El principal aprendizaje del proceso es que la selección de componentes reales condiciona el diseño tanto como los propios cálculos, ya que en ningún caso ha sido posible encontrar en el mercado un componente que se ajustara exactamente al valor teórico.

El punto más crítico ha sido las inductancias. No existe un componente comercial que combine los 127.4 μH de L_1 con la capacidad de soportar los 78.5 A de pico del sistema, por lo que ha sido necesario asociar en serie bobinas de 75 μH nominales. El problema de fondo no es la asociación, sino que estas bobinas reducen su inductancia con la corriente por saturación, cayendo a unos 50 μH en régimen nominal y a 40 μH en pico. Esto implica que el filtro trabaja realmente con una L_1 inferior a la de diseño, lo que debe tenerse presente al interpretar los resultados: el dimensionado del Capítulo 4. parte de un valor nominal que el componente no mantiene bajo carga.

Esta desviación se ha cuantificado repitiendo la simulación con los componentes reales, sustituyendo el condensador de 24.52 μF por uno de 20 μF y la resistencia de 0.6579 Ω por 0.75 Ω . El THD pasa de 0.351 % a 0.695 % y la corriente por la rama de amortiguamiento aumenta cerca de un 50 %. Aunque el incremento relativo es elevado, el THD se mantiene muy por debajo del límite de la norma, por lo que la degradación es asumible y responde al coste de trasladar el filtro a componentes reales, no a un defecto del diseño.

En la rama de amortiguamiento se ha optado por fabricar la PCB V1, más sencilla y ya verificada, dejando la PCB V2, con filtro EMI y sensores de corriente, como diseño no fabricado. Es la decisión adecuada dentro del plazo del proyecto, si bien la V2 es la que aporta las mejoras que el sistema requerirá en su integración definitiva. La cadena de seguridad responde a la misma lógica: el esquema de doble relé permite que una señal de bajo nivel gobierne la conmutación de toda la potencia sin exponer la electrónica de control, justificando su aparente complejidad.

La principal limitación del trabajo es que el conjunto está construido pero no ensayado. El acoplamiento mutuo entre las bobinas de L_1 , la temperatura real de los soportes de ABS frente al límite de la bobina y la suficiencia de la refrigeración dependen de un ensayo eléctrico que no ha podido realizarse. El filtro queda, por tanto, montado y coherente, pero su validación experimental constituye el trabajo que hereda la UIUC.

En el siguiente capítulo se estudia el impacto económico del filtro, abordando los costes de materiales, de licencias e IT y de fabricación.

Capítulo 6. ANÁLISIS ECONÓMICO

Diseñado y construido el filtro, queda valorar cuánto ha costado ponerlo en pie y qué lugar ocupa esa cifra dentro del proyecto. En este capítulo se recompone el coste del filtro a partir del listado real de materiales del prototipo, el hardware integrado, las herramientas de software, la mano de obra de manufactura, el coste de personal y aquellas vías de diseño que se fabricaron pero no llegaron a formar parte del conjunto final. Una vez cerrada la cifra total, se contrasta el coste específico del filtro, expresado por unidad de potencia aparente, frente a referencias comerciales certificadas de precio público, con el fin de situar el desarrollo en el marco del mercado. Con ello se pretende discernir qué parte de la diferencia responde al diseño en sí y qué parte a la naturaleza de un prototipo único, por lo que el objetivo no es tanto obtener un número como entender su composición. ¿Por qué cuesta lo que cuesta?, ¿dónde se concentra el gasto? y ¿qué margen de decisión existe? son preguntas que encuentran su respuesta a lo largo del capítulo.

6.1 *CONTEXTO DE FINANCIACIÓN*

El proyecto del aerogenerador de 20 kW desarrollado por el grupo de investigación del profesor Arijit Banerjee ha sido principalmente financiado por una subvención del Departamento de Energía de los Estados Unidos¹⁷⁹ de aproximadamente 6.000.000 \$. Esta subvención cubre la gran mayoría de los gastos asociados al proyecto, siendo la mayor partida de gasto el diseño y la construcción del aerogenerador, así como la obtención del terreno. De forma adicional e independiente, la universidad ha destinado 160.000 \$ a través de dos partidas de sostenibilidad propias, orientadas exclusivamente a conceptos no cubiertos por la subvención federal. Entre estos gastos destacan el vallado de seguridad, el camino de acceso, la conexión eléctrica a la red de distribución y la restauración del entorno afectado por la instalación. El coste del filtro LCL objeto de este trabajo se enmarca, por

¹⁷⁹ U.S. Department of Energy (2026).

tanto, dentro de la subvención del Departamento de Energía, y no dentro de estas partidas adicionales de sostenibilidad.

Concepto	Importe (\$)
Subvención del Departamento de Energía de los Estados Unidos	6.000.000,00 \$
Partidas de sostenibilidad de la universidad (<i>Student Campus Environment Fee</i>)	13.318,00 \$
Partidas de sostenibilidad de la universidad (<i>Cleaner Energy Technologies Fee</i>) ¹⁸⁰	146.682,00 \$
Total	6.160.000,00 \$

Tabla 7. Financiación del proyecto del aerogenerador. Fuente: Elaboración propia (2026).

6.2 COSTE DE HARDWARE

El coste de los componentes referidos a la estructura de la etapa de filtrado se ha agregado a partir del listado de materiales del prototipo. Juntando el coste de las inductancias, los condensadores, las resistencias con sus disipadores y los soportes de las bobinas queda una suma de 1.219,48 \$. Esta cifra realmente está un poco abultada respecto a los costes estrictamente necesarios, ya que en la partida se han adquirido un número mayor de algunos elementos, como bobinas y resistencias, con el fin de disponer de recambio ante eventuales roturas o fallos durante el ensamblaje y las pruebas.

En cuanto a los elementos de protección, si se agregan los sensores tanto de corriente como de tensión, los relés y el interruptor automático que conforman la cadena de seguridad

¹⁸⁰ University of Illinois Urbana-Champaign (2026).

descrita en el capítulo anterior, queda una suma de gastos de 2.187,72 \$, dominada por el coste del sensor de tensión aislado¹⁸¹ (1.330,51 \$).

Los elementos de integración, cableado y carcasa, esto es, el carril DIN, el cableado de potencia, la conexión en los conectores, las fuentes de alimentación auxiliares, la caja eléctrica y el sistema de ventilación, suman un subtotal de 442,37 \$.

La placa de circuito impreso (PCB V1) que integra la rama de amortiguamiento ha sido obtenida por parte de un distribuidor¹⁸² que fabrica lotes de 3 placas, cada una con un precio de 33 \$. Una de ellas se ha utilizado en la construcción, mientras que las otras 2 quedan como futuros repuestos, por lo que el total asciende a 99 \$.

Agregando todo lo mencionado anteriormente, el coste total de hardware correspondiente al filtro efectivamente construido e integrado en el prototipo asciende a 3.948,57 \$.

Al margen de esta cifra, se ha diseñado la placa alternativa que contiene el filtro EMI (PCB V2). Esta placa junto a sus componentes asociados no se ha integrado ni ensayado, por lo que sus costes no se han tenido de momento en cuenta y se consideran como costes futuros. Si se vuelven a encargar placas al mismo distribuidor y se obtienen los componentes adicionales que requiere la placa, el coste total asciende a 106,40 \$.

La siguiente tabla desglosa las partidas de gastos por subapartados.

<i>Bloque de coste</i>	<i>Subtotal</i>
Elementos reactivos y de amortiguamiento (inductancias, condensadores, resistencias de amortiguamiento, disipadores, soportes)	1.219,48 \$
Protección, medida y seguridad (interruptor automático, sensores de corriente, sensor de tensión y relés)	2.187,72 \$

¹⁸¹ Veribol LLC (2026).

¹⁸² Advanced Circuits (2026).

<i>Bloque de coste</i>	<i>Subtotal</i>
Integración, cableado y carcasa (carril DIN, cableado, conectores, fuentes auxiliares, carcasa, ventilación)	442,37 \$
PCB V1: rama de amortiguamiento (fabricada e integrada)	99,00 \$
Total hardware del filtro construido	3.948,57 \$
<i>PCB V2: filtro EMI activo (no fabricada y no incluida en el total anterior)</i>	<i>106,40 \$</i>
Total hardware del filtro con PCB V2	4.054,97 \$

Tabla 8. Desglose del coste de hardware del prototipo. Fuente: Elaboración propia (2026).

6.3 LICENCIAS Y HERRAMIENTAS DE IT

Para la realización del proyecto se han utilizado varias licencias de software que abarcan desde entornos de simulación numérica hasta programas de diseño mecánico y de PCB. Resulta conveniente diferenciar entre aquellas soluciones de carácter comercial y las de código abierto, así como precisar en qué condiciones se ha accedido a cada una de ellas.

Cabe señalar que, al desarrollarse este proyecto en el marco de un TFG, la totalidad del software empleado ha estado disponible de forma gratuita a través de las licencias de campus de la universidad, por lo que su coste no repercute en el presupuesto del proyecto. No obstante, de cara a una eventual reproducción de este trabajo por parte de un usuario sin cobertura académica, resulta pertinente reflejar el coste real de las herramientas comerciales empleadas. En tal supuesto, sería necesario adquirir MATLAB¹⁸³ (1.050 \$), el módulo Simulink¹⁸⁴ (1.585 \$), que se comercializa como complemento sobre la licencia base de

¹⁸³ The MathWorks, Inc. (2026).

¹⁸⁴ The MathWorks, Inc. (2026).

MATLAB; y Autodesk Fusion¹⁸⁵ (680 \$), en sus respectivas licencias anuales. Por el contrario, KiCad¹⁸⁶ (diseño de PCB) y Ultimaker Cura¹⁸⁷ (laminado para impresión 3D) son herramientas de código abierto y, por tanto, gratuitas, sin coste asociado alguno. Finalmente, debe indicarse que en esta estimación no se ha contemplado el coste del hardware de fabricación, en particular la impresora 3D¹⁸⁸ empleada en la producción de las piezas del prototipo, que tendría un coste estimado de unos 800 \$ (este precio se toma como referencia de la serie nueva de la misma gama¹⁸⁹, ya que la utilizada está descatalogada).

El coste real de licencias asumido en este trabajo es, por tanto, nulo, si bien el conjunto de herramientas equivalentes en un entorno no académico supondría un coste recurrente aproximado de 3.315 \$ anuales.

<i>Herramienta</i>	<i>Uso</i>	<i>Tipo de licencia</i>	<i>Coste (\$)</i>
MATLAB	Simulación numérica	Comercial (anual)	1.050 \$
Simulink	Simulación de sistemas (add-on de MATLAB)	Comercial (anual)	1.585 \$
Autodesk Fusion	Diseño mecánico / CAD	Comercial (anual)	680 \$
KiCad	Diseño de PCB	Código abierto	0 \$
Ultimaker Cura	Laminado para impresión 3D	Código abierto	0 \$
TOTAL			3.315 \$

Tabla 9. Coste de las licencias de software empleadas. Fuente: Elaboración propia (2026).

¹⁸⁵ Autodesk, Inc. (2026).

¹⁸⁶ KiCad (2026).

¹⁸⁷ UltiMaker (2026).

¹⁸⁸ Bambu Lab X1 Carbon (2026).

¹⁸⁹ Bambu Lab X2d (2026).

6.4 *COSTE DE PERSONAL*

En los apartados anteriores se recogen los costes asociados a los materiales y a la manufactura externa del prototipo, pero no se ha contemplado aún el coste de personal que se ha llevado a cabo a lo largo de todo el desarrollo.

El trabajo realizado no es homogéneo, por lo que no puede valorarse con una única tarifa. Se distinguen tres funciones diferenciadas, cada una retribuida conforme a los valores salariales medios publicados para el estado de Illinois¹⁹⁰. La primera es la labor de ingeniería propiamente dicha, que engloba el diseño, el dimensionado y el diseño de las placas de circuito impreso. Por ser la función más cualificada, se valora conforme a la tarifa de un ingeniero junior¹⁹¹. La segunda es la simulación de los componentes, así como la realización de los cálculos asociados al filtro. La tercera es el montaje, la soldadura y la integración física del prototipo, tareas de menor cualificación que se retribuyen según la tarifa de un operario de ensamblaje¹⁹². La cuarta es la redacción y maquetación de la memoria del proyecto, valorada a la tarifa de un mecanógrafo¹⁹³. Por último, es necesario mencionar la labor del profesor encargado del proyecto del aerogenerador, un ingeniero senior¹⁹⁴, que si bien no se ha encargado de la realización en sí, ha supervisado la realización del filtro en sus puntos más claves. Puesto que la realización de estas labores ha tenido lugar en la UIUC (Universidad de Illinois), se han considerado las tarifas aplicables a los trabajadores del estado de Illinois para el cálculo de los costes asociados.

Para la contabilización de estos costes solo se han tenido en cuenta las horas dedicadas al diseño y la construcción efectivas. Las horas de aprendizaje, formación y documentación previa quedan excluidas, ya que, si bien han sido necesarias para la realización del trabajo, no son imputables al coste del producto. El desarrollo se ha extendido

¹⁹⁰ Salary.com; ZipRecruiter (2026).

¹⁹¹ Salary.com (2026).

¹⁹² ZipRecruiter (2025).

¹⁹³ Salary.com (2026).

¹⁹⁴ Indeed.com (2026).

a lo largo del curso académico, entre el 1 de septiembre y el 15 de mayo, con una dedicación estimada de 90 horas de ingeniería, 90 horas de técnico de simulación, 20 horas de montaje y 150 horas de redacción de la memoria.

Por último, la manipulación de la caja eléctrica y determinadas labores de montaje se han encargado al taller mecánico de la universidad. La realización de todas las modificaciones descritas en el capítulo anterior se realizó en un total de 8 horas de montaje. Aplicando la tarifa horaria vigente del taller mecánico de la universidad para usuarios internos, de 47,12 \$ por hora¹⁹⁵, el coste de manufactura asciende a 376,96 \$. Debido a que la totalidad de los materiales fueron proporcionados al equipo mecánico, no hay costes asociados a la compra de materiales externos.

Aplicando a cada función su tarifa correspondiente, el coste de personal del proyecto asciende a 9.326,96 \$, según se desglosa en la siguiente tabla.

<i>Tarea (perfil profesional)</i>	<i>Coste unitario (\$/h)</i>	<i>Número de horas</i>	<i>Coste total (\$)</i>
Ingeniero junior (Labores de ingeniería)	35	90	3.150,00 \$
Técnico de simulación (Cálculos y simulación)	25	90	2.250 \$
Operario de ensamblaje de menor cualificación (Montaje del conjunto)	20	20	400,00 \$
Mecanografía (Realización de la memoria)	19	150	2.850,00 \$

¹⁹⁵ SCS Machine Shop, University of Illinois Urbana-Champaign (2026).

<i>Tarea (perfil profesional)</i>	<i>Coste unitario (\$/h)</i>	<i>Número de horas</i>	<i>Coste total (\$)</i>
Operario cualificado (Modificación de la caja eléctrica)	47	8	376,96 \$
Ingeniero senior (Supervisión)	60	5	300 \$
Total de mano de obra	/	363	9.326,96 \$

Tabla 10. Desglose del coste de personal. Fuente: Elaboración propia (2026).

Comparando esta cifra con el coste del hardware se puede apreciar que esta cifra duplica el valor de los componentes. Esto es debido a que el diseño ha sido un proceso largo, en el que se han tenido que estudiar las distintas decisiones tomadas y siempre usando un enfoque iterativo. Además, si se realiza el agregado de las áreas en las que se ha tenido que trabajar para la realización del filtro (cálculo de componentes, simulación, diseño de PCB...) la cifra de horas cobra sentido. Cabe destacar que esta cifra es más alta de lo esperado debido a los altos salarios de EE. UU., donde un ingeniero cobra más del doble de lo que lo hace en España, donde se cobra de media unos 13 € por hora¹⁹⁶.

6.5 COSTE TOTAL

Sumando el coste de hardware del filtro construido, el coste de licencias (nulo en términos reales), el coste estimado de manufactura y el coste de personal, el coste total del filtro asciende a 13.275,53 \$. Esta cifra no incluye el coste de la placa de circuito impreso alternativa (PCB V2) ni sus componentes asociados, por corresponder a un diseño no integrado en el prototipo final.

¹⁹⁶ Glassdoor (2026).

Tomando como referencia de escala la subvención del Departamento de Energía que financia el conjunto del sistema, de aproximadamente 6.000.000 \$, el coste del filtro representa en torno al 0,221 % de dicho presupuesto, lo que evidencia el carácter marginal de la etapa de filtrado dentro de la inversión global del aerogenerador.

<i>Concepto</i>	<i>Importe (\$)</i>
Hardware del filtro construido (incl. PCB V1)	3.948,57 \$
Licencias de software (cobertura de campus)	0,00 \$
Coste de personal (ingeniería, montaje y memoria)	9.326,96 \$
Coste total del filtro	13.275,53 \$
Proporción sobre subvención DoE (6.000.000 \$)	0,221 %

Tabla 11. Coste total del filtro y proporción sobre el presupuesto del proyecto.

Fuente: Elaboración propia (2026).

licencias comerciales de MATLAB, Simulink y Autodesk Fusion (3.315 \$ anuales, según se detalla en el apartado 6.3), el coste total del filtro ascendería a 16.590,53 \$.

6.6 DISTRIBUCIÓN TEMPORAL DEL COSTE Y ANÁLISIS DE RENTABILIDAD

El filtro no es un elemento de consumo, sino un activo que permanece en servicio a lo largo de la vida útil de la instalación. Para reflejar su coste de forma más fiel se plantea un horizonte de cinco años, periodo durante el cual el filtro opera de forma continuada dentro del sistema del aerogenerador. Bajo esta perspectiva, el desembolso no se concentra en un único instante, sino que se distribuye en el tiempo.

En el año cero se concentra la inversión inicial, que comprende la totalidad de los materiales y de la mano de obra de diseño, montaje y redacción, por un importe de 13.275,53 \$. En cada uno de los cinco años siguientes se contempla una labor mínima de supervisión y mantenimiento, consistente en una hora anual de montaje, destinada a la revisión física y el mantenimiento del conjunto, y una hora anual de ingeniería, dedicada a la revisión del diseño y de su comportamiento. A las tarifas ya empleadas, este mantenimiento anual asciende a 55,00 \$. La siguiente tabla recoge la distribución de los flujos de coste a lo largo del horizonte considerado.

<i>Año</i>	<i>Concepto</i>	<i>Flujo de coste</i>
0	Materiales y totalidad de la mano de obra (diseño, montaje y memoria)	13.275,53 \$
1	Supervisión y mantenimiento (1 h montaje + 1 h ingeniería)	55,00 \$
2	Supervisión y mantenimiento (1 h montaje + 1 h ingeniería)	55,00 \$
3	Supervisión y mantenimiento (1 h montaje + 1 h ingeniería)	55,00 \$
4	Supervisión y mantenimiento (1 h montaje + 1 h ingeniería)	55,00 \$
5	Supervisión y mantenimiento (1 h montaje + 1 h ingeniería)	55,00 \$

Tabla 12. Distribución temporal de los flujos de coste del filtro (horizonte de cinco años). Fuente: Elaboración propia (2026).

En el siguiente gráfico se muestra la distribución temporal de los costes en escala logarítmica.

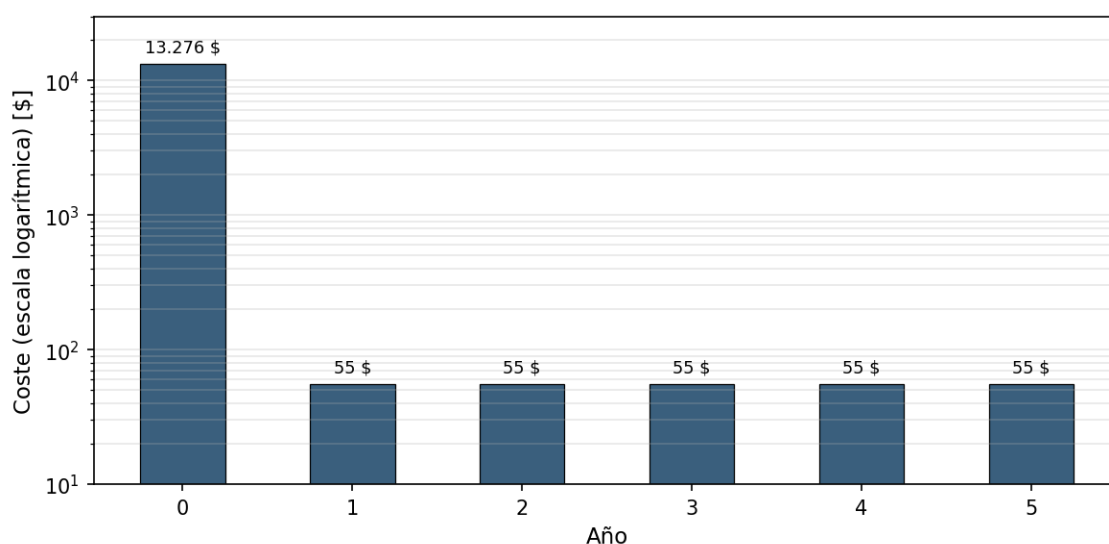


Figura 77. Distribución temporal de los costes del filtro. Fuente: Elaboración propia (2026).

Para calcular el valor actual neto de los costes se empleó una tasa de descuento del 5 % anual, valor habitualmente utilizado en análisis coste-beneficio de proyectos públicos de energía e infraestructura y alineado con las recomendaciones empleadas por organismos públicos para la evaluación económica de inversiones a largo plazo¹⁹⁷. El valor actual de los costes asciende a 13.513,65 \$, de los cuales 238,12 \$ corresponden al mantenimiento de los cinco años. Repartiendo este valor actual entre la vida útil mediante el factor de recuperación de capital, se obtiene un coste anual equivalente de 3.121,31 \$ al año, es decir, 148,28 \$/kVA al año.

En este caso no tiene sentido calcular la Tasa Interna de Retorno (TIR), ya que el filtro no genera ingresos ni ahorros económicos directos, sino únicamente costes de inversión y operación. Al no existir flujos de caja positivos, no hay una tasa de descuento que haga

¹⁹⁷ Comisión Europea (2015); U.S. Department of Energy (2005).

que el valor actual neto sea cero, por lo que la TIR no está definida. Por este motivo, la evaluación económica se basa en el valor actual de los costes y en el coste anual equivalente, indicadores más adecuados para este tipo de activo. El objetivo del filtro no es obtener una rentabilidad económica, sino garantizar la calidad de la energía suministrada y el cumplimiento de los límites de armónicos establecidos por la normativa. Además, el coste anual equivalente obtenido, de 148,28 \$/kVA al año, se encuentra dentro del rango de precios observado en las soluciones comerciales analizadas, lo que confirma la coherencia de los resultados obtenidos al distribuir el coste del filtro a lo largo de su vida útil.

6.7 COMPARACIÓN FRENTE A ALTERNATIVAS COMERCIALES

El coste total del filtro desarrollado en este trabajo, incluyendo hardware, manufactura y coste de personal, asciende a 13.275,53 \$. Considerando una potencia nominal de 20 kW y un factor de potencia estimado de 0,95, la potencia aparente equivalente es de 21,05 kVA, lo que sitúa el coste específico del filtro en 630,67 \$ por kVA. Para contextualizar esta cifra se han localizado tres referencias comerciales de precio público verificable, todas ellas certificadas.

La primera referencia es un filtro sinusoidal¹⁹⁸ de salida de 45 A, calificado para un rango de tensión de línea de 380 a 480 V y una frecuencia de 60 Hz. Este cuenta con una potencia aparente de entre 29,61 y 37,41 kVA según el extremo de tensión considerado. La distorsión armónica de tensión es menor del 5 % para una frecuencia de conmutación de 2 kHz y cuenta con una caída de tensión de un 6 %. Este filtro cuenta con certificación completa y una garantía de fabricante de tres años. Según su propia ficha técnica, el producto se limita a un reactor y un condensador, es decir, una topología puramente pasiva de dos elementos, sin rama de amortiguamiento resistivo ni etapa de filtrado activo, y sin ningún dispositivo de protección o medida integrado. Su precio de 1.742,38 \$ equivale a un coste

¹⁹⁸ MTE Corporation (2026).

específico de entre 46,6 y 58,8 \$/kVA, la referencia más económica por kVA de las tres localizadas.

La segunda referencia procede del mismo fabricante y de la misma familia de producto que la anterior, compartiendo idéntica certificación, prestaciones técnicas y topología de dos elementos sin amortiguamiento ni protección integrada¹⁹⁹. A diferencia de la anterior mencionada, esta cuenta con corriente nominal notablemente inferior, de 22 A, lo que reduce su potencia aparente equivalente a un rango de 14,48 a 18,29 kVA. El precio de este filtro es sorprendentemente superior al anterior aun cuando este está diseñado para menor potencia. Costando un total de 2.196,00 \$, se eleva su coste específico a entre 120,0 y 151,6 \$/kVA, según la tensión con la que se trabaje. La comparación entre ambas referencias, del mismo fabricante y nivel de certificación, ilustra que el coste específico por kVA no es constante dentro de una misma gama comercial, sino que decrece de forma marcada al aumentar la corriente nominal del producto.

La tercera y última referencia corresponde a un filtro²⁰⁰ de 45 A y calificado únicamente para 480V, con una potencia aparente equivalente de 37,41 kVA a 60Hz. La hoja de características declara que cuenta con una caída máxima de tensión de un 3 % y opera en un rango de frecuencia de la portadora de entre 2 y 16 kHz, inferior al de conmutación de este trabajo. Este filtro dispone de certificado de normativa propia y garantía de cumplimiento. En cuanto a su estructura, se confirma que no dispone de placas de circuito impreso. Está constituido por una solución pasiva basada en una bobina y un condensador, sin electrónica de control, sin filtrado activo asociado y sin funciones integradas de protección o medida. Su precio oscila entre 2.016,95 \$ y 3.103,00 \$ según canal de venta, equivalente a un coste específico de entre 53,9 y 82,9 \$/kVA.

Los tres filtros de referencia operan a una tensión nominal de 380 V o 480 V, superiores a los 208 V en los que está focalizado el proyecto. Esto tiene consecuencias en

¹⁹⁹ MTE Corporation (2026).

²⁰⁰ TCI, LLC (2026).

los componentes, ya que una mayor corriente asociada a una misma potencia requiere mayores elementos reactivos, consecuencia que se ha manifestado en capítulos anteriores.

La siguiente tabla compara los filtros, sus características y sus costes asociados.

<i>Filtro</i>	<i>Coste (\$)</i>	<i>Potencia (kVA)</i>	<i>Coste específico (\$/kVA)</i>	<i>Tensión de línea</i>	<i>Certificación</i>
Filtro desarrollado en este trabajo	13.275,53	21,05	630,67	208 V	Sin certificación (prototipo académico)
Referencia comercial 1 (45 A)	1.742,38	29,61-37,41	46,6-58,8	380-480 V	Certificación completa
Referencia comercial 2 (22 A)	2.196,00	14,48-18,29	120,0-151,6	380-480 V	Certificación completa
Referencia comercial 3 (45 A)	2.016,95-3.103,00	37,41	53,9-82,9	480 V	Certificación propia

Tabla 13. Comparación de coste específico por kVA entre el filtro desarrollado y referencias comerciales certificadas. Fuente: Elaboración propia (2026).

El coste específico del filtro desarrollado se sitúa entre 4,2 y 13,5 veces por encima de las tres referencias comerciales certificadas. Esta diferencia, lejos de invalidar el diseño, se explica por la naturaleza del desarrollo. La mayor parte del sobre coste no procede de los elementos reactivos, que representan solo una fracción del conjunto, sino de dos factores propios de un prototipo único. Por un lado, la incorporación de elementos de medida y seguridad que se incluyen en el prototipo aumentan considerablemente el coste respecto de las referencias. Si se analizan las hojas de características, se puede ver que ninguno de estos filtros cuenta con estas medidas de seguridad, considerándolas como periféricos que deben de ser obtenidos aparte del filtro principal. Por otro lado, y de forma determinante, la mano de obra de ingeniería recae en este proyecto sobre una única unidad, incluyendo las tareas de diseño, cálculo, selección de componentes, montaje, validación y documentación técnica. En un fabricante industrial, estos costes de desarrollo se distribuyen entre miles de

ejemplares producidos, reduciendo de forma significativa su impacto sobre el coste unitario final. Asimismo, el coste final incorpora factores inherentes al desarrollo de un prototipo único, como la compra de materiales de repuesto y determinados criterios de sobredimensionado. Al no existir economías de escala ni procesos de fabricación optimizados, resulta esperable una diferencia de coste respecto a las soluciones comerciales certificadas, sin que ello afecte a la validez del diseño propuesto.

6.8 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

A lo largo de este capítulo se ha reconstruido el coste total del filtro, analizando los componentes de hardware, las licencias IT y la manufactura asociada a su construcción. La cifra total del conjunto montado asciende a 13.275,53 \$. El desglose ha mostrado que este coste se reparte de forma muy desigual entre las distintas partidas: el hardware asciende a 3.948,57 \$, el coste de personal, que integra la manufactura en el taller de la universidad, aporta 9.326,96 \$, mientras que las licencias de software, cubiertas por los acuerdos de campus, no repercuten sobre el presupuesto. Sobre esta cifra total se ha construido la comparación con otros filtros de referencia en el mercado, teniendo como base el coste específico por kVA (\$/kVA). El coste específico del filtro es de 630,67 \$/kVA frente a las tres referencias comerciales certificadas localizadas, que se mueven en el rango de 46,6 a 151,6 \$/kVA. La comparación con estas referencias permite extraer varias conclusiones.

La primera es que el coste del filtro no está gobernado por sus componentes funcionales. Como se ha podido ver en los listados de componentes, los elementos reactivos suponen una parte notable del presupuesto, pero otra parte significativa proviene de los elementos de seguridad. Tanto el sensor de tensión como el interruptor automático, aunque este último en menor medida, incrementan el coste del hardware respecto a las referencias comerciales analizadas. Con esto en mente se matiza la lectura de la brecha del prototipo con el mercado. El filtro desarrollado cuesta entre 4,2 y 13,5 veces más por kVA que las referencias comerciales, pero esas referencias son soluciones pasivas de dos elementos que dejan fuera de su precio la medida y la protección. Mientras que las referencias consideran

estos elementos como equipos periféricos de instalación, en este proyecto sí se contabilizan como partes integrantes del filtro.

La segunda conclusión es que una parte importante del coste es inherente a la condición de prototipo único y no a una ineficiencia del diseño. La adquisición de materiales de repuesto del filtro ha incrementado los costes totales. Por otro lado, se ha decidido diseñar dos variantes distintas de PCB, lo que conlleva mayores gastos tanto en la fabricación de las placas como en los componentes asociados. Adicionalmente, el hecho de tratarse de un prototipo de laboratorio implica una ausencia total de economía de escala. Mientras que los filtros certificados pueden diluir sus costes fijos y beneficiarse de las ventajas asociadas a la producción y la adquisición de materiales en largas tiradas, este proyecto ha tenido que adaptarse al mercado accesible para un equipo de investigación formado por alumnos de una universidad. En un escenario de futura comercialización, cabría esperar reducciones muy significativas del coste unitario, ya que los costes de ingeniería y desarrollo podrían repartirse entre un elevado número de unidades, se podrían establecer acuerdos con proveedores para reducir el precio de los componentes y los procesos de manufactura podrían adaptarse a una producción a mayor escala.

Frente a la interrogante de si es rentable el filtro, se admiten dos lecturas distintas. La primera es que, en términos de comparación directa con el catálogo, el filtro es más caro por kVA que cualquiera de las alternativas comerciales, de modo que ante un análisis superficial parecería que no es competitivo. Ahora bien, esta comparación no se realiza en condiciones estrictamente equivalentes. Ninguna de las referencias resuelve exactamente el mismo problema, ya que trabajan a 380 o 480 V y a frecuencias de portadora inferiores a los 20 kHz de este proyecto, además de carecer de la medida y la protección integradas. El filtro desarrollado es el diseño de una sola persona, materializado en una única unidad, mientras que las referencias comerciales son productos fabricados en serie capaces de distribuir entre un gran número de unidades los costes de ingeniería, certificación y fabricación. Competir en precio contra esa ventaja no es el objetivo del trabajo, sino desarrollar un prototipo que se pueda realizar y operar en un laboratorio universitario. La segunda lectura es de escala del proyecto completo: el coste del filtro representa en torno al 0,221 % de la subvención del Departamento de Energía que financia el aerogenerador, de modo que, frente a la

totalidad de la inversión, la etapa de filtrado resulta marginal y su coste plenamente asumible tratándose de un prototipo no ensayado con anterioridad.

Es necesario destacar que, si este trabajo se reprodujera fuera del ámbito académico, el coste total ascendería a 16.590,53 \$, ya que sería necesario asumir el coste de las licencias comerciales de los programas de simulación y diseño empleados. Al incluirlas, el coste específico ascendería a 788,15 \$/kVA, un 25,0 % superior al valor obtenido sin tenerlas en cuenta. Aun así, este incremento sigue suponiendo una fracción reducida de la financiación global, representando un 0,277 % del presupuesto total.

Por último, conviene subrayar que el coste del filtro no debe interpretarse como un desembolso puntual, sino como una inversión que se amortiza a lo largo de la vida útil del equipo. Considerado un horizonte de cinco años de operación, el coste inicial se reparte en el tiempo y, una vez descontados los flujos al 5 % anual, arroja un valor actual neto de costes de 13.513,65 \$, del que se deriva un coste anual equivalente de 3.121,31 \$, esto es, 148,28 \$/kVA al año. Este reparto sitúa el coste del filtro dentro del orden de magnitud de las referencias comerciales, poniendo de manifiesto que buena parte de la brecha observada en la comparación directa obedece a la concentración de todo el esfuerzo de desarrollo en una única unidad y en un único instante.

En conjunto, el capítulo demuestra que es posible materializar una solución de amortiguamiento pasivo funcional a un coste asumible dentro del marco de un proyecto de investigación financiado externamente. En este contexto, el valor del análisis realizado no reside tanto en obtener un número absoluto como en comprender dónde se concentra el gasto y a costa de qué. Asumir mayores costes en determinadas áreas de forma deliberada no constituye un error, siempre que se identifique qué parte de ese coste es estructural y cuál podría haberse evitado. Desde esta perspectiva, el análisis de mercado permite justificar la estructura de costes del diseño más que ponerla en cuestión.

En el siguiente capítulo se recogen las conclusiones generales del trabajo, integrando los resultados del diseño, la implementación física y el presente análisis económico, y se señalan las líneas de trabajo futuro que hereda la Universidad de Illinois.

Capítulo 7. CONCLUSIONES Y DESARROLLOS FUTUROS

En este capítulo se van a abordar los logros del proyecto desde la revisión del estado de la técnica hasta el análisis económico, pasando por la fundamentación física, el dimensionado, la validación por simulación y la materialización del filtro. De cada etapa se expone qué se ha conseguido, con qué grado de solidez y qué aporta al conjunto, prestando especial atención a la distancia entre el diseño teórico y el equipo que finalmente se ha construido. En la segunda parte se recogen los desarrollos futuros, es decir, las tareas que este trabajo deja definidas y que quedan a disposición de la Universidad de Illinois para las siguientes fases del proyecto del aerogenerador. El capítulo se cierra con una reflexión sobre lo aprendido a lo largo de todo el ciclo.

7.1 UN FILTRO LCL REAL, CONSTRUIDO E INTEGRADO

El logro principal de este trabajo ha sido construir físicamente un filtro LCL trifásico completo para un inversor de 20 kW conectado a la red de 208 V y 60 Hz de la UIUC. El equipo cumple con todas las prestaciones que motivaban el proyecto. Según las simulaciones, atenúa los armónicos de conmutación hasta un THD de la corriente inyectada del 0,351 % con los valores de diseño y del 0,695 % con los componentes reales, en ambos casos muy por debajo del 5 % que impone la norma. Esto se ha conseguido además con unas pérdidas de amortiguamiento inferiores a 2 W, despreciables frente a los 20 kW nominales del sistema. Gracias a la configuración elegida R5, la frecuencia de resonancia se fija en 4932,19 Hz, con gran holgura respecto de la frecuencia de la red y de la de conmutación.

Estas prestaciones no se han quedado en la teoría, sino que se han llevado a la realidad a través de la materialización física del filtro. El conjunto está montado en una caja metálica que incluye todos los componentes relacionados con el diseño, incluido el inversor, que no forma parte de este trabajo. En cuanto a los elementos reactivos, se han fijado con resina

epoxi nueve bobinas toroidales sobre unos soportes de impresión 3D, y se ha diseñado la rama de amortiguamiento que contiene los condensadores en una placa de circuito impreso de diseño propio. Por otro lado, se ha añadido una cadena de componentes de medida y seguridad, formada por un medidor de tensión, un esquema de doble relé y un interruptor automático, que protege el propio filtro y lo desconecta ante un funcionamiento erróneo. Todos los componentes, incluidas las fuentes de alimentación auxiliares, se han colocado en raíles DIN para facilitar el montaje y el orden. Para las interconexiones de las etapas de potencia se han empleado cables de AWG 6 que soportan los 55 A nominales del diseño.

El filtro no es, por tanto, una propuesta teórica, sino un equipo real que queda preparado para los futuros ensayos de la UIUC y para su posterior adaptación al sistema del aerogenerador, con la que se completará el conjunto generador-inversor-filtro.

7.2 REVISIÓN DEL ESTADO DE LA TÉCNICA

Se ha completado una revisión del estado de la técnica que abarca la evolución de las topologías de filtrado (L, LC y LCL), las cinco variantes de amortiguamiento pasivo documentadas en la literatura, las alternativas activas e híbridas y el marco normativo aplicable tanto en Estados Unidos como en España. Esta revisión no se ha limitado a la literatura científica, sino que se ha realizado además una búsqueda sistemática de patentes mediante códigos de clasificación, de la que se han identificado y analizado cuatro patentes relevantes, dos como arte anterior estricto y dos como contraste técnico. De este análisis ha surgido una conclusión con valor propio, y es que para la escala de 20 kW y en un contexto de laboratorio no existe una solución equivalente en el arte patentado. La combinación adoptada en este proyecto, con componentes discretos comerciales, amortiguamiento pasivo fijo y control convencional, no está cubierta directamente por las patentes analizadas, ya que estas se centran en soluciones de control adaptativo o de integración magnética orientadas a la producción en serie. El trabajo ha servido además para acotar desde el principio las configuraciones de amortiguamiento candidatas (R3, R4 y R5) y para justificar la incorporación de una vía complementaria de filtrado EMI activo, desarrollada como diseño alternativo.

7.3 UNA BASE FÍSICA COMPLETA

Se ha construido una fundamentación física que recorre toda la cadena del problema, desde el convertidor reductor como célula elemental de conmutación, pasando por la modulación SPWM del inversor trifásico y el origen de los armónicos que motivan el filtrado, hasta el comportamiento de cada elemento del filtro LCL, el origen físico de la resonancia y el mecanismo concreto por el que cada configuración de amortiguamiento la suprime. Esta base incluye también la formulación de las pérdidas de conducción y de conmutación del inversor, así como de las pérdidas en la rama de amortiguamiento, con lo que queda establecido el compromiso entre pérdidas del puente y pérdidas del filtro que gobierna la elección de la frecuencia de conmutación. Gracias a este análisis, cada elección de topología, de configuración de amortiguamiento y de parámetro de operación se apoya en un mecanismo físico identificado y no en una referencia aislada tomada de la literatura.

7.4 UN DIMENSIONADO VALIDADO POR SIMULACIÓN CON CRITERIO DE SISTEMA

Se ha dimensionado el filtro completo mediante el procedimiento en cadena $L_1 \rightarrow C \rightarrow L_2 \rightarrow f_{res}$, que se ha extendido después a un barrido paramétrico de seis combinaciones de frecuencia de conmutación y tensión de bus, y que se ha complementado con la estimación de las pérdidas del puente inversor para cada una de ellas. La decisión final no se ha tomado mirando el filtro de forma aislada, sino evaluando el conjunto inversor-filtro como una sola unidad. De esa evaluación conjunta han salido dos resultados que merecen destacarse. El primero ha sido el descarte cuantitativo y contundente de la configuración R4, ya que la simulación demuestra que, con el valor de resistencia que exige el criterio de amortiguamiento, las pérdidas en la resistencia alcanzan valores del orden de la potencia nominal del sistema e incluso la superan, lo que convierte una configuración que la literatura considera válida en una variante físicamente inviable para este proyecto. El segundo ha sido un resultado contraintuitivo, y es que a igual frecuencia de conmutación la tensión de bus de 400 V resulta globalmente más eficiente que la de 700 V, conclusión que solo emerge al sumar las pérdidas del puente y las de la etapa de filtrado. La configuración teórica adoptada

queda cerrada en R5 a 20 kHz y 400 V, con $L_1 = 127,37 \mu\text{H}$, $L_2 = 63,69 \mu\text{H}$, $C = C_d = 24,52 \mu\text{F}$, $R_d = 0,6579 \Omega$ y una frecuencia de resonancia de 4932,19 Hz, situada con holgura dentro de la ventana admisible. El THD de la corriente inyectada que arroja la simulación con estos valores, del 0,351 %, se sitúa muy por debajo del límite del 5 % que marca la norma.

7.5 UN MODELO DE SIMULACIÓN COMPLETO Y REUTILIZABLE

Se ha desarrollado en MATLAB/Simulink, sobre las librerías de Simscape Electrical, un modelo que reproduce la cadena completa de potencia y control, con la generación discreta de los pulsos SPWM, el puente trifásico de dos niveles con bus de continua partido, la etapa de filtrado con una rama de amortiguamiento modular que se reconfigura entre R3, R4 y R5, y la instrumentación de medida de THD y valores eficaces. Este modelo ha demostrado su utilidad en dos momentos distintos del proyecto. En primera instancia ha funcionado como herramienta de decisión, al permitir comparar en igualdad de condiciones las tres redes de amortiguamiento y las combinaciones de parámetros del inversor. Más adelante ha servido como herramienta de verificación, al cuantificar el impacto de sustituir los valores teóricos por los de los componentes reales. El modelo queda a disposición de la UIUC para las iteraciones futuras del sistema.

7.6 EL TRASLADO AL MERCADO REAL, CUANTIFICADO Y BAJO CONTROL

Ninguno de los componentes que exige el diseño teórico existe exactamente como se requiere en el mercado. El proyecto ha conseguido resolver esta distancia entre el apartado teórico y el mundo real sin renunciar al rigor, de modo que todas las desviaciones se han identificado, se han ajustado y se han cuantificado. Ante la inexistencia de bobinas que combinen la inductancia requerida con la capacidad de corriente del sistema, se han asociado dos bobinas de 75 μH nominales en serie por fase en L_1 , y se ha verificado mediante su hoja de características que cuanto mayor es la corriente que circula por ellas, menor es el valor inductivo por efecto de la saturación. En concreto, cuando el conjunto opera en condiciones nominales (55 A eficaces) las inductancias descienden hasta 50 μH en régimen nominal y

40 μH en pico, por lo que al asociarlas queda un valor comprendido entre 100 μH y 80 μH . Habrá que verificar mediante ensayos cómo actúa el efecto de la inductancia mutua y cómo cambian estos valores. Por su parte, la rama de amortiguamiento se ha adaptado a los valores comerciales disponibles, con un condensador de 20 μF y una resistencia física de 0,75 Ω materializada como dos resistencias de 1,5 Ω en paralelo sobre disipador, disposición que además reparte la corriente y protege los componentes. Los elementos auxiliares se han ajustado a lo que el stock y el plazo han permitido, dejando en cada caso el hueco físico y la solución definida para lo que falta.

La consecuencia de todas estas adaptaciones no se ha dado por supuesta, sino que se ha medido repitiendo la simulación con los valores reales. Los resultados muestran que el THD pasa del 0,351 % al 0,695 %, que la corriente de la rama de amortiguamiento crece un 48,4 %, la corriente por la resistencia un 6,6 % y sus pérdidas un 29 %. El THD resultante sigue estando muy por debajo del límite normativo, de modo que la degradación observada no es un defecto del diseño, sino el coste, medido y asumible, de trasladar el filtro al mundo real. En la siguiente figura se detalla esta información.

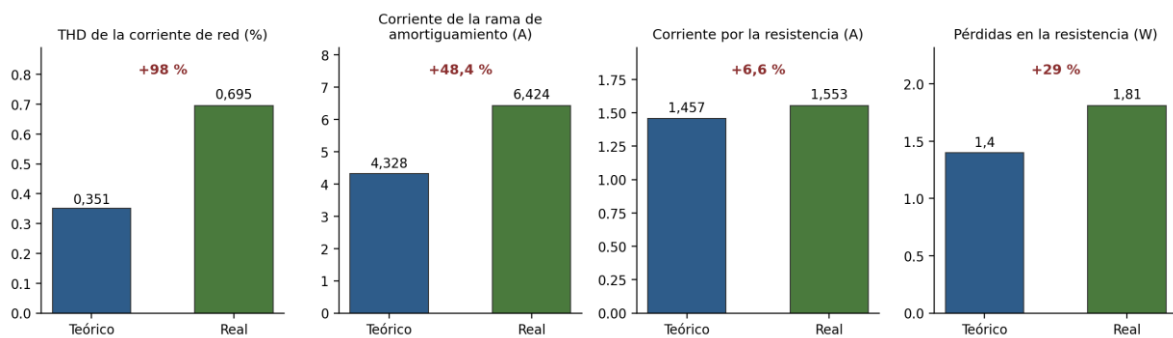


Figura 78. Comparación entre los valores teóricos del diseño y los obtenidos por simulación con los componentes reales. Fuente: Elaboración propia (2026).

El alcance de esas adaptaciones se aprecia mejor recorriendo el filtro etapa por etapa, desde las inductancias hasta la validación, y contraponiendo en cada una lo que se pensaba construir al cerrar el diseño con lo que finalmente hay dentro de la caja.

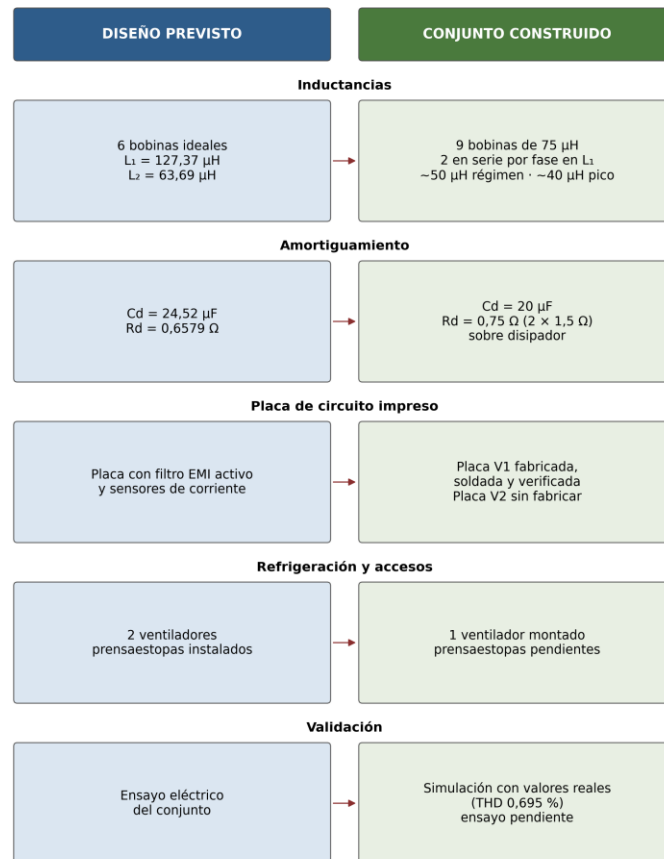


Figura 79. Contraste entre el diseño previsto y el conjunto finalmente construido.

Fuente: Elaboración propia (2026).

Cada una de las diferencias que muestra la figura tiene una causa externa comprobable, ya sea lo que hay en el mercado, lo que permite el laboratorio o lo que ha dado de sí el plazo, y todas quedan documentadas en los capítulos anteriores con sus consecuencias medidas. El logro no consiste en que el diseño se haya trasladado intacto, cosa que ningún diseño hace, sino en que se conoce con exactitud en qué se ha desviado, por qué y con qué consecuencia. Lo que la columna derecha de la figura deja sin cerrar es, precisamente, el punto de partida del bloque de desarrollos futuros.

7.7 DOS PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO DE DISEÑO PROPIO

Se han diseñado en KiCad dos placas de circuito impreso con propósitos distintos y complementarios. La PCB V1, que integra la rama de amortiguamiento, se ha fabricado, soldado y verificado, y forma parte del conjunto construido. Su diseño emplea planos de cobre en lugar de trazas para repartir la corriente y reducir las pérdidas. La PCB V2 constituye la evolución del diseño, ya que incorpora un filtro EMI activo de modo común para la banda de 150 kHz a 30 MHz y tres sensores de corriente, uno por fase. Estas condiciones han exigido endurecer las reglas de diseño y separar las trazas de potencia de las de señal, debido a la mayor densidad y complejidad del circuito. Esta segunda placa queda diseñada y lista para su fabricación, de manera que pueda adaptarse en un futuro. La construcción del conjunto ya ha contemplado esta nueva versión, por lo que la fuente de 15 V prevista para alimentarla está comprada e instalada y su incorporación no requerirá modificar el montaje.

7.8 UN ANÁLISIS ECONÓMICO CERRADO Y DEFENDIBLE

Se ha reconstruido el coste real del prototipo a partir del listado de materiales y de las horas efectivamente dedicadas, con un resultado total de 13.275,53 \$, de los que 3.948,57 \$ corresponden al hardware del filtro construido y 9.326,96 \$ al coste de personal, incluida la manufactura de la caja en el taller de la universidad. Sobre esa cifra se ha calculado el coste específico del filtro, de 630,67 \$/kVA, y se ha contrastado con tres referencias comerciales certificadas de precio público, que se sitúan entre 46,6 y 151,6 \$/kVA. Esta brecha puede parecer grande, pero se explica por la incorporación de la medida y la protección como partes integrantes del filtro, por la compra deliberada de repuestos, por la concentración de todo el esfuerzo de ingeniería en una única unidad y por la ausencia de economías de escala de las que sí se benefician los fabricantes comerciales. Si se distribuye el coste a lo largo de una vida útil de cinco años, el coste anual equivalente resulta de 148,28 \$/kVA al año, dentro del orden de magnitud de las referencias analizadas. En la escala del proyecto completo, el filtro representa en torno al 0,22 % de la subvención que lo financia,

lo que confirma que la etapa de filtrado es una partida marginal y plenamente asumible dentro de la inversión global.

7.9 DESARROLLOS FUTUROS

Este trabajo se enmarca en un proyecto de varios años cuyo alcance excede al de un único Trabajo de Fin de Grado. El filtro es una etapa dentro de un sistema mayor, el aerogenerador del campus, y su cierre completo depende de que el resto de las etapas alcancen su madurez. Lo que se recoge a continuación no son cabos sueltos del diseño, sino las tareas que quedan definidas para las siguientes fases, con su método y su criterio de comprobación ya establecidos.

El ensayo eléctrico real del conjunto será el desarrollo futuro de mayor peso. No ha podido realizarse por dos motivos, las restricciones del laboratorio de la UIUC, que no permiten energizar el equipo en las condiciones que exige el ensayo, y el hecho de que otras partes del equipo del proyecto, en particular la del inversor, no hayan terminado aún su diseño, de modo que no existe la etapa de potencia con la que el filtro debe conectarse. Ese ensayo deberá cubrir la medida real del THD de la corriente inyectada en el punto de conexión, el acoplamiento mutuo entre las dos bobinas conectadas en serie que forman L_1 y la caracterización de la reducción real de la inductancia con la corriente. Los tres puntos quedan acotados en la memoria con su origen y su efecto esperado, de manera que quien continúe el trabajo sepa qué medir y contra qué comparar.

La verificación térmica del montaje será el segundo frente experimental. Los soportes de las bobinas son de ABS, cuyo límite térmico queda por debajo de los 125 °C que admite la bobina, por lo que deberá comprobarse que la temperatura de trabajo se mantiene dentro del margen del soporte. Si no fuera así, habría que recurrir a un material de mayor resistencia térmica, con el sobre coste asociado. A ello se suma la refrigeración, ya que de los dos ventiladores previstos solo se ha montado uno por falta de stock, y la suficiencia de la evacuación de calor solo podrá confirmarse con el conjunto en funcionamiento.

La segunda placa de circuito impreso es la línea de mejora más definida del proyecto. Está diseñada por completo, con su filtro EMI activo de modo común para la banda de 150 kHz a 30 MHz, sus tres sensores de corriente y sus reglas de diseño ya establecidas, pero no se ha llegado a fabricar. Quedan pendientes su fabricación, la soldadura de los componentes y su integración en el conjunto, para la que la fuente de 15 V ya instalada deja la instalación preparada. Como tarea más importante queda la validación del filtrado EMI y de la medida de corriente. Se deberá comprobar la mejora del comportamiento frente al ruido de alta frecuencia que el filtro LCL pasivo no cubre, y también se deberá medir la corriente que entra en la placa para asegurar su correcto funcionamiento y protección.

En cuanto al montaje, queda por colocar lo que el Capítulo 5. deja documentado, esto es, la placa del inversor y su conexionado con la etapa de filtrado, el cableado entre los sensores y el inversor, los prensaestopas de entrada y salida de cables, el cable de corriente alterna que alimenta las fuentes auxiliares y el segundo ventilador. Son tareas de integración, no de diseño, y todas tienen su hueco físico y su solución ya definidos.

Aunque no forma parte de este trabajo, conviene mencionar que habrá que integrar el inversor en la caja metálica. Los encargados de su diseño y adaptación no han llegado a tiempo de finalizarlo, por lo que los ensayos de potencia no se han podido realizar. Una vez construido el inversor, la conexión de ambas etapas y el ensayo del conjunto generador-inversor-filtro cerrarán el ciclo del sistema.

Queda abierta, por último, la evolución del prototipo hacia un producto. El análisis económico ha mostrado que el sobre coste frente a las referencias comerciales es estructural de una unidad única, y responde al esfuerzo de ingeniería concentrado en un solo ejemplar, a los repuestos y a la ausencia de economías de escala. En un escenario de producción, la certificación del equipo, los acuerdos con proveedores y la optimización de la manufactura permitirían reducciones significativas del coste unitario, dirección que el propio análisis deja cuantificada.

7.10 REFLEXIÓN FINAL

El balance final del proyecto es el de un ciclo de ingeniería completo. Se ha partido de un problema real de calidad de suministro, se ha fundamentado físicamente, se ha diseñado y validado por simulación, se ha construido con componentes reales y se ha cerrado con un análisis económico que sitúa el resultado en su contexto. Recorrer ese ciclo entero deja una lección que ningún capítulo por separado enseña: ninguna de las decisiones importantes se ha tomado mirando el filtro de forma aislada. Las ha impuesto el inversor con sus pérdidas, el catálogo con lo que realmente fabrica y las condiciones de contorno de un laboratorio universitario, donde el material tarda en llegar, el stock decide y no todo lo que se diseña se puede energizar.

Ese equipo queda montado, coherente y documentado. Lo que resta por delante no son incógnitas, sino tareas definidas, con su método y su criterio de éxito ya establecidos. Junto al filtro físico se entregan el modelo de simulación, el diseño de la placa de mejora y la caracterización económica del prototipo, de manera que quien continúe el trabajo encuentre tanto el equipo como las herramientas con las que se ha construido. El aerogenerador del campus seguirá adelante más allá de este proyecto, y en él la etapa de filtrado deja de ser una incógnita y pasa a ser una pieza cerrada sobre la que apoyar las siguientes fases.

Capítulo 8. BIBLIOGRAFÍA

8.1 ARTÍCULOS, PONENCIAS Y LIBROS

- [1] Adak, S. y Cangi, H. "Elimination of Harmonic Components in Solar System with L and LC Passive Filters". In: *International Journal of Energy and Smart Grid (IJESG)* 6.1–2 (2021), pp. 14–27. e-ISSN 2636-7904.
- [2] Ahn, H.-M., Oh, C.-Y., Sung, W.-Y., Ahn, J.-H. y Lee, B.-K. "Analysis and Design of LCL Filter with Passive Damping Circuits for Three-Phase Grid-Connected Inverters". In: *9th International Conference on Power Electronics–ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*. Seoul, Korea, June 1–5, 2015, pp. 652–658.
- [3] Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M. y Timbus, A. V. "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems". In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.5 (2006), pp. 1398–1409. doi: 10.1109/TIE.2006.881997.
- [4] Bolsi, P. C., Prado, E. O., Lenz, J. M., Sartori, H. C. y Pinheiro, J. R. "LC Filter Optimized Design Considering the Effect on the Power Converter and Capacitor Lifetimes". In: *International Journal of Circuit Theory and Applications* 52.11 (2024), pp. 5892–5915. doi: 10.1002/cta.4025.
- [5] Carrasco, J. M. et al. "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey". In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.4 (2006), pp. 1002–1016. doi: 10.1109/TIE.2006.878356.
- [6] Channegowda, P. y John, V. "Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters". In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57.12 (2010), pp. 4106–4114. doi: 10.1109/TIE.2010.2042421.
- [7] Gryning, M. P. S. et al. "Wind Turbine Inverter Robust Loop-Shaping Control Subject to Grid Interaction Effects". In: *IEEE Transactions on Sustainable Energy* 7.1 (2016), pp. 41–50. doi: 10.1109/TSTE.2015.2472285.
- [8] Hegarty, T. "Active EMI Filter ICs Simplify Filter Design and Slash Solution Size". In: *Texas Instruments — Analog Design Journal* (2023).

- [9] Hojabri, M., Hojabri, M. y Toudeshki, A. "Passive Damping Filter Design and Application for Three-Phase PV Grid-Connected Inverter". In: *International Journal of Electrical, Electronics and Data Communication* 3.6 (2015), pp. 50–56. ISSN: 2320-2084.
- [10] Holmes, D. G. y Lipo, T. A. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. IEEE Press / Wiley-Interscience, 2003.
- [11] Huynh, P. et al. "Integrated Generator-Rectifier Co-Design for Offshore Wind Turbines". In: *IEEE ECCE* (2020). doi: 10.1109/ECCE44975.2020.9236239.
- [12] Huynh, P. y Banerjee, A. "Active Voltage-Ripple Compensation in an Integrated Generator-Rectifier System". In: *IEEE Transactions on Power Electronics* (2021). doi: 10.1109/TPEL.2020.3006510.
- [13] Huynh, P., Tungare, S. y Banerjee, A. "Maximum Power Point Tracking for Wind Turbine Using Integrated Generator–Rectifier Systems". In: *IEEE Transactions on Power Electronics* (2021). doi: 10.1109/TPEL.2020.3002254.
- [14] Jalan, R., Gaur, C., Pandey, J. P. y Singh, S. "Analysis of Harmonic Mitigations Using Hybrid Passive Filters". In: *2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*. Kurukshetra, India, 2014. doi: 10.1109/IICPE.2014.6980629.
- [15] Jayalath, S. y Hanif, M. "An LCL-Filter Design with Optimum Total Inductance and Capacitance". In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.8 (2017), pp. 6687–6698. doi: 10.1109/TPEL.2017.2695631.
- [16] Jayalath, S. y Hanif, M. "Generalized LCL-Filter Design Algorithm for Grid-Connected Voltage-Source Inverter". In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64.3 (2017), pp. 1905–1915. doi: 10.1109/TIE.2016.2619660.
- [17] Kumar, S., Shrivastav, A. K., Kumar, S., Kumar, N. y Singh, K. "Design and Analysis of LCL Filters for Smart Grid-Integrated Three-Phase Power Converters with IoT-Enabled Monitoring". In: *International Journal of Research and Analytical Reviews (IJRAR)* 12.2 (2025), pp. 276–289. E-ISSN 2348-1269.
- [18] Layek, K., Armstrong, S. y Banerjee, A. "Effects of Winding Asymmetry on Power Quality in Multiport Integrated Generator Rectifiers". In: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* (2026). doi: 10.1109/JESTPE.2026.3663113.

- [19] Liserre, M., Blaabjerg, F. y Hansen, S. "Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier". In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 41.5 (2005), pp. 1281–1291. doi: 10.1109/TIA.2005.853373.
- [20] Mohan, N., Undeland, T. M. y Robbins, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, 2003. ISBN: 978-0-471-22693-2.
- [21] Motta, L. y Faúndes, N. "Active / Passive Harmonic Filters: Applications, Challenges & Trends". In: *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*. Belo Horizonte, Brazil, 2016, pp. 657–662. doi: 10.1109/ICHQP.2016.7783319.
- [22] Mukherjee, D. y Banerjee, A. "DC Grid Interface for the Integrated Generator–Rectifier Architecture in Wind Energy Systems". In: *IEEE Transactions on Power Electronics* (2022). doi: 10.1109/TPEL.2022.3197081.
- [23] Mukherjee, D., Paximadas, J. y Banerjee, A. "A Composite Converter Architecture for Wind Energy Systems Connected to AC Grid". In: *IEEE Transactions on Power Electronics* (2025). doi: 10.1109/TPEL.2025.3566273.
- [24] Peña-Alzola, R. et al. "Systematic Design of the Lead-Lag Network Method for Active Damping in LCL-Filter Based Three Phase Converters". In: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 10.1 (2014), pp. 43–52. doi: 10.1109/TII.2013.2263506.
- [25] Reznik, A., Simões, M. G., Al-Durra, A. y Mueen, S. M. "LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems". In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 50.2 (2014), pp. 1225–1232. doi: 10.1109/TIA.2013.2274612.
- [26] Yagnik, U. P. y Solanki, M. D. "Comparison of L, LC & LCL Filter for Grid Connected Converter". In: *2017 International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICEI)*. 2017, pp. 455–458. doi: 10.1109/ICOEI.2017.8300968.
- [27] Zhang, Y., Song, C., Wang, T. y Wang, K. "Optimization of Passive Damping for LCL-Filtered AC Grid-Connected PV-Storage Integrated Systems". In: *Electronics* 14.4 (2025), p. 801. doi: 10.3390/electronics14040801.

8.2 **NORMATIVA Y ESTÁNDARES**

- [28] AENOR. *UNE-EN 61000-3-12:2012/A1:2024. Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 3-12: Límites para las corrientes armónicas producidas por los equipos conectados a las redes públicas de baja tensión.* 2024.
- [29] IEEE Power and Energy Society. *IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems.* IEEE Std 519-2022. 2022.
- [30] IEEE Power and Energy Society. *IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces.* IEEE Std 1547-2018. 2018.
- [31] Ministerio de Industria, Turismo y Comercio. *Real Decreto 1699/2011, de 18 de noviembre, por el que se regula la conexión a red de instalaciones de producción de energía eléctrica de pequeña potencia.* BOE núm. 295. 2011.

8.3 **PATENTES**

- [32] Brinkmann GmbH & Co. KG. "Multi-phase network filter". Patente EP1805879. 2008.
- [33] Hefei University of Technology. "Multi-mode control method for grid-connected inverter". Patente US12149184. 2024.
- [34] Jez, R. y Miśkiewicz, M. "LCL filter". Patente US11658561. 2023.
- [35] Patel, Y. P. y Wei, L. "LCL filter resonance mitigation technique for voltage source converters". Patente US9819255. 2017.
- [36] Patel, Y. P. y Wei, L. "Motor drive with LCL filter". Patente US9800134. 2017.

8.4 **HOJAS DE DATOS DE COMPONENTES**

- [37] Altech Corp. "Carril DIN 2511120/1M". Datasheet. 2011.
<https://www.wolfautomation.com/content/altech-dinrail-datasheet.pdf>
- [38] Altech Corp. "MC-75A-DC24V Contactor". Datasheet. 2011.
<https://www.mouser.com/datasheet/3/254/1/contactor7.pdf>

- [39] Bourns, Inc. "153220 — Model 15322x Series HPHR Choke". Datasheet. 2025.
<https://www.bourns.com/docs/product-datasheets/15322x.pdf>
- [40] Boyd Laconia, LLC. "577202B00000G Heat Sink". Datasheet. 2020.
<https://info.boydcorp.com/hubfs/Thermal/Air-Cooling/Boyd-Board-Level-Heatsinks-Catalog.pdf>
- [41] KEMET Electronics Corporation. "C4AF9BW5200F3OK — C4AF Film Capacitor". Datasheet. 2026.
https://yageogroup.com/content/datasheet/asset/file/KEM_F3116_C4AF
- [42] LEM USA Inc. "LA 100-P Current Transducer". Datasheet (la_100-p_v15). 2023.
https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la_100-p_v15.pdf
- [43] LS Electric. "UTE100ET FTU 70 A 3P — Susol UL MCCB". Datasheet. 2026.
<https://www.digikey.com/en/products/detail/industrialemart/UTE100ET-FTU-70A-3P-LL-UL/26006421>
- [44] MEAN WELL USA Inc. "HDR-15-15 DIN-Rail Power Supply". Datasheet. 2025.
<https://www.meanwellusa.com/upload/pdf/HDR-15/HDR-15-spec.pdf>
- [45] MEAN WELL USA Inc. "HDR-15-24 DIN-Rail Power Supply". Datasheet. 2025.
<https://www.meanwellusa.com/upload/pdf/HDR-15/HDR-15-spec.pdf>
- [46] Mechatronics Fan Group. "G1225L24B2-FSR-TTL-NH DC Brushless Fan". Datasheet. 2014. <https://www.mechatronics.com/pdf/G1225.pdf>
- [47] Ohmite Manufacturing Company. "TCH35P1R50JE — TCH35 Series Thick Film Power Resistor". Datasheet. 2020. <https://www.ohmite.com/assets/images/res-tch35.pdf>
- [48] Phoenix Contact. "1119897 — PLC-RSC-5DC/21 Relay Module". Datasheet. 2026.
<https://www.phoenixcontact.com/en-us/products/relay-module-plc-rsc-5dc21-1119897?type=pdf>
- [49] Verivolt LLC. "IsoBlock V-4C (500 V / 10 V) Voltage Transducer". Datasheet. 2024.
<https://www.verivolt.com/web/content/70809/IsoBlock%20V-4%20Spec%20Sheet.pdf>
- [50] VEVOR. "Steel Electrical Box, 24"×20"×8", 304 Stainless Steel Enclosure". Datasheet. 2026. https://mdm-goods.vevor.net/mdm-goods-service-prod/ElectricalEnclosure%28SKU1-SKU31%29_1730260280514.pdf

- [51] Eaton, Electronics Division. "STS321240B301 — TVS Diode". Datasheet.
<https://www.eaton.com/content/dam/eaton/products/electronic-components/resources/data-sheet/eaton-sts321xxx1-tvs-diode-esd-suppressor-data-sheet.pdf>
- [52] Infineon Technologies AG. "IMW120R040M1H CoolSiC™ 1200 V SiC Trench MOSFET". Datasheet. 2024.
<https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/60/49/infineon-imw120r040m1h-datasheet-en.pdf>
- [53] KEMET Electronics Corporation. "C0603C103K5RACTU — X7R SMD Ceramic Capacitor (10 nF, 50 V)". Datasheet.
https://yageogroup.com/content/datasheet/asset/file/KEM_C1002_X7R_SMD
- [54] Microchip Technology Inc. "MSC040SMA120J 1200 V, 40 mΩ mSiC™ MOSFET". Datasheet. 2024.
<https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/sic/ProductDocuments/DataSheets/MSC040SMA120J-SiC-MOSFET-Datasheet.pdf>
- [55] Murata Electronics. "DE2B3SA681KN3AX02F — Ceramic Lead Capacitor (680 pF)". Datasheet. <https://www.digikey.com/en/products/detail/murata-electronics/DE2B3SA681KN3AX02F/7319212>
- [56] Murata Electronics. "DE2E3SA472MA3BX02F — Ceramic Lead Capacitor (4,7 nF)". Datasheet. <https://www.digikey.com/en/products/detail/murata-electronics/DE2E3SA472MA3BX02F/10696285>
- [57] Murata Electronics. "GCM155R71H223KA55D — SMD Ceramic Capacitor (22 nF, 50 V)". Datasheet <https://www.digikey.com/en/products/detail/murata-electronics/GCM155R71H223KA55D/1641637?msocid=2b3dd6b4a89860801228c23aa9f561f1>
- [58] Murata Electronics. "GRM1555C1H100FA01D — SMD Ceramic Capacitor (10 pF, 50 V)". Datasheet. <https://www.digikey.com/en/products/detail/murata-electronics/GRM1555C1H100FA01D/2543854>
- [59] Murata Electronics. "GRM1885C1H472JA01D — SMD Ceramic Capacitor (4,7 nF, 50 V)". Datasheet. <https://www.digikey.com/en/products/detail/murata-electronics/GRM1885C1H472JA01D/4421616>

- [60] Panasonic Electronic Components. "ERA-3AEB152V — SMD Resistor (1,5 k Ω)". Datasheet. <https://industrial.panasonic.com/cdbs/ww-data/pdf/RDM0000/AOA0000C307.pdf>
- [61] Panasonic Electronic Components. "ERA-3AEB201V — SMD Resistor (200 Ω)". Datasheet. <https://industrial.panasonic.com/cdbs/ww-data/pdf/RDM0000/AOA0000C307.pdf>
- [62] Panasonic Electronic Components. "ERJ-3EKF6980V — SMD Resistor (698 Ω)". Datasheet. <https://industrial.panasonic.com/cdbs/ww-data/pdf/RDA0000/AOA0000C304.pdf>
- [63] Samsung Electro-Mechanics. "CL10B105KA8NNNC — SMD Ceramic Capacitor (1 μ F, 25 V)". Datasheet. https://mm.digikey.com/Volume0/opasdata/d220001/medias/docus/3644/CL10B105KA8NNNC_spec.pdf
- [64] Stackpole Electronics Inc. "RMCF0603FT1K00 — SMD Resistor (1 k Ω)". Datasheet. https://www.seielect.com/catalog/SEI-RMCF_RMCP.pdf
- [65] Texas Instruments. "TPSF12C3-Q1 Automotive Active EMI Filter". Datasheet (Rev. A). 2021. <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/1516146/TI/TPSF12C3.html>
- [66] Wolfspeed, Inc. "C2M0025120D Silicon Carbide Power MOSFET". Datasheet. 2024. <https://www.wolfspeed.com/products/power/c2m0025120d/>
- [67] YAGEO. "RT0603BRE0750RL — SMD Resistor (50 Ω)". Datasheet. https://yageogroup.com/content/datasheet/asset/file/PYU-RT_1-TO-0-01_ROHS_L

8.5 SOFTWARE, SERVICIOS Y RECURSOS INSTITUCIONALES

- [68] Advanced Circuits. "Servicio de fabricación de PCB — AdvancedPCB "\$33 Each Special"". 2026. <https://www.advancedpcb.com/en-us/33-each-special/>
- [69] Autodesk, Inc. "Fusion 360". 2026. <https://www.autodesk.com/products/fusion-360/overview>
- [70] Bambu Lab. "X1 Carbon 3D Printer". 2026. <https://bambulab.com/en-us/x1>

- [71] Bambu Lab. "X2d 3D Printer". 2026. <https://bambulab.com/en/x2d>
- [72] KiCad. "KiCad EDA". 2026. <https://www.kicad.org/>
- [73] McMaster-Carr. "Machine Tool Wire". s. f. <https://www.mcmaster.com/products/wire/american-wire-gauge-awg~6/lead-wire-1~/>
- [74] MTE Corporation. "SineWave Guardian Filter SWGM0022D — Technical Catalogue". 2026. <https://www.standardelectricsupply.com/MTE-CORPORATION-SWGM0022D-Sine-Wave-Filter>
- [75] MTE Corporation. "SineWave Guardian Filter SWGM0045D — Technical Catalogue". 2026. <https://altek.us/products/mte-swgm0045d-mte-sinewave-guardian-sine-wave-filter-380-480v60hz-45a-open>
- [76] SCS Machine Shop, University of Illinois Urbana-Champaign. "Servicio de mecanizado (tarifa horaria oficial)". 2026. <https://scs.illinois.edu/research/machine-shop>
- [77] TCI, LLC. "MotorShield Filter MSD0045A000 — Technical Catalogue". 2026. <https://vfds.com/MSD0045A000>
- [78] The MathWorks, Inc. "MATLAB / Simulink". 2026. <https://www.mathworks.com/products/simulink.html>
- [79] UltiMaker. "UltiMaker Cura". 2026. <https://ultimaker.com/software/ultimaker-cura/>
- [80] University of Illinois Urbana-Champaign. "UIUC Campus Wind Turbine Project — Student Sustainability Committee (SSC)". 2024. <https://icap.sustainability.illinois.edu/ssc-project/uiuc-campus-wind-turbine-project>

ANEXO I: CÓDIGO DEL CÁLCULO DE LOS ELEMENTOS

DEL FILTRO

```

%% Dimensionado del filtro LCL - 20 kW UIUC
clear; clc;

% --- Datos de entrada ---
Vl1 = 208;
fg = 60;
Pn = 20e3;
Vdc = 400;
fsw = 20e3;

ripple = 0.25;
alpha = 0.02;
mu = 0.5;

% --- Calculos base ---
Vph = Vl1/sqrt(3);
wg = 2*pi*fg;
In_rms = Pn/(sqrt(3)*Vl1);
In_pk = sqrt(2)*In_rms;

Zb = Vl1^2/Pn;
Cb = 1/(wg*Zb);
C = alpha*Cb;
Cd = C;

% --- Inductancias ---
incrementoI = ripple*In_pk;
L1 = Vdc/(8*fsw*incrementoI);
L2 = mu*L1;

% --- Frecuencia de resonancia (comun a R3, R4 y R5) ---
wres = sqrt((L1+L2)/(L1*L2*C));
fres = wres/(2*pi);
k = fsw/fres;

% --- Redes de amortiguamiento ---
R3 = 1/(3*wres*C);
R4 = R3;

Rd_min = 1/(4*Cd*wres);
Rd_max = 1/(Cd*wres);
Rd = sqrt(Rd_min*Rd_max);

% --- Ceros que introduce cada red ---

```

```

fz_R3 = 1/(2*pi*R3*C);
fz_R5 = 1/(2*pi*Rd*Cd);

% --- Resultados ---
fprintf('C      = %.3f uF\n', C*1e6);
fprintf('L1     = %.2f uH\n', L1*1e6);
fprintf('L2     = %.2f uH\n', L2*1e6);
fprintf('f res   = %.2f Hz   (comun a R3, R4, R5)\n', fres);
fprintf('k       = %.2f\n', k);
fprintf('R3=R4    = %.4f ohm\n', R3);
fprintf('Rd      = %.4f ohm   (%.4f - %.4f)\n', Rd, Rd_min, Rd_max);
fprintf('f0 R3    = %.2f Hz\n', fz_R3);
fprintf('f0 R5    = %.2f Hz\n', fz_R5);

% --- Respuesta en frecuencia ---
f = logspace(1, 5.3, 4000);
jw = 1j*2*pi*f;

G_und = 1 ./ (L1*L2*C*jw.^3 + (L1+L2)*jw);
G_R3 = (R3*C*jw + 1) ./ (L1*L2*C*jw.^3 + (L1+L2)*R3*C*jw.^2 + (L1+L2)*jw);
G_R4 = R4 ./ (L1*L2*R4*C*jw.^3 + L1*L2*jw.^2 + R4*(L1+L2)*jw);
G_R5 = (Rd*Cd*jw + 1) ./ (Cd*C*L1*L2*Rd*jw.^4 + (Cd+C)*L1*L2*jw.^3 +
Rd*Cd*(L1+L2)*jw.^2 + (L1+L2)*jw);

figure('Color','w');

subplot(2,1,1);
semilogx(f, 20*log10(abs(G_und)), 'k', 'LineWidth', 1.5); hold on;
semilogx(f, 20*log10(abs(G_R3)), 'b', 'LineWidth', 1.5);
semilogx(f, 20*log10(abs(G_R4)), 'g', 'LineWidth', 1.5);
semilogx(f, 20*log10(abs(G_R5)), 'r', 'LineWidth', 1.5);
xline(fres, 'k:'); xline(fsw, 'k:');
grid on; xlim([10 2e5]); ylim([-200 60]);
ylabel('Magnitud (dB)');
legend('Sin amortiguar','R3','R4','R5','Location','SouthWest');
title('Respuesta en frecuencia del filtro LCL');

subplot(2,1,2);
semilogx(f, unwrap(angle(G_und))*180/pi, 'k', 'LineWidth', 1.5); hold on;
semilogx(f, unwrap(angle(G_R3))*180/pi, 'b', 'LineWidth', 1.5);
semilogx(f, unwrap(angle(G_R4))*180/pi, 'g', 'LineWidth', 1.5);
semilogx(f, unwrap(angle(G_R5))*180/pi, 'r', 'LineWidth', 1.5);
xline(fres, 'k:'); xline(fsw, 'k:');
grid on; xlim([10 2e5]); yticks([-270 -180 -90 0]);
ylabel('Fase (grados)'); xlabel('Frecuencia (Hz)');

```

ANEXO II: CÓDIGO DE CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN LOS TRANSISTORES

```

%% Perdidas en el puente inversor (MOSFET SiC) - 20 kW UIUC
clear; clc;

Vl1 = 208;
Pn = 20e3;
M = 0.9;

Ron = 40e-3;
Eon = 2.0e-3;
Eoff = 0.7e-3;
Vref = 800;
K = 1.4;

Vdc_set = [400 700];
fsw_set = [10e3 20e3 50e3];

In_rms = Pn/(sqrt(3)*Vl1);
In_pk = sqrt(2)*In_rms;

Pcond_disp = (Ron/(2*pi)) * In_pk^2 * 0.5 * (pi/2 + M*(4/3));
Pcond_1 = 6*Pcond_disp;
Pcond_2 = Pcond_1/2;

fprintf('--- Un MOSFET por interruptor ---\n');
fprintf('fsw[kHz] Vdc[V] Pcond Psw Ptot %%Pn\n');
for Vdc = Vdc_set
    for fsw = fsw_set
        Psw = 6*fsw*(Eon+Eoff)*(Vdc/Vref)^K;
        Ptot = Pcond_1 + Psw;
        fprintf('%5.0f %6.0f %5.0f %4.0f %5.0f %4.1f\n', fsw/1e3, Vdc, Pcond_1, Psw,
Ptot, 100*Ptot/Pn);
    end
end

fprintf('\n--- Dos MOSFETs en paralelo ---\n');
fprintf('fsw[kHz] Vdc[V] Pcond Psw Ptot %%Pn\n');
for Vdc = Vdc_set
    for fsw = fsw_set
        Psw = 6*fsw*(Eon+Eoff)*(Vdc/Vref)^K;
        Ptot = Pcond_2 + Psw;
        fprintf('%5.0f %6.0f %5.0f %4.0f %5.0f %4.1f\n', fsw/1e3, Vdc, Pcond_2, Psw,
Ptot, 100*Ptot/Pn);
    end
end
end

```

ANEXO III: SUMATORIO DE TODOS LOS COSTES

COSTE DE HARDWARE

<i>Elemento</i>	<i>Unidades</i>	<i>Coste unitario (\$)</i>	<i>Coste total (\$)</i>
Inductancia (Bourns 153220, 50 μ H real)	10	100,69 \$	1.006,90 \$
Condensador de amortiguamiento (KEMET C4AF, 20 μ F)	8	10,56 \$	84,48 \$
Resistencia de amortiguamiento (Ohmite TCH35, 1,5 Ω)	9	11,50 \$	103,50 \$
Disipador (Boyd Laconia 577202B)	10	0,56 \$	5,60 \$
Soporte de bobina impreso en ABS	1	19,00 \$	19,00 \$
Interruptor automático (LS Electric UTE100ET, 70 A 3P)	1	394,34 \$	394,34 \$
Sensor de corriente (LEM LA 100-P)	3	33,59 \$	100,77 \$
Sensor de tensión aislado (Verivolt IsoBlock V-4c)	1	1.330,51 \$	1.330,51 \$
Relé (Phoenix Contact 1119897)	1	16,80 \$	16,80 \$
Contactor de potencia (Altech MC-75A-DC24V)	1	345,30 \$	345,30 \$
Carril DIN (Altech 2511120, 1 m)	4	4,62 \$	18,48 \$
Cable de potencia (1 m)	15	7,09 \$	106,35 \$
Conectores (Phoenix Contact 3005073)	20	4,36 \$	87,20 \$

<i>Elemento</i>	<i>Unidades</i>	<i>Coste unitario (\$)</i>	<i>Coste total (\$)</i>
Fuente de alimentación 15 V (Mean Well HDR-15-15)	1	12,20 \$	12,20 \$
Fuente de alimentación 24 V (Mean Well HDR-15-24)	1	12,20 \$	12,20 \$
Carcasa (VEVOR acero inox. 24"x20"x8")	1	166,90 \$	166,90 \$
Ventilador (Mechatronics G1225L24B2, 24 V)	2	19,52 \$	39,04 \$
PCB V1: rama de amortiguamiento R-C (AdvancedPCB, 3 uds)	3	33,00 \$	99,00 \$
Subtotal hardware			3.948,57 \$

Tabla A. 1. Desglose del coste de hardware del filtro construido. Fuente: Elaboración propia (2026).

PCB V2: FILTRO EMI ACTIVO (NO FABRICADA)

<i>Elemento</i>	<i>Unidades</i>	<i>Coste unitario (\$)</i>	<i>Coste total (\$)</i>
PCB V2 (AdvancedPCB, 3 uds)	3	33,00 \$	99,00 \$
Chip filtro EMI activo (TI TPSF12C3-Q1)	1	3,26 \$	3,26 \$
Componentes SMD del diseño de referencia	1	4,14 \$	4,14 \$
Subtotal PCB V2 (no integrada)			106,40 \$

Tabla A. 2. Coste de la placa de circuito impreso alternativa (PCB v2), no integrada en el prototipo. Fuente: Elaboración propia (2026).

LICENCIAS Y HERRAMIENTAS DE IT

<i>Herramienta</i>	<i>Uso</i>	<i>Tipo de licencia</i>	<i>Coste comercial (\$/año)</i>
MATLAB	Simulación numérica	Comercial (anual)	1.050,00 \$
Simulink	Simulación de sistemas (add-on de MATLAB)	Comercial (anual)	1.585,00 \$
Autodesk Fusion	Diseño mecánico / CAD	Comercial (anual)	680,00 \$
KiCad	Diseño de PCB	Código abierto	0,00 \$
Ultimaker Cura	Laminado para impresión 3D	Código abierto	0,00 \$
Coste comercial equivalente			3.315,00 \$
Coste real asumido (licencias de campus UIUC)			0,00 \$

Tabla A. 3. Coste comercial de las licencias de software empleadas y coste real asumido bajo cobertura de campus. Fuente: Elaboración propia (2026).

COSTE DE PERSONAL

<i>Tarea (perfil profesional)</i>	<i>N.º horas</i>	<i>Coste unitario (\$/h)</i>	<i>Coste total (\$)</i>
Ingeniero junior (labores de ingeniería)	90	35,00 \$	3.150,00 \$
Técnico de simulación (cálculos y simulación)	90	25,00 \$	2.250,00 \$

<i>Tarea (perfil profesional)</i>	<i>N.º horas</i>	<i>Coste unitario (\$/h)</i>	<i>Coste total (\$)</i>
Operario de ensamblaje (montaje del conjunto)	20	20,00 \$	400,00 \$
Mecanografía (realización de la memoria)	150	19,00 \$	2.850,00 \$
Operario cualificado (modificación de la caja eléctrica)	8	47,12 \$	376,96 \$
Ingeniero senior (supervisión)	5	60,00 \$	300,00 \$
Subtotal personal			9.326,96 \$

Tabla A. 4. Desglose del coste de personal del proyecto. Fuente: Elaboración propia (2026).

COSTE TOTAL DEL FILTRO

<i>Concepto</i>	<i>Importe (\$)</i>
Coste de hardware	3.948,57 \$
Coste de licencias de software (cobertura de campus)	0,00 \$
Coste de personal (ingeniería, montaje y memoria)	9.326,96 \$
Coste total del filtro construido	13.275,53 \$

Tabla A. 5. Coste total del filtro construido por partidas. Fuente: Elaboración propia (2026).

INDICADORES

<i>Indicador</i>	<i>Valor</i>
Potencia aparente equivalente (20 kW, fp 0,95)	21,05 kVA
Coste específico del filtro	630,67 \$/kVA

<i>Indicador</i>	<i>Valor</i>
Proporción sobre subvención DoE (6.000.000 \$)	0,221%

Tabla A. 6. Indicadores económicos del filtro: coste específico y proporción sobre la subvención. Fuente: Elaboración propia (2026).

ANEXO IV: OBJETIVOS DE DESARROLLO SOSTENIBLE

Este Trabajo de Fin de Grado está principalmente alineado con los siguientes Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS):

ODS #7: Energía Asequible y No Contaminante

Este proyecto se alinea con el ODS #7 mediante el diseño y construcción de un filtro LCL para un aerogenerador de 20 kW. Al optimizar la inyección de energía eólica en la red eléctrica, se facilita la integración de fuentes limpias y se apoya la reducción de la dependencia global de los combustibles fósiles.

ODS #9: Industria, Innovación e Infraestructura

Este proyecto se alinea con el ODS #9 al desarrollar y fabricar hardware avanzado de filtrado y placas de circuito impreso para electrónica de potencia. El uso de componentes comerciales y el diseño de filtros EMI activos promueven la innovación tecnológica en las infraestructuras eléctricas locales.

ODS #13: Acción por el Clima

Este proyecto se alinea con el ODS #13 al mitigar la distorsión armónica y asegurar el cumplimiento normativo para la conexión de un aerogenerador del campus universitario. Esto acelera la adopción de energías renovables viables, siendo esencial para disminuir las emisiones de gases de efecto invernadero.