



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA


ETSI Aeroespacial y Diseño Industrial

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería Aeroespacial
y Diseño Industrial

Diseño de un inversor monofásico de 1kW en puente
completo con modulación PWM senoidal y esquema de
control en modo corriente media ACC.

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

AUTOR/A: Lorente Herráez, Inés

Tutor/a: Orts Grau, Salvador

CURSO ACADÉMICO: 2023/2024

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, quisiera expresar mi más sincero agradecimiento a Salvador Orts por brindarme la oportunidad de trabajar con él, por su inestimable ayuda y guía a lo largo del proceso, a pesar de las dificultades encontradas en el camino.

Asimismo, me gustaría agradecer profundamente a mi familia y amigos por su continuo apoyo durante estos cuatro años, ayudándome a superar los desafíos y enseñándome a mejorar de ellos.

Finalmente, quiero extender mi gratitud a todos mis compañeros de la carrera y a los profesores, ya que me han apoyado a lo largo de este proceso y han contribuido significativamente a mi preparación para el futuro.

RESUMEN

En este Trabajo de Final de Grado se pretende diseñar un inversor monofásico de 1kW en puente completo con modulación PWM senoidal y control en modo corriente media (Average Current Control- ACC), capaz de alimentar una carga R-L con tensión y frecuencia variables. El trabajo abarca varios aspectos clave, como el diseño del rectificador de entrada y la capacidad del enlace de continua, el diseño del inversor y el filtro de salida, el desarrollo de lazos de tensión y corriente para el control ACC, y la simulación completa del sistema para verificar su funcionamiento y eficiencia. Además, se abordará el estudio y amortiguamiento de la resonancia filtro-carga, así como el diseño de una placa de circuito impreso de la etapa de potencia, que incluye tanto el rectificador como el inversor. El objetivo es lograr un sistema que ofrezca un control preciso y fiable de la energía suministrada a la carga, garantizando su correcta operación en diferentes condiciones de funcionamiento.

RESUM

En aquest Treball de Final de Grau es pretén dissenyar un inversor monofàsic d'1kW en pont complet amb modulació PWM sinusoidal i control en mode corrent mitjana (Average Current Control - ACC), capaç d'alimentar una càrrega R-L amb tensió i freqüència variables. El treball abasta diversos aspectes clau, com el disseny del rectificador d'entrada i la capacitat de l'enllaç de contínua, el disseny de l'inversor i el filtre de sortida, el desenvolupament de llaços de tensió i corrent per al control ACC, i la simulació completa del sistema per verificar-ne el funcionament i eficiència. A més, s'abordarà l'estudi i amortiment de la ressonància filtre-càrrega, així com el disseny d'una placa de circuit imprès de l'etapa de potència, que inclou tant el rectificador com l'inversor. L'objectiu és aconseguir un sistema que ofereixi un control precís i fiable de l'energia subministrada a la càrrega, garantint-ne la correcta operació en diferents condicions de funcionament.

ABSTRACT

In this Final Degree Project, the aim is to design a 1kW single-phase inverter in full-bridge configuration with sinusoidal PWM modulation and Average Current Control (ACC), capable of supplying an R-L load with variable voltage and frequency. The project covers several key aspects, such as the design of the input rectifier and the DC link capacity, the design of the inverter and the output filter, the development of voltage and current loops for ACC control, and the complete system simulation to verify its performance and efficiency. Additionally, the study and damping of the filter-load resonance will be addressed, as well as the design of a power stage printed circuit board (PCB) that includes both the rectifier and the inverter. The goal is to achieve a system that provides precise and reliable control of the energy supplied to the load, ensuring its proper operation under different working conditions.

ACRÓNIMOS

DC: Direct Current (corriente continua)

AC: Alternate Current (corriente alterna)

PWM: Pulse Width Modulation (modulación de ancho de pulso)

ACC: Average Current Control (control modo corriente media)

IGBT: Isolated Gate Bipolar Transistor (Transistor bipolar de puerta aislada)

MOSFET: Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor (Transistor de efecto campo de semiconductor de óxido metálico)

THD: Total Harmonic Distortion (Distorsión armónica total)

HF_n : Nth Harmonic Factor (Factor Armónico del enésimo armónico)

DF_n : Nth Harmonic Distortion Factor (Factor de Distorsión del enésimo armónico)

DF: Distortion Factor (Factor de Distorsión)

ODS: Objetivos de Desarrollo Sostenible

NOMENCLATURA

m_a : índice de modulación de amplitud

m_f : índice de modulación de frecuencia

f_n : frecuencia de resonancia

ω_n : pulsación de resonancia

R: resistencia

C: condensador

L: bobina

KEYWORDS

Inversores de potencia, control electrónico, control ACC, modulación unipolar, PWM, inversor monofásico

ÍNDICE GENERAL

DOCUMENTO 1: MEMORIA	2
1. INTRODUCCIÓN.....	3
1.1 Objetivos del trabajo de fin de grado	3
1.2 Metodología	3
2. MARCO TEÓRICO	4
2.1 Introducción a los convertidores.....	4
2.2 Clasificación de los inversores	5
2.2.1 Configuración del Inversor Monofásico en Medio Puente	6
2.2.2 Configuración del Inversor Monofásico en Puente Completo.....	7
2.3 Control de inversores. Técnicas de modulación PWM.....	9
2.3.1 Modulación PWM de pulso único.....	9
2.3.2 Modulación PWM de varios pulsos por semiperiodo.....	10
2.3.3 Modulación PWM senoidal	11
2.4 Evaluación de parámetros armónicos.....	16
2.5 Salida del inversor monofásico.....	17
2.6 Filtrado de armónicos	18
3. ESECIFICACIONES	19
3.1 Especificaciones de partida.....	19
3.2 Análisis de alternativas y selección de la solución adoptada	21
3.3.1 Configuración rectificador monofásico	21
3.3.2 Topología del inversor monofásico	22
3.3.3 Tipo de semiconductores	22
3.3.4 Técnica de modulación	22
3.3.5 Estrategias de filtrado.....	23
4. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL INVERSOR MONOFÁSICO.....	23
4.1 Diseño del rectificador monofásico y capacidad del bus DC.....	24
4.1.1 Especificaciones	24
4.1.2 Cálculos previos.....	24
4.1.3 Elección de componentes	27
4.2 Diseño del inversor monofásico DC/AC.....	27
4.2.1 Especificaciones	27
4.2.2 Cálculos previos.....	28
4.2.3 Elección de componentes	31
4.3 Diseño del filtro LC.....	31
4.3.1 Especificaciones	31
4.3.2 Cálculos previos.....	32

4.3.3 Elección de componentes	36
4.4 Diseño del control modo corriente media ACC.	38
4.4.1 Diseño lazo de corriente	38
4.4.2 Diseño del lazo de tensión	45
4.5. Análisis de la simulación del sistema.....	52
4.5.1 Simulación para tensión de entrada máxima y de salida mínima a 40 Hz. ...	53
4.5.2 Simulación para tensión de entrada y de salida máxima a 40 Hz.....	62
4.5.3 Simulación para tensión de entrada máxima y tensión de salida media a 40 Hz.....	69
4.5.4 Simulación para tensión de entrada y salida mínima a 20 Hz.	76
4.5.5 Simulación para tensión de entrada mínima y tensión de salida máxima a 100 Hz.	84
4.5.6 Simulación para el escalón de carga.....	91
5. CONCLUSIONES	94
6.REFERENCIAS	95
ANEXOS.....	96
A. HOJA DE CATÁLOGOS	96
B. OBJETIVOS DE DESARROLLO SOSTENIBLE	102
DOCUMENTO 2: PLANOS	103
DOCUMENTO 3: PLIEGO DE CONDICIONES	105
7. CONDICIONES GENERALES	106
7.1 Objeto	106
7.2 Condiciones de los materiales.....	106
7.3 Condiciones de ejecución.....	106
7.4 Pruebas y ajustes finales o de servicio	107
DOCUMENTO 4: PRESUPUESTO	108
8. COSTES DEL PROYECTO	109
8.1 Coste de componentes y PCB.....	109
8.2 Coste de recursos humanos.....	109
8.3 Coste total del proyecto.....	110

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Sistema electrónico basado en un inversor DC/AC [1].....	5
Figura 2.2: Clasificación de inversores	5
Figura 2.3: Configuración de un inversor en puente medio [2]	7
Figura 2.4: Configuración de un inversor puente completo [2]	8
Figura 2.5: Configuración inversor puente completo con diodos [1]	8
Figura 2.6: Modulación PWM de pulso único [1]	10
Figura 2.7: Modulación PWM de varios pulsos por semiperiodo [3]	11
Figura 2.8: Modulación PWM senoidal [3].....	12
Figura 2.9:Modulación SPWM bipolar [1].....	13
Figura 2.10: Espectro armónico de SPWM bipolar [3].....	13
Figura 2.11: Tabla de amplitud normalizada de los armónicos para SPWM bipolar [1] 14	
Figura 2.12: Modulación SPWM unipolar [1].....	15
Figura 2.13: Espectro armónico de la tensión de salida con SPWM unipolar.....	15
Figura 2.14: Tabla de amplitud normalizada de los armónicos para SPWM unipolar... 16	
Figura 2.15: Zonas de funcionamiento de un inversor [3].....	17
Figura 2.16: Formas de onda con sobremodulación [1]	18
Figura 2.17: esquema de un filtro para la reducción de armónicos	19
Figura 4.1: Diagrama de bloques inversor DC/AC	24
Figura 4.1: Variación tensión de salida del rectificador.....	25
Figura 4.2: Tabla de amplitud normalizada de los armónicos para modulación unipolar [1]	30
Figura 4.3: Esquema del inversor DC/AC con filtro LC de segundo orden [2]	32
Figura 4.4: Esquema del filtro LC y sus impedancias [2].....	35
Figura 4.5: simplificación de impedancias filtro LC [2].....	35
Figura 4.6: Bode de la FDT de la ganancia del filtro.....	37
Figura 4.7: Diagrama de bloques del lazo de control de corriente [2].....	38
Figura 4.8: Bode de la FDT de la corriente por la bobina a control.....	40
Figura 4.9: Esquema para el cálculo del AUFA de un regulador tipo 2 [2]	41
Figura 4.10: Bode de la FDT del regulador del lazo de corriente Gi.....	43
Figura 4.11: Bode de la FDT del lazo de corriente para el nuevo regulador Ti	43
Figura 4.12: Bode de la FDT de la ganancia de corriente en lazo cerrado (TiLC)	44
Figura 4.13: diagrama de bloques del lazo de control de tensión [2].....	45
Figura 4.14: Bode de la FDT de la tensión de salida a control Gvc.....	46
Figura 4.15: Bode de la FDT del nuevo regulador y con el regulador resonante Gv... 49	
Figura 4.16: Bode de la FDT de la ganancia del lazo de tensión Tv.....	50

Figura 4.17: Bode de la FDT de la ganancia del lazo de tensión en lazo cerrado Tv LC	51
Figura 4.18: Modelo de simulación de la etapa de potencia y el filtro LC.	52
Figura 4.19: Modelo de simulación del control en modo corriente ACC con SPWM unipolar.	52
Figura 4.20: Forma de onda de la tensión de bus de continua DC.	53
Figura 4.21: Rizado de la tensión del bus de continua DC.	54
Figura 4.22: Forma de onda de la tensión a la salida del inversor.	54
Figura 4.23: Forma de onda de la corriente por la bobina.	55
Figura 4.24: Detalle de la corriente que circula por la bobina.	55
Figura 4.25: Detalle del rizado de la corriente que circula por la bobina	56
Figura 4.26: Detalle de la frecuencia de rizado de la corriente que circula por la bobina	56
Figura 4.27: Forma de onda de la tensión de salida en la carga.	57
Figura 4.28: Detalle del rizado de la tensión de salida	57
Figura 4.29: Forma de onda de la corriente que circula por la carga.	58
Figura 4.30: Zona de operación del regulador resonante a 40 Hz.	59
Figura 4.31: Espectro armónico antes del filtro	60
Figura 4.32: Detalle de los armónicos antes del filtrado presentes en el orden 750	60
Figura 4.33: Espectro armónico después del filtrado.	61
Figura 4.34: Forma de onda de la tensión del bus de entrada (DC)	62
Figura 4.35: Rizado de la tensión del bus de continua (DC)	63
Figura 4.36: Forma de onda de la tensión a la salida del inversor.	63
Figura 4.37: Forma de onda de la corriente que fluye a través de la bobina	64
Figura 4.38: Detalle del rizado de la corriente que circula por la bobina	64
Figura 4.39: Forma de onda de la tensión de salida en la carga	64
Figura 4.40: Detalle del rizado de la tensión de salida en la carga.	65
Figura 4.41: Forma de onda de la corriente que circula a través de la carga	65
Figura 4.42: Espectro armónico antes del filtro	67
Figura 4.43: Detalle de los armónicos antes del filtrado presentes en el orden 750	67
Figura 4.44: Espectro armónico después del filtro.	68
Figura 4.45: Forma de onda de la tensión del bus de entrada (DC)	69
Figura 4.46: Detalle del rizado de la tensión del bus de continua (DC)	70
Figura 4.47: Forma de onda de la tensión de salida del inversor	70
Figura 4.48: Forma de onda de la corriente que circula por la bobina	71
Figura 4.49: Detalle del rizado de la corriente que circula por la bobina	71
Figura 4.50: Forma de onda de la tensión de salida en la carga	72
Figura 4.51: Detalle del rizado de la tensión en la carga	72

Figura 4.52: Forma de onda de la corriente que circula por la carga.....	73
Figura 4.53: Espectro armónico antes del filtro	74
Figura 4.54: Detalle del espectro armónico antes del filtro en el orden 750	75
Figura 4.55: Espectro armónico después del proceso de filtrado	76
Figura 4.56: Forma de onda de la tensión del bus de continua (DC).....	77
Figura 4.57: Detalle del rizado de la tensión del bus de continua (DC)	77
Figura 4.58: Forma de onda de la tensión a la salida del inversor.....	78
Figura 4.59: Forma de onda de la corriente que circula por la bobina.....	78
Figura 4.60: Detalle del rizado de la corriente que atraviesa la bobina	79
Figura 4.61: Forma de onda de la tensión de salida en la carga.....	79
Figura 4.62: Detalle del rizado de la tensión de salida en la carga.....	80
Figura 4.63: Forma de onda de la corriente en la carga.....	80
Figura 4.64: Zona de operación del regulador resonante a 20 Hz.....	81
Figura 4.65: Espectro armónico antes del filtro	82
Figura 4.66: Detalle del espectro armónico antes del filtro en el orden 1500	82
Figura 4.67: Espectro armónico después del proceso de filtrado	83
Figura 4.68: Forma de onda de la tensión del bus de entrada (DC).....	84
Figura 4.69: Detalle del rizado de la tensión del bus de continua (DC)	85
Figura 4.70: Forma de onda de la tensión de salida del inversor	85
Figura 4.71: Forma de onda de la corriente que atraviesa la bobina.....	85
Figura 4.72: Detalle del rizado de la corriente que circula por la bobina	86
Figura 4.73: Forma de onda de la tensión que circula por la carga.....	86
Figura 4.74: Detalle del rizado de la tensión que circula por la carga.....	87
Figura 4.75: Forma de onda de la corriente en la carga.....	87
Figura 4.76: Zona de operación del regulador resonante a 40 Hz.....	88
Figura 4.77: Espectro armónico antes del filtro	89
Figura 4.78: Espectro armónico de los armónicos presentes en el orden 300	89
Figura 4.79: Espectro armónico después del filtro	90
Figura 4.80: Configuración del diseño para el escalón de carga	91
Figura 4.81: Forma de onda de la corriente en la carga cuando se le aplica un escalón	92
Figura 4.82: Detalle de la forma de onda de la corriente por la carga cuando se aplica el escalón	92
Figura 4.83: Detalle de la tensión que circula por la carga al aplicarse el escalón	93
Figura 4.84: Detalle del hueco de tensión que provoca el escalón.....	93
Figura 4.85: Detalle del tiempo de establecimiento provocado por el escalón de carga	94
Figura 4.86: Detalle cambio abrupto de tensión provocado por el escalón.....	94

Figura 4.87: Diseño de PCB en 3D 104

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Medidas en el bus y a la salida del inversor.....	58
Tabla 2: Medidas en la carga	58
Tabla 3: Amplitudes de los armónicos presentes antes del filtrado.....	61
Tabla 4: Amplitud de los armónicos después del filtrado	61
Tabla 5: Medidas en el bus y a la salida del inversor.....	66
Tabla 6: Medidas en la carga	66
Tabla 7: Amplitudes de los armónicos presentes antes del filtrado.....	68
Tabla 8: Amplitud de los armónicos después del filtrado	68
Tabla 9: Medidas en el bus y a la salida del inversor.....	73
Tabla 10: Medidas en la carga	73
Tabla 11: Amplitudes de los armónicos presentes antes del filtrado	75
Tabla 12: Amplitud de los armónicos después del filtrado	76
Tabla 13: Medidas en el bus y a la salida del inversor.....	81
Tabla 14: Medidas en la carga	81
Tabla 15: Amplitudes de los armónicos presentes antes del filtrado.....	83
Tabla 16: Amplitud de los armónicos después del filtrado	83
Tabla 17: Medidas en el bus y a la salida del inversor.....	88
Tabla 18: Medidas en la carga	88
Tabla 19: Amplitudes de los armónicos presentes antes del filtrado.....	90
Tabla 20: Amplitud de los armónicos después del filtrado	90
Tabla 21: Objetivos de Desarrollo Sostenible	102
Tabla 22: Leyenda de la PCB.....	104
Tabla 23: presupuesto de componentes electrónicos y PCB.....	109
Tabla 24: Presupuesto de la mano de obra.....	110
Tabla 25: Presupuesto total del proyecto	110

DOCUMENTO 1: MEMORIA

1. INTRODUCCIÓN

Los sistemas electrónicos industriales son una especialidad de la electrónica que se enfoca en el diseño, modelado y control de convertidores electrónicos de potencia. Estos dispositivos, basados en semiconductores de potencia, posibilitan todas las conversiones posibles entre corriente continua (CC) y corriente alterna (AC).

Entre estos convertidores, los inversores se encargan de regular tanto la amplitud como la frecuencia de la tensión y corriente en la salida alterna, partiendo de una tensión de entrada continua (DC/AC). Estos dispositivos son ampliamente utilizados en aplicaciones industriales. Podemos encontrarlos en los Sistemas de Alimentación Interrumpida (SAI) para la protección de equipos, así como en generadores de energía autónomos para lugar sin conexión a la red eléctrica, operando con baterías o fuentes renovables, como la energía eólica o la energía solar. Además, estos sistemas contribuyen a mejorar la calidad eléctrica al compensar de manera activa la energía reactiva, la reducción de armónicos y otras mejoras en la estabilidad del suministro cuando se emplean como filtros o compensadores activos de potencia.

Estos convertidores de potencia son objeto de estudio en asignaturas relacionadas con la electrónica de potencia dentro del grado de Ingeniería Electrónica Industrial y Automática. Por tanto, se busca proporcionar un marco teórico y práctico que permita a los estudiantes comprender las diferencias entre las técnicas de control y su impacto en el rendimiento de los inversores, facilitando la selección de la estrategia más adecuada para las diferentes aplicaciones industriales.

1.1 Objetivos del trabajo de fin de grado

En el presente TFG se pretende diseñar un inversor monofásico de 1kW en configuración de puente completo con modulación PWM senoidal y control en modo corriente media ACC, capaz de alimentar una carga R-L con tensión y frecuencia variables. Además, se busca ofrecer una plataforma práctica para comprender a fondo el funcionamiento de estos sistemas en aplicaciones industriales.

1.2 Metodología

El trabajo se estructura en cinco etapas con objetivos específicos:

- Revisión de topologías y técnicas de control: se examinan las topologías y técnicas de control de inversores monofásicos, enfocándose en una conversión DC/AC monofásica.
- Diseño de las etapas de potencia y control: se seleccionan y diseñan la etapa de potencia, el filtro de salida y el circuito de control siguiendo las especificaciones dadas.
- Estudio y amortiguamiento de resonancia filtro-carga: se lleva a cabo un análisis desarrollando técnicas para amortiguar y la verificación de funcionamiento y eficiencia.
- Simulación del sistema: se utiliza Simulink y Matlab para simular y analizar el sistema diseñado, verificando su funcionamiento y eficiencia.
- Diseño de la PCB: se realiza el diseño de la placa de circuito impreso para la fabricación y montaje de los componentes.

2. MARCO TEÓRICO

El propósito de esta sección es proporcionar una visión general del estado actual de la tecnología relevante para este TFG. Para ello, se llevará a cabo una breve revisión del funcionamiento de los convertidores, específicamente los inversores, que son el objeto de estudio.

2.1 Introducción a los convertidores.

Los convertidores DC/AC, también conocidos como inversores, son dispositivos electrónicos que transforman la corriente continua (DC) en corriente alterna (AC). Esta conversión es fundamental para utilizar energía de fuentes de corriente continua en dispositivos y sistemas que requieren corriente alterna, como electrodomésticos, equipos industriales y sistemas de energía renovable.

El sistema inversor DC/AC se inicia con la entrada de corriente continua (DC) a través del bus DC, que puede provenir de varias fuentes como baterías, paneles solares u otras fuentes de energía continua. Esta corriente continua es dirigida al convertidor DC/AC, el componente central del sistema, responsable de transformar la corriente continua en alterna (AC). Este proceso de conversión se realiza mediante técnicas avanzadas de conmutación y modulación, como la modulación por ancho de pulso (PWM), que permiten generar una señal de salida AC con características deseadas, como una frecuencia y amplitud controladas.

Para garantizar un control preciso del proceso de conversión, el microcontrolador desempeña un papel crucial. Este dispositivo genera las señales de control necesarias, basándose en la información de realimentación proporcionada por el sensor. El driver recibe estas señales de control del microcontrolador, las amplifica y las acondiciona, asegurando que sean lo suficientemente potentes para accionar los dispositivos de conmutación dentro del convertidor DC/AC. El driver suele incluir transistores de potencia como IGBTs o MOSFETs, que son esenciales para la conmutación eficiente a altas frecuencias.

El sensor, ubicado en la salida del convertidor, mide continuamente los parámetros de la corriente alterna generada, tales como la tensión y la corriente. Esta información es crucial para el sistema de control y es enviada de vuelta al microcontrolador a través del amplificador. El amplificador ajusta la señal del sensor para asegurar que llegue al microcontrolador en un formato adecuado para su procesamiento. Esta realimentación permite al microcontrolador ajustar dinámicamente las señales de control, manteniendo así la salida AC dentro de las especificaciones deseadas. El control preciso de estos parámetros es vital para minimizar la distorsión armónica total (THD) y asegurar una onda senoidal pura.

La corriente alterna generada se entrega a la carga, que puede ser cualquier equipo que requiera AC para su funcionamiento. El proceso de medición y ajuste continuo asegura que el sistema inversor opere de manera eficiente y estable, adaptándose a las variaciones de la carga y manteniendo la calidad de la señal de salida. Este enfoque garantiza que la energía suministrada a la carga sea adecuada y confiable, cumpliendo con los requisitos de rendimiento del sistema.

En la figura 2.1 se presenta un sistema electrónico de potencia basado en un inversor DC/AC, que ilustra los componentes principales y el flujo de señales dentro del sistema.

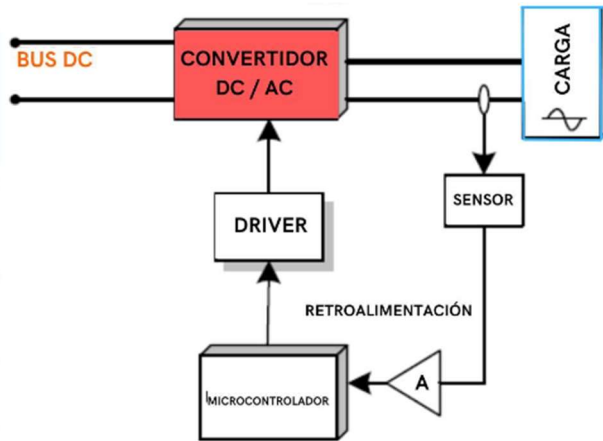


Figura 2.1: Sistema electrónico basado en un inversor DC/AC [1]

2.2 Clasificación de los inversores

Los criterios habitualmente empleados para la clasificación de los inversores se han resumido de forma más sencilla en la figura 2.2, que se presenta a continuación. Este esquema ilustra las diversas clasificaciones de los inversores según la topología de la etapa de potencia, el funcionamiento como fuente de tensión o de corriente, y la síntesis de la onda de salida, facilitando una comprensión estructurada de sus tipos y características.

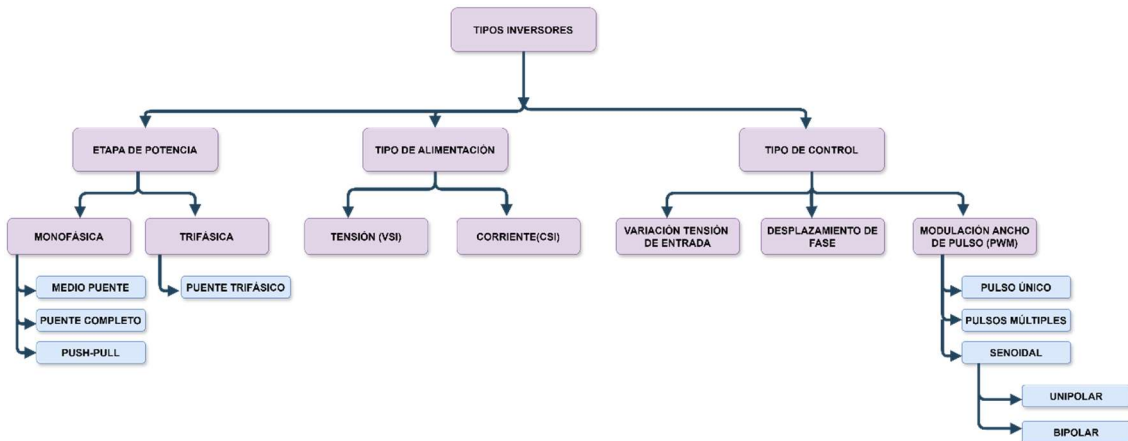


Figura 2.2: Clasificación de inversores

En cuanto a la topología de la etapa de potencia, los inversores se dividen en monofásicos y trifásicos. Los inversores monofásicos incluyen las configuraciones de puente medio, puente completo y push-pull. Por otro lado, los inversores trifásicos se agrupan principalmente en la configuración de puente trifásico.

Otra clasificación de los inversores se basa en el tipo de fuente de entrada, Aquí se distinguen los inversores alimentados por voltaje (VSI), en caso de que la tensión de entrada se mantenga constante, y los inversores alimentados por corriente (CSI), en caso de que la corriente de entrada se mantenga constante.

Finalmente, los inversores también se clasifican según la técnica utilizada para la síntesis de la onda de salida. Dentro de esta categoría se encuentra la modulación por ancho de pulso (PWM) de alta frecuencia, que puede subdividirse en pulso único y pulsos múltiples. Los pulsos múltiples, a su vez, se dividen en conmutación de tensión unipolar o bipolar, donde se distinguen tres zonas: la zona lineal, sobremodulación y onda cuadrada.

Estas clasificaciones proporcionan una visión clara y organizada de los diferentes tipos de inversores, sus configuración y técnicas utilizadas para generar la salida de corriente alterna.

2.2.1 Configuración del Inversor Monofásico en Medio Puente

Esta configuración es una de las topologías básicas utilizadas en la conversión de corriente continua (DC) a corriente alterna (AC). Este diseño se basa en una fuente de alimentación que suministra la corriente continua necesaria para el funcionamiento del inversor. Dicha fuente está formada por dos capacitores C_1 y C_2 , que actúan como un divisor de voltaje, creando dos puntos de referencia: $+V_{DC}/2$ y $-V_{DC}/2$. Esta división de voltaje es crucial para el funcionamiento simétrico del inversor.

Además, el inversor de puente medio incorpora dos interruptores, denominados S_1 y S_2 , los cuales son típicamente transistores IGBTs o MOSFETs debido a sus características de alta eficiencia y capacidad de conmutación rápida. Estos interruptores se controlan de manera alternada.

Cuando el interruptor S_1 está cerrado (ON) y S_2 está abierto (OFF), la corriente fluye desde $+V_{DC}/2$ a través de la carga, generando tensión positiva a la salida. En cambio, cuando ocurre en caso contrario, es decir, S_1 está abierto (OFF) y S_2 está cerrado (ON), la corriente fluye con un valor de $-V_{DC}/2$, generando tensión negativa a la salida.

La conmutación periódica de los interruptores S_1 y S_2 producen una forma de onda cuadrada alterna a la salida. La frecuencia de la señal de salida se determina por la frecuencia de conmutación de los interruptores. Dicho funcionamiento se observa con claridad en la figura 2.3.

Adicionalmente, es importante destacar que la forma de onda cuadrada generada por este tipo de inversor puede contener componentes armónicos que resultan indeseables. Por tanto, es habitual utilizar filtros pasivos, como los filtros LC, que suavizan la onda y la aproximan a una onda senoidal más pura, reduciendo así la distorsión armónica total (THD). En el caso de Onda Cuadrada, los armónicos principales aparecen a baja frecuencia y son difíciles de filtrar sin afectar a la componente fundamental, por ello, no es habitual su empleo cuando lo que se desea es obtener una senoidal de frecuencia fundamental a la salida del inversor.

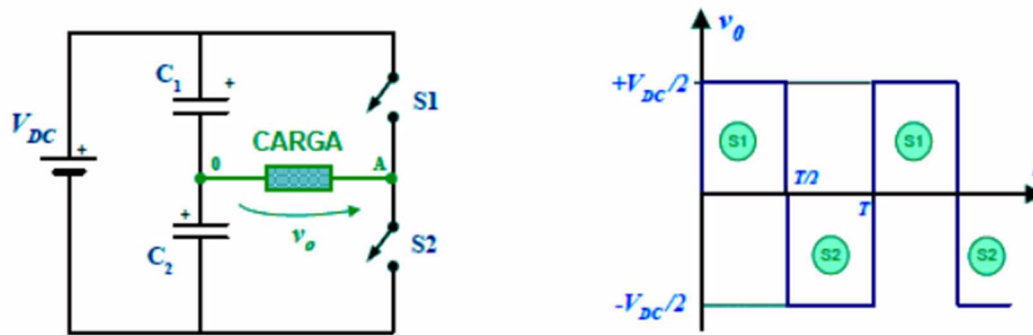


Figura 2.3: Configuración de un inversor en puente medio [2]

A continuación, se presentan las características más relevantes de esta topología:

- Los interruptores de potencia S_1 y S_2 deben soportar una tensión máxima a V_{DC} .
- La tensión máxima es la carga es de $V_{DC}/2$.
- Topología adecuada para aplicaciones donde la tensión en la batería es alta y se requiere una potencia moderada en la carga.

2.2.2 Configuración del Inversor Monofásico en Puente Completo

Este diseño consiste en una fuente de alimentación que proporciona la corriente continua necesaria, junto a cuatro interruptores designados como S_1 , S_2 , S_3 y S_4 . Estos interruptores se activan y desactivan en pares alternos para generar la forma de onda deseada a la salida.

Cuando los interruptores S_1 y S_4 están cerrados (ON), y S_2 y S_3 están abiertos (OFF), la corriente fluye desde $+V_{DC}$ a través de la carga, generando una tensión positiva en la salida. Por el contrario, cuando los interruptores S_2 y S_3 están cerrados (ON) y S_1 y S_4 abiertos (OFF), la corriente fluye desde $-V_{DC}$ a través de la carga, generando una tensión negativa a la salida.

Al igual que la configuración de medio puente, la conmutación periódica de los cuatro interruptores genera una tensión cuadrada alterna en la salida. La frecuencia de esta señal está determinada por la frecuencia de conmutación de los interruptores.

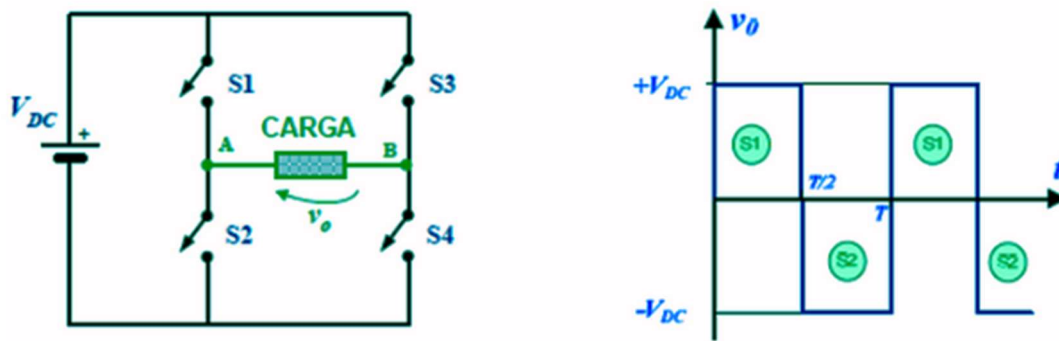


Figura 2.4: Configuración de un inversor puente completo [2]

Las principales características de esta configuración son:

- Los interruptores de potencia S_1, S_2, S_3 y S_4 deben soportar una tensión máxima a V_{DC} .
- La tensión máxima en la carga es de V_{DC} .
- Topología adecuada para aplicaciones donde la tensión en la batería es alta y se requiere una potencia moderada en la carga.

Cabe destacar que los diodos también juegan un papel crucial en los inversores al proporcionar una vía para las corrientes inversas y proteger los interruptores durante los transitorios. Estos diodos se encuentran conectados en paralelo con los interruptores, permitiendo solo el paso de la corriente solo cuando los interruptores están en estado de corte, es decir, en circuito abierto, previniendo así posibles daños a otros componentes electrónicos. Estos elementos contribuyen a la mejorar la calidad de la forma de onda de salida, mejora la eficiencia del inversor, ayudan a reducir pérdidas de conmutación y asegurar un mejor funcionamiento. Dicha configuración se muestra en la figura 2.5.

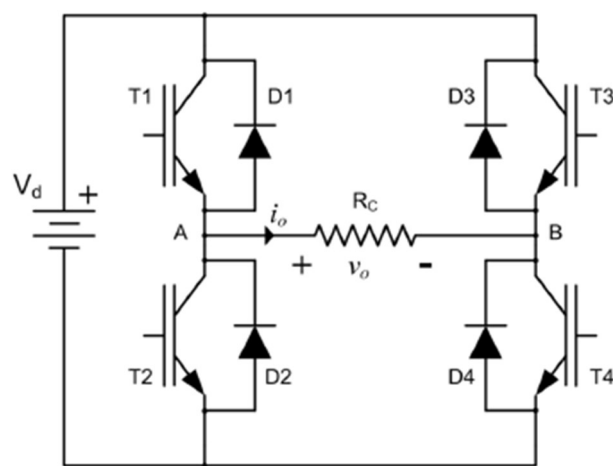


Figura 2.5: Configuración inversor puente completo con diodos [1]

2.3 Control de inversores. Técnicas de modulación PWM.

En el ámbito de la electrónica, el control preciso de los inversores es esencial para asegurar el funcionamiento eficiente y fiable de los sistemas de conversión de energía. Las técnicas de modulación desempeñan un papel crucial en este control, ya que permiten ajustar la tensión de salida y mejorar la calidad de la señal generada.

El primer objetivo es mantener la tensión de salida constante, es vital para que los dispositivos y sistemas alimentados por el inversor funcionen de manera estable y eficiente, independientemente de las fluctuaciones en la fuente de alimentación o las variaciones en la demanda de carga.

El segundo objetivo es mejorar el espectro armónico de la señal de la onda cuadrada, con el fin de reducir la distorsión. La modulación por ancho de pulso (PWM) y otras técnicas de modulación permiten transformar la onda cuadrada en una señal más cercana a una onda senoidal, reduciendo así los armónicos indeseados.

En esta sección se explorarán las diferentes técnicas de modulación utilizadas en el control de inversores, así como sus aplicaciones y principales características de cada una de ellas.

Estas son algunas de las técnicas que se explicarán a continuación:

- Modulación PWM de pulso único
- Modulación PWM de varios pulsos por semiperiodo
- Modulación PWM senoidal (SPWM)
 - Unipolar
 - Bipolar

2.3.1 Modulación PWM de pulso único

Este tipo de modulación tiene como objetivo controlar la cantidad de potencia entregada a una carga variando el ancho de los pulsos en una señal de modulación. Esta técnica consiste en encender y apagar un interruptor, ya sea un IGBT o un MOSFET, a gran velocidad. La duración de los periodos de encendido y apagado (anchos de pulso) se ajusta de manera que la potencia promedio entregada a la carga sea la deseada, generando las señales V_{GE1} y V_{GE2} .

Para obtener una señal de salida que se aproxime a una onda senoidal, los anchos de pulso deben modularse de acuerdo con una onda portadora triangular (v_T) y una señal de referencia rectangular (v_R). Estas señales se comparan continuamente: cuando la señal de referencia es mayor que la onda portadora, el interruptor se enciende (ON), y en caso contrario, cuando la señal de referencia es menor que la portadora, el interruptor se apaga (OFF). El ángulo de desplazamiento δ se mide en grados, reflejando la diferencia de fase entre la señal de referencia y la señal portadora.

El resultado de este proceso es una serie de pulsos de diferentes anchos que representan la modulación de la señal de salida, tal y como se muestra en la figura 2.6. La frecuencia de estos pulsos corresponde con la frecuencia de la señal de referencia.

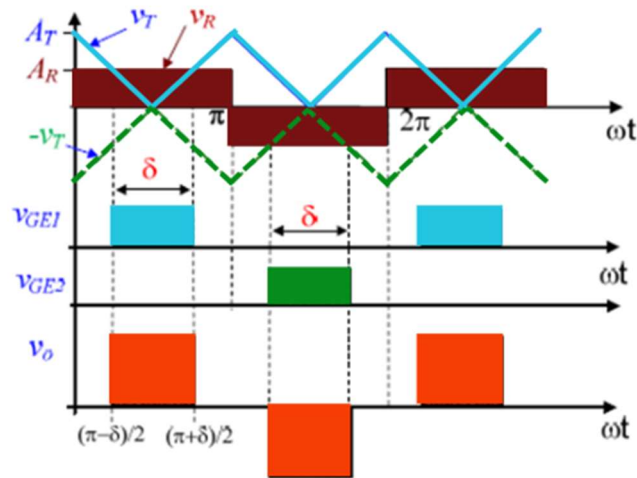


Figura 2.6: Modulación PWM de pulso único [1]

Las principales características de esta modulación son:

- Índice de modulación de amplitud: $m_a = \frac{A_R}{A_T}$
- Frecuencia de la tensión de salida: $f_o = f_r$
- Tensión eficaz a la salida: $V_o(RMS) = V_d \times \sqrt{\frac{\delta}{\pi}}$
- Desarrollo en serie de Fourier:

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4 V_d}{n\pi} \times \left(\sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \sin(n\omega t) \right)$$

- El tercer armónico es el armónico dominante.
- La distorsión (TDH) es mínima para un ángulo de $\delta=130^\circ$.

2.3.2 Modulación PWM de varios pulsos por semiperiodo.

La Modulación por Ancho de Pulso de Varios Pulsos por Semiperiodo (MPWM) utiliza, al igual que la modulación convencional PWM, el encendido y apagado de interruptores como IGBT o MOSFET para generar así múltiples pulsos en cada semiperiodo. En este proceso, una señal de referencia rectangular se compara continuamente con una señal portadora triangular. La duración y cantidad de estos pulsos dependen de los puntos de intersección entre estas dos señales.

Un parámetro crucial es el índice de modulación de frecuencia (m_f), que se define como la relación entre la frecuencia de la onda portadora (f_c) y la frecuencia de la señal de referencia (f_r). Este índice determina la cantidad de pulsos por semiperiodo que se generan, tal y como se muestra en la figura 2.7. A mayor m_f , mayor es la cantidad de pulsos, lo que permite un control más preciso de la forma de la onda de salida. Un m_f elevado implica que los armónicos de alta frecuencia se distribuyen más uniformemente, facilitando así su filtrado y reduciendo la distorsión armónica total

(THD). Sin embargo, un m_f demasiado elevado puede provocar pérdidas de conmutación.

La señal resultante es determinada principalmente por la frecuencia de la señal de referencia. La técnica MPWM se diseña para que la salida se aproxime lo máximo posible a una forma de onda senoidal.

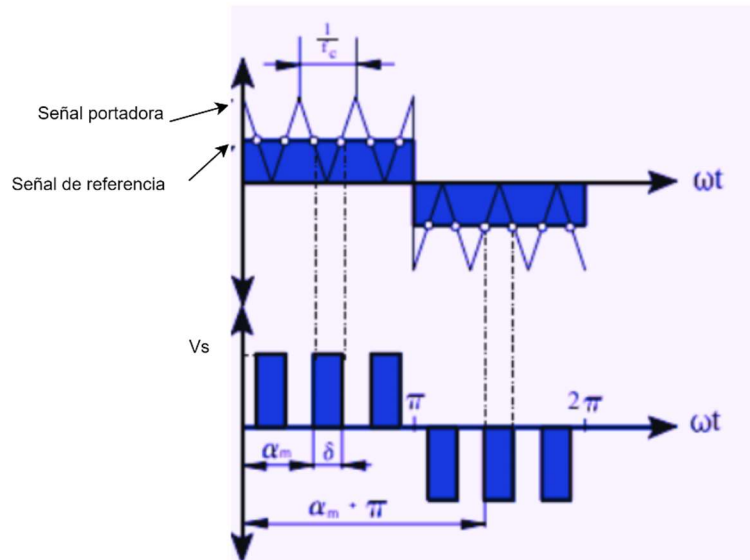


Figura 2.7: Modulación PWM de varios pulsos por semiperiodo [3]

Las principales propiedades de esta modulación son las siguientes:

- Índice de modulación de amplitud: $m_a = \frac{A_R}{A_T}$
- Índice de modulación de frecuencia: $m_f = \frac{f_c}{f_r}$
- Frecuencia de la tensión de salida: $f_o = f_r$
- Armónicos dominantes: orden $2p-1$, $2p+1$
- Tensión eficaz de salida: $V_o(RMS) = V_d \times \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}}$

2.3.3 Modulación PWM senoidal

En la Modulación por Ancho de Pulso Senoidal (SPWM), la generación de pulsos se basa en la comparación de una señal de referencia, en este caso senoidal (v_s), y una señal portadora triangular (v_T). La señal de referencia establece la forma de onda deseada, mientras que la señal portadora, que tiene una frecuencia mayor, sirve como base para la modulación. Cada vez que la señal de referencia excede la amplitud de la señal portadora, se genera un pulso. La duración y la cantidad de pulsos están determinados por los puntos de intersección entre ambas señales, produciendo así una serie de pulsos cuyo ancho varía de acuerdo con la modulación senoidal.

La modulación SPWM tiene varias ventajas importantes. En primer lugar, la generación de múltiples pulsos por semiperiodo ayuda a distribuir los armónicos de una forma más uniforme, lo que facilita su filtrado y reduce la distorsión armónica total (THD). Además, esto ayuda a mejorar la calidad de la onda de salida. En segundo

lugar, la proximidad de la señal de salida a una onda senoidal pura simplifica los requisitos de filtrado.

La modulación SPWM puede clasificarse en dos tipos principales: bipolar y unipolar. En la modulación bipolar, los pulsos de la tensión de salida varían entre $+V_d$ y $-V_d$ en cada semiciclo. Este tipo de modulación se caracteriza por generar una mayor cantidad de armónicos de alta frecuencia. En contraste, la modulación unipolar hace que los pulsos de la tensión de salida varíen entre $+V_d$ y 0 los semiciclos positivos, y entre $-V_d$ y 0 en los semiciclos negativos. Este enfoque ayuda a reducir las pérdidas de conmutación y mejora la eficiencia del inversor, además de simplificar el filtrado de los armónicos.

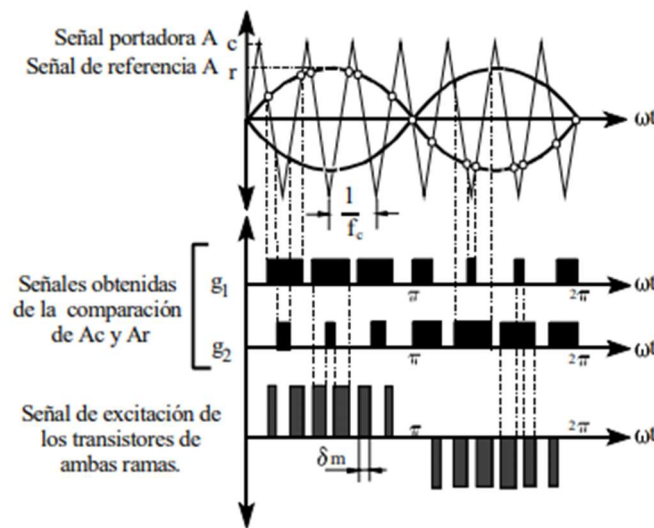


Figura 2.8: Modulación PWM senoidal [3]

Las principales cualidades de esta configuración son:

- Índice de modulación de amplitud: $m_a = \frac{A_s}{A_r}$
- Índice de modulación de frecuencia: $m_f = \frac{f_t}{f_s}$
- Frecuencia de la tensión de salida: $f_{salida} = f_{senoidal}$
- Frecuencia de conmutación: $f_c = f_t$

• Modulación SPWM Bipolar

En la modulación SPWM bipolar, la tensión de salida puede tomar tanto valores positivos como negativos en función de la comparación entre la señal portadora triangular y la señal de referencia senoidal.

La tensión de salida toma el valor de $+V_d$ cuando la tensión de la onda senoidal es mayor que la tensión de la onda triangular, es decir, cuando los transistores S_1 y S_4 están en ON. En caso contrario, la tensión de salida tendrá un valor de $-V_d$ en caso de que la tensión de la señal senoidal sea menor que la tensión de la señal triangular, es decir, cuando los transistores S_2 y S_3 se encuentran en ON. Esta señal de salida se puede observar en la figura 2.9

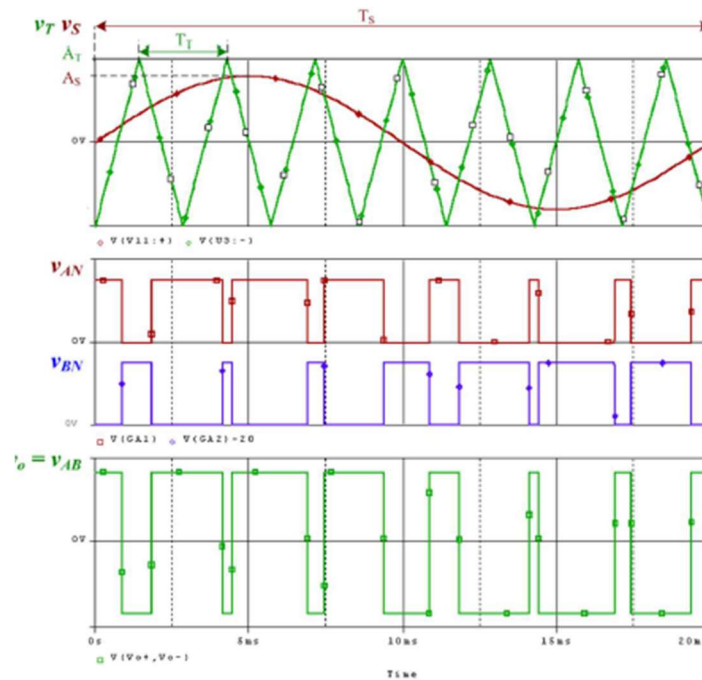


Figura 2.9: Modulación SPWM bipolar [1]

- La tensión eficaz de salida toma el valor de $V_o(RMS) = V_d$
- La amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida se define por $V_{o1m} = m_a \times V_d$
- Índice de modulación de amplitud $m_a \leq 1$

En este caso, los armónicos se distribuyen en bandas laterales alrededor de las frecuencias de conmutación y sus múltiplos (m_f , $2m_f$, $3m_f$, etc.), afectando a la calidad de la señal de salida.

En la figura 2.10 se muestra un ejemplo del espectro armónico obtenida mediante el desarrollo de Fourier para un $m_a=0.8$ y un $m_f=15$, que se muestra en la figura 2.10.

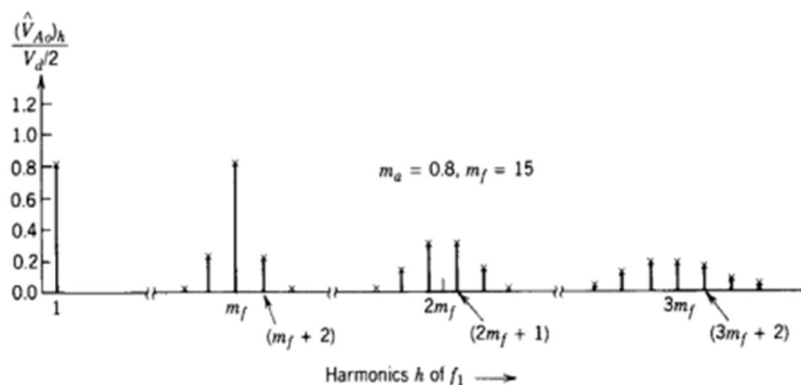


Figura 2.10: Espectro armónico de SPWM bipolar [3]

La amplitud de estos armónicos puede ser estudiada en detalle utilizando la tabla de amplitud normalizada de los armónicos, mostrada en la figura 2.11, que proporciona

los valores específicos de las amplitudes armónicas para diferentes configuraciones de m_f y m_a . Esta tabla es esencial para el diseño y la minimización de la distorsión armónica total (THD).

f_i (fundamental)	m_a									
	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$(m_f) \cdot f_1$	1.265	1.242	1.203	1.15	1.084	1.006	0.917	0.818	0.711	0.601
$(m_f \pm 2) \cdot f_1$	0.004	0.016	0.034	0.061	0.093	0.131	0.174	0.220	0.278	0.318
$(m_f \pm 4) \cdot f_1$	-	-	-	-	-	-	0.005	-	0.012	0.018
$(2m_f \pm 1) \cdot f_1$	0.099	0.190	0.268	0.326	0.361	0.370	0.354	0.314	0.255	0.181
$(2m_f \pm 3) \cdot f_1$	-	-	0.011	0.024	0.043	0.071	0.103	0.139	0.177	0.212
$(2m_f \pm 5) \cdot f_1$	-	-	-	-	-	-	0.007	0.013	0.021	0.033
$(3m_f) \cdot f_1$	0.401	0.335	0.237	0.123	0.011	0.083	0.146	0.171	0.157	0.113
$(3m_f \pm 2) \cdot f_1$	0.012	0.044	0.089	0.139	0.180	0.203	0.203	0.176	0.126	0.062
$(3m_f \pm 4) \cdot f_1$	-	-	0.004	0.012	0.025	0.047	0.074	0.104	0.134	0.157
$(3m_f \pm 6) \cdot f_1$	-	-	-	-	-	-	0.007	0.016	0.028	0.044
$(4m_f \pm 1) \cdot f_1$	0.095	0.163	0.185	0.157	0.090	0.008	0.064	0.105	0.105	0.068
$(4m_f \pm 3) \cdot f_1$	0.002	0.012	0.036	0.070	0.105	0.132	0.137	0.115	0.068	0.009
$(4m_f \pm 5) \cdot f_1$	-	-	-	-	0.016	0.034	0.058	0.084	0.107	0.119
$(4m_f \pm 7) \cdot f_1$	-	-	-	-	0.001	0.004	0.008	0.017	0.032	0.050

Figura 2.11: Tabla de amplitud normalizada de los armónicos para SPWM bipolar [1]

- **Modulación SPWM Unipolar**

En esta técnica de modulación, se generan el doble de pulsos en la tensión de salida en comparación con la modulación SPWM bipolar, manteniendo el mismo índice de modulación de frecuencia (m_f). Esto resulta en una mayor resolución y una aproximación más precisa a la forma de onda senoidal deseada.

A diferencia de la modulación bipolar, la tensión de salida en la modulación unipolar varía entre $+V_d$ y 0 , así como entre 0 y $-V_d$, tal y como se observa en la figura 2.11. Esta tensión se genera al comparar una señal triangular y una señal senoidal. Por lo tanto, una de las ventajas de esta modulación es la reducción de las pérdidas de modulación y la mejora de la calidad de la señal de salida.

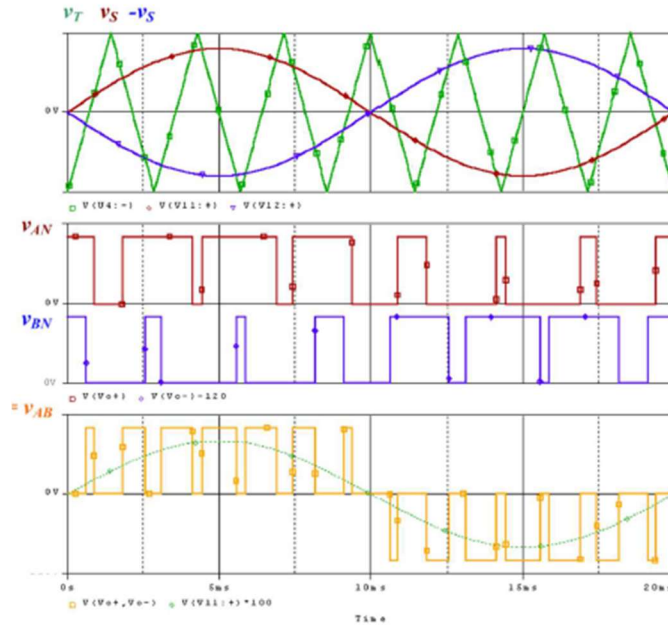


Figura 2.12: Modulación SPWM unipolar [1]

- Amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida: V_{o1m}
- Menores variaciones de la tensión de salida v_o durante cada conmutación.

En esta configuración, los armónicos de la tensión de salida se distribuyen en bandas laterales alrededor del doble de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos (es decir, $2m_f, 4m_f, \dots$). Dicha distribución facilita un filtrado más eficiente, mejorando la calidad de la señal de salida.

A continuación, se muestra en la figura 2.13 un ejemplo de espectro armónico de la tensión de salida.

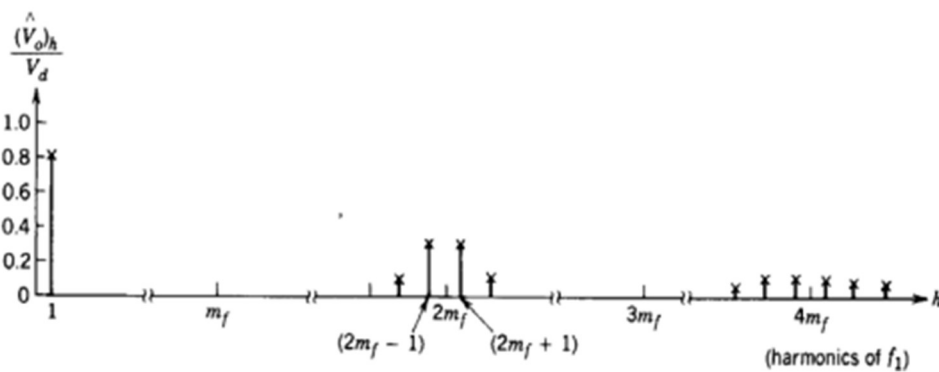


Figura 2.13: Espectro armónico de la tensión de salida con SPWM unipolar

La modulación SPWM unipolar también posee su propia tabla de amplitudes normalizadas de armónicos, proporcionando valores específicos para diferentes configuraciones de m_a y m_f . Dicha tabla se observa en la figura 2.14.

	m_a									
	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
f_1 (fundamental)	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$(2m_f \pm 1) \cdot f_1$	0.098	0.190	0.268	0.326	0.360	0.370	0.354	0.315	0.254	0.181
$(2m_f \pm 3) \cdot f_1$	-	-	0.011	0.024	0.044	0.071	0.103	0.139	0.177	0.212
$(2m_f \pm 5) \cdot f_1$	-	-	-	-	0.001	0.003	0.007	0.012	0.022	0.033
$(4m_f \pm 1) \cdot f_1$	0.095	0.163	0.185	0.157	0.090	0.008	0.064	0.105	0.104	0.068
$(4m_f \pm 3) \cdot f_1$	0.001	0.012	0.036	0.070	0.106	0.132	0.138	0.115	0.069	0.009
$(4m_f \pm 5) \cdot f_1$	-	-	0.003	0.007	0.016	0.034	0.058	0.084	0.107	0.119
$(4m_f \pm 7) \cdot f_1$	-	-	-	-	-	-	0.008	0.017	0.031	0.050

Figura 2.14: Tabla de amplitud normalizada de los armónicos para SPWM unipolar

Después de haber detallado exhaustivamente ambos tipos de modulación PWM senoidal, es crucial realizar una conclusión concisa que resuma sus características y determine cuál ofrece más ventajas para nuestro diseño específico.

La modulación PWM unipolar genera el doble de pulsos en la tensión de salida en comparación con la modulación PWM bipolar, permitiendo así un control más preciso de la forma de onda de salida, mejorando la calidad y resultando una distorsión armónica (THD) más favorable para el filtrado.

2.4 Evaluación de parámetros armónicos

En el diseño de inversores monofásicos es fundamental evaluar los parámetros armónicos para garantizar una alta calidad de la señal de salida. Es imprescindible evaluar y minimizar estos factores para mejorar la eficiencia del inversor y el rendimiento de los sistemas de conversión de potencia.

A continuación, se detallan los parámetros más característicos.

- **Factor Armónico del enésimo armónico (HF_n):** cuantifica la distribución específica de cada armónico a la señal total.

$$HF_n = \frac{V_{n(RMS)}}{V_{1(RMS)}}$$

- **Distorsión Armónica Total (THD):** mide la relación entre la forma de onda fundamental y la señal completa. Por lo tanto, evalúa el contenido total de armónicos presentes en la señal.

$$THD = \frac{1}{V_{1(RMS)}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{n(RMS)}^2}$$

- **Factor de Distorsión del enésimo armónico (DF_n):** mide el nivel de cada componente armónica de manera ponderada.

$$DF_n = \frac{V_{n(RMS)}}{V_{1(RMS)} \times n^2}$$

- **Factor de Distorsión (DF):** cuantifica la distorsión armónica aplicando una ponderación a las componentes armónicas. Este parámetro es útil para evaluar la distorsión de una señal después de que sus componentes armónicas han sido atenuadas, como ocurre tras el filtrado de la señal.

$$DF = \frac{1}{V_{1(RMS)}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{n(RMS)}}{n^2}\right)^2}$$

2.5 Salida del inversor monofásico

El índice de modulación de amplitud (ma) juega un papel muy importante en la salida del inversor, ya que determina la forma de onda de salida. Dependiendo del ajuste de ma , la forma de onda de salida puede ser: senoidal pura, senoidal modificada o onda cuadrada. Por lo tanto, modificando el valor de ma podemos modificar la tensión de salida del inversor.

Dicho índice de modulación de amplitud se calcula como $ma = \frac{A_{senoidal}}{A_{triangular}}$

Dependiendo del valor del índice de amplitud distinguimos tres zonas de funcionamiento del inversor: zona lineal, sobremodulación y onda cuadrada. Estas zonas se diferencian en la figura 2.15.

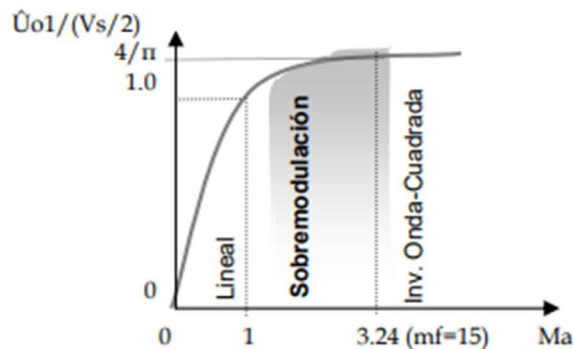


Figura 2.15: Zonas de funcionamiento de un inversor [3]

- **Zona lineal:**
 - El índice de modulación de amplitud ma toma valores entre 0 y 1.
 - La amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida toma el valor de $V_{o1m} = m_a \times V_d$
 - En la modulación SPWM bipolar los armónicos se encuentran en las bandas laterales de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos ($m_f, 2m_f, 3m_f \dots$).
 - En la modulación SPWM unipolar los armónicos se encuentran en las bandas laterales del doble de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos ($2m_f, 4m_f \dots$).

- **Sobremodulación:**

- El índice de modulación m_a es mayor que 1.
- La amplitud de la señal de referencia senoidal es mayor que la amplitud de la señal portadora.
- La señal de salida deja de ser senoidal pura y empieza a presentar distorsiones, afectando a la calidad de la onda.
- Aparece un mayor número de componentes armónicos en bandas laterales a distintas frecuencias debido a la distorsión.

A continuación, en la figura 2.16 se muestran las formas de onda características de un inversor con sobremodulación.

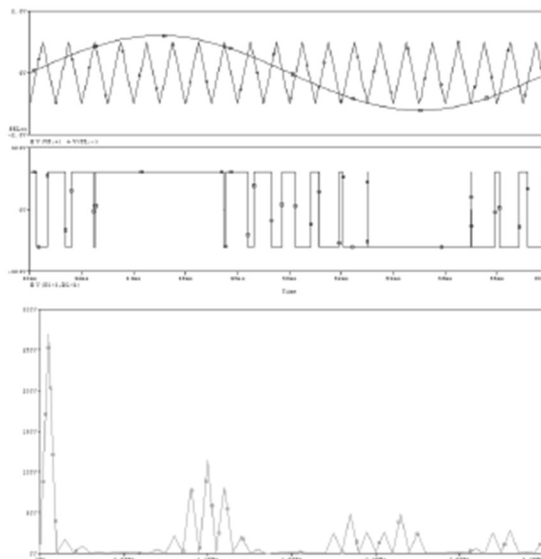


Figura 2.16: Formas de onda con sobremodulación [1]

- **Onda cuadrada:**

- La amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida alcanza su máximo valor durante todo este periodo.
- El espectro armónico de la onda cuadrada incluye armónicos de bajo orden, que no serán filtrados por el filtro de paso bajo.

2.6 Filtrado de armónicos

La presencia de armónicos es un desafío que debe abordarse, ya que introduce distorsiones negativas en la forma de onda de salida, afectando así a la calidad de la onda y a la eficiencia del sistema generando pérdidas de energía.

El filtrado de armónicos es una técnica esencial utilizada para mitigar estos efectos adversos, siendo su objetivo la eliminación de las componentes armónicas de alta frecuencia y mantener la amplitud de la componente fundamental. En la figura 2.17 se observa el esquema general de un filtro.

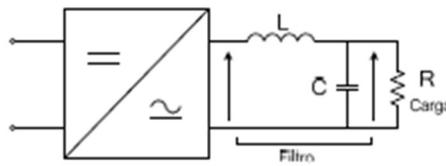


Figura 2.17: esquema de un filtro para la reducción de armónicos

Para diseñar el filtro LC adecuado para cada caso deberemos tener en cuenta nuestras especificaciones de partida, y sus características determinadas por el factor de calidad (Q), la frecuencia (f_n) y la pulsación de resonancia (ω_n), que vienen definidas por las ecuaciones:

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}} \qquad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Además, debemos de tener en cuenta que dependiendo de la modulación que empleemos usaremos un criterio. Para la PWM bipolar, la frecuencia de cruce f_0 debe ser una décima parte que la frecuencia de conmutación $f_0=f_c/10$. En cambio, para la modulación PWM unipolar, la frecuencia de cruce es una décima parte que el doble de la frecuencia de conmutación $f_0=2f_c/10$.

Con estos parámetros y sabiendo que modulación emplearemos podemos diseñar un filtro teniendo en cuenta las especificaciones iniciales, que sea capaz de filtrar los armónicos de nuestro sistema, obteniendo una señal de salida de salida con calidad y que garantice la eficiencia del sistema.

3. ESECIFICACIONES

Tras haber realizado una introducción teórica sobre los inversores monofásicos, se pasará a la explicación detallada de las especificaciones del diseño planteado.

El objetivo es el diseño detallado y la implementación de un inversor monofásico de 1kW en puente completo con modulación PWM senoidal y control en modo corriente media ACC. El trabajo se centrará en la optimización de la calidad de la señal de salida, la minimización de armónicos y la eficiencia general del sistema, cumpliendo con los requisitos específicos de potencia y rendimiento establecidos.

3.1 Especificaciones de partida

- **Potencia del inversor. Especificaciones de tensión y corriente:** el inversor se debe diseñar para manejar una potencia aparente de 1000 VA con un factor de potencia de 0.8, lo que implica una potencia activa de 800 W. La tensión eficaz aplicada a la carga debe poder variar entre 80 V y 200 V, con una frecuencia ajustable de 20 Hz y 100 Hz.

- **Topología del inversor:** se especifica el diseño de un inversor monofásico en configuración en puente completo. Esta topología es ideal para establecer los conceptos básicos de funcionamiento de convertidores y ofrece una estructura robusta para el control de potencia y generación de formas de onda senoidales de alta calidad.
- **Tipo de semiconductores:** se pueden elegir transistores MOSFET o IGBT.
- **Frecuencia de conmutación:** se establece en 15kHz, un valor lo suficientemente alto como para ser filtrado eficazmente con pequeños componentes en el filtro, asegurándose una salida limpia y reduciendo las pérdidas por conmutación.
- **Técnica de modulación seleccionada:** se especifica el empleo de la modulación PWM senoidal, en este caso unipolar. Los armónicos aparecen al doble de la frecuencia de conmutación, por lo que el diseño del filtro dará como resultado componentes más pequeñas.
- **Ganancia de sensado de corriente R_i :** establecida a un valor de 0.1Ω , que para los niveles de corriente que se manejarán produce la realimentación adecuada para el circuito de control.
- **Amplitud de la señal de referencia V_{ref} :** se utiliza para comparar y ajustar la salida del inversor. Como se tiene un rango de tensiones de entrada y otro de salida, la referencia será variable y se definirán los límites máximo y mínimo de esta.
- **Amplitud del mayor armónico de la tensión de salida ($V_{s,h}/V_{s,1}$):** 0.5%, se empleará como especificación para el diseño del filtro de salida que asegura que los armónicos no superen el nivel establecido.
- **Amplitud de la corriente reactiva fundamental ($I_{c,1}/I_{s,1}$):** 4%, la corriente reactiva absorbida por la rama del condensador del filtro LC, expresada como un porcentaje de la máxima corriente fundamental de la carga, se emplea para limitar dicha corriente y es una especificación para el diseño del filtro.
- **Resistencia en serie del condensador del filtro de salida R_c :** 4.03Ω . Se toma un valor bajo para el diseño, aunque dependerá del valor de resistencia serie del condensador elegido para la implementación.
- **Entrada del inversor:** El inversor se alimentará a partir de una fuente de alimentación alterna de $230 V \pm 5\%$ / 50 Hz. Esta tensión alterna se debe rectificar empleando un rectificador monofásico de onda completa con diodos. Además, se debe diseñar un filtro a la salida del rectificador para un rizado de tensión del bus de continua del 2.5%.

- **Amplitud de la onda triangular del circuito de control (V_{tri}):** 1V, utilizada para la generación de la señal PWM en el circuito de control.
- **Control en modo corriente ACC:** Se elige un modo de control robusto como es el control ACC que implementa un doble lazo de regulación. Se compone de un lazo externo de tensión y un lazo interno de corriente
- **Escalón de carga:** Para analizar la respuesta dinámica de los controladores diseñados, se requiere comprobar la respuesta del inversor ante perturbaciones del tipo escalón en la carga. Esta prueba se realizará conectando y desconectando de forma periódica (cada 10 ms) una carga resistiva en paralelo con la carga del diseño. El valor de esta resistencia determinará la significancia del efecto observado. Se buscará conseguir un aumento de la corriente de carga entre un 30% y un 50%. Este método permitirá evaluar la respuesta dinámica del inversor y su capacidad para mantener una señal de salida estable bajo condiciones variables de carga.

3.2 Análisis de alternativas y selección de la solución adoptada

A continuación, se desarrollan las posibles alternativas y la solución adoptada para cada uno de los aspectos claves del diseño.

3.3.1 Configuración rectificador monofásico

Hay tres posibilidades distintas:

1. **Rectificador de media onda:** esta configuración se distingue por su simplicidad, ya que consta de un solo diodo conectado en serie con la carga, lo que resulta en un bajo coste de implementación. Sin embargo, esta configuración no es adecuada para aplicaciones que requieren alta eficiencia o una señal de salida de alta calidad, ya que produce un alto nivel de rizado en la señal de salida.
 2. **Rectificador de onda completa con transformador en punto medio:** configuración en la que se utiliza un transformador con toma central en el secundario y dos diodos, cada uno conectado a un extremo del secundario del transformador. Esta disposición ofrece mayor eficiencia y un menor rizado que el rectificador de media onda. En cambio, la necesidad de un transformador con toma central implica mayor coste y complejidad en el diseño.
 3. **Rectificador de onda completa en puente (Puente de Graetz):** configuración que utiliza cuatro diodos dispuestos de manera que cada par de diodos conduce en cada semiciclo de la señal de entrada. Este diseño no requiere de transformador, lo que provoca simplificar el circuito y mejorar la eficiencia del rectificador. Además, la señal de salida presenta menor rizado comparado con otros tipos de rectificadores.
- **Solución adoptada:** se opta por un rectificador de onda en puente completo ya que garantiza una eficiencia mayor aprovechando ambos ciclos de la señal de entrada.

3.2.2. Topología del inversor monofásico

Existen dos posibles alternativas:

1. **Inversor en medio puente:** este circuito se caracteriza por una configuración más simple en comparación con el inversor de puente completo, utilizando únicamente dos interruptores, lo que reduce significativamente el costo. Sin embargo, la potencia de salida es la mitad de la que se podría obtener con un inversor en puente completo con la misma tensión de entrada. Por consiguiente, esta configuración no es adecuada para aplicaciones que requieren alta potencia.
 2. **Inversor en puente completo:** esta configuración ofrece una tensión de salida equivalente a la tensión de entrada, lo que la hace adecuada para aplicaciones que requieren alta potencia, dado que puede manejar altas tensiones y corrientes. Sin embargo, el circuito es más complejo debido a la inclusión de un mayor número de componentes electrónicos (cuatro interruptores), lo cual incrementa el coste del sistema.
- **Solución adoptada:** se elige la topología de inversor en puente completo debido a su mayor eficiencia y capacidad para manejar la potencia requerida de 1kW, así como mejorar la calidad de la forma de onda de salida.

3.2.3 Tipo de semiconductores

Existen dos posibles opciones:

1. **MOSFETs:** estos transistores destacan por su alta velocidad de conmutación y mayor eficiencia a frecuencias elevadas. En cambio, su capacidad para manejar altas tensiones y corrientes es limitada en comparación por los IGBTs.
 2. **IGBTs:** estos componentes ofrecen un excelente manejo de corrientes y un rendimiento superior a altas tensiones. Sin embargo, la velocidad de conmutación es más lenta que la de los MOSFETs
- **Solución adoptada:** se ha decidido utilizar los transistores IGBT para este proyecto debido a la necesidad de manejar altas tensiones y de manejar mejor la corriente, asegurando un rendimiento superior al sistema.

3.2.4 Técnica de modulación

Se distinguen dos posibles alternativas:

1. **SPWM bipolar:** esta modulación destaca por su capacidad de generar una forma de onda de salida que se aproxima excelentemente a una forma de onda senoidal, ofreciendo así una alta calidad de señal. Además, la SPWM reduce significativamente el contenido armónico, disminuyendo la distorsión armónica total (THD). Sin embargo, su implementación es más compleja debido a la necesidad de una comparación entre una señal de referencia senoidal y una señal portadora triangular.

2. **SPWM Unipolar:** ofrece una implementación más simple en comparación con otras técnicas de modulación, siendo especialmente adecuada para aplicaciones que requieren baja potencia. Esta técnica permite un control sencillo de la tensión de salida mediante la variación del ciclo de trabajo. No obstante, presenta una mayor cantidad de contenido armónico, lo cual afecta negativamente en la calidad de onda de salida.

- **Solución adoptada:** se opta por la modulación SPWM unipolar debido a su eficacia en la reducción de armónicos y la mejora de la calidad de la señal de salida, lo que resulta fundamental para aplicaciones que requieren alta eficiencia y precisión.

3.2.5 Estrategias de filtrado

Se exponen dos posibles soluciones:

1. **Filtro LC pasivo:** se caracteriza por su simplicidad en el diseño y efectividad en la reducción de armónicos.
2. **Filtro activo:** destaca por su eficiencia en la reducción de armónicos y una mejor respuesta dinámica. En cambio, implica un aumento en su complejidad y coste del sistema.

- **Solución adoptada:** se elige un filtro LC pasivo por su simple diseño y su capacidad para reducir efectivamente los armónicos, garantizando una señal de salida de alta calidad sin aumentar significativamente los costes.

4. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL INVERSOR MONOFÁSICO

En este apartado se detallarán las etapas de desarrollo del sistema, desde la selección de componentes y topologías hasta la implementación del control y filtrado. Además, se realizarán simulaciones y pruebas para evaluar el rendimiento del inversor, asegurando que cumple con los requisitos de eficiencia y calidad de la señal de salida. Este análisis permitirá optimizar el diseño y garantizar un funcionamiento robusto y fiable del inversor en diversas aplicaciones.

A continuación, en la Figura 4.1 se muestra de forma clara y detallada de las etapas involucradas en la conversión de corriente continua (DC) a corriente alterna (AC).

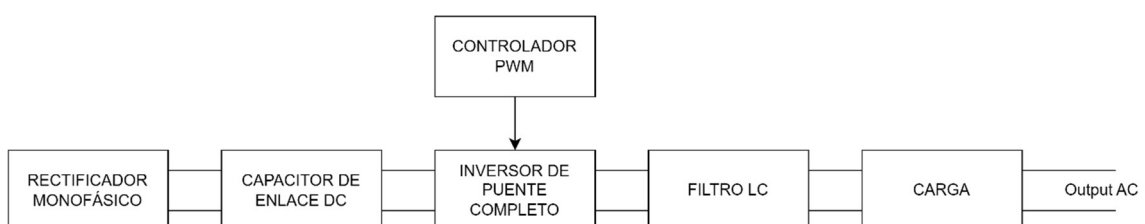


Figura 4.1: Diagrama de bloques inversor DC/AC

La utilización de un inversor en puente completo combinado con un controlador SPWM unipolar y un filtro LC, garantiza una señal de salida senoidal pura con mínima distorsión armónica (THD). Esta configuración no solo mejora la calidad de la señal de salida, sino que también optimiza la eficiencia del sistema, permitiendo un control preciso de la tensión y frecuencia de salida.

4.1 Diseño del rectificador monofásico y capacidad del bus DC

En esta sección se presenta el diseño del rectificador monofásico, una etapa esencial en la conversión de energía dentro del inversor monofásico. Se detallarán las especificaciones técnicas, los cálculos previos necesarios y la elección de componentes. Estos cálculos han sido realizados con Mathcad.

4.1.1 Especificaciones

El rectificador monofásico es un dispositivo que tiene como objetivo convertir la corriente alterna (AC), que tiene una tensión de $230\text{ V} \pm 5\%$ a 50 Hz, en corriente continua (DC). La potencia aparente del sistema es de 1kW con un factor de potencia de 0.8. La tensión eficaz de salida varía entre 80 V y 200 V, con una frecuencia de salida ajustable entre 20 Hz y 100 Hz. La frecuencia de conmutación del inversor es de 15 kHz, utilizando modulación SPWM unipolar, y se especifica un rizado máximo en el bus de continua de 2.5%.

El rectificador monofásico empleado es de onda completa, compuesto por cuatro diodos. Durante cada semiciclo de la señal AC, dos de estos diodos conducen simultáneamente, permitiendo que la corriente fluya en una única dirección a través de la carga.

4.1.2 Cálculos previos

Especificaciones:

Potencia aparente y factor de potencia

$$S = 1000\text{ W} \quad \cos \phi = 0.8$$

Tensión de salida variable

$$V_{S_{rms_{min}}} = 80\text{ V} \quad V_{S_{rms_{max}}} = 200\text{ V}$$

Frecuencia de salida variable

$$f_{s_{min}} = 20\text{ Hz} \quad f_{s_{max}} = 100\text{ Hz}$$

Frecuencia de conmutación

$$f_c = 15 \text{ kHz}$$

Tensión de entrada

$$V_{ac_{rms}} = 230 \text{ V} \quad 5 \% \quad f = 50 \text{ Hz}$$

En primer lugar, para determinar la tensión a la salida del rectificador utilizamos la relación entre la tensión eficaz de entrada y la tensión máxima del rectificador.

$$V_m = V_{ac_{rms}} \cdot \sqrt{2} = 325.269 \text{ V}$$

Para considerar las posibles variaciones de la tensión de salida, calculamos el 5% por encima y por debajo del valor máximo.

$$V_{m_{min}} = V_m \cdot 0.95 = 309.006 \text{ V}$$

$$V_{m_{max}} = V_m \cdot 1.05 = 341.533 \text{ V}$$

La tensión proporcionada por el rectificador puede representarse como una función senoidal que varía entre $V_{m_{min}}$ y $V_{m_{max}}$. La función de la tensión del rectificador es:

$$V_{rect}(\alpha) = \begin{cases} (V_m \cdot \sin(\alpha)) & \text{if } 0 \leq \alpha \leq \pi \\ (-V_m \cdot \sin(\alpha)) & \text{if } \pi \leq \alpha \leq 2\pi \end{cases}$$

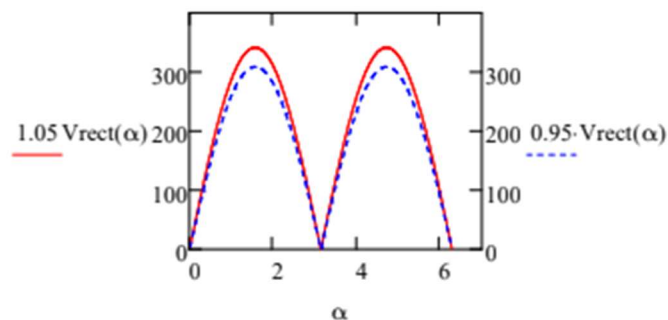


Figura 4.1: Variación tensión de salida del rectificador

Se admite un rizado máximo del 2.5% en el bus de continua. Utilizamos la tensión máxima de continua para este cálculo, ya que representa el caso más restrictivo.

$$\Delta V_{dc_{max}} = 0.025 \cdot V_{m_{min}} := 7.725 \text{ V}$$

Para poder limitar este rizado, diseñaremos un condensador que mantenga la tensión de continua por encima de:

$$V_{cbus_{min}} = V_{m_{min}} - \Delta V_{dc_{max}} = 301.281 V$$

Dado que estamos utilizando un rectificador monofásico, la frecuencia de rizado de la tensión de salida es el doble de la frecuencia de red (50 Hz). Por tanto, la frecuencia de rizado es de 100 Hz.

$$f_{riz} = 100 \text{ Hz}$$

Asumimos un rendimiento del sistema del 90%. Y calculamos la potencia de salida y la potencia de entrada considerando la eficiencia.

$$\eta = 0.9$$

$$P_o = S \cdot \cos \phi = 800 \text{ W}$$

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = 888.889 \text{ W}$$

Aunque sabemos que la potencia activa no es simplemente el producto de los valores medios de tensión y corriente, podemos hacer una aproximación debido a que, al filtrar, el rizado de la tensión de continua será pequeño en comparación con su valor medio. Por lo tanto, la potencia activa puede ser aproximada como:

$$P = V_{i_{cte}} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int I_i dt = V_{i_{cte}} \cdot I_{i_{AV}} = V_c \cdot I_{i_{AV}}$$

Para determinar la corriente media máxima, utilizamos la potencia de entrada y la tensión continua mínima.

$$I_{i_{AV_{max}}} = \frac{P_i}{V_{cbus_{min}}} = 2.95 \text{ A}$$

Para limitar el rizado de tensión dentro de 2.5%, calculamos el valor del condensador necesario.

$$C_{bus} = \frac{I_{i_{AV_{max}}}}{f_{riz} \cdot \Delta V_{dc_{max}}} = 3.819 \times 10^{-3} \text{ F}$$

Para propósitos prácticos, utilizaremos un valor normalizado cercano, en este caso $C_{bus} = 3900 \mu F$

Con el nuevo condensador, recalculamos el rizado de tensión para asegurarnos que esté dentro del límite perdido.

$$\Delta V_{dc_{max2}} = \frac{I_{i_{AV_{max}}}}{f_{riz} \cdot C_{bus}} = 7.565 \text{ V} \text{ menor que } 7.725 \text{ V} \text{ que teníamos inicialmente}$$

La tensión máxima del bus de continua es igual a la tensión máxima a la salida del rectificador.

$$V_{cbus_{max}} = V_{m_{max}} = 341.533 \text{ V}$$

La tensión mínima del bus de continua se calcula restando el rizado máximo permitido de la tensión mínima del rectificador.

$$V_{cbus_{min}} = V_{m_{min}} - \Delta V_{dc_{max2}} = 301.441 \text{ V}$$

4.1.3 Elección de componentes

Al trabajar con modulación unipolar, medir la corriente que circula por cada diodo del rectificador se torna complicado debido a la necesidad de considerar cada ancho de pulso de la modulación. Por este motivo, se opta por evaluar la corriente en la simulación en el peor escenario posible, obteniendo una corriente media de 1.256 A. Por lo tanto, es necesario seleccionar un diodo que deberemos elegir un diodo que pueda soportar esta corriente.

En cuanto a la tensión, los diodos deben ser capaces de soportar la tensión máxima de entrada, que en este caso son 341.533 V.

Con estos requisitos en mente, se han seleccionado tres modelos distintos: SE10DTG, VS-10ETF0 y SE100PWTG. Finalmente, se ha seleccionado el modelo VS-10ETF0, que ofrece una corriente media de 10 A y soporta una tensión de 400 V. Además, este modelo presenta un bajo coste y su encapsulado facilita su integración en la PCB.

El condensador de enlace del bus de continua es un componente crucial en este sistema, cuyo objetivo es minimizar el rizado de tensión, asegurando que dicho rizado se encuentre dentro del límite permitido de 7.725 V, con el rizado recalculado de 7.565 V.

A partir de los cálculos realizados, se determina que el valor óptimo del condensador necesario para cumplir con las especificaciones de rizado máximo permitido es el siguiente:

$$C_{bus} = 3900 \mu F$$

4.2 Diseño del inversor monofásico DC/AC

En este apartado, se examinarán detalladamente las especificaciones técnicas, los cálculos necesarios y la selección de componentes adecuados para construir un inversor eficiente. Además, se discutirán las técnicas de modulación y control aplicadas para asegurar un funcionamiento óptimo.

4.2.1 Especificaciones

El inversor monofásico es un dispositivo clave diseñado para convertir corriente continua (DC) en corriente alterna (AC). Este inversor está formado por cuatro

transistores, los cuales se encargan de conmutar y generar la señal alterna. El inversor cuenta con una frecuencia de conmutación de 15 kHz y utiliza una técnica de modulación SPWM unipolar para asegurar una mejora en la calidad de la señal de salida, reduciendo los armónicos y asegurando una forma de onda más cercana a una senoidal pura.

El diseño del inversor incluye un control preciso de la corriente, utilizando una señal de referencia que se compara con una señal portadora triangular. Esto permite ajustar la salida del inversor de acuerdo con los requisitos específicos en la carga, tanto en términos de tensión como de frecuencia.

Un parámetro importante que considerar es la amplitud del mayor armónico de la tensión de salida, expresado en porcentaje de la amplitud de la componente fundamental. En este caso se especifica que la amplitud del mayor armónico debe ser del 0.5% de la amplitud de la componente fundamental ($V_{s,h} / V_{s,1}$ (%)). Esta especificación sirve para asegurar que la señal de salida sea de alta calidad, minimizando la distorsión armónica (THD) y garantizando un funcionamiento eficiente.

4.2.2 Cálculos previos

Para determinar el rango de variación del índice de modulación de amplitud (m_a), partimos de los valores extremos de tensión en el bus DC. Este índice de modulación afecta directamente la capacidad del inversor para mantener la tensión de salida deseada bajo diferentes condiciones de carga y tensión de entrada.

De los cálculos previamente realizados:

$$V_{cbus_{min}} = 301.441 V \quad V_{cbu_{max}} = 341.533 V$$

Para garantizar que el inversor pueda proporcionar la tensión de salida requerida dentro de los límites especificados, calculamos el índice de modulación de amplitud para los valores mínimos y máximos de la tensión de salida.

$$V_{or_{ms_{min}}} = 80 V \quad V_{o1_{min_{max}}} = V_{or_{ms_{min}}} \cdot \sqrt{2} = 113.137 V$$

$$V_{or_{ms_{max}}} = 200 V \quad V_{o1_{max_{max}}} = V_{or_{ms_{max}}} \cdot \sqrt{2} = 282.843 V$$

A continuación, calculamos el índice de modulación de amplitud mínimo y máximo.

$$ma_{min} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{or_{ms_{min}}}}{V_{cbus_{max}}} = 0.331$$

$$ma_{max} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{or_{ms_{max}}}}{V_{cbus_{min}}} = 0.938$$

En este diseño se especifica que la amplitud del mayor armónico de la tensión de salida, expresado como porcentaje de la amplitud de la componente fundamental, debe ser del 0.5%. Esto se traduce en los siguientes valores:

$$V_{sf_{min}} = V_{o1_{min_{max}}} \cdot \frac{0.5}{100} = 0.566 V$$

$$V_{sf_{max}} = V_{o1_{max_{max}}} \cdot \frac{0.5}{100} = 1.414 V$$

Para un sistema de modulación SPWM unipolar, es necesario calcular el índice de modulación de frecuencia (m_f). Este índice se calcula como la relación entre la frecuencia de conmutación (f_c) y la frecuencia de la señal de salida (f_{o1}).

$$f_c = 15 \text{ kHz}$$

$$f_{o1_{min}} = 20 \text{ Hz}$$

$$f_{o1_{max}} = 100 \text{ Hz}$$

$$m_{f_{max}} = \frac{f_c}{f_{o1_{min}}} = 750$$

$$m_{f_{min}} = \frac{f_c}{f_{o1_{max}}} = 150$$

En la modulación unipolar, el mayor armónico aparece en la frecuencia $f_{oh} = (2m_f - 1) \cdot f_{o1}$

Calculamos dicha frecuencia para el rango variable de frecuencias, en este caso para la frecuencia mínima y para la frecuencia máxima.

Para 20Hz

$$f_{oh_{max}} = (2m_{f_{max}} - 1) \cdot f_{o1_{min}} = 2.998 \times 10^4 \frac{1}{s}$$

Para 100Hz

$$f_{oh_{min}} = (2m_{f_{min}} - 1) \cdot f_{o1_{max}} = 2.99 \times 10^4 \frac{1}{s}$$

Como era de esperar, los mayores armónicos aparecen alrededor del doble de la frecuencia de conmutación independientemente de la frecuencia de la componente fundamental.

A continuación, se presenta la tabla de amplitudes de armónicos que detalla las amplitudes relativas de los armónicos principales en función de los índices de modulación.

	m_a									
	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
f_1 (fundamental)	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$(2m_f \pm 1) \cdot f_1$	0.098	0.190	0.268	0.326	0.360	0.370	0.354	0.315	0.254	0.181
$(2m_f \pm 3) \cdot f_1$	-	-	0.011	0.024	0.044	0.071	0.103	0.139	0.177	0.212
$(2m_f \pm 5) \cdot f_1$	-	-	-	-	0.001	0.003	0.007	0.012	0.022	0.033
$(4m_f \pm 1) \cdot f_1$	0.095	0.163	0.185	0.157	0.090	0.008	0.064	0.105	0.104	0.068
$(4m_f \pm 3) \cdot f_1$	0.001	0.012	0.036	0.070	0.106	0.132	0.138	0.115	0.069	0.009
$(4m_f \pm 5) \cdot f_1$	-	-	0.003	0.007	0.016	0.034	0.058	0.084	0.107	0.119
$(4m_f \pm 7) \cdot f_1$	-	-	-	-	-	-	0.008	0.017	0.031	0.050

Figura 4.2: Tabla de amplitud normalizada de los armónicos para modulación unipolar [1]

Se procede a analizar la amplitud del armónico $2m_f - 1$ para diferentes valores del índice de modulación de amplitud (m_a) en el rango de 0.3 a 1, basándose en la tabla de las amplitudes armónicas mostrada en la figura 4.2.

Para identificar el peor caso, es necesario evaluar la amplitud del armónico para todo el rango de m_a . Se observa que a medida que m_a aumenta, la amplitud del armónico también puede aumentar, produciéndose el máximo para m_a 0.6. Por tanto, debemos calcular y comparar las amplitudes para los varios valores de m_a dentro del rango especificado (máxima amplitud del armónico $2mf-1$), que sería para el caso de tensión de salida 144V rms.

$$341 \cdot 0.6 = 204.6 \text{ V}$$

$$\frac{204.6}{\sqrt{2}} = 144.67 \text{ V}$$

Para $m_a = 0.6$

$$V_{oh1_{min}} = 0.370 \cdot V_{cbus_{min}} = 111.533 \text{ V}$$

$$V_{oh1_{max}} = 0.370 \cdot V_{cbus_{max}} = 126.367 \text{ V}$$

Se comprueba que la tensión máxima del armónico $2m_f - 1$ dentro del rango de índices de amplitud se produce para el índice $m_a = 0.6$. Los valores extremos de los armónicos son:

$$V_{oh1_{min}} = 111.533 \text{ V} \quad V_{oh_{min}} = 0.566 \text{ V}$$

$$V_{oh1_{max}} = 126.367 \text{ V} \quad V_{oh_{max}} = 1.414 \text{ V}$$

Para minimizar la amplitud del armónico $2m_f - 1$, se requiere calcular la ganancia del filtro (G_{oh}) que permita reducir el armónico a los niveles requeridos. Esta ganancia se

calcula utilizando la relación entre la tensión máxima permitida al armónico (calculada previamente), y la tensión del armónico a la salida del inversor. Si se emplean la tensión máxima posible para el armónico previamente calculada (para $m_a 0.6$) y la mínima tensión permitida al armónico, para el caso de tensión de salida 80V, se puede calcular una ganancia que asegura cumplir con el criterio establecido para cualquier caso de tensión de entrada y de salida, aunque no sea la ganancia óptima.

$$G_{oh_{min}} = \frac{V_{oh_{min}}}{V_{oh1_{max}}} = 4.479 \times 10^{-3}$$

Esta ganancia expresada en decibelios corresponde a un valor:

$$20 \cdot \log(G_{oh}) = -46.976 \text{ dB}$$

4.2.3 Elección de componentes

Cuando se trabaja con modulación unipolar, resulta complejo medir la corriente que atraviesa cada transistor IGBT que forma el inversor, ya que es necesario tener en cuenta cada ancho de pulso de la modulación. Por esta razón, se ha decidido analizar la corriente en la simulación bajo las peores condiciones posibles.

En lo que respecta a la tensión, los diodos deben ser capaces de soportar la tensión máxima de entrada, que en este caso es de 341.533 V. Además, se deben considerar los tiempos de conmutación, cumpliendo con la siguiente condición:

$$\sum t_{conm(IGBT)} < 0.1 \cdot T_{conm}$$

Dado que la frecuencia de conmutación es de 15kHz, esto equivale a un tiempo de conmutación de 66.6 μ s:

$$t_{d(on)} + 2 \cdot t_r + 2 \cdot t_f + t_{d(off)} < 6.66 \mu\text{s}$$

Se eligen tres modelos que cumplen estas condiciones: MIW50N65F, RGW50TS65GC13 y RBN40H65TIFPQ. En este caso, se elige el modelo MIW50N65F debido a su bajo coste.

4.3 Diseño del filtro LC

Es fundamental diseñar un filtro que atenúe eficazmente los armónicos no deseados, garantizando una señal de salida más cercana a una senoidal pura. En este apartado se incluye la selección de componentes para suavizar la señal de salida y reducir la distorsión armónica total (THD).

4.3.1 Especificaciones

La amplitud de la corriente reactiva fundamental absorbida por el condensador del filtro LC está especificada como un 4% de la máxima corriente fundamental de la carga ($I_{c,1}$

/ $I_{s,1}$ (%)). Además, se debe considerar una resistencia en serie de 4.03Ω para el condensador del filtro de salida del inversor.

4.3.2 Cálculos previos

Para diseñar un filtro LC de segundo orden paso bajo para un inversor monofásico, es importante tener en cuenta que la carga presenta una componente reactiva, dado que el coseno de φ es distinto de 1. Esto implica que la carga no es puramente resistiva y debe ser calculada considerando tanto la potencia como el factor de potencia.

El filtro que se va a diseñar se representa en la figura 4.3.

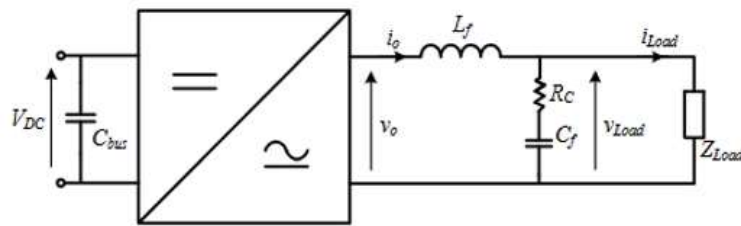


Figura 4.3: Esquema del inversor DC/AC con filtro LC de segundo orden [2]

La impedancia de la carga se determina a partir de la potencia aparente, la tensión de salida y el factor de potencia. Dado que se conoce la potencia aparente $S = 1000 \text{ VA}$ y el factor de potencia de $\cos \varphi = 0.8$, el ángulo de fase φ se puede calcular como el arco coseno del factor de potencia.

$$\phi = a \cos(0.8) = 0.6435 \text{ rad}$$

La tensión de salida mínima eficaz es de $V_{or_{ms_{min}}} = 80 \text{ V}$ y la frecuencia mínima es de $f_{o1_{min}} = 20 \text{ Hz}$, lo que corresponde con una pulsación de:

$$\omega_{o1_{min}} = 2\pi \cdot f_{o1_{min}} = 125.66371 \text{ rad/s}$$

Por otro lado, la tensión de salida máxima eficaz es de $V_{or_{ms_{max}}} = 200 \text{ V}$ y la frecuencia máxima es de $f_{o1_{max}} = 100 \text{ Hz}$, con una pulsación máxima de:

$$\omega_{o1_{max}} = 2\pi \cdot f_{o1_{max}} = 628.3185 \text{ rad/s}$$

Para determinar las características de la carga y diseñar adecuadamente el filtro, es necesario calcular las potencias activa y reactiva, así como la corriente eficaz a través de la carga, asumiendo que los 1000 VA corresponden a la tensión máxima de salida.

$$P_o = S \cdot \cos \phi = 800 \text{ W}$$

$$Q_{ova} = S \cdot \sin \phi = 600 \text{ VA}$$

Para una carga fija, la corriente eficaz máxima que circula a través de la carga se produce al aplicar a la carga máxima tensión.

$$I_{or_{ms_max}} = \frac{S}{V_{or_{ms_max}}} = 5 \text{ A}$$

A partir de estos cálculos, podemos determinar la mínima impedancia de la carga.

$$Z_{load_min} = \frac{V_{or_{ms_max}}}{I_{or_{ms_max}}} = 40 \Omega$$

Dicha impedancia es una combinación de la resistencia y la reactancia inductiva, dada la presencia de componentes reactivos en la carga.

$$Z_{load_min} = \sqrt{R_{load}^2 + X_{load_min}^2} = \sqrt{R_{load}^2 + (L_{load} \cdot \omega_{o1_min})^2}$$

$$Z_{load_max} = \sqrt{R_{load}^2 + X_{load_max}^2} = \sqrt{R_{load}^2 + (L_{load} \cdot \omega_{o1_max})^2}$$

La resistencia de la carga se calcula como:

$$R_{load} = Z_{load_min} \cdot \cos \phi = 32 \Omega$$

Mientras que la reactancia inductiva en la carga se calcula como:

$$X_{load} = Z_{load_min} \cdot \sin \phi = 24 \Omega$$

La inductancia se obtiene a partir de la reactancia inductiva mínima y la frecuencia mínima.

$$L_{load} = \left| \frac{X_{load_min}}{\omega_{o1_min}} \right| = 0.19099 \text{ H}$$

Para diseñar la capacidad del condensador, debe cumplirse la especificación de que la corriente fundamental absorbida por el condensador no supere el 4% de la corriente fundamental de carga.

Primero, calculamos la corriente eficaz de la carga en sus valores máximos y mínimos.

$$\begin{aligned} I_{o1_{rm_min}} &= \frac{V_{or_{ms_min}}}{Z_{load_max}} = \frac{V_{or_{ms_min}}}{\sqrt{R_{load}^2 + (L_{load} \cdot \omega_{o1_max})^2}} = \frac{80}{\sqrt{R_{load}^2 + (L_{load} \cdot \omega_{o1_max})^2}} \\ &= 0.647 \text{ A} \end{aligned}$$

$$I_{o1_{rms_{max}}} = \frac{V_{o_{rm_{max}}}}{Z_{load_{min}}} = 5 A$$

La corriente fundamental debe ser absorbida por el condensador del filtro, expresada como un 4% de la corriente de la carga fundamental.

$$I_{cf1_{rms_{min}}} = 0.04 \cdot I_{o1_{rms_{min}}} = 0.02588 A$$

$$I_{cf1_{rms_{max}}} = 0.04 \cdot I_{o1_{rms_{max}}} = 0.20 A$$

A continuación, se determina la reactancia del condensador para estos valores de corriente. El condensador debe tener una reactancia mínima (igual o superior) igual a la del peor caso que se produce con:

$$X_{cf1_{min}V_{o_{min}}} = \frac{V_{o_{rms_{min}}}}{I_{cf1_{rms_{min}}}} = 3.1 k\Omega$$

$$X_{cf1_{max}V_{o_{max}}} = \frac{V_{o_{rms_{max}}}}{I_{cf1_{rms_{max}}}} = 1 k\Omega$$

La reactancia mínima se produce a frecuencia máxima, por lo tanto, se puede obtener la capacidad del condensador que a frecuencia máxima obtiene la mínima reactancia necesaria como:

$$C_{f_{max}} = \frac{1}{X_{cf1_{min}V_{o_{min}}} \cdot 2\pi \cdot f_{o1_{max}}} = 513.41 nF$$

Se elige el valor del condensador inferior y lo normalizamos (si fuera mayor disminuiría la reactancia y aumentaría la corriente fundamental por el condensador. Si el 4% es el máximo permitido, la capacidad del condensador debe ser igual o menor a la calculada). Elegimos un valor normalizado

$$C_f = 470 nF \quad \text{con resistencia en serie } R_c = 4.03 \Omega$$

Una vez calculado el condensador del filtro, se procede a diseñar la bobina para alcanzar la ganancia deseada a la frecuencia del armónico $2m_f - 1$.

Dada la frecuencia del armónico $f_{oh} = 29.9 kHz$ y la ganancia deseada $G_{oh} = 4.479 \times 10^{-3}$, que son $-46.97638 dB$, se utilizan las siguientes ecuaciones para el cálculo de la bobina y el análisis del circuito.

Impedancia en la carga:

$$Z_{load}(w) = R_{load} - L_{load} \cdot w \cdot j$$

Impedancia del condensador:

$$Z_c(w) = R_c + \frac{1}{C_f \cdot w \cdot j}$$

Impedancia total en paralelo:

$$Z_2(w) = \frac{1}{\frac{1}{Z_{load}(w)} + \frac{1}{Z_c(w)}}$$

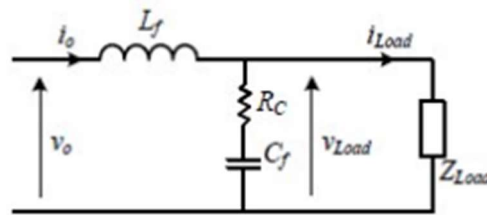


Figura 4.4: Esquema del filtro LC y sus impedancias [2]

Impedancia de la bobina:

$$Z_1(w) = L_f \cdot w \cdot j$$

Ganancia del filtro:

$$G_{filtro}(w) = \frac{Z_2(w)}{Z_2(w) - L_f \cdot w \cdot j}$$

Divisor de tensión:

$$V_{load} = V_o \cdot \frac{Z_2(w)}{Z_2(w) + Z_1(w)}$$

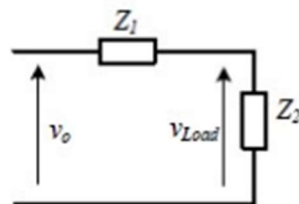


Figura 4.5: simplificación de impedancias filtro LC [2]

Para el cálculo de la bobina primero se calcula la frecuencia angular correspondiente a la frecuencia de interés $f_{oh} = 29.9 \text{ kHz}$.

$$w_{oh} = 2\pi \cdot f_{oh} = 1.87867 \times 10^5 \text{ rad/s}$$

Para cumplir con la ganancia deseada $G_{oh} = 4.479 \times 10^{-3}$ a esta frecuencia, se utiliza esta relación para calcular el valor de la inductancia.

$$G_{oh} = \left| \frac{Z_2(\omega_{oh})}{Z_2(\omega_{oh}) + L_f \cdot \omega_{oh} \cdot j} \right|$$

Despejando de la ecuación la inductancia se calcula el valor de la bobina.

$$L_f = \left| \frac{G_{oh} \cdot Z_2(\omega_{oh}) - |Z_2(\omega_{oh}) \cdot e^{\pi \cdot i}|}{G_{oh} \cdot j \cdot \omega_{oh}} \right| = 14.31 \text{ mH}$$

A partir de este cálculo, se escoge un valor normalizado para la bobina de $L_f = 15 \text{ mH}$, y con este nuevo valor se recalcula la ganancia del filtro.

$$G_{fh} = \left| \frac{Z_2(\omega_{oh})}{Z_2(\omega_{oh}) + L_f \cdot \omega_{oh} \cdot j} \right| = 4.23527 \times 10^{-3}$$

Ganancia que en decibelios es $20 \cdot \log(G_{fh}) = -47.46237 \text{ dB}$

Para garantizar que el filtro diseñado atenúe adecuadamente los armónicos, es necesario calcular la amplitud de la componente armónica filtrada y verificar que cumple las especificaciones.

Sabiendo que la amplitud de la componente fundamental es $V_{oh_1} = 126.367 \text{ V}$, la amplitud de la componente armónica filtrada se calcula como:

$$V_{oh_{filtrada}} = V_{oh_1} \cdot G_{fh} = 0.5352 \text{ V}$$

Para verificar que la tensión de salida cumple con la especificación del 0.5% , se realiza una comparación entre la tensión armónica filtrada y la tensión de salida mínima eficaz.

$$\frac{V_{oh_{filtrada}}}{\sqrt{2} \cdot V_{0_{rms_{min}}}} \cdot 100 = 0.473053\%$$

La relación calculada es inferior a la especificación de partida de 0.5%, lo que demuestra que la tensión de salida filtrada cumple con la especificación.

4.3.3 Elección de componentes

Los cálculos previos permiten determinar los valores adecuados para cada componente del filtro. Dicho filtro tendrá las siguientes características:

$$R_{load} = 32 \Omega$$

$$C_f = 470 \text{ nF}$$

$$L_f = 15 \text{ mH}$$

$$L_{load} = 0.191 \text{ H}$$

$$R_c = 4.03 \ \Omega$$

Estos componentes deben asegurar el correcto filtrado de la tensión de salida del inversor una señal senoidal prácticamente igual a la componente fundamental. La correcta elección de los componentes asegura un óptimo funcionamiento para el inversor y la reducción de la distorsión armónica total (THD).

Una vez seleccionados los componentes, es esencial entender la respuesta en frecuencia de la ganancia total del filtro diseñado. Para ello, se calcula el módulo y la fase de dicha ganancia, observándose en la figura 4.6 el Bode de esta función.

$$G_{filtro}(w) = \frac{Z_2(w)}{Z_2(w) + L_f \cdot w \cdot j}$$

$$M_{od_{dB}}(w) = 20 \cdot \log(|G_{filtro}(2 \cdot \pi \cdot w)|)$$

$$Fase(w) = \arg(G_{filtro}(2 \cdot \pi \cdot w))$$

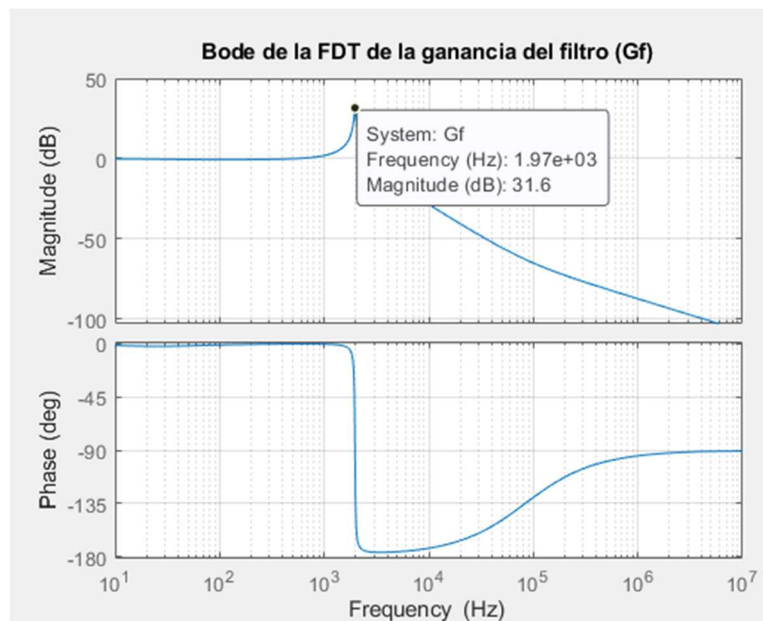


Figura 4.6: Bode de la FDT de la ganancia del filtro

En este Bode, se observa un pico de resonancia con una magnitud de 31.6 dB a una frecuencia de 2 kHz, indicando que en esta frecuencia la ganancia del sistema es máxima. Respecto a la fase, esta inicia en 0° a bajas frecuencias, experimenta una caída significativa en la frecuencia de resonancia y se estabiliza en -90° a altas frecuencias.

Observando el Bode, se determina que la frecuencia de corte del filtro es $f_o = 2 \text{ kHz}$ y se verifica el ángulo en la función de transferencia a dicha frecuencia

$$\arg(G_{filtro}(2\pi \cdot f_o)) \cdot \frac{180}{\pi} = -90.2473^\circ$$

4.4 Diseño del control modo corriente media ACC.

Este método se basa en la implementación de dos lazos de control: uno externo de tensión y otro interno de corriente. El lazo de control externo de tensión se encarga de mantener la tensión de salida del inversor dentro de los límites especificados, es decir, que dicha tensión varíe entre 80 V y 200 V eficaces. Por el contrario, el lazo interno de corriente gestiona la corriente que circula a través de la bobina del filtro de salida.

Debido a que la tensión de salida varía, el control se va a diseñar para el peor caso, es decir, cuando la tensión de entrada del bus de continua es máxima y la tensión de salida es máxima.

Una vez diseñado el control utilizando reguladores calculados con el método de k Venables, se ha observado que la tensión eficaz a la salida del inversor es inferior a la esperada. Para solucionar este problema, se opta por implementar un regulador resonante en paralelo. Este regulador, esencialmente un filtro pasa banda, tiene como objetivo proporcionar la ganancia adicional necesaria para alcanzar la tensión de salida deseada.

Además, se ha decidido aumentar la ganancia de sensado de corriente R_i , incrementando la resistencia de 0.03Ω a 4.03Ω . Este ajuste se ha realizado para disminuir la resonancia del sistema, aunque con este nuevo valor disminuye un poco la atenuación de los armónicos.

4.4.1 Diseño lazo de corriente

En este apartado se incluirá el diseño todas las funciones de transferencia (FDT) relacionadas con el lazo de corriente. Estas funciones se pueden observar en la figura 4.7.

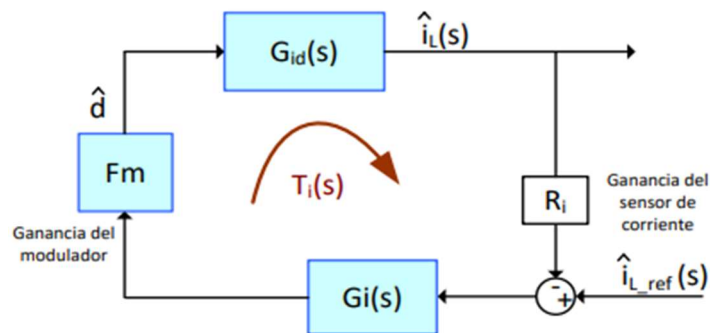


Figura 4.7: Diagrama de bloques del lazo de control de corriente [2]

En primer lugar, calculamos los siguientes valores característicos de la función de segundo orden: la frecuencia natural (f_n), el factor de calidad (Q) y el coeficiente de amortiguamiento (ξ).

$$w_n = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_c}{R_{load}}\right) \cdot L_f \cdot C_f}} = 1.2193 \times 10^4 \frac{1}{s}$$

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = 1.94058 \times 10^3 \frac{1}{s}$$

$$Q = \frac{1}{\left(R_c \cdot C_f + \frac{L_f}{R_{load}}\right) \cdot \omega_n} = 0.21869$$

$$\xi = \frac{1}{2 \cdot Q} = 2.2863$$

A continuación, se procede a la elección de la frecuencia de cruce, que se considera que debe estar entre $2 \cdot f_o$ y $\frac{f_{sw_{ef}}}{5}$. Sabiendo que $f_c = 15 \text{ kHz}$:

$$2 \cdot f_o = 4.002 \times 10^3 \frac{1}{s}$$

$$f_{sw_{ef}} = 2 \cdot f_c = 3 \times 10^4 \frac{1}{s}$$

$$\frac{f_{sw_{ef}}}{5} = 6 \times 10^3 \frac{1}{s}$$

Se elige una frecuencia de cruce para el lazo de corriente de $f_{ci} = 6 \text{ kHz}$ y se calcula su frecuencia angular como $\omega_{ci} = 2 \cdot \pi \cdot f_{ci} = 3.76991 \times 10^4 \frac{1}{s}$.

Una vez elegida la frecuencia de cruce, se calcula la función de transferencia que describe la corriente que pasa por la bobina del filtro LC (G_{id}), especialmente cuando no hay variaciones ni en la tensión de entrada v_i ni en la de salida v_o .

$$G_{id_{max}}(\omega) = \frac{V_{cbus_{max}}}{Z_1(\omega) + Z_2(\omega)}$$

Se calcula su módulo y su fase para representar el Bode (figura 4.8).

$$Mod_{dB_{max}}(\omega) = 20 \cdot \log \left(\left| \frac{G_{id_{max}}(\omega)}{A} \right| \right)$$

$$Fase_{max}(\omega) = \arg \left(G_{id_{max}}(\omega) \right)$$

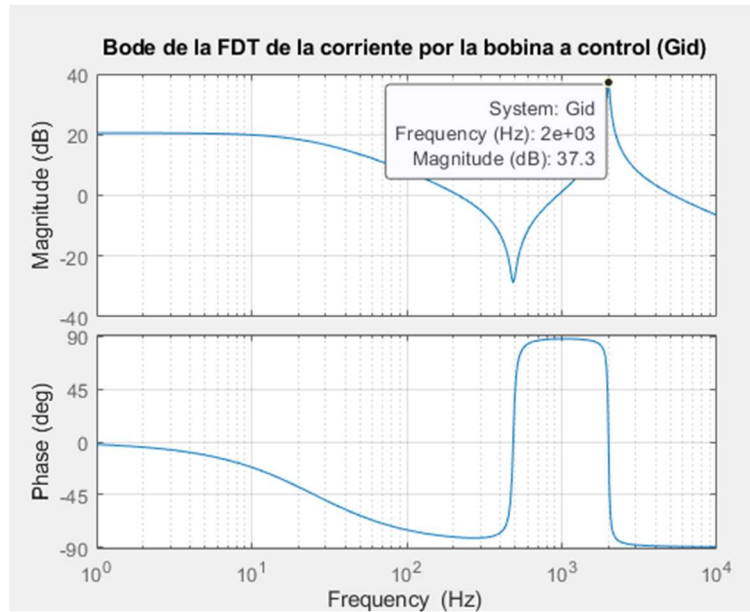


Figura 4.8: Bode de la FDT de la corriente por la bobina a control.

Se observa un pico de resonancia con una magnitud de 37.3 dB a una frecuencia de 2 kHz, indicando que en esta frecuencia la ganancia del sistema es máxima. Respecto a la fase, esta inicia en 0° a bajas frecuencias, experimenta un cambio abrupto en la frecuencia de resonancia, alcanzando así -90° a altas frecuencias.

Seguidamente, se detalla el proceso de cálculo y la elección del regulador para este lazo de control utilizando el método de k Venables. Para ello, se examina la fase de (G_{id}) a la frecuencia de cruce elegida previamente.

$$Fase_{G_{id}} = \arg\left(G_{id_{max}}(w_{ci})\right) \cdot \frac{180}{\pi} = -89.9955^\circ$$

Dado que dicha fase se encuentra en el límite entre el regulador de tipo 2 y de tipo 3, se asegura un margen de estabilidad adecuado, eligiendo un margen de fase de $MF_i = 75^\circ$. Aplicando este margen de fase, calculamos la fase a la frecuencia de cruce.

$$Fase_{\tau_{ideseada}} = -180 + MF_i = -105^\circ$$

El regulador diseñado debe proporcionar un aumento de fase (AUFA) necesario para cumplir con la fase deseada. Este AUFA se calcula siguiendo el esquema de la figura 4.9.

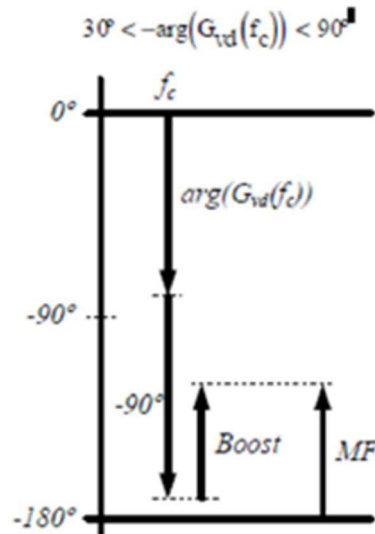


Figura 4.9: Esquema para el cálculo del AUFA de un regulador tipo 2 [2]

$$AUFA = |-90 - |Fase_{G_{id}}| - Fase_{T_{ideseada}}| = 74.9955^\circ$$

Con el aumento de fase calculado, se procede a calcular el factor K.

$$K = \tan\left(\frac{AUFA \cdot \frac{\pi}{180}}{2} + 45 \cdot \frac{\pi}{180}\right) = 7.59345$$

Utilizando este factor K, se calcula la frecuencia del polo (w_{pi}) y del cero (w_{zi}) del regulador PI.

$$w_{zi} = \frac{w_{ci}}{K} = 4.96469 \times 10^3 \frac{1}{s}$$

$$w_{pi} = w_{ci} \cdot K = 2.86266 \times 10^5 \frac{1}{s}$$

Seguidamente, se debe determinar la ganancia del integrador que garantiza que la ganancia del lazo sea 1 a la frecuencia de cruce. El cálculo de la ganancia del integrador se calcula con la siguiente fórmula.

$$G_i(w) = \frac{k_i}{w \cdot j} \cdot \frac{1 + \frac{w \cdot j}{w_{zi}}}{1 + \frac{w \cdot j}{w_{pi}}}$$

Para determinar el valor de la ganancia k_i , se utiliza la función de transferencia $T_i(w)$, sabiendo que la resistencia del sensado es $R_i = 0.1 \Omega$, la amplitud de la triangular es $V_{pp} = 5 V$ y el factor de modulación corresponde a $F_m = \frac{1}{V_{pp}} = 0.2 \frac{1}{V}$.

$$T_i(w) = \frac{k_i}{w \cdot j} \cdot \frac{1 + \frac{w \cdot j}{w_{zi}}}{1 + \frac{w \cdot j}{w_{pi}}} \cdot G_{id}(w) \cdot R_i \cdot F_m$$

Despejando el valor de la ganancia k_i :

$$k_{i_{max}} = \left(\frac{w_{ci}}{|G_{id_{max}}(w_{ci})| \cdot R_i \cdot F_m} \right) \cdot \left(\frac{1 + \frac{w_{ci}}{w_{pi}}}{1 + \frac{w_{ci}}{w_{zi}}} \right) = 5.88303 \times 10^4 \frac{1}{s}$$

El siguiente paso consiste en formar el regulador definitivo, cuya función de transferencia es $G_i(w)$, definida previamente. Además, calculando su módulo y su fase se puede observar su respuesta en frecuencia mediante el diagrama de Bode en la figura 4.10.

$$G_{i_{max}}(w) = \frac{k_{i_{max}}}{w \cdot j} \cdot \frac{1 + \frac{w \cdot j}{w_{zi}}}{1 + \frac{w \cdot j}{w_{pi}}}$$

$$Mod_{dB_{max}}(w) = 20 \cdot \log(|G_{i_{max}}(2 \cdot \pi \cdot w)|)$$

$$Fase_{max}(w) = \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{i_{max}}(2 \cdot \pi \cdot w))$$

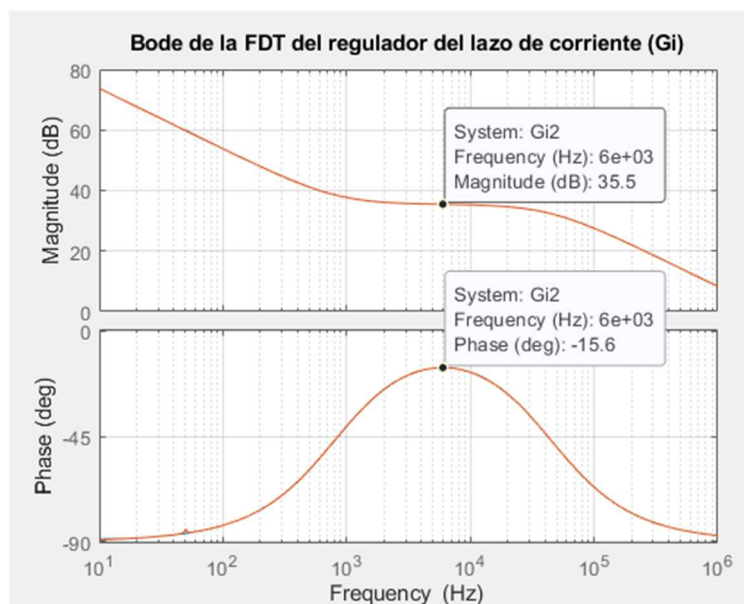


Figura 4.10: Bode de la FDT del regulador del lazo de corriente G_i

Se observa que a la frecuencia de cruce de 6kHz, el módulo equivale a 35.5 dB. Además, se aprecia que a medida que la frecuencia aumenta, la ganancia disminuye. Por otro lado, observando el Bode correspondiente a la fase se observa que se consigue la máxima fase, unos -15.6° , a la frecuencia de cruce, mientras que el comportamiento a bajas y altas frecuencias alcanza valores cercanos a -90° .

La función de transferencia del lazo cerrado de corriente $T_i(w)$, se obtiene multiplicando la función de transferencia del regulador $G_i(w)$, la función de transferencia de la corriente por la bobina $G_{id}(w)$, la frecuencia de sensado R_i y el factor de modulación F_m . Se observa su respuesta en frecuencia en la figura 4.11.

$$T_{i_{max}}(w) = G_{i_{max}}(w) \cdot G_{id_{max}}(w) \cdot R_i \cdot F_m$$

$$Mod_{dB_{max}}(w) = 20 \cdot \log(|T_{i_{max}}(w)|)$$

$$Fase_{max}(w) = \frac{180}{\pi} \cdot \arg(T_{i_{max}}(w))$$

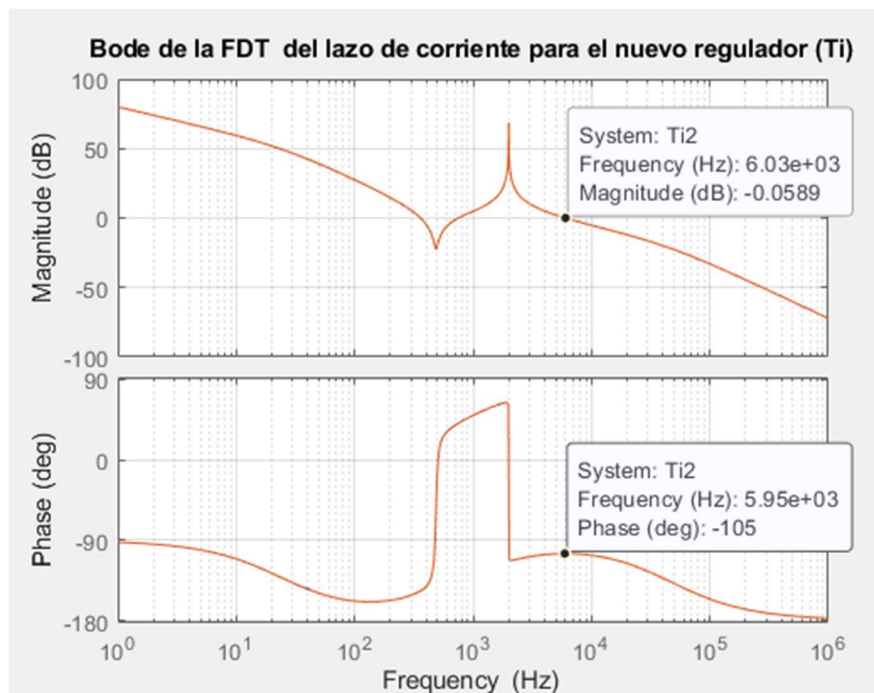


Figura 4.11: Bode de la FDT del lazo de corriente para el nuevo regulador T_i

Además, se comprueba el valor de la magnitud y de la fase a la frecuencia de cruce.

$$f_o = 6 \text{ kHz}$$

$$20 \cdot \log(|T_{i_2}(2 \cdot \pi \cdot f_o)|) = -1.92865 \times 10^{-15} \text{ dB}$$

$$\frac{180}{\pi} \cdot \arg(T_{i_2}(2 \cdot \pi \cdot f_o)) = -105^\circ$$

Esta comprobación, se cumple en el diagrama de Bode, siendo la magnitud prácticamente 0 dB a dicha frecuencia. Mientras que la fase a baja frecuencia es cercana a -90° , en la frecuencia de resonancia sufre una caída y se estabiliza en -105° cumpliendo con el margen de fase MF_i previamente definido.

Finalmente, para obtener la función de transferencia del nuevo lazo de corriente aplicamos la siguiente fórmula:

$$T_{i_{LCmax}}(w) = \frac{1}{R_i} \cdot \frac{T_{i_{max}}(w)}{1 + T_{i_{max}}(w)}$$

Y se observa su respuesta en frecuencia, en la figura 4.12, distinguiendo módulo y fase de dicha función.

$$Mod_{dB_{max}}(w) = 20 \cdot \log(|T_{i_{LCmax}}(2 \cdot \pi \cdot w)| \Omega)$$

$$Fase_{max}(w) = \frac{180}{\pi} \cdot \arg(T_{i_{LCmax}}(2 \cdot \pi \cdot w))$$

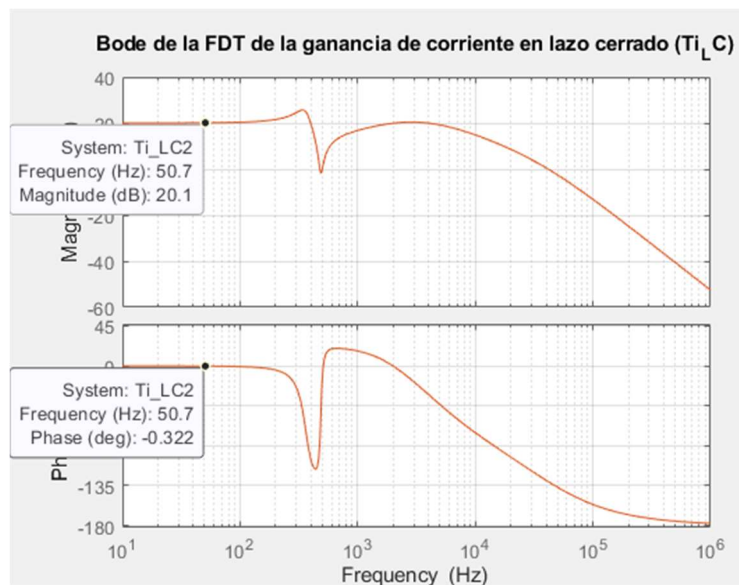


Figura 4.12: Bode de la FDT de la ganancia de corriente en lazo cerrado (TiLC)

En este caso, se realiza un análisis exhaustivo y una comprobación del módulo y la fase a bajas frecuencias, es decir, a 50 Hz.

$$f_o = 50 \text{ Hz}$$

$$\frac{180}{\pi} \cdot \arg(T_{i_{LCmin}}(2 \cdot \pi \cdot f_o)) = -0.3305^\circ$$

$$20 \cdot \log(|T_{i_{LCmin}}(2 \cdot \pi \cdot f_o)| \Omega) = 20.0844 \text{ dB}$$

Tras realizar esta comprobación, se observa que el Bode cumple con las mismas especificaciones a baja frecuencia. En el módulo, el sistema a bajas frecuencias presenta una ganancia alta de aproximadamente 20.1 dB, mientras que a medida que aumenta la frecuencia disminuye la magnitud. Observando la fase, se aprecia una fase próxima a 0° a bajas frecuencias, y a medida que aumenta la frecuencia la fase disminuye pasando por una caída antes de estabilizarse a -180°.

En conclusión, el diseño del lazo de corriente para el inversor ha demostrado ser eficaz en la simulación. Los diagramas de Bode muestran una ganancia adecuada a la frecuencia de cruce deseada, y un comportamiento de fase apropiado, indicando que el sistema mantiene un buen margen de estabilidad y precisión en la respuesta en frecuencia.

4.4.2 Diseño del lazo de tensión

En esta sección, se detallará el diseño de las funciones de transferencia (FDT) asociadas al lazo de tensión, presentadas en la figura 4.13. Estas FDT son esenciales para el control de la tensión de salida del inversor.

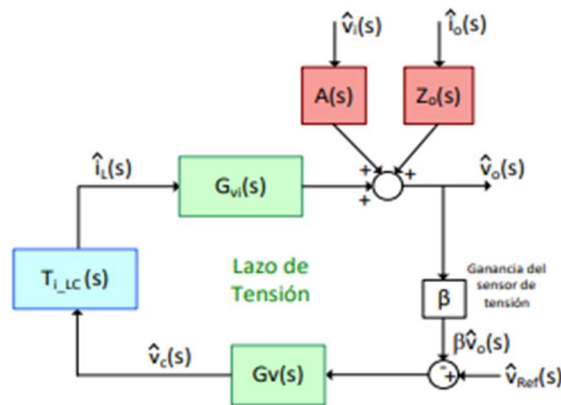


Figura 4.13: diagrama de bloques del lazo de control de tensión [2]

En primer lugar, se define la función de la tensión de salida a corriente por la bobina como la impedancia en paralelo del condensador y resistencia en serie con la impedancia de carga.

$$G_{vi}(w) = Z_2(w)$$

Seguidamente, se analiza la función de transferencia $G_{vc_{max}}(w)$, la cual describe la relación entre la tensión de salida y la corriente por la bobina, incluyendo los efectos del lazo cerrado de corriente. Además, se analiza su respuesta en frecuencia en la figura 4.14.

$$G_{vc_{max}}(w) = G_{vi}(w) \cdot T_{i_{LC_{max}}}(w)$$

$$Mod_{dB_{max}}(w) = 20 \cdot \log(|G_{vc_{max}}(2 \cdot \pi \cdot w)|)$$

$$Fase_{max}(w) = \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vc_{max}}(2 \cdot \pi \cdot w))$$

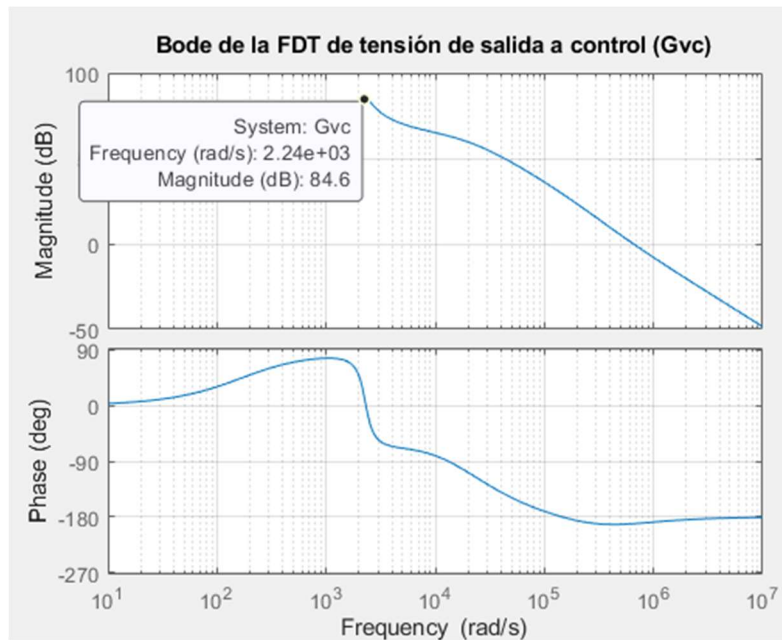


Figura 4.14: Bode de la FDT de la tensión de salida a control Gvc

Tal y como se observa en este diagrama de Bode, la magnitud es alta a bajas frecuencias, alcanzando un pico de resonancia a los 2.24 kHz con una magnitud de 84.6 dB máxima, y a medida que la frecuencia aumenta, la magnitud disminuye. En cuanto a la fase, a bajas frecuencias es cercana a 0°, sufriendo una caída en la frecuencia de resonancia y estabilizándose a altas frecuencias en -180°.

A continuación, se definen los parámetros de referencia y las relaciones de amplitud entre la señal de referencia y la señal de salida (β).

Se define la amplitud mínima senoidal como una fracción de la señal triangular.

$$V_{ref_{min}} = 0.25 \cdot V_{tri} = 1.25 \text{ V}$$

$$\beta = \frac{V_{ref}}{V_{or_{ms_{min}}} \cdot \sqrt{2}} = 0.011$$

$$V_{ref_{max}} = \beta \cdot V_{or_{ms_{max}}} \cdot \sqrt{2} = 3.125 \text{ V}$$

Dicha señal de referencia es crucial ya que cubre todo el rango operativo de la señal de salida.

Para asegurar un control preciso y eficiente del lazo de tensión, se diseñó un regulador adecuado que cumpla con las especificaciones de ganancia y fase requeridas. Para ello, se establece una frecuencia del lazo de tensión como la mitad de la frecuencia de corte del lazo de corriente.

$$f_{cv} = \frac{f_{ci}}{2} = 3 \times 10^3 \frac{1}{s}$$

Además, se establece un margen de fase de $MF_v = 75^\circ$ para asegurar la estabilidad del sistema, y se calcula la fase de la función de transferencia del control de tensión a la frecuencia de cruce previamente definida.

$$Fase_{G_{vc_{max}}} = \arg\left(G_{vc_{max}}(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})\right) \cdot \frac{180}{\pi} = -107.9455^\circ$$

Se opta por diseñar un regulador de tipo 3, ya que la fase calculada previamente es mayor que -90° . Se calcula la fase deseada del lazo de tensión teniendo en cuenta el margen de fase definido.

$$Fase_{T_v_{deseada}} = -180 + MF_v = -105^\circ$$

Y se calcula el aumento de fase (AUFA) que debe proporcionar el regulador.

$$AUFA_{max} = MF_v - Fase_{G_{v_{max}}} - 90 = 92.9455^\circ$$

A continuación, se calcula el factor K.

$$k_{max} = \tan\left(45 \cdot \frac{\pi}{180} + \frac{AUFA_{max} \cdot \frac{\pi}{180}}{4}\right)^2 = 6.27397$$

Se calcula la frecuencia angular correspondiente a la frecuencia de cruce elegida y las frecuencias del polo y cero del regulador.

$$w_{cv} = 2 \cdot \pi \cdot f_{cv} = 1.88496 \times 10^4 \frac{1}{s}$$

$$w_{zv_{max}} = \frac{w_{cv}}{\sqrt{k_{max}}} = 7.52541 \times 10^3 \frac{1}{s}$$

$$w_{pv_{max}} = \sqrt{k_{max}} \cdot w_{cv} = 4.72142 \times 10^4 \frac{1}{s}$$

Seguidamente, se calcula la ganancia de dicho regulador, igual que el del lazo de corriente.

$$k_{v_{max}} = \frac{w_{cv}}{|G_{vc_{max}}(w_{cv}) \cdot \beta_{min}|} \cdot \frac{\left(1 + \frac{w_{cv}}{w_{pv_{max}}}\right)^2}{\left(1 + \frac{w_{cv}}{w_{zv_{max}}}\right)^2} = 920.33929 \frac{1}{s}$$

A continuación, se procede a la implementación del regulador resonante en paralelo. Previamente, se han realizado varias simulaciones para diferentes casos de tensión de entrada y de salida. En los resultados obtenidos, se ha observado que la tensión de salida es inferior a la esperada. Además, el sistema debe operar en un rango de frecuencias entre 20 Hz y 100 Hz, por lo que se diseña un regulador para una frecuencia media que le permita operar en todo el rango. En este caso se selecciona una frecuencia de 40 Hz. Por ello, dicho regulador tiene como objetivo aportar la suficiente ganancia como para alcanzar la tensión de salida adecuada

Para diseñar dicho filtro pasa banda se define la frecuencia de resonancia ω_{01} , la ganancia a la frecuencia de resonancia K_h y el ancho de banda B .

$$G_{res}(s) = \sum_h \frac{K_h \cdot B \cdot s}{s^2 + B \cdot s + (h \cdot \omega_{01})^2}$$

En este caso, se ha definido un ancho de banda de 3 Hz y la frecuencia de resonancia de 40 Hz. Dado que la frecuencia de operación del sistema varía entre 20 Hz y 100 Hz, se selecciona un valor intermedio como referencia para la frecuencia de resonancia. Por tanto, el regulador resonante se define en este caso como:

$$G_{res}(w) = \frac{1200 \cdot w \cdot j}{(w \cdot j)^2 + 6 \cdot \pi \cdot w \cdot j + (2\pi \cdot 40)^2}$$

El siguiente paso consiste en formar el regulador definitivo, cuya función de transferencia es $G_v(w)$. A este regulador, se le conecta en paralelo el regulador resonante previamente definido. Además, calculando su módulo y su fase se puede observar su respuesta en frecuencia mediante el diagrama de Bode en la figura 4.15.

$$G_{v_{max}}(w) = \frac{k_{v_{max}}}{w \cdot j} \cdot \frac{\left(1 + w \cdot \frac{j}{w_{zv_{max}}}\right)^2}{\left(1 + w \cdot \frac{j}{w_{pv_{max}}}\right)^2}$$

$$G_{v_2}(w) = G_{v_{max}}(w) + G_{res}(w)$$

$$Mod_{dB_{max}}(w) = 20 \cdot \log(|G_{v_2}(2 \cdot \pi \cdot w)|)$$

$$Fase_{max}(w) = \arg(G_{v_2}(2 \cdot \pi \cdot w)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

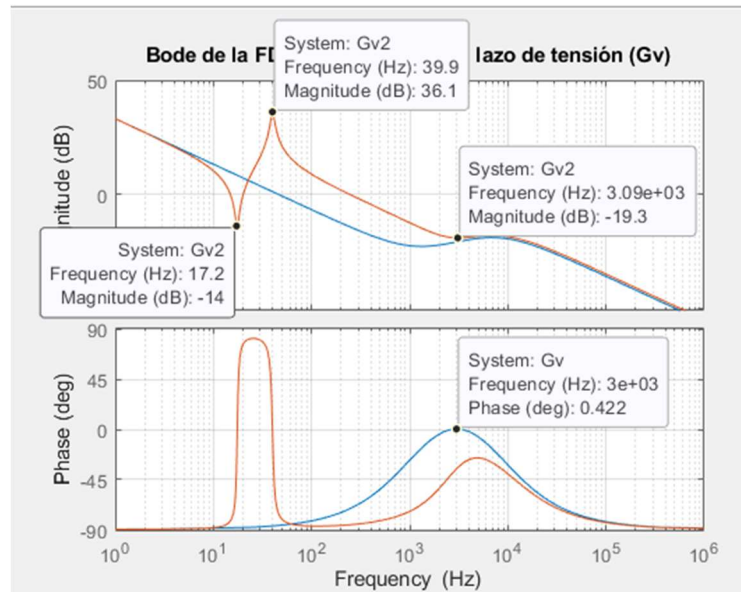


Figura 4.15: Bode de la FDT del nuevo regulador y con el regulador resonante Gv

Se observa en el Bode que la función con el regulador resonante presenta un pico de resonancia de magnitud 36.1 dB a una frecuencia de 39.9 Hz y otro punto notable a los 17.2 Hz con módulo de -14 dB, mientras que a la frecuencia de cruce la fase es de -19.3 dB. En cambio, en la fase a bajas frecuencias ambas funciones se encuentran cercanas a 0°, pero Gv2 sufre una caída abrupta en la frecuencia de resonancia hasta ambas estabilizarse en -90°. En la función de regulador Gv la fase es próxima a 0° a la frecuencia de cruce.

Seguidamente, la función de transferencia del regulador de tensión $T_{v_{max}}(w)$, se obtiene al multiplicar la función de transferencia de la tensión $G_{v_{max}}(w)$ por la función de transferencia del control de tensión $G_{v_{c_{max}}}(w)$ y ajustándola con el factor de conversión de amplitudes β .

$$T_{v_{max}}(w) = G_{v_{max}}(w) \cdot G_{v_{c_{max}}}(w) \cdot \beta$$

A continuación, se implementa el regulador resonante en paralelo y se observa su respuesta en frecuencia en la figura 4. 16.

$$T_{v_2}(w) = G_{v_2}(w) \cdot G_{v_{c_{max}}}(w) \cdot \beta$$

$$Mod_{dB_{min}}(w) = 20 \cdot \log(|T_{v_2}(2 \cdot \pi \cdot w)|)$$

$$Fase_{max}(w) = \arg(T_{v_2}(2 \cdot \pi \cdot w)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

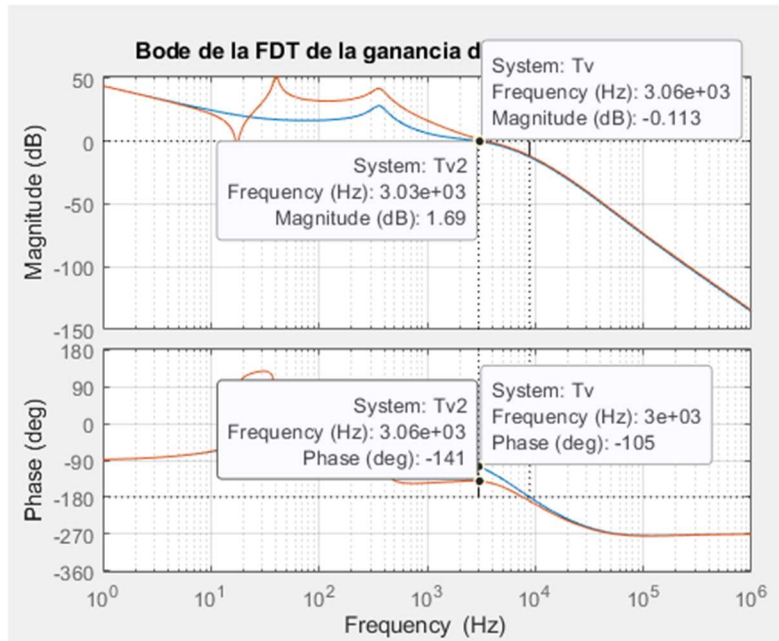


Figura 4.16: Bode de la FDT de la ganancia del lazo de tensión Tv

Se comprueba que, a la frecuencia de cruce, la magnitud es prácticamente 0 y que la fase a dicha frecuencia es de -105° , por lo que se ajusta al margen de estabilidad especificado.

$$f_o = 3 \text{ kHz}$$

$$20 \cdot \log(|T_{v_{max}}(2 \cdot \pi \cdot f_o)|) = 0 \text{ dB}$$

$$\arg(T_{v_{max}}(2 \cdot \pi \cdot f_o)) \cdot \frac{180}{\pi} = -105^\circ$$

Tal y como se ha comprobado, a la frecuencia de cruce la ganancia se aproxima a 0 dB y una fase de -105° , ajustándose al margen de estabilidad de $MF_v = 75^\circ$, a bajas frecuencias la ganancia es alta y luego decae. Mientras que en el Bode Tv2, se observa varios picos de resonancia y en la frecuencia de cruce la fase es de -141° , estabilizándose ambos sistemas en -270° .

Finalmente, se analiza la función de transferencia del lazo cerrado de tensión $T_{v_{LC_{max}}}(w)$ que se define como:

$$T_{v_{LC_{max}}}(w) = \frac{1}{\beta_{min}} \cdot \frac{T_{v_{max}}(w)}{1 + T_{v_{max}}(w)}$$

Aplicando el regulador resonante se obtiene una nueva función de transferencia $T_{v_{LC_2}}(w)$, y se observa la respuesta en frecuencia de ambas funciones en la figura 4.17.

$$T_{v_{LC_2}}(w) = \frac{1}{\beta_{min}} \cdot \frac{T_{v_2}(w)}{1 + T_{v_2}(w)}$$

$$Mod_{dB_{max}}(w) = 20 \cdot \log \left(\left| T_{v_{LC_2}}(2 \cdot \pi \cdot w) \right| \right)$$

$$Fase_{max}(w) = \arg \left(T_{v_{LC_2}}(2 \cdot \pi \cdot w) \right) \cdot \frac{180}{\pi}$$

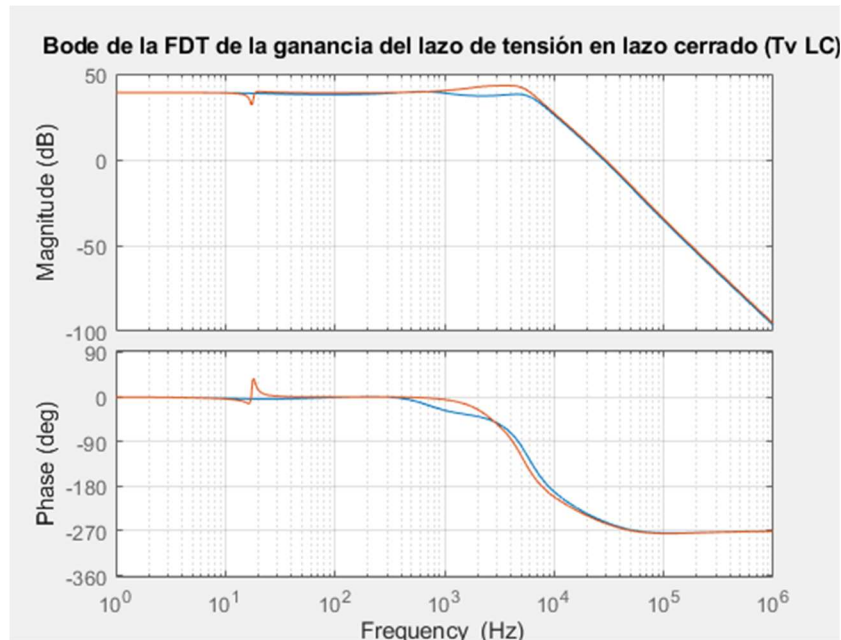


Figura 4.17: Bode de la FDT de la ganancia del lazo de tensión en lazo cerrado $T_v LC$

En este caso, se realiza un análisis exhaustivo y una comprobación del módulo y la fase a bajas frecuencias, es decir, a 50 Hz.

$$f_o = 50 \text{ Hz}$$

$$\arg \left(T_{v_{LC_{min}}}(2 \cdot \pi \cdot f_o) \right) \cdot \frac{180}{\pi} = -3.23838^\circ$$

$$20 \cdot \log \left(\left| T_{v_{LC_{min}}}(2 \cdot \pi \cdot f_o) \right| \right) = 48.79259 \text{ dB}$$

Tal y como se observa en la comprobación y en el diagrama de Bode, la ganancia a bajas frecuencias es alta y toma el valor de unos 49 dB aproximadamente, y a medida que aumenta la frecuencia la ganancia disminuye. En cambio, observando la fase se observa una aproximación a 0° con bajas frecuencias y estabilizándose en -270° a altas frecuencias.

En conclusión, se observa que en este caso el regulador resonante implementado en paralelo sí que tiene efecto, aportando la ganancia necesaria para obtener la tensión de salida deseada.

4.5. Análisis de la simulación del sistema.

Para iniciar el proceso de validación del diseño, se propone la simulación del circuito utilizando la herramienta Simulink. El objetivo de esta simulación es verificar que el diseño cumple con los requisitos establecidos y funciona correctamente.

En la figura 4.18 se puede observar la etapa de potencia, compuesta por el rectificador formado por diodos, el inversor monofásico compuesto por transistores IGBT y el filtro LC.

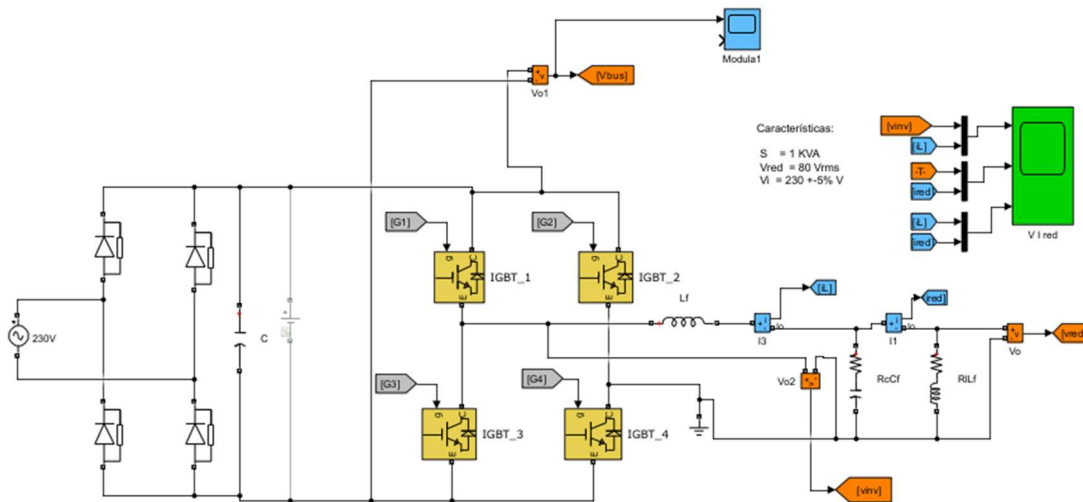


Figura 4.18: Modelo de simulación de la etapa de potencia y el filtro LC.

Mientras que en la figura 4.19 se ilustra el control modo corriente ACC con SPWM unipolar, destacando los bloques utilizados para la generación de la señal de referencia y la comparación con la señal portadora triangular.

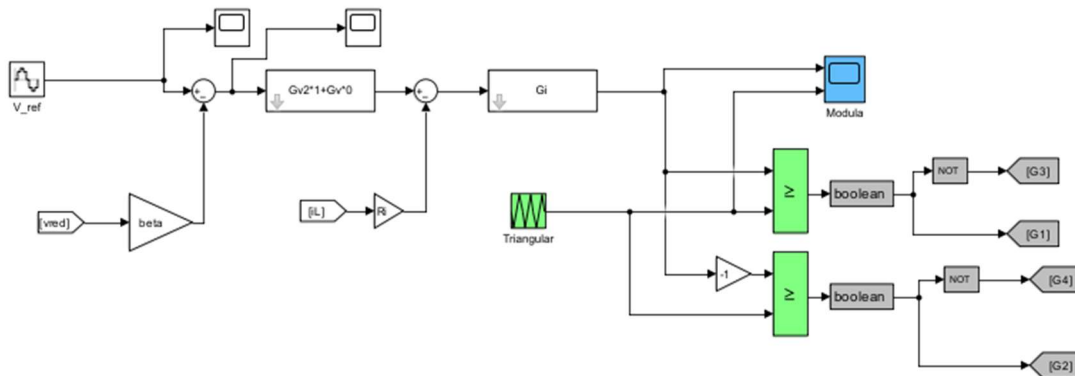


Figura 4.19: Modelo de simulación del control en modo corriente ACC con SPWM unipolar.

A continuación, se expondrán y explicarán diversos posibles casos de simulación para evaluar el diseño del inversor bajo diferentes condiciones de operación. Estas simulaciones incluirán variaciones en la tensión de entrada, en la tensión de salida y en la frecuencia de salida, permitiendo analizar cómo se comporta el sistema y verificar si cumple con los requisitos especificados.

4.5.1 Simulación para tensión de entrada máxima y de salida mínima a 40 Hz.

En esta sección se analizará el comportamiento del inversor bajo las condiciones de entrada y salida mínimas a una frecuencia de 40 Hz. Para obtener la tensión mínima a la salida, se debe ajustar la tensión de referencia al valor mínimo de $V_{ref_{min}}$, que en este caso es igual a 1.25 V. Además, se debe configurar la tensión de entrada máxima al valor de $V_{cbus_{max}}$ equivalente a 341.533 V.

En primer lugar, se muestra en la figura 4.20 la tensión del bus de entrada en continua (DC). En ella, se observa que el tiempo de establecimiento, es decir, el tiempo que tarda la señal en alcanzar un valor estable después de iniciar el sistema, es aproximadamente de 300 ms. Una vez estabilizada, la tensión del bus de entrada muestra un rizado notable.

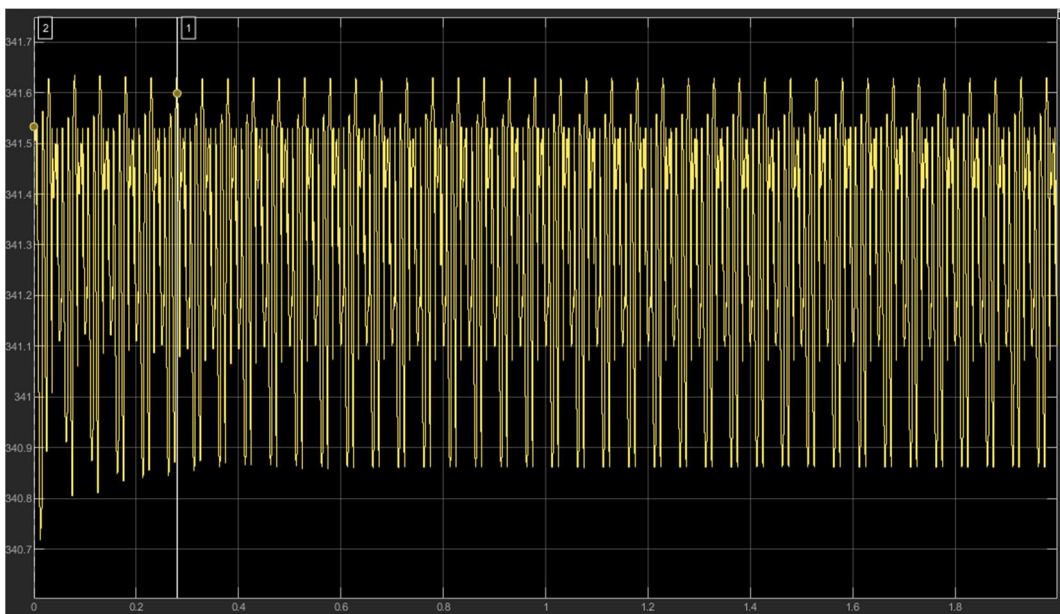


Figura 4.20: Forma de onda de la tensión de bus de continua DC.

En la figura 4.21, se ilustra la tensión del bus de continua DC ampliada con más detalle mostrando el rizado de forma más clara.



Figura 4.21: Rizado de la tensión del bus de continua DC.

A partir de esta tensión, se puede medir el rizado de dicha señal con la ayuda de los cursores, que en este caso es la diferencia entre el pico máximo de 341.63 V y el pico mínimo de 340.86 V, obteniendo un rizado de 0.77 V.

A continuación, se presenta la tensión de salida del inversor en la figura 4.22, dicha señal presenta una forma de onda característica de la modulación unipolar.

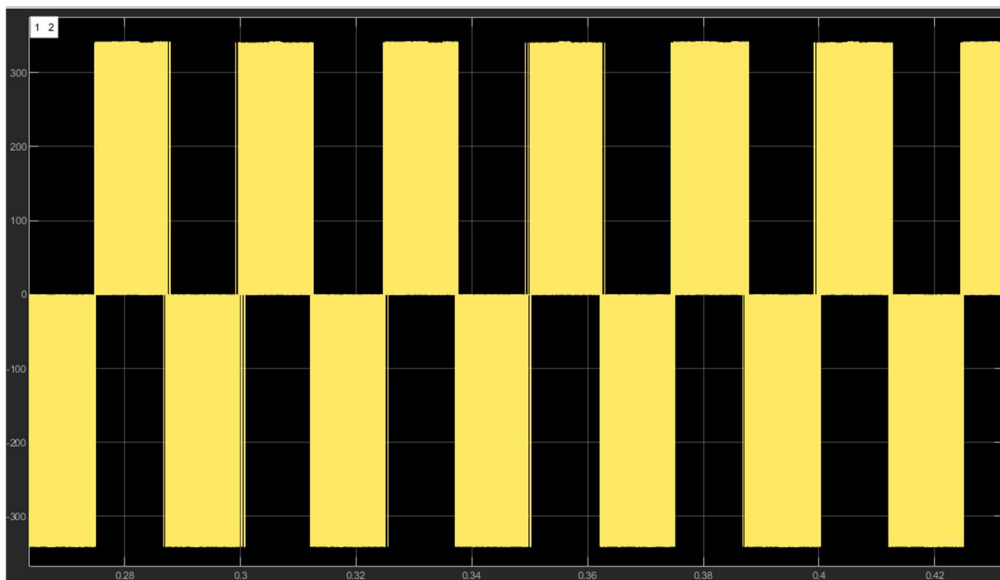


Figura 4.22: Forma de onda de la tensión a la salida del inversor.

Por otro lado, se observa en la figura 4.23, la corriente que circula a través de la bobina, mostrando un tiempo de estabilización de 300 ms, siendo el periodo durante el cual la corriente se ajusta a su valor estable.

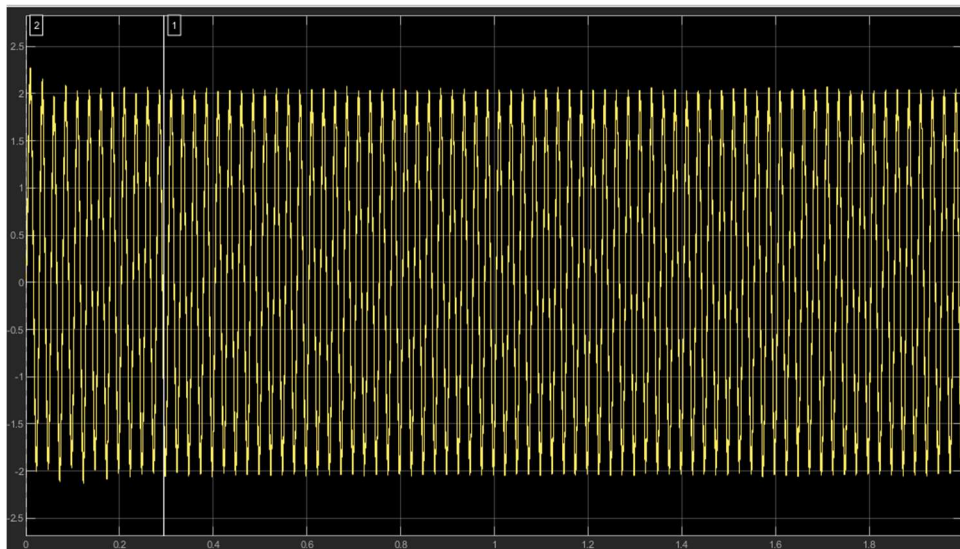


Figura 4.23: Forma de onda de la corriente por la bobina.

Cuando ampliamos dicha señal, se observa una señal senoidal con una frecuencia de salida de 40 Hz, la cual presenta un rizado como consecuencia de la conmutación de los IGBTs del inversor. Se observa en la figura 4.24.

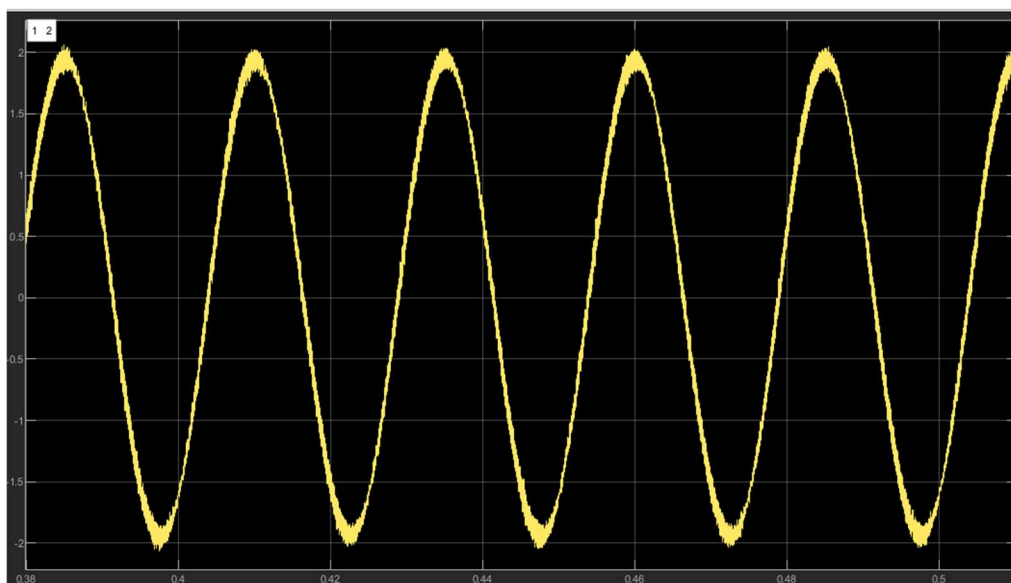


Figura 4.24: Detalle de la corriente que circula por la bobina.

Se puede medir dicho rizado ampliando la señal con detalle y midiendo la diferencia entre los picos máximos y mínimos, como se muestra en la figura 4.25.

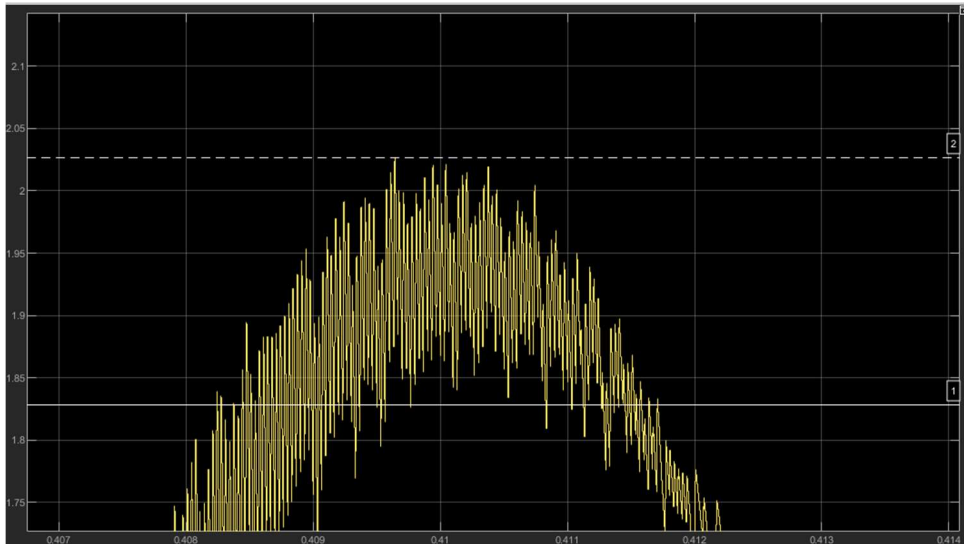


Figura 4.25: Detalle del rizado de la corriente que circula por la bobina

Utilizando los cursores para medir dicho rizado, se obtiene un valor máximo de 2.02 A y un valor mínimo de 1.83 A, obteniendo un rizado de 0.19 A.

Ampliando más esta señal, se observa en la figura 4.26, que el rizado está formado por una señal triangular, de la cual se puede medir la frecuencia de rizado, siendo en este caso de 30 kHz aproximadamente.

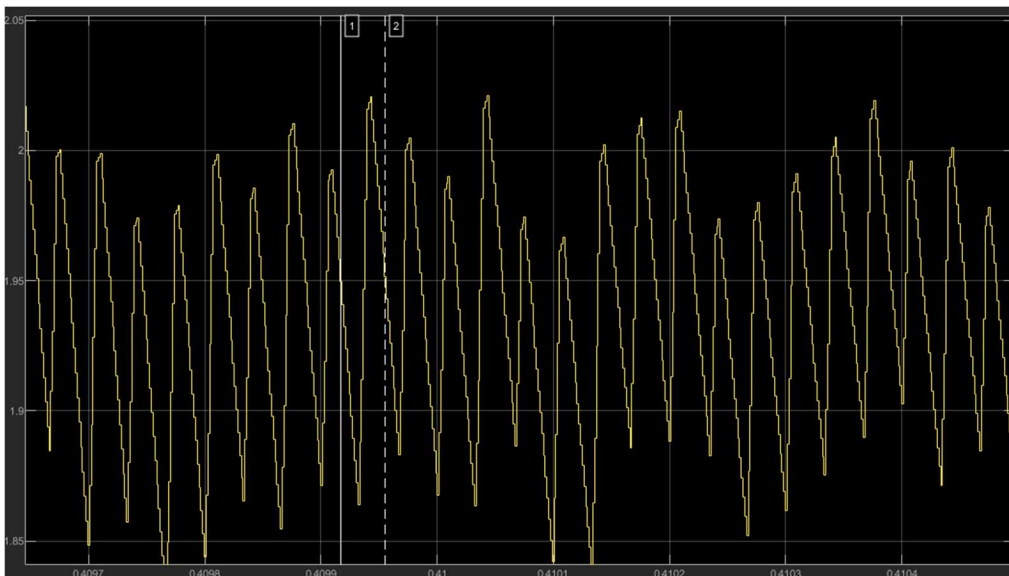


Figura 4.26: Detalle de la frecuencia de rizado de la corriente que circula por la bobina

Seguidamente, se analiza la señal de la tensión de salida en la carga, que presenta una forma de onda senoidal característica de la modulación unipolar con rizado. Se observa en la figura 4.27.

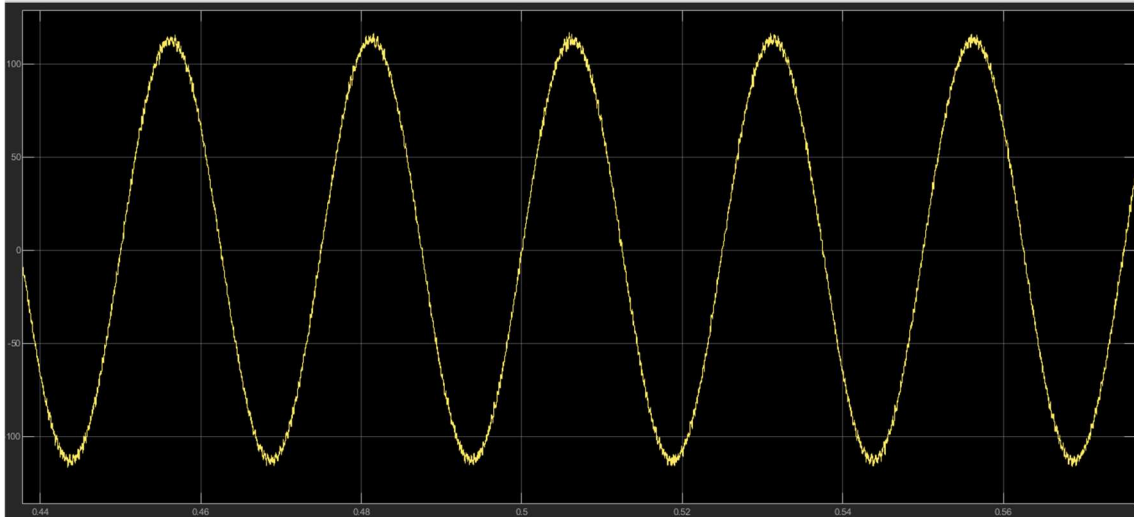


Figura 4.27: Forma de onda de la tensión de salida en la carga.

Una vez más, se amplía la señal y se mide con la ayuda de los cursores el rizado que presenta dicha señal como se muestra en la figura 4.28.

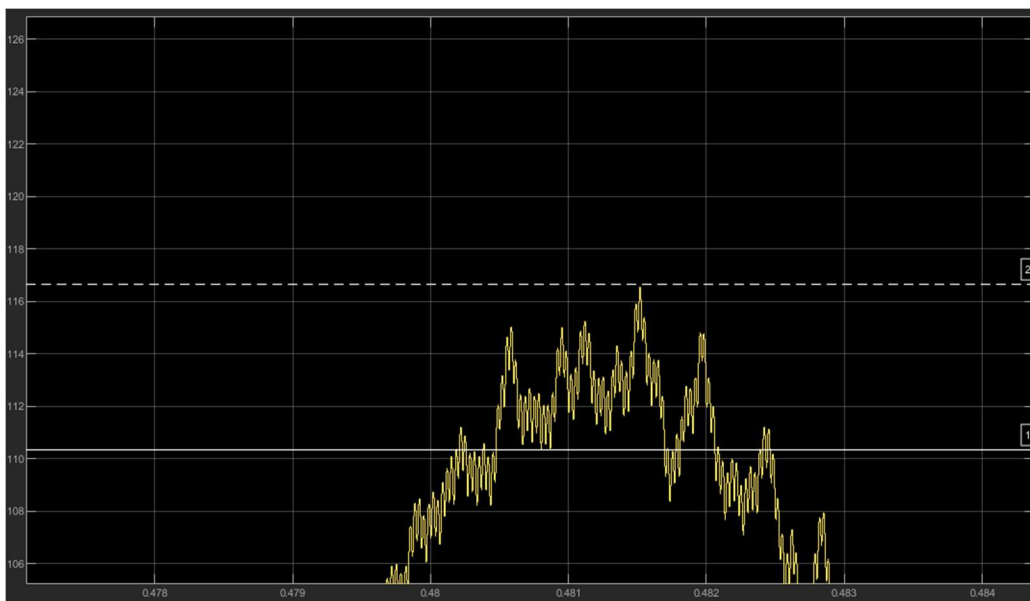


Figura 4.28: Detalle del rizado de la tensión de salida

En este caso, la señal presenta un rizado de 6.3 V aproximadamente.

Finalmente, se ilustra en la figura 4.29, la corriente que circula a través de la carga siendo una forma de onda senoidal, lo que indica que el inversor está funcionando correctamente y está proporcionando una forma de onda con alta calidad.



Figura 4.29: Forma de onda de la corriente que circula por la carga

Seguidamente, en las siguientes tablas se recogen todas las medidas experimentales realizadas a lo largo de la simulación y que son imprescindibles para comprobar el funcionamiento del inversor.

Variable	Tensión eficaz RMS (V)	Corriente eficaz RMS (A)	THD(%)	Potencia activa (W)	Potencia reactiva (VA)	Potencia Aparente (VA)
V_{bus}	341.4	-	-	-	-	-
V_{inv}	160.5	-	164.5	61.37	96.84	114.7
I_L	-	1.376	3.668	-	-	-

Tabla 1: Medidas en el bus y a la salida del inversor

Variable	Tensión eficaz RMS (V)	Corriente eficaz RMS (A)	THD(%)	Potencia activa (W)	Potencia reactiva (VA)	Potencia Aparente (VA)
V_{red}	80.13	-	1.662	61.36	92.05	110.6
I_{red}	-	1.385	0.02799	-	-	-

Tabla 2: Medidas en la carga

A partir de los resultados obtenidos en las tablas de medidas del bus, de la salida del inversor y carga, se pueden extraer varias conclusiones relevantes.

La tensión en el bus es de 341.4 V, lo que indica una adecuada alimentación del sistema. En cuanto a la distorsión armónica total (THD), la corriente de la bobina presenta un valor de 3.668%, siendo un valor relativamente bajo que sugiere una señal limpia. Por el contrario, la tensión de salida del inversor presenta un THD

extremadamente alto de 164.5%, lo que indica una severa distorsión en la señal y la presencia significativa de armónicos.

En la carga, se observa una tensión eficaz de 80.13 V, lo cual es muy cercano al valor ideal de 80 V. esto indica que el inversor está funcionando correctamente para una frecuencia de 40 Hz. Este rendimiento óptimo se justifica por la implementación del regulador resonante, diseñado específicamente para esta frecuencia, lo que proporciona excelente linealidad en su respuesta.

La figura 4.30 muestra el Bode de la ganancia del lazo de tensión en lazo cerrado, en la que se ilustra que, a 40 Hz, la magnitud es de 39.1 dB, con una respuesta muy lineal alrededor de esta frecuencia.

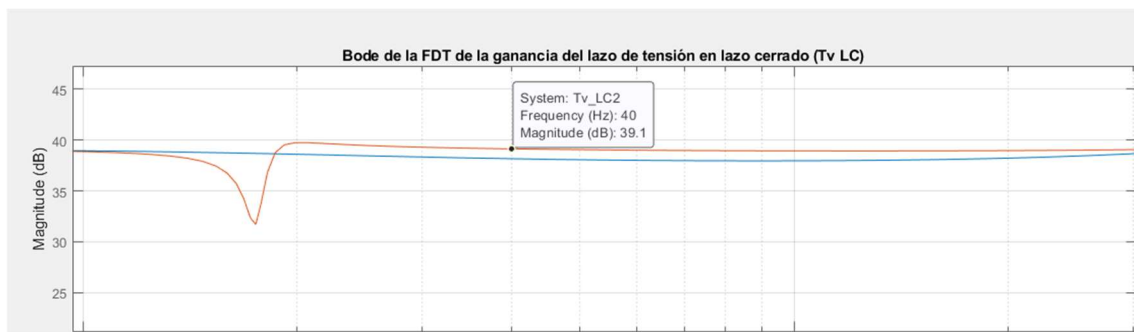


Figura 4.30: Zona de operación del regulador resonante a 40 Hz

En cuanto a la distorsión armónica en la carga (THD), la corriente presenta un valor extremadamente bajo de 0.02799% y la tensión en la carga muestra un valor del 1.662%. Estos valores indican que ambas señales son de alta calidad después del filtrado, logrando una significativa reducción de los armónicos.

El análisis del espectro de la señal antes de aplicar el filtro es muy importante para identificar las componentes armónicas que afectan a la calidad de la señal. A continuación, en la figura 4.31, se presentan los resultados del espectro de la señal antes de aplicar el proceso de filtrado.

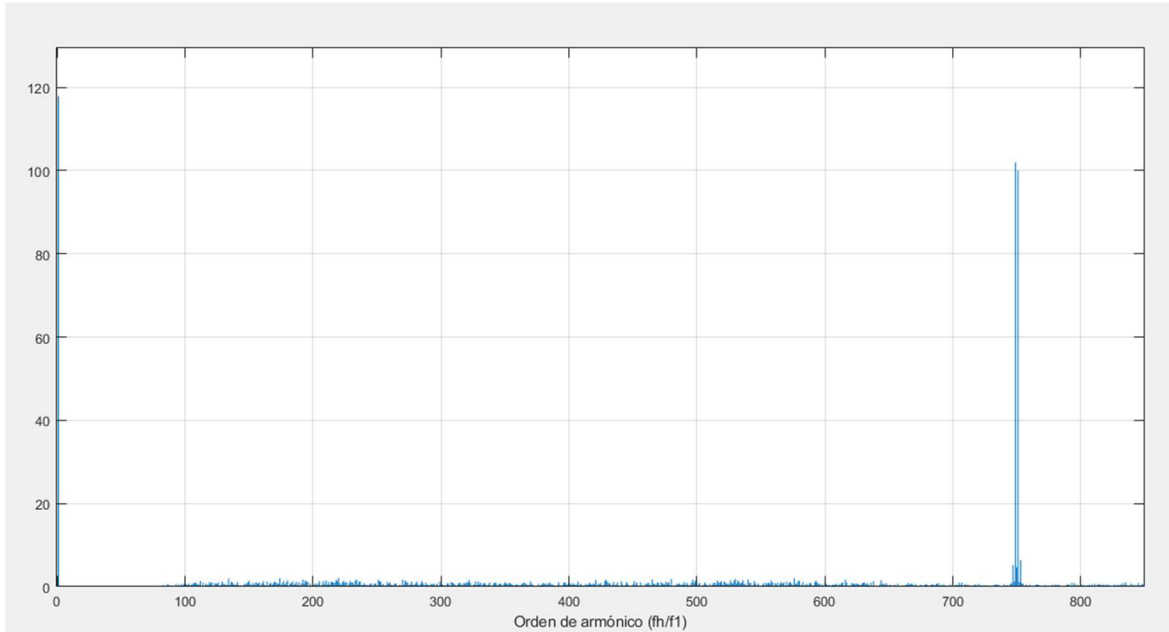


Figura 4.31: Espectro armónico antes del filtro

Como se puede observar en el espectro, el armónico fundamental se encuentra en la frecuencia correspondiente al orden armónico 1. Adicionalmente, se observan varios armónicos alrededor del orden 750, ya que el sistema opera con una frecuencia de 40 Hz. En la figura 4.32, se muestran con detalle los armónicos de dicho orden armónico.

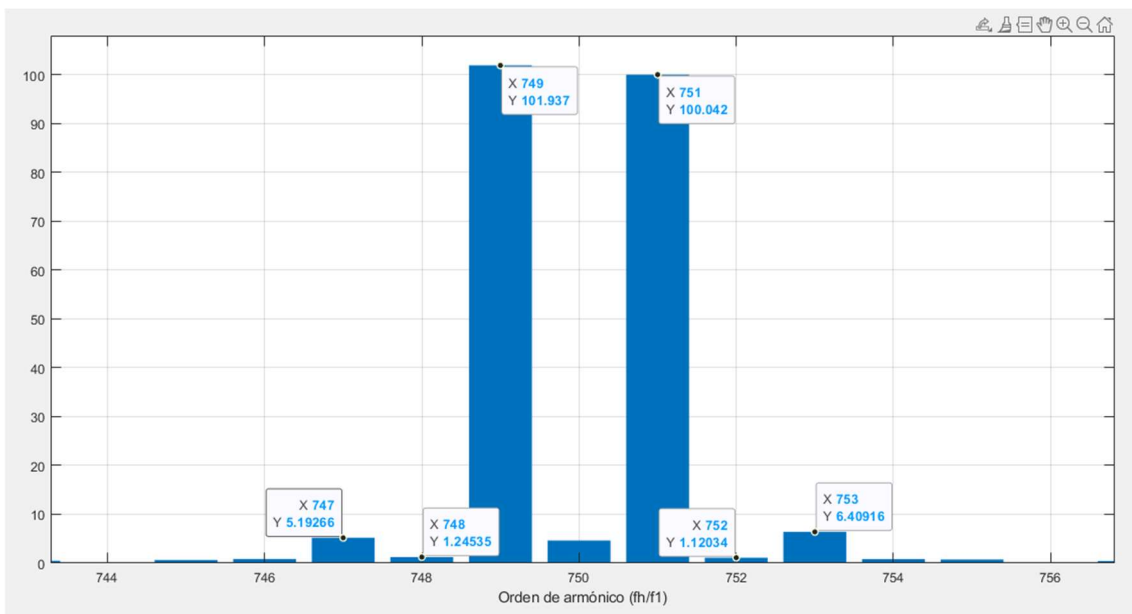


Figura 4.32: Detalle de los armónicos antes del filtrado presentes en el orden 750

A continuación, se presenta una tabla con las amplitudes de los armónicos más relevantes.

Armónico	Orden	Amplitud de pico (V)	Amplitud eficaz (V)
Fundamental	1	117.892	83.36
2mf+1	751	100.042	70.73
2mf-1	749	101.937	72.05
2mf+3	753	6.4	4.52
2mf-3	747	5.19	3.67

Tabla 3: Amplitudes de los armónicos presentes antes del filtrado

Posteriormente, se analiza el espectro de la señal de salida después de aplicar el filtro diseñado. El objetivo del filtro es reducir los armónicos presentes en la señal, mejorando su calidad y acercándola lo más posible a una onda senoidal pura. A continuación, se muestra el espectro armónico filtrado en la figura 4.33.

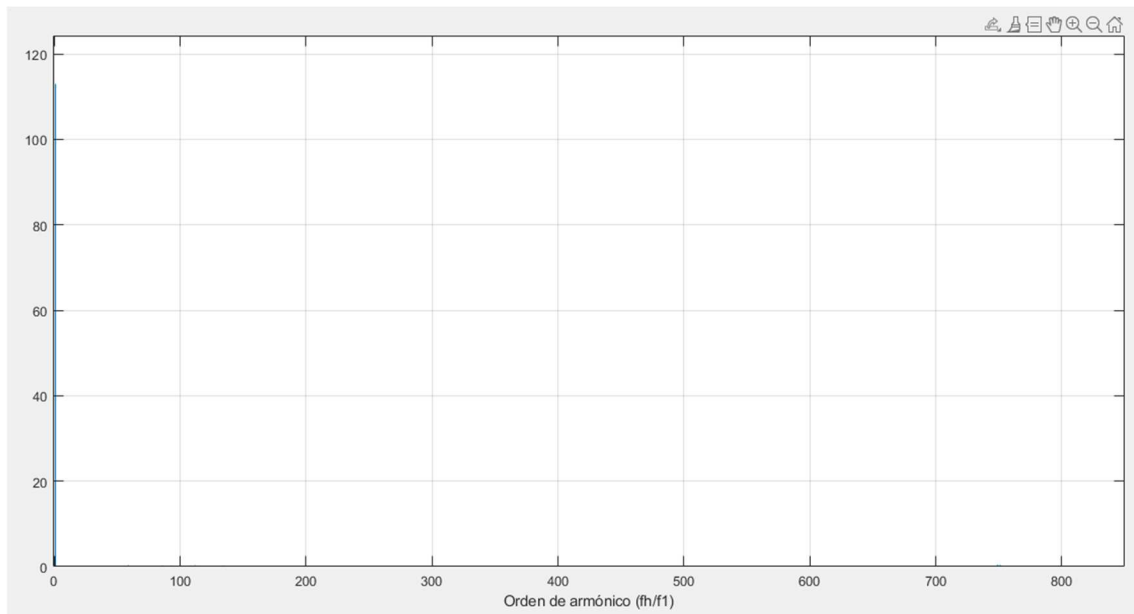


Figura 4.33: Espectro armónico después del filtrado

En esta tabla se muestra la amplitud del armónico fundamental.

Armónico	Orden	Amplitud de pico (V)	Amplitud eficaz (V)
Fundamental	1	112.98	79.89

Tabla 4: Amplitud de los armónicos después del filtrado

El análisis del espectro de la señal después de aplicar el filtro muestra una significativa reducción en los armónicos que aparecían en el orden 750. Esto implica que la señal de salida tiene una calidad armónica superior. Solo aparece el armónico fundamental con un valor de 79.89 V, que se aproxima a los 80 V eficaces de la tensión de salida. Por lo tanto, se puede concluir que el filtro ha sido diseñado e implementado correctamente y el inversor opera adecuadamente.

4.5.2 Simulación para tensión de entrada y de salida máxima a 40 Hz.

En este apartado, se evaluará el comportamiento del inversor cuando se configura con los valores de entrada y salida máximos a una frecuencia de 40 Hz. Para lograr la tensión de salida máxima, la tensión de referencia debe ajustarse al valor máximo de $V_{ref_{max}}$, que es de 3.125 V. Simultáneamente, la tensión de entrada se establece en su valor máximo permitido, $V_{cbus_{max}}$, que es de 341.533 V.

La figura 4.34 presenta la tensión del bus de entrada en corriente continua (DC). En esta figura, se puede observar que el tiempo necesario para que la señal alcance una condición estable, conocido como tiempo de establecimiento, es de aproximadamente 300 ms. Después de estabilizarse, se observa un rizado en dicha tensión.

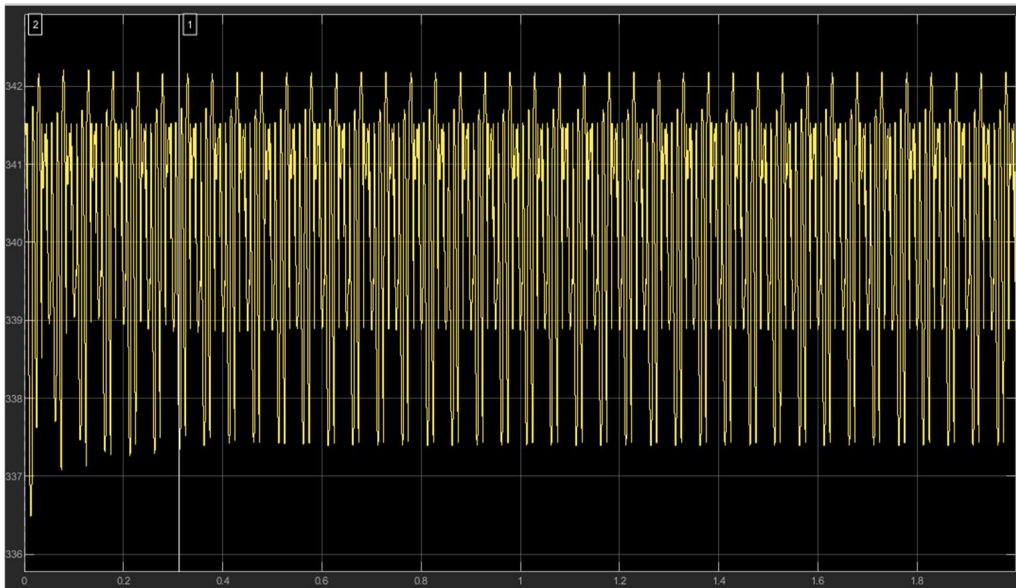


Figura 4.34: Forma de onda de la tensión del bus de entrada (DC)

La figura 4.35 muestra una vista ampliada de la tensión del bus de continua (DC), destacando el rizado de manera más detallada.

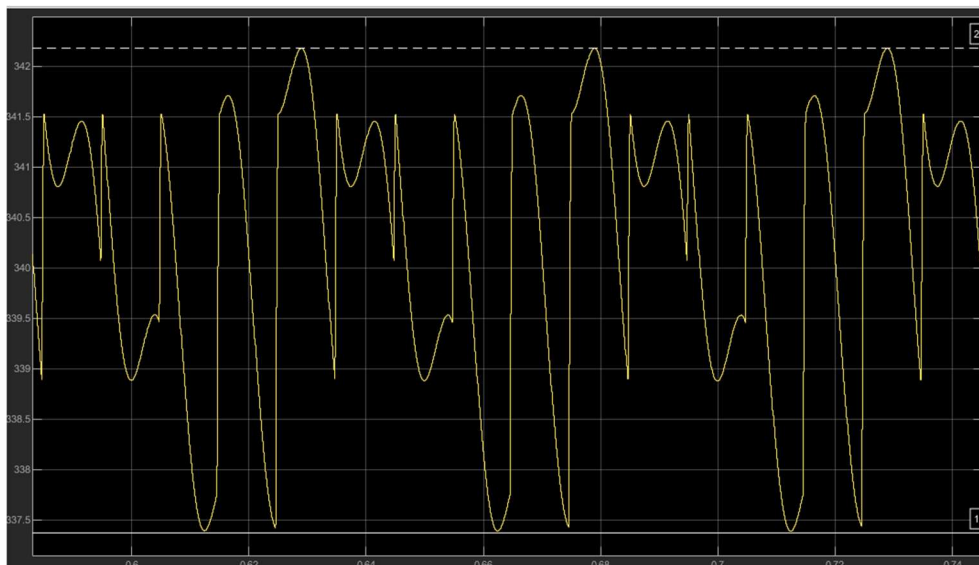


Figura 4.35: Rizado de la tensión del bus de continua (DC)

A partir de esta tensión, el rizado de la señal se puede medir utilizando los cursores, resultando en una diferencia entre el pico máximo de 342.18 V y el pico mínimo de 337.37 V, lo que da un rizado de 4.81 V.

En la figura 4.36, se muestra la tensión a la salida del inversor, la cual presenta una forma de onda típica de la modulación unipolar.

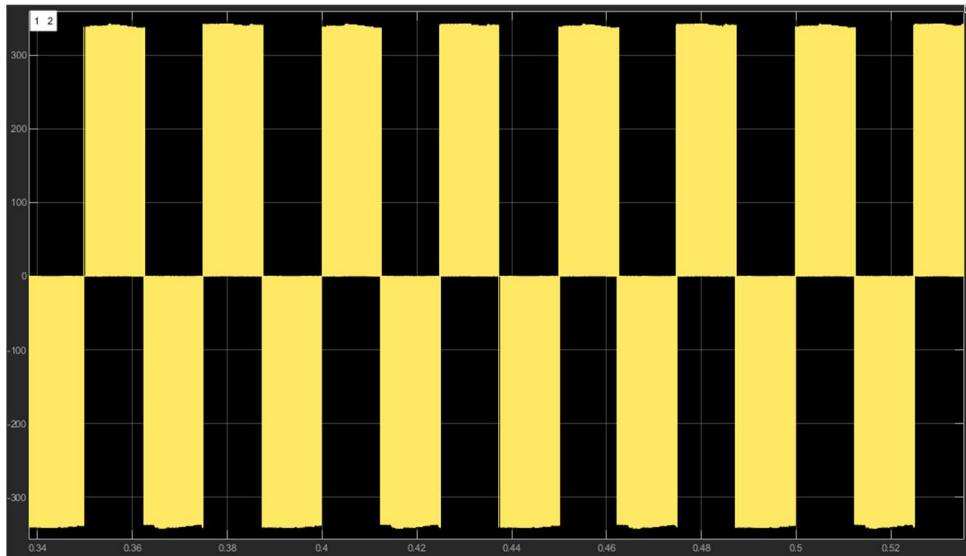


Figura 4.36: Forma de onda de la tensión a la salida del inversor

Seguidamente, en la figura 4.37, se puede observar la corriente que fluye a través de la bobina, la cual muestra una forma de onda senoidal con una frecuencia de salida de 40 Hz, que muestra un rizado debido a la conmutación de los IGBTs del inversor.

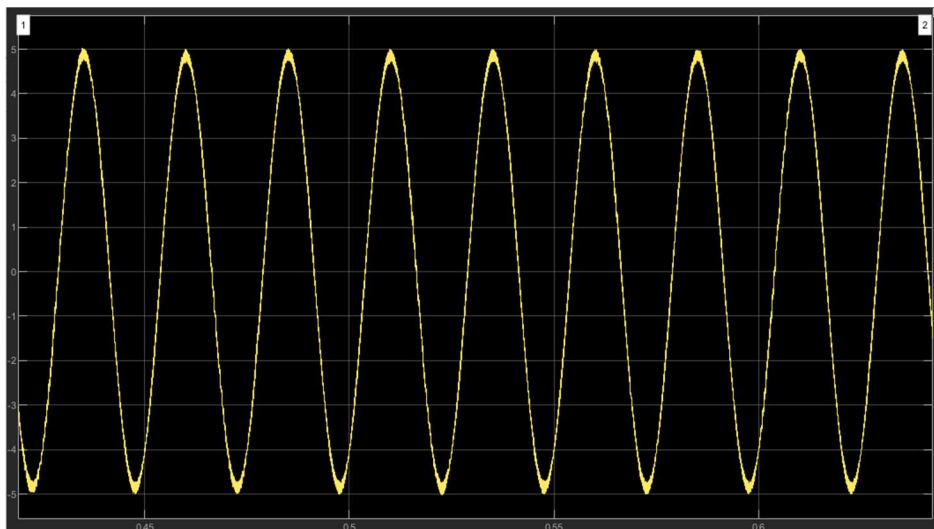


Figura 4.37: Forma de onda de la corriente que fluye a través de la bobina

El rizado puede medirse ampliando la señal con detalle y determinando la diferencia entre los picos máximos y mínimos, tal como se observa en la figura 4.38.

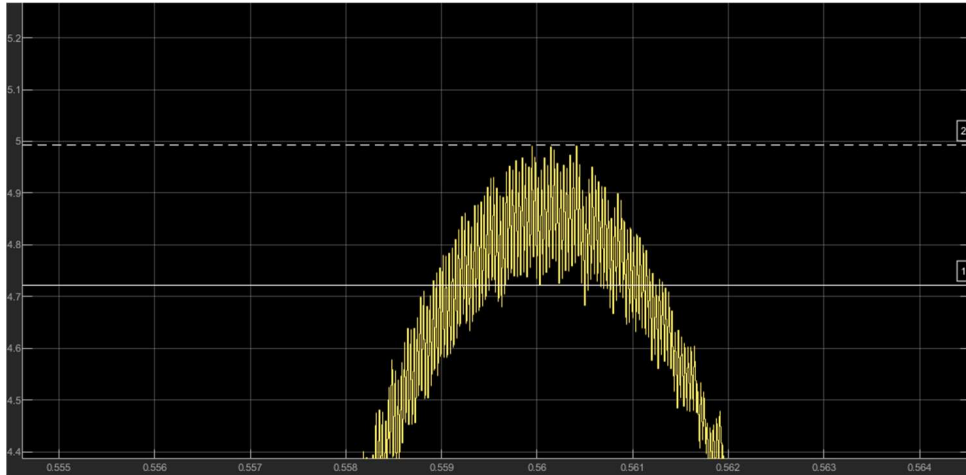


Figura 4.38: Detalle del rizado de la corriente que circula por la bobina

Al utilizar los cursores para medir el rizado, se obtiene un valor máximo de 4.99 A y un valor mínimo de 4.72 A, resultando un rizado de 0.27 A.

A continuación, se examina la señal de la tensión de salida en la carga, la cual muestra una forma de onda senoidal típica de la modulación unipolar, acompañada de un rizado. Esto se puede observar en la figura 4.39.

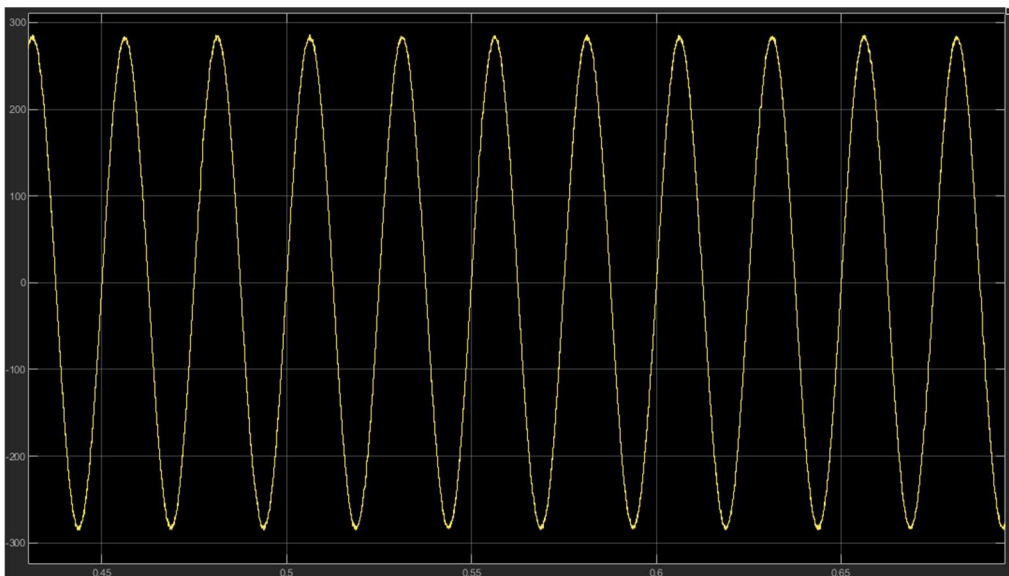


Figura 4.39: Forma de onda de la tensión de salida en la carga

Nuevamente, se amplía la señal y se utilizan los cursores para medir el rizado. En este caso la señal presenta un rizado de 7.18 V, como se observa en la figura 4.40.

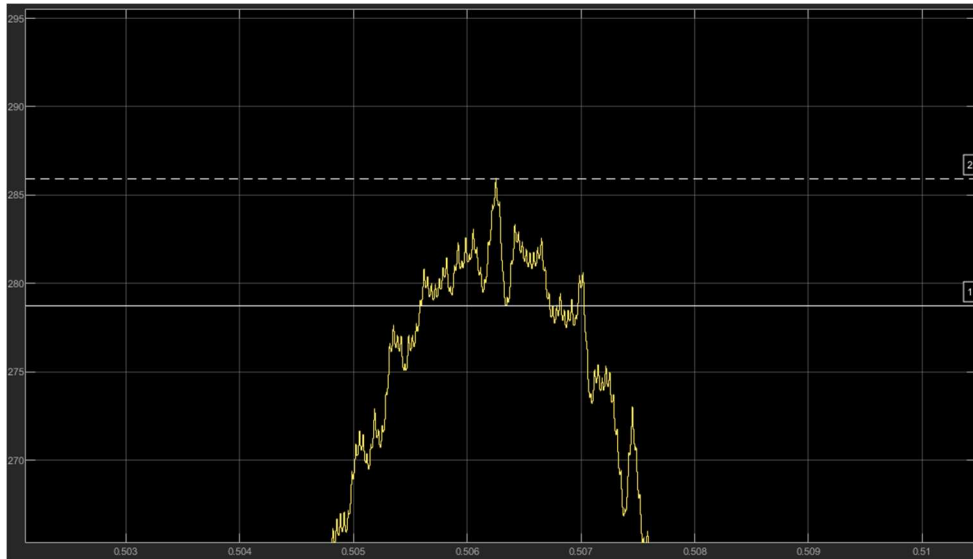


Figura 4.40: Detalle del rizado de la tensión de salida en la carga

Finalmente, la figura 4.41 muestra la corriente que fluye a través de la carga, presentando una forma de onda senoidal. Esto indica que el inversor está operando adecuadamente y entregando una señal de calidad, ya que es prácticamente una senoidal pura.

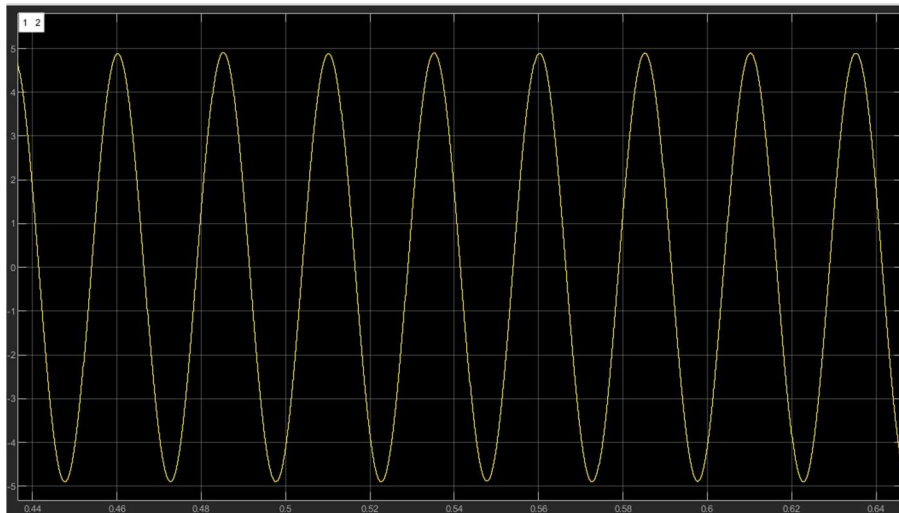


Figura 4.41: Forma de onda de la corriente que circula a través de la carga

A continuación, se presentan las tablas que recopilan todas las mediciones experimentales realizadas durante la simulación, las cuales son fundamentales para verificar el correcto funcionamiento del inversor.

Variable	Tensión eficaz RMS (V)	Corriente eficaz RMS (A)	THD(%)	Potencia activa (W)	Potencia reactiva (VA)	Potencia Aparente (VA)
V_{bus}	340.7	-	-	-	-	-
V_{inv}	253	-	68.87	383.6	605.3	716.6
I_L	-	3.439	1.567	-	-	-

Tabla 5: Medidas en el bus y a la salida del inversor

Variable	Tensión eficaz RMS (V)	Corriente eficaz RMS (A)	THD(%)	Potencia activa (W)	Potencia reactiva (VA)	Potencia Aparente (VA)
V_{red}	199.8	-	0.6881	383.5	575.3	691.4
I_{red}	-	3.462	0.01507	-	-	-

Tabla 6: Medidas en la carga

A partir de los resultados recopilados en las tablas de mediciones del bus, de la salida del inversor y la carga, se pueden extraer varias conclusiones importantes.

Primero, la tensión del bus se mantiene en 340.7 V, lo que indica que el sistema está adecuadamente alimentado. Al examinar la distorsión armónica total (THD), se encuentra que la corriente de la bobina tiene un valor de 1.567%. Este valor es relativamente bajo lo que sugiere que la señal es bastante limpia. Sin embargo, la tensión a la salida del inversor presenta un THD más alto de 68.87%, lo que indica una distorsión significativa en la señal con una notable presencia de armónicos.

En cuanto a la carga, la tensión eficaz medida es de 199.8 V, muy cercana al valor esperado de 200 V. Esto demuestra que el inversor está funcionando correctamente a una frecuencia de 40 Hz. Este rendimiento óptimo se debe a la implementación del regulador resonante, diseñado específicamente para esta frecuencia, proporcionando una excelente linealidad en su respuesta.

La evaluación del espectro armónico de la señal previo a la aplicación del filtro es crucial para detectar las componentes armónicas que impactan la calidad de la señal. En la figura 4.42, se muestran los resultados del espectro de la señal antes de iniciar el proceso de filtrado.

Diseño de un inversor monofásico de 1kW en puente completo con modulación PWM senoidal y esquema de control en modo corriente media ACC

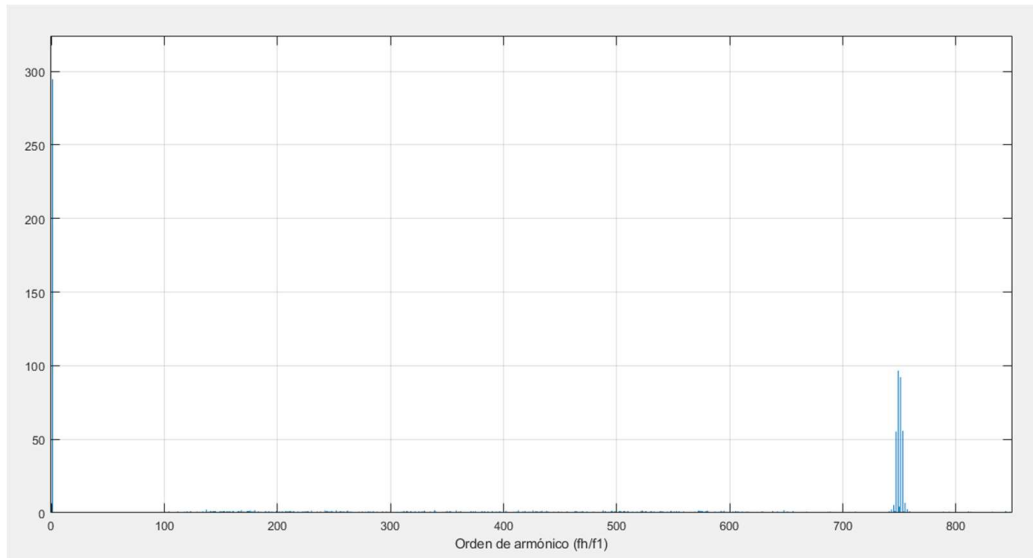


Figura 4.42: Espectro armónico antes del filtro

Como se puede apreciar en el espectro, el armónico fundamental se sitúa en la frecuencia correspondiente al primer armónico. Además, se identifican múltiples armónicos en torno al orden 750, dado que el sistema opera a una frecuencia de 40 Hz. En la figura 4.43 se detallan los armónicos de este orden específico.

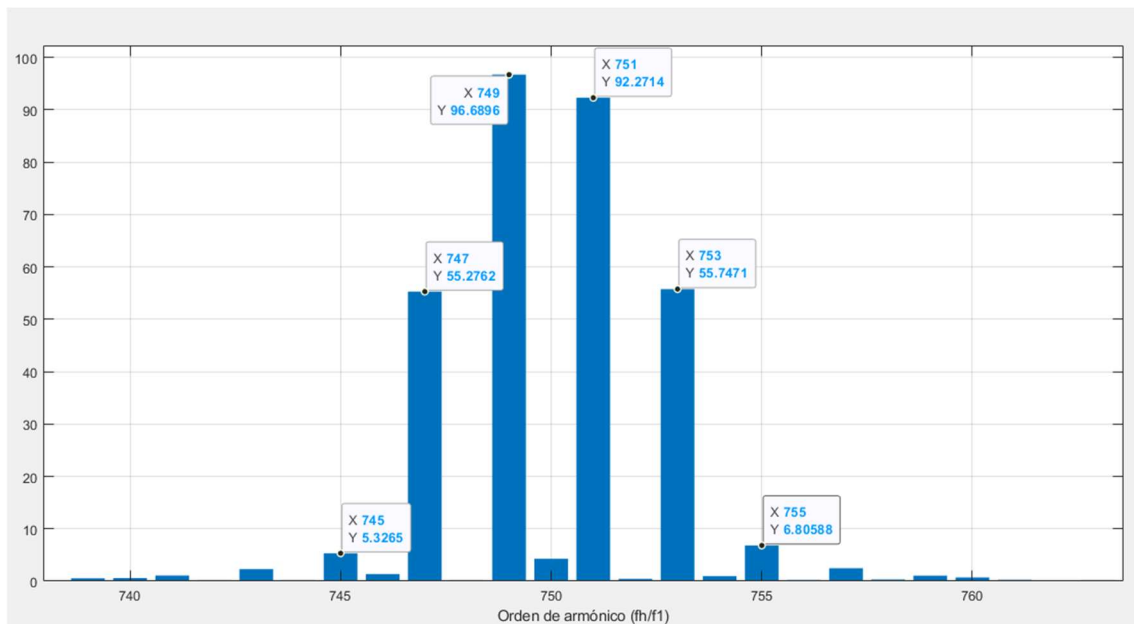


Figura 4.43: Detalle de los armónicos antes del filtrado presentes en el orden 750

Se presenta a continuación una tabla que muestra las amplitudes de los armónicos más significativos.

Armónico	Orden	Amplitud de pico (V)	Amplitud eficaz (V)
Fundamental	1	294.728	208.4

Diseño de un inversor monofásico de 1kW en puente completo con modulación PWM senoidal y esquema de control en modo corriente media ACC

2mf+1	751	92.271	65.568
2mf-1	749	96.689	68.369
2mf+3	753	55.747	39.419
2mf-3	747	55.276	39.086
2mf+5	755	6.805	4.811
2mf-5	745	5.326	3.766

Tabla 7: Amplitudes de los armónicos presentes antes del filtrado

Posteriormente, se examina el espectro de la señal de salida tras aplicar el filtro diseñado. El propósito del filtro es minimizar los armónicos presentes en la señal, mejorando su calidad y acercándola a una onda senoidal pura. En la figura 4.44, se presenta el espectro armónico después del filtrado.

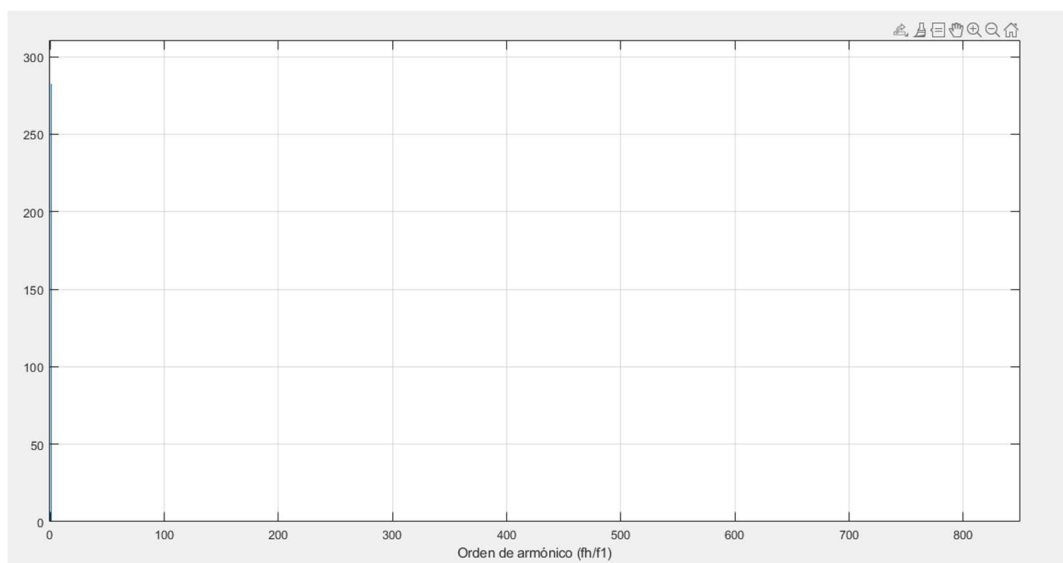


Figura 4.44: Espectro armónico después del filtro.

En esta tabla se muestra la amplitud del armónico fundamental.

Armónico	Orden	Amplitud de pico (V)	Amplitud eficaz (V)
Fundamental	1	282.45	199.72

Tabla 8: Amplitud de los armónicos después del filtrado

El análisis del espectro de la señal tras la aplicación del filtro revela una notable disminución en los armónicos presentes en el orden 750. Esto sugiere que la calidad armónica de la señal es considerablemente mayor. Únicamente se observa el armónico fundamental con un valor de 199.72 V, lo cual es muy cercano a los 200 V eficaces de la tensión de salida. Por lo tanto, se puede concluir que el diseño e implementación del filtro ha sido muy exitoso y que el inversor está funcionando correctamente.

4.5.3 Simulación para tensión de entrada máxima y tensión de salida media a 40 Hz.

En esta sección se evaluará el rendimiento del inversor configurado con valor máximo de entrada y tensión de salida media a una frecuencia de 40Hz. Para alcanzar la tensión de salida media, es decir, 140 V, la tensión de referencia debe ajustarse a un valor medio dentro del rango entre el máximo y el mínimo, que en este caso es 2.2 V. Al mismo tiempo, la tensión de entrada se establece en su valor máximo permitido, $V_{cbus_{max}}$, que es de 341.533 V.

La figura 4.45 muestra la tensión del bus de entrada de continua (DC). En esta figura se puede ver que el tiempo necesario para que la señal alcance una condición estable es de aproximadamente 300 ms. Una vez estabilizada, se puede apreciar un rizado en la tensión.

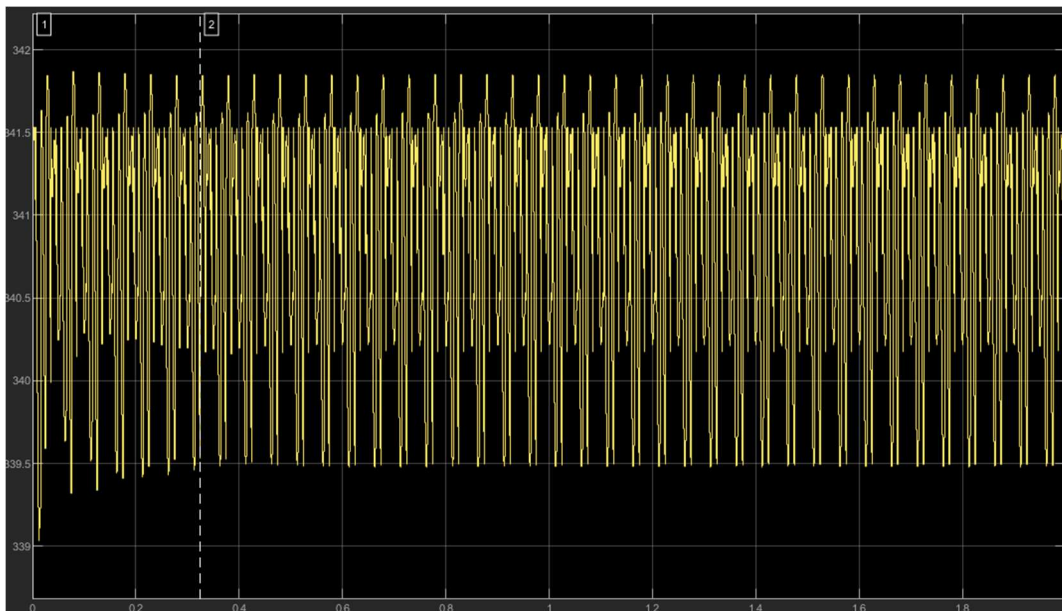


Figura 4.45: Forma de onda de la tensión del bus de entrada (DC)

La figura 4.46 ofrece una vista detallada de la tensión del bus de corriente continua (DC), resaltando de manera más precisa las fluctuaciones de rizado.

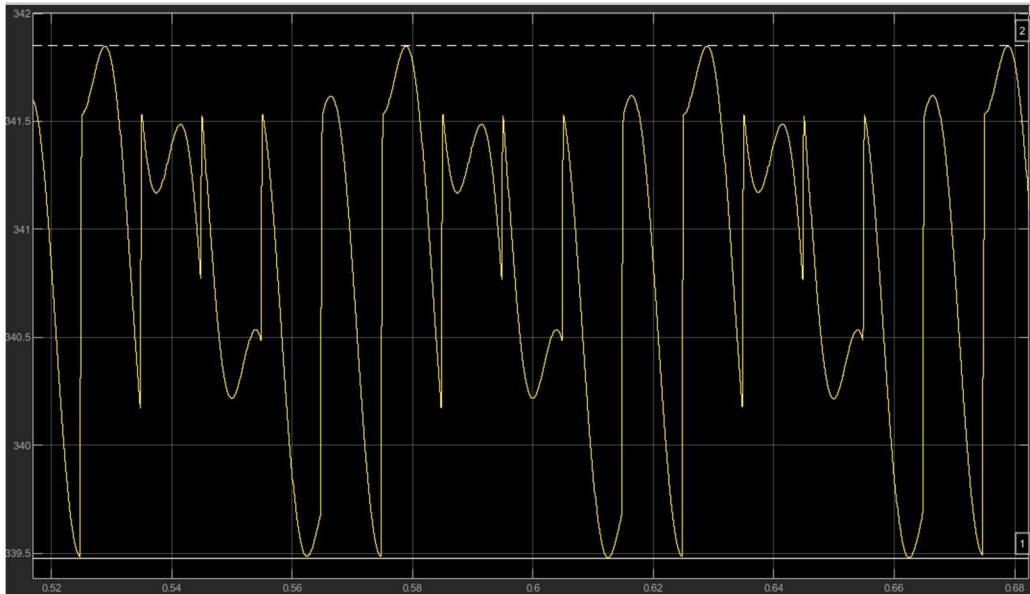


Figura 4.46: Detalle del rizado de la tensión del bus de continua (DC)

Utilizando los cursores para medir esta tensión, se puede determinar el rizado de la señal, con una diferencia entre el pico máximo de 341.85 V y el pico mínimo de 339.47 V, resultando en un rizado de 2.37 V.

En la figura 4.47, se presenta la tensión de salida del inversor, que muestra una forma de onda característica de la modulación unipolar.



Figura 4.47: Forma de onda de la tensión de salida del inversor

A continuación, en la figura 4.48, se presenta la corriente que atraviesa la bobina, exhibiendo una forma de onda senoidal con una frecuencia de 40 Hz. Esta corriente también muestra un rizado, como consecuencia de la conmutación de los IGBTs del inversor.

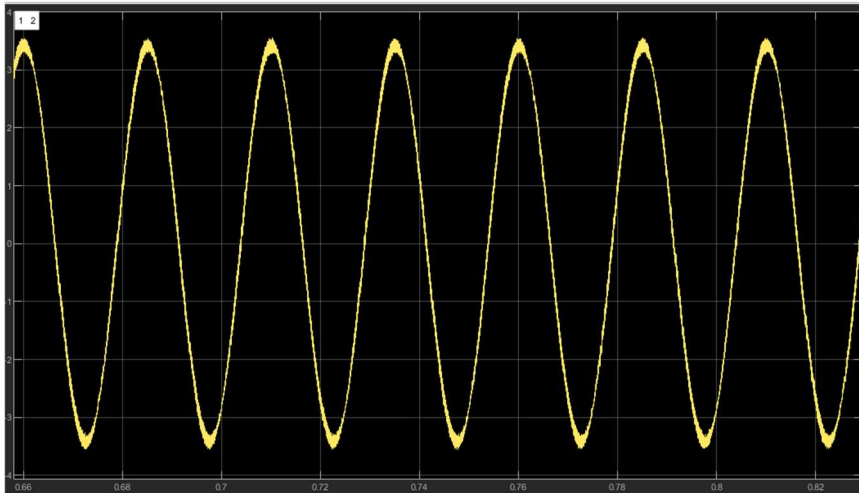


Figura 4.48: Forma de onda de la corriente que circula por la bobina

Es posible determinar el rizado ampliando la señal y midiendo la diferencia entre los picos máximos y mínimos, como se ilustra en la figura 4.49.

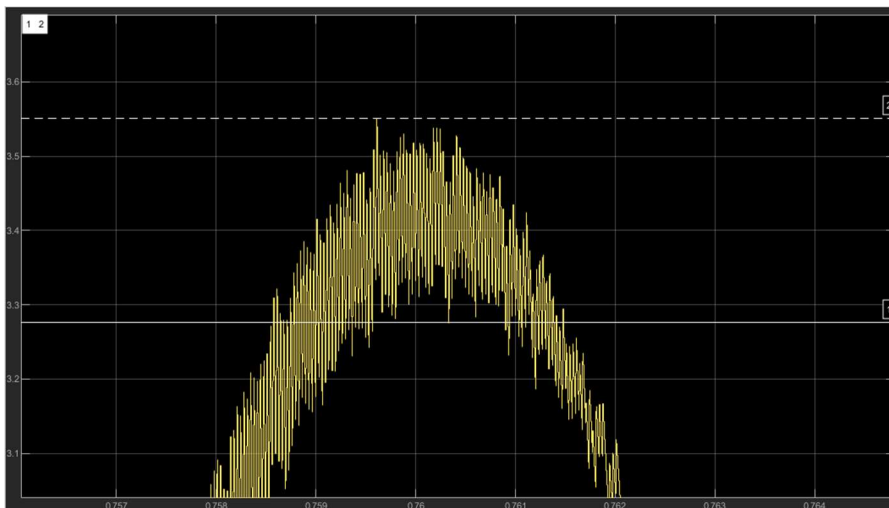


Figura 4.49: Detalle del rizado de la corriente que circula por la bobina

Al emplear los cursores para evaluar el rizado, se registra un valor máximo de 3.55 A y un valor mínimo de 3.27 A, lo que da como resultado un rizado de 0.28 A.

Posteriormente, se analiza la señal de la tensión de salida en la carga, la cual exhibe una forma de onda senoidal característica de la modulación unipolar, junto con rizado. Esta observación se muestra en la figura 4.50.

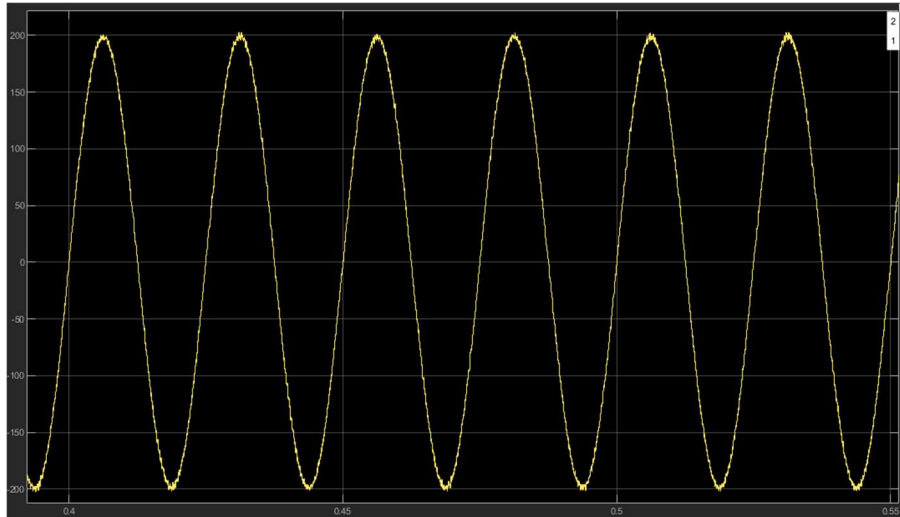


Figura 4.50: Forma de onda de la tensión de salida en la carga

Se amplía la señal y se emplean los cursores para medir el rizado. En este caso, la señal muestra un rizado de 6.97 V, tal y como se aprecia en la figura 4.51.

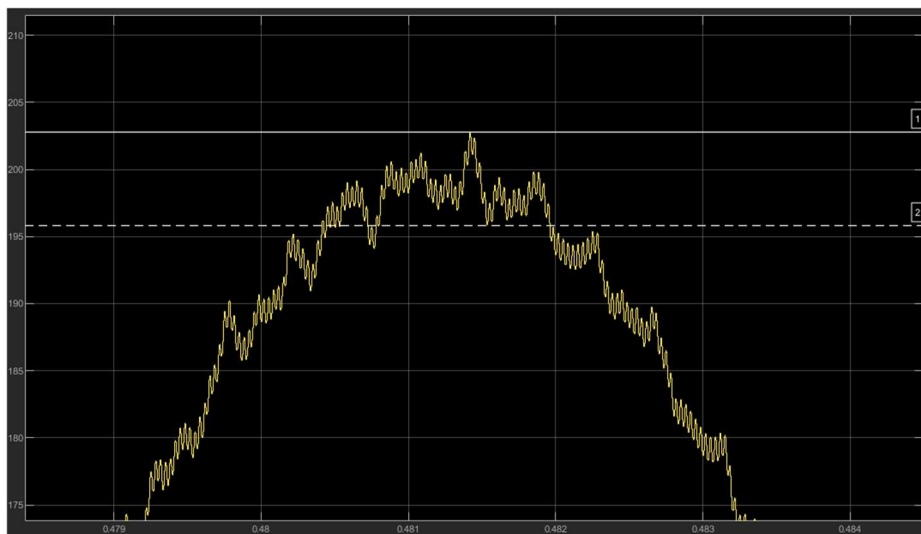


Figura 4.51: Detalle del rizado de la tensión en la carga

Por último, la figura 4.52 ilustra la corriente que atraviesa la carga, exhibiendo una forma de onda senoidal. Esto sugiere que el inversor está funcionando correctamente y proporcionando una señal de alta calidad, ya que se asemeja notablemente a una senoidal pura.

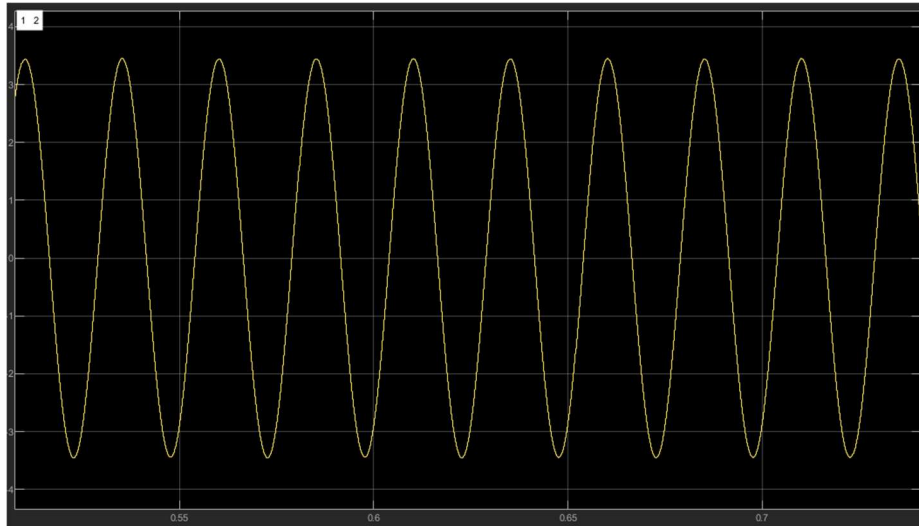


Figura 4.52: Forma de onda de la corriente que circula por la carga

A continuación, se incluyen las tablas que recogen todas las mediciones experimentales llevadas a cabo durante la simulación. Estas mediciones son esenciales para confirmar el buen desempeño del inversor.

Variable	Tensión eficaz RMS (V)	Corriente eficaz RMS (A)	THD(%)	Potencia activa (W)	Potencia reactiva (VA)	Potencia Aparente (VA)
V_{bus}	341.1	-	-	-	-	-
V_{inv}	212.5	-	104.8	190.1	300	355.1
I_L	-	2.421	2.492	-	-	-

Tabla 9: Medidas en el bus y a la salida del inversor

Variable	Tensión eficaz RMS (V)	Corriente eficaz RMS (A)	THD(%)	Potencia activa (W)	Potencia reactiva (VA)	Potencia Aparente (VA)
V_{red}	140.8	-	1.023	190.1	285.1	342.7
I_{red}	-	2.437	0.01894	-	-	-

Tabla 10: Medidas en la carga

A partir de los datos obtenidos en las tablas de mediciones del bus, la salida del inversor y la carga, podemos destacar varios aspectos.

La tensión del bus es de 341.1 V, lo que sugiere que el sistema está alimentado de manera adecuada. En relación con la distorsión armónica total (THD), la corriente a través de la bobina tiene un valor de 2.492%, lo que indica que la señal es relativamente limpia. Sin embargo, la tensión de salida del inversor muestra un THD extremadamente alto de 104.8%, lo que señala una distorsión severa en la señal con presencia significativa de armónicos.

En cuanto a la carga, se mide una tensión eficaz de 140.8 V, que es muy próxima a los 140 V esperados, ya que la tensión de referencia está configurada al valor medio, la tensión de salida también debería ser media. Esto demuestra que el inversor está operando correctamente a una frecuencia de 40 Hz. Este rendimiento óptimo se debe a la implementación de un regulador resonante, diseñado específicamente para esta frecuencia, asegurando una respuesta lineal.

El análisis del espectro armónico de la señal antes de aplicar el filtro es esencial para identificar las componentes armónicas que afectan la calidad de la señal. En la figura 4.53, se presentan los resultados armónicos antes de comenzar el proceso de filtrado.

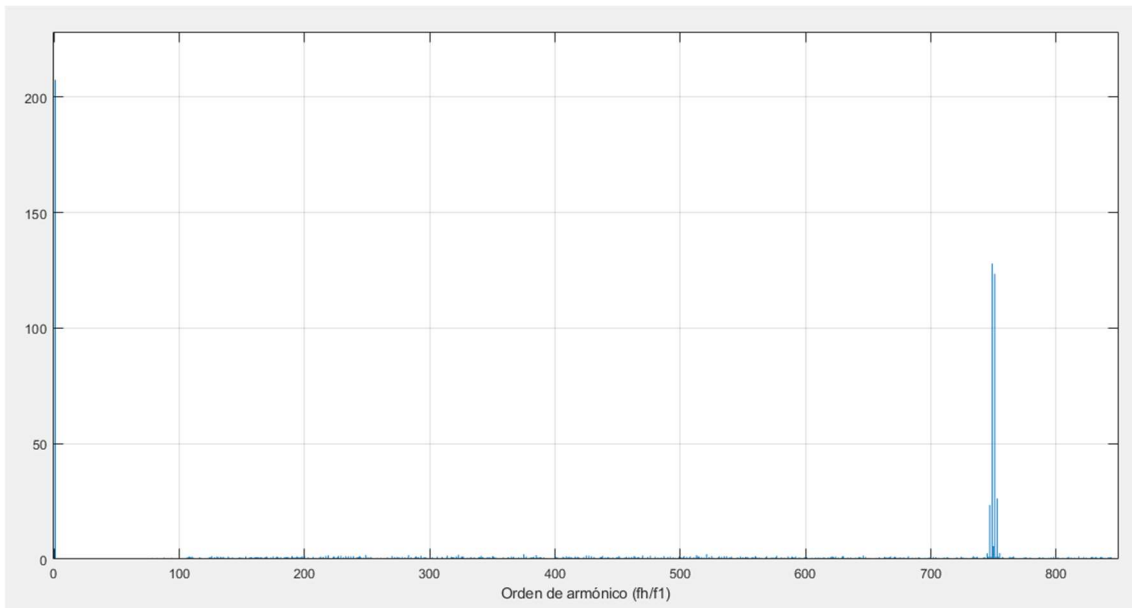


Figura 4.53: Espectro armónico antes del filtro

En el espectro, se puede observar que el armónico fundamental está ubicado en la frecuencia correspondiente al primer armónico. Además, hay varios armónicos presentes alrededor del orden 750, lo cual se debe a que el sistema opera a una frecuencia de 40 Hz. La figura 4.54 ilustra en detalle los armónicos de dicho orden.

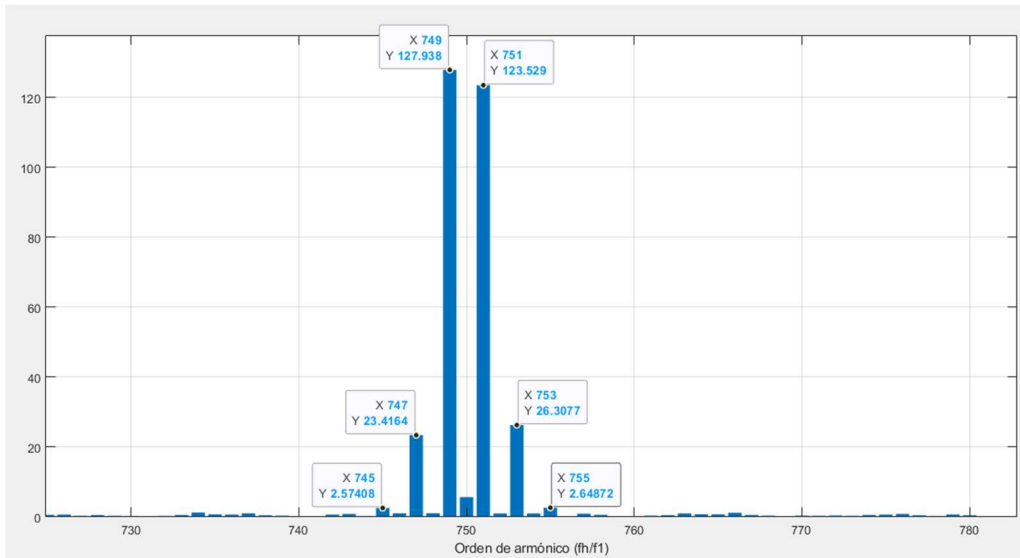


Figura 4.54: Detalle del espectro armónico antes del filtro en el orden 750

Se presenta a continuación una tabla que muestra las amplitudes de los armónicos más significativos.

Armónico	Orden	Amplitud de pico (V)	Amplitud eficaz (V)
Fundamental	1	207.49	146.717
2mf+1	751	123.529	87.348
2mf-1	749	127.938	90.465
2mf+3	753	26.307	18.601
2mf-3	747	23.416	16.557
2mf+5	755	2.648	1.872
2mf-5	745	2.574	1.82

Tabla 11: Amplitudes de los armónicos presentes antes del filtrado

Luego, se analiza el espectro de la señal después de aplicar el filtro diseñado. El objetivo del filtro es reducir los armónicos presentes en la señal, mejorando su calidad y aproximándola a una onda senoidal pura. La figura 4.55 muestra el espectro armónico una vez realizado el proceso de filtrado.

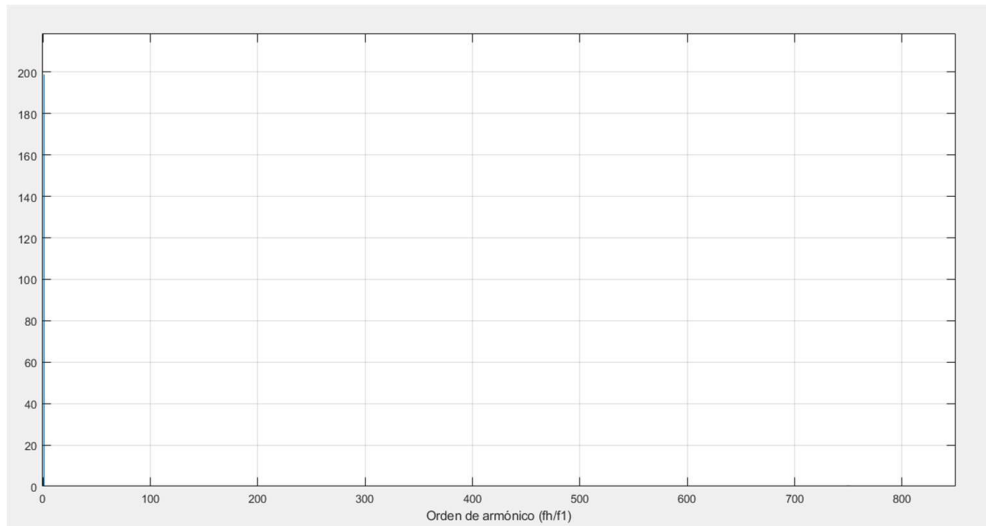


Figura 4.55: Espectro armónico después del proceso de filtrado

En esta tabla se muestra la amplitud del armónico fundamental.

Armónico	Orden	Amplitud de pico (V)	Amplitud eficaz (V)
Fundamental	1	198.845	140.6

Tabla 12: Amplitud de los armónicos después del filtrado

El análisis del espectro de la señal después de aplicar el filtro muestra una significativa reducción en los armónicos de orden 750. Esto indica que la calidad armónica de la señal ha mejorado considerablemente. Solo se observa el armónico fundamental con un valor de 140.6 V, lo cual es muy cercano a los 140 V eficaces de la tensión de salida. En consecuencia, se puede concluir que el diseño e implementación del filtro ha sido muy exitoso y que el inversor está funcionando correctamente.

4.5.4 Simulación para tensión de entrada y salida mínima a 20 Hz.

En este apartado, se analizará el rendimiento del inversor configurado para operar con una entrada y salida mínimas a una frecuencia de 20 Hz. Para lograr la tensión de salida mínima, la tensión de referencia debe ajustarse al valor mínimo, es decir $V_{ref_{min}}$ toma el valor de 1.25 V. Simultáneamente, la tensión de entrada se establece en su valor mínimo permitido, $V_{cbus_{min}}$, que es de 301.411 V.

La figura 4.56 muestra la tensión en el bus de entrada de corriente continua (DC). En dicha figura, se observa que la señal tarda 300 ms aproximadamente en alcanzar una condición estable. Una vez estabilizada, se puede notar un ligero rizado en la tensión.

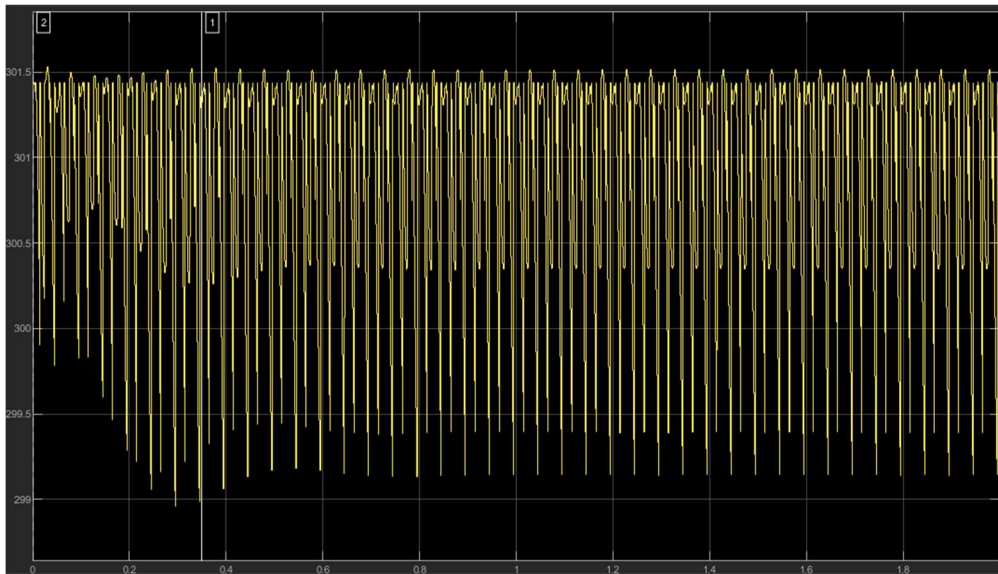


Figura 4.56: Forma de onda de la tensión del bus de continua (DC)

La figura 4.57 proporciona una visión detallada de la tensión del bus de continua (DC), destacando con mayor precisión las oscilaciones del rizado.

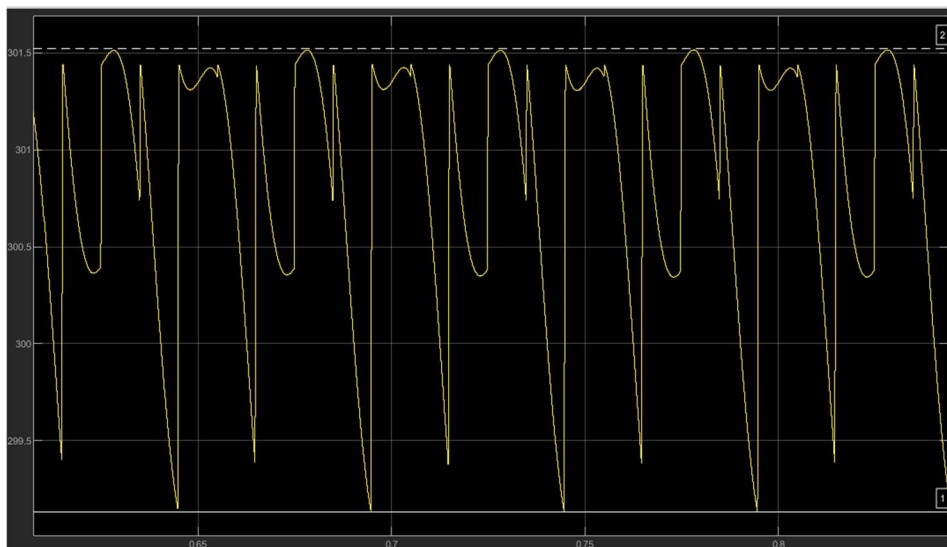


Figura 4.57: Detalle del rizado de la tensión del bus de continua (DC)

Utilizando los cursores para medir esta tensión, se puede identificar el rizado de la señal, con una diferencia entre el pico máximo de 301.52 V y un pico mínimo de 299.13 V, resultando en un rizado de 2.39 V.

La figura 4.58 muestra la tensión de salida del inversor, la cual presenta una forma de onda típica de la modulación unipolar.

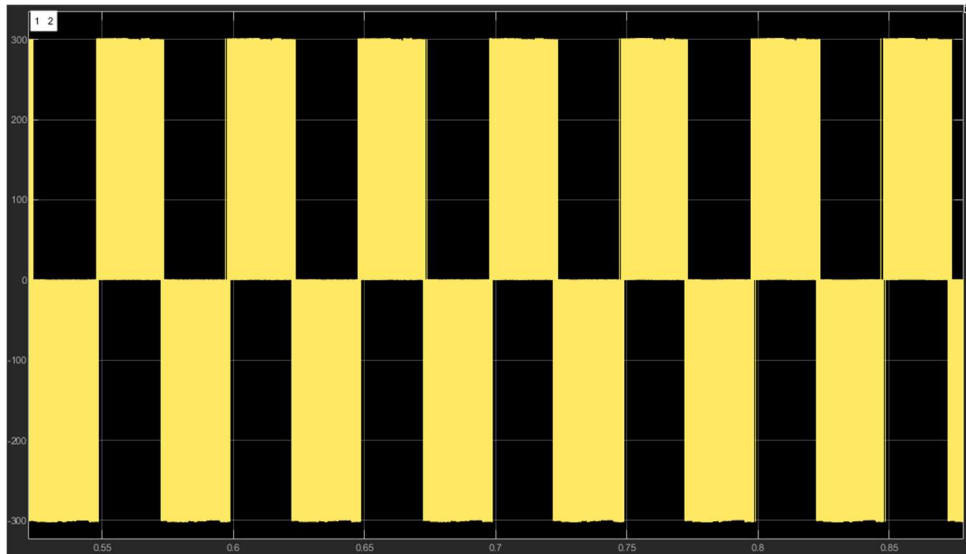


Figura 4.58: Forma de onda de la tensión a la salida del inversor

A continuación, la figura 4.59 ilustra la corriente que atraviesa la bobina. Esta corriente presenta una forma de onda senoidal con una frecuencia de 20 Hz, acompañada de un rizado.



Figura 4.59: Forma de onda de la corriente que circula por la bobina

El rizado se puede identificar ampliando la señal y midiendo la diferencia entre los picos máximos y mínimos, tal y como se muestra en la figura 4.60.

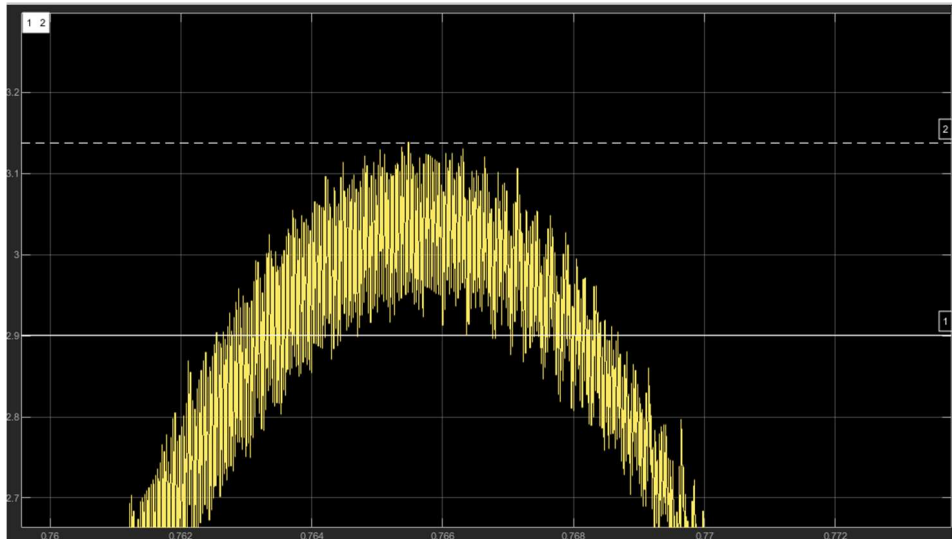


Figura 4.60: Detalle del rizado de la corriente que atraviesa la bobina

Utilizando los cursores para evaluar el rizado, se registra un valor máximo de 3.13 A y un valor mínimo de 2.9 A, resultando en un rizado de 0.23 A.

A continuación, se examina la señal de la tensión de salida en la carga. Esta señal muestra una forma de onda senoidal, típica de la modulación unipolar, junto con rizado. Esta observación se ilustra en la figura 4.61.

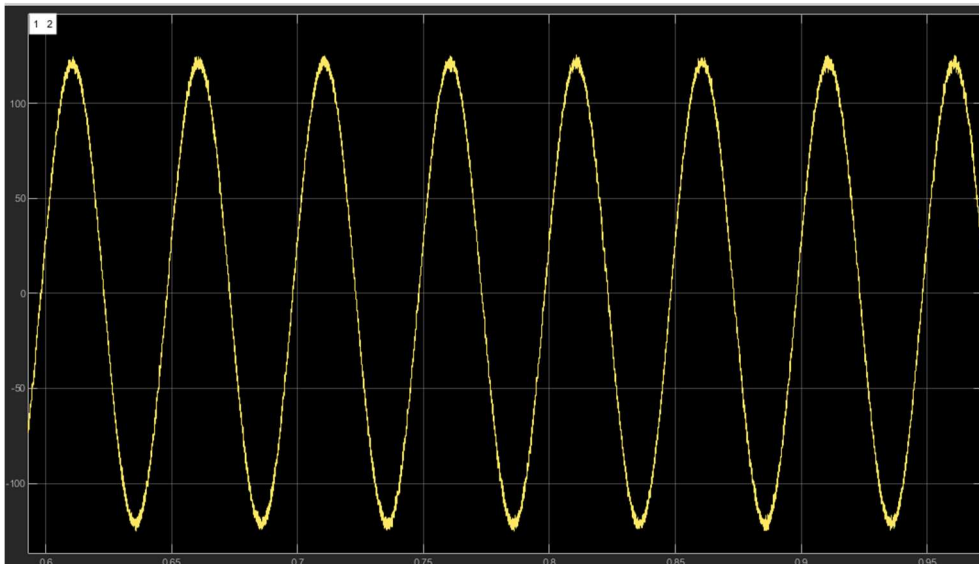


Figura 4.61: Forma de onda de la tensión de salida en la carga

Al ampliar la señal y utilizar los cursores para la medición, se observa un rizado de 8.47 V como se muestra en la figura 4.62.

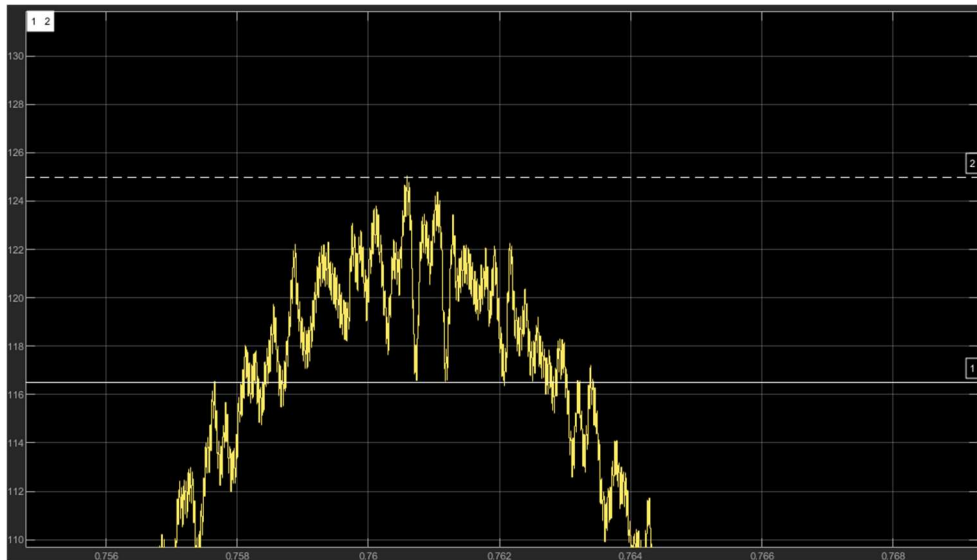


Figura 4.62: Detalle del rizado de la tensión de salida en la carga

Finalmente, en la figura 4.63 se muestra la corriente que fluye a través de la carga, presentando una forma de onda senoidal. Esto indica que el inversor está operando de manera efectiva y generando una señal de alta calidad, ya que se asemeja de manera notable a una onda senoidal pura.

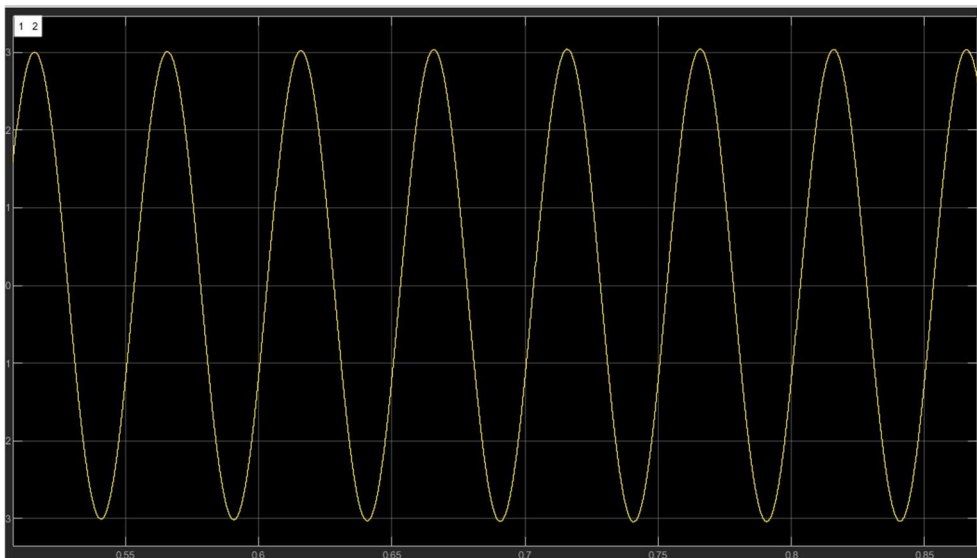


Figura 4.63: Forma de onda de la corriente en la carga

Ahora se presentan las tablas que contienen todas las mediciones experimentales realizadas durante la simulación. Estas mediciones son cruciales para verificar el adecuado funcionamiento del inversor.

Variable	Tensión	Corriente	THD(%)	Potencia	Potencia	Potencia
----------	---------	-----------	--------	----------	----------	----------

Diseño de un inversor monofásico de 1kW en puente completo con modulación PWM senoidal y esquema de control en modo corriente media ACC

	eficaz RMS (V)	eficaz RMS (A)		activa (W)	reactiva (VA)	Aparente (VA)
V_{bus}	300.3	-	-	-	-	-
V_{inv}	154.1	-	144.7	147.3	116.9	188
I_L	-	2.134	2.273	-	-	-

Tabla 13: Medidas en el bus y a la salida del inversor

Variable	Tensión eficaz RMS (V)	Corriente eficaz RMS (A)	THD(%)	Potencia activa (W)	Potencia reactiva (VA)	Potencia Aparente (VA)
V_{red}	86.05	-	1.571	147.3	110.5	184.1
I_{red}	-	2.137	0.01802	-	-	-

Tabla 14: Medidas en la carga

Basándose en los resultados obtenidos en las mediciones del bus, la salida del inversor y en la carga, se pueden extraer varias conclusiones significativas.

La tensión en el bus de continua mide 300.3 V, lo que indica que una alimentación adecuada. Respecto a la distorsión armónica total (THD), la corriente en la bobina muestra un valor bajo de 2.273%, mientras que la tensión de salida del inversor presenta un THD extremadamente alto de 144.7%, indicando una severa distorsión con presencia de armónicos.

En la carga, se registra una tensión eficaz de 86.05 V, superando el valor esperado de 80 V, lo cual indica que el inversor no opera de manera óptima a los 20 Hz.

La figura 4.64 muestra el diagrama de Bode de la ganancia del lazo de tensión en lazo cerrado, revelando una magnitud de 39.7 dB a 20 Hz. Este resultado indica que el inversor se encuentra en una región crítica afectando al funcionamiento del inversor, ya que no presenta una respuesta lineal a esta frecuencia.

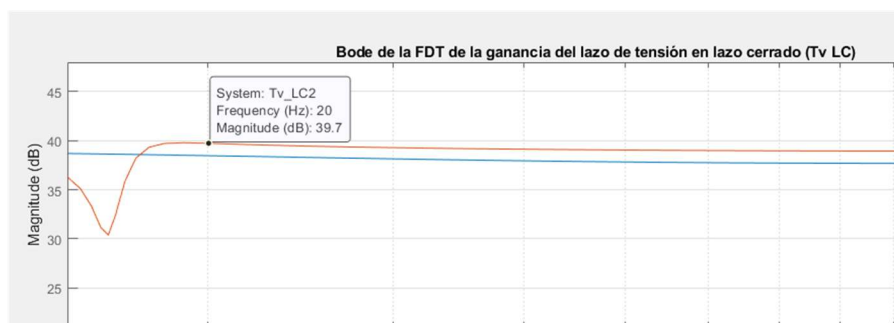


Figura 4.64: Zona de operación del regulador resonante a 20 Hz

Es crucial analizar el espectro armónico de la señal antes de aplicar el filtro para identificar las componentes armónicas que influyen en la calidad de la señal. En la figura 4.65 se muestran los resultados del espectro armónico antes de iniciar el proceso de filtrado.

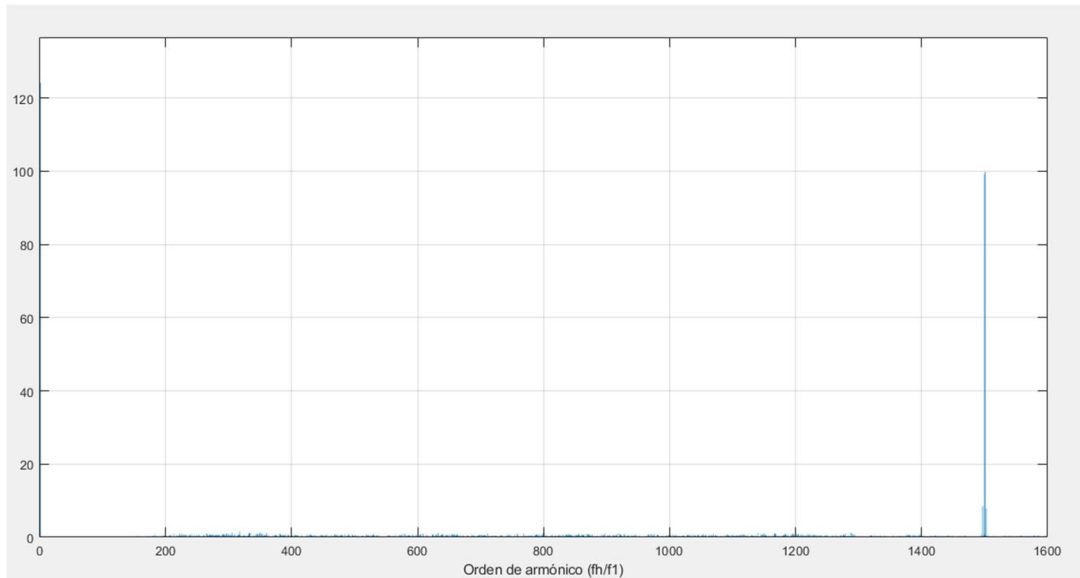


Figura 4.65: Espectro armónico antes del filtro

Como se puede observar en el espectro, el armónico fundamental está ubicado en la frecuencia del primer armónico. Además, se pueden identificar varios armónicos alrededor del orden 1500, ya que el sistema opera a una frecuencia de 20 Hz. Los detalles específicos de estos armónicos se encuentran en la figura 4.66.

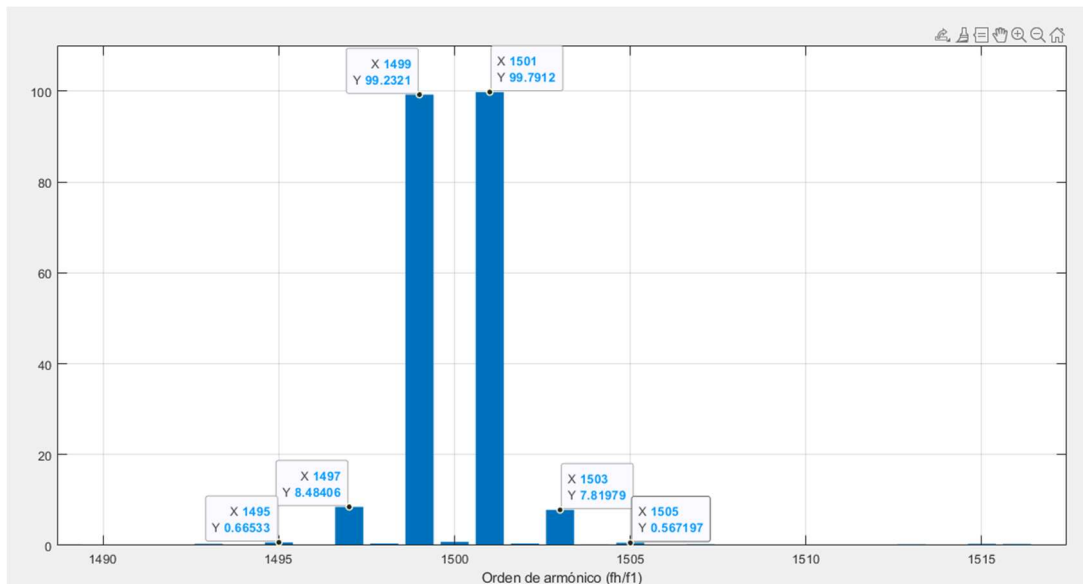


Figura 4.66: Detalle del espectro armónico antes del filtro en el orden 1500

Se presenta a continuación una tabla que muestra las amplitudes de los armónicos más significativos.

Armónico	Orden	Amplitud de pico (V)	Amplitud eficaz (V)
Fundamental	1	124.147	87.78

Diseño de un inversor monofásico de 1kW en puente completo con modulación PWM senoidal y esquema de control en modo corriente media ACC

2mf+1	1501	99.231	70.166
2mf-1	1499	99.791	70.562
2mf+3	1503	7.819	5.528
2mf-3	1497	8.484	6
2mf+5	1505	0.567	0.4
2mf-5	1495	0.665	0.47

Tabla 15: Amplitudes de los armónicos presentes antes del filtrado

A continuación, se examina el espectro de la señal tras haber implementado el filtro diseñado. Este filtro tiene como propósito atenuar los armónicos existentes en la señal, optimizando su calidad. La figura 4.67 ilustra el espectro armónico después de aplicar el filtro.

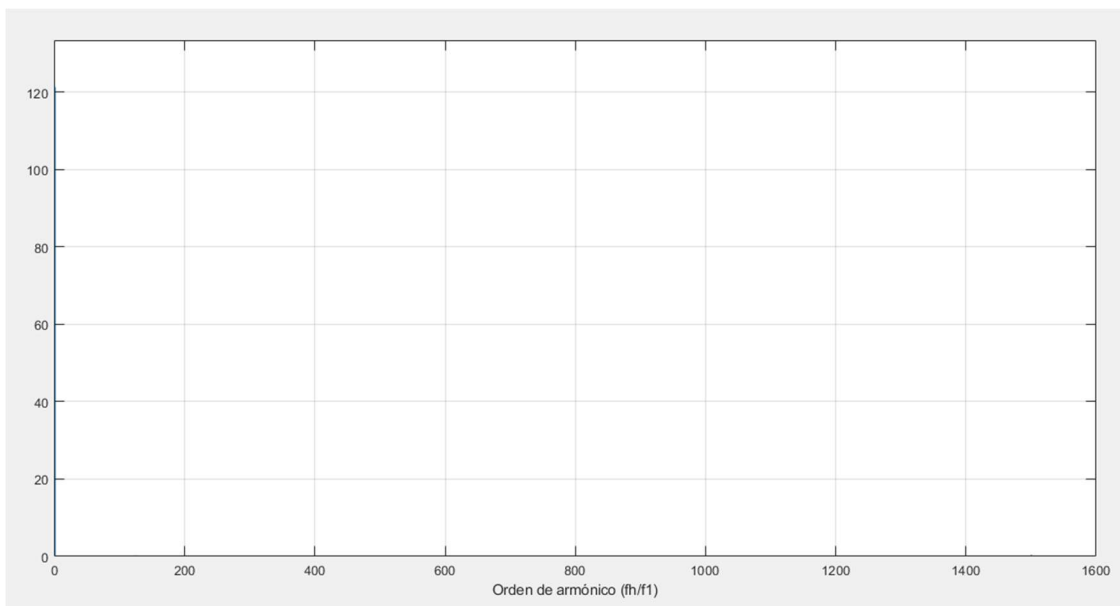


Figura 4.67: Espectro armónico después del proceso de filtrado

En esta tabla se muestra la amplitud del armónico fundamental.

Armónico	Orden	Amplitud de pico (V)	Amplitud eficaz (V)
Fundamental	1	121.36	85.841

Tabla 16: Amplitud de los armónicos después del filtrado

El resultado del espectro de la señal tras la aplicación del filtro revela una notable disminución en los armónicos de orden 1500. Esto indica que la calidad armónica de la señal ha mejorado considerablemente. Solo se observa el armónico fundamental con un valor de 85.841 V, un valor mayor de los 80V eficaces de la tensión de salida. En consecuencia, se puede concluir que el diseño e implementación del filtro ha sido muy exitoso, aunque el inversor operando a una frecuencia de 20 Hz no se encuentra en su zona óptima.

4.5.5 Simulación para tensión de entrada mínima y tensión de salida máxima a 100 Hz.

En esta sección, se evaluará el desempeño del inversor configurado para funcionar con valores mínimos de entrada y máximos de salida a una frecuencia de 100 Hz. Para obtener la tensión de salida máxima, es necesario ajustar la tensión de referencia al nivel más alto posible, es decir, V_{refmax} se establece en 3.125 V. Al mismo tiempo, la tensión de entrada se fija en su valor mínimo permitido $V_{cbusmin}$, que es de 301.411 V.

La figura 4.68 muestra la tensión en el bus de corriente continua (DC) de entrada. En esta figura, se puede observar que la señal tarda aproximadamente 300 ms en alcanzar una condición estable. Una vez estabilizada, se nota un ligero rizado de tensión.

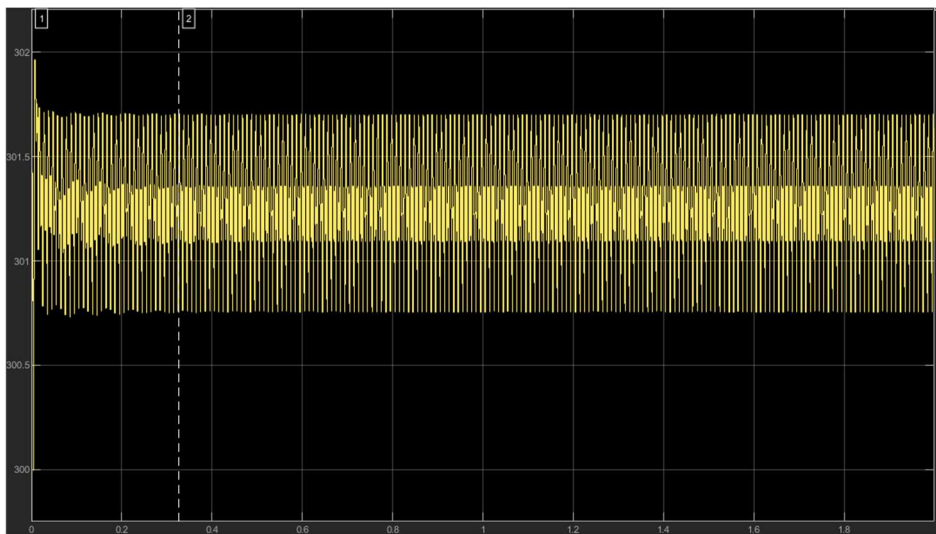


Figura 4.68: Forma de onda de la tensión del bus de entrada (DC)

La figura 4.69 ofrece una visión detallada de la tensión en el bus de entrada de corriente continua (DC), resaltando con mayor precisión las fluctuaciones del rizado.

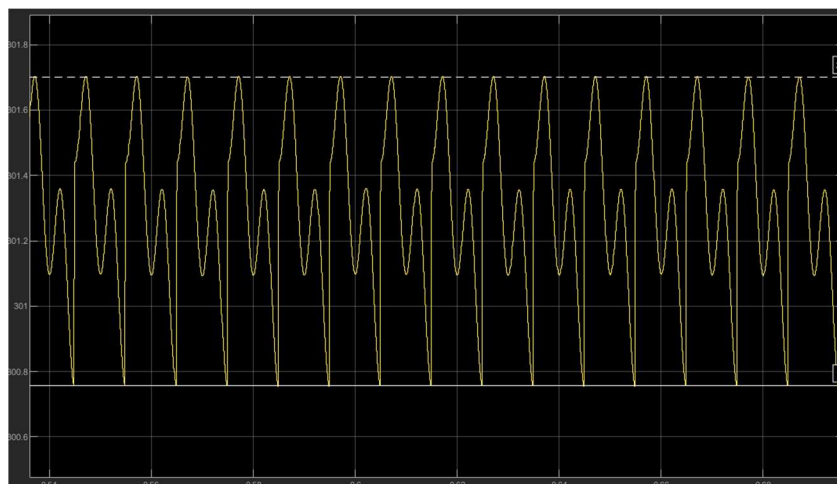


Figura 4.69: Detalle del rizado de la tensión del bus de continua (DC)

Al emplear los cursores para medir esta tensión, se puede identificar el rizado de la señal, con una diferencia entre un pico máximo de 301.7 V y un pico mínimo de 300.75 V, lo que da como resultado un rizado de 0.95 A.

La figura 4.70 presenta la tensión de salida del inversor, que muestra una forma de onda característica de la modulación unipolar.

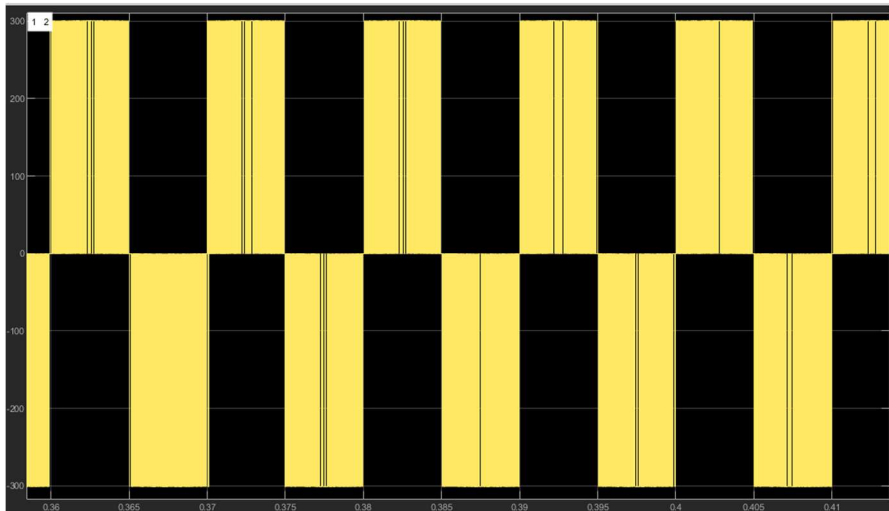


Figura 4.70: Forma de onda de la tensión de salida del inversor

La figura 4.71 muestra la corriente que circula a través de la bobina. Esta corriente tiene forma senoidal con una frecuencia de 100 Hz y está acompañada de un rizado.

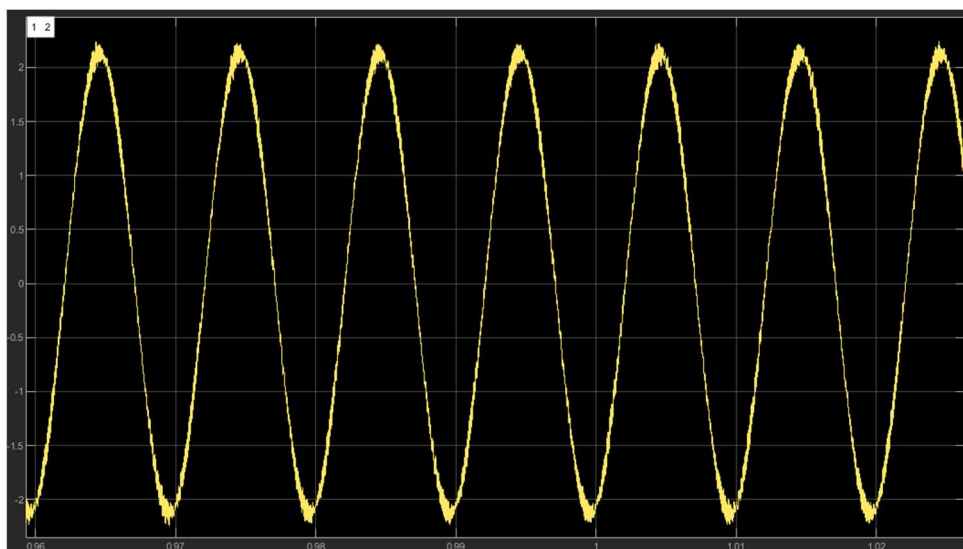


Figura 4.71: Forma de onda de la corriente que atraviesa la bobina

El rizado puede observarse al ampliarse la señal y medir la diferencia entre los picos máximos y mínimos, como se ilustra en la figura 4.72.

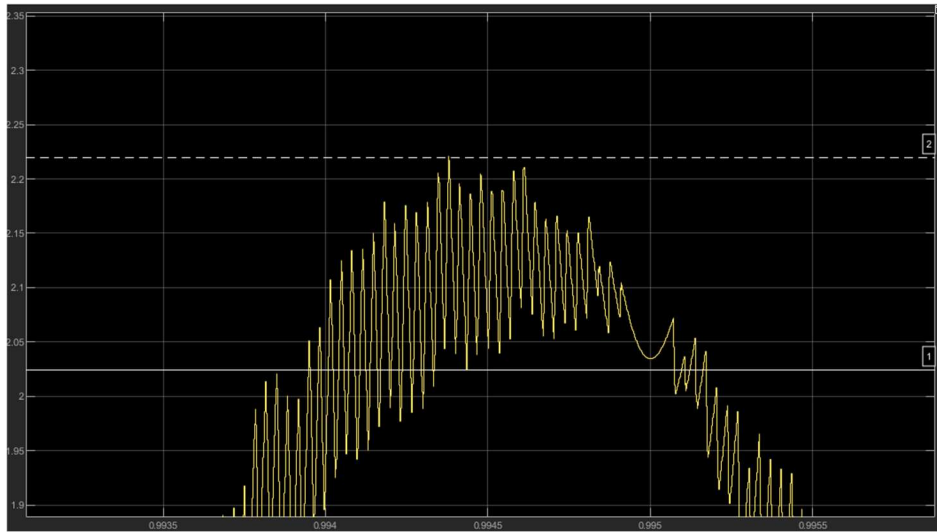


Figura 4.72: Detalle del rizado de la corriente que circula por la bobina

Al usar los cursores para evaluar el rizado, se registra un valor máximo de 2.22 A y un valor mínimo de 2.02 A, lo que da como resultado un rizado de 0.2 A.

Posteriormente, se analiza la tensión de salida en la carga, la cual presenta una forma de onda senoidal típica de la modulación unipolar, además de presentar un rizado. Esta observación se muestra en la figura 4.73.

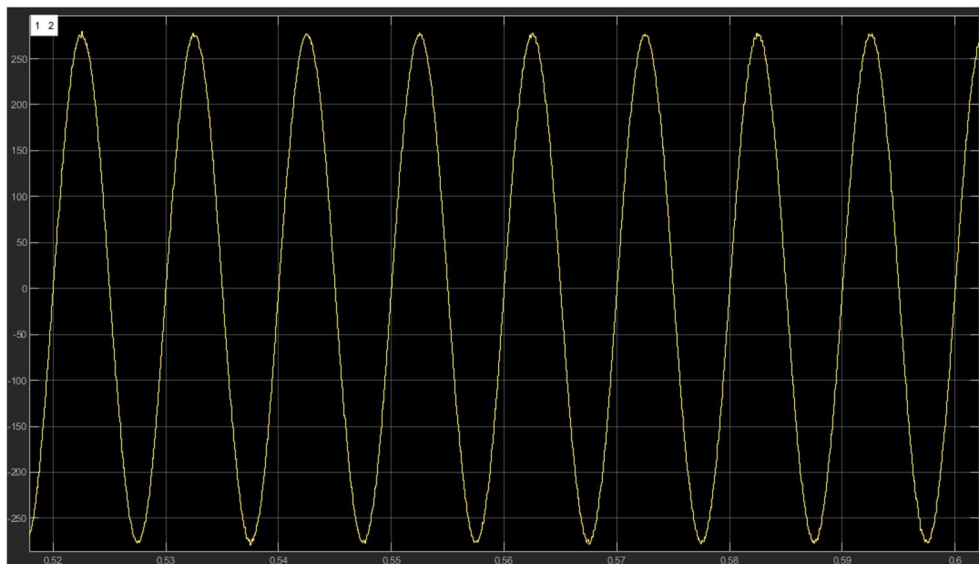


Figura 4.73: Forma de onda de la tensión que circula por la carga

Al aumentar la señal y emplear los cursores para la medición, se detecta un rizado de 5.46 V, tal como se muestra en la figura 4.74.

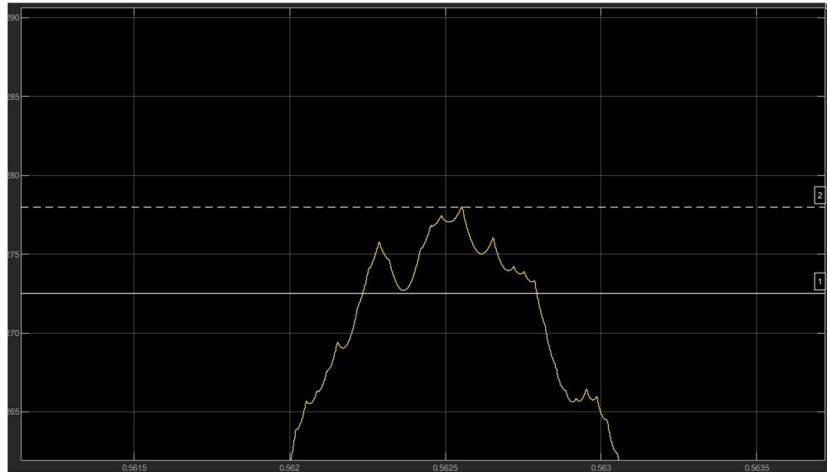


Figura 4.74: Detalle del rizado de la tensión que circula por la carga

Por último, la figura 4.75 muestra la corriente que atraviesa la carga, la cual exhibe una forma de onda senoidal. Esto sugiere que el inversor está funcionando correctamente y produciendo una señal de alta calidad.

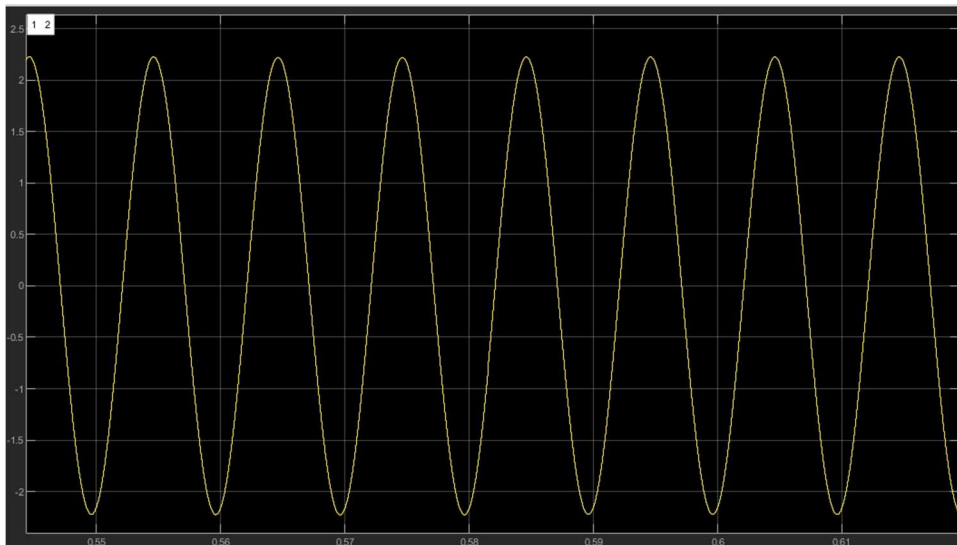


Figura 4.75: Forma de onda de la corriente en la carga

A continuación, se muestran las tablas que contienen todas las mediciones experimentales realizadas durante la simulación. Estos datos son fundamentales para verificar el adecuado funcionamiento del inversor.

Variable	Tensión eficaz RMS (V)	Corriente eficaz RMS (A)	THD(%)	Potencia activa (W)	Potencia reactiva (VA)	Potencia Aparente (VA)
V_{bus}	301.3	-	-	-	-	-
V_{inv}	236.6	-	56.1	79.15	300.6	310.9

Diseño de un inversor monofásico de 1kW en puente completo con modulación PWM senoidal y esquema de control en modo corriente media ACC

I_L	-	1.507	2.998	-	-	-
-------	---	-------	-------	---	---	---

Tabla 17: Medidas en el bus y a la salida del inversor

Variable	Tensión eficaz RMS (V)	Corriente eficaz RMS (A)	THD(%)	Potencia activa (W)	Potencia reactiva (VA)	Potencia Aparente (VA)
V_{red}	195.4	-	0.7275	79.17	296.9	307.3
I_{red}	-	1.573	0.0383	-	-	-

Tabla 18: Medidas en la carga

A partir de los resultados obtenidos en las tablas de medidas del bus, de la salida del inversor y carga, se pueden extraer varias conclusiones relevantes.

La tensión en el bus es de 301.3 V, lo que indica una adecuada alimentación del sistema. En cuanto a la distorsión armónica total (THD), la corriente de la bobina presenta un valor de 2.998%, siendo un valor relativamente bajo que sugiere una señal limpia. Por el contrario, la tensión de salida del inversor presenta un THD extremadamente alto de 56.1%, lo que indica una severa distorsión en la señal y la presencia significativa de armónicos.

En la carga, se registra una tensión eficaz de 195.4 V, dato inferior al valor esperado de 200 V, lo cual indica que el inversor no opera de manera óptima a los 100 Hz.

La figura 4.64 muestra el diagrama de Bode de la ganancia del lazo de tensión en lazo cerrado, revelando una magnitud de 38.9 dB a 100 Hz. Este resultado indica que el inversor se encuentra en una región alejada de la zona más lineal afectando al funcionamiento del inversor.

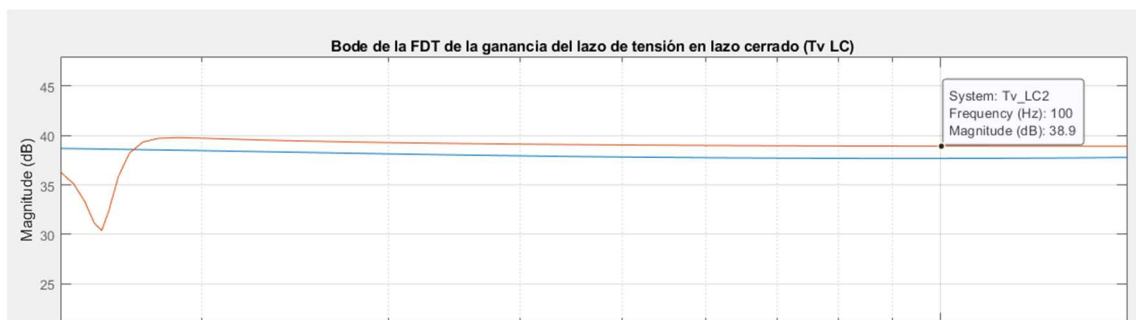


Figura 4.76: Zona de operación del regulador resonante a 40 Hz

En cuanto a la distorsión armónica en la carga (THD), la corriente presenta un valor extremadamente bajo de 0.0383% y la tensión en la carga muestra un valor del 0.7275%. Estos valores indican que ambas señales son de alta calidad después del filtrado, logrando una significativa reducción de los armónicos.

El análisis del espectro de la señal antes de aplicar el filtro es muy importante para identificar las componentes armónicas que afectan a la calidad de la señal. A

continuación, en la figura 4.77, se presentan los resultados del espectro de la señal antes de aplicar el proceso de filtrado.

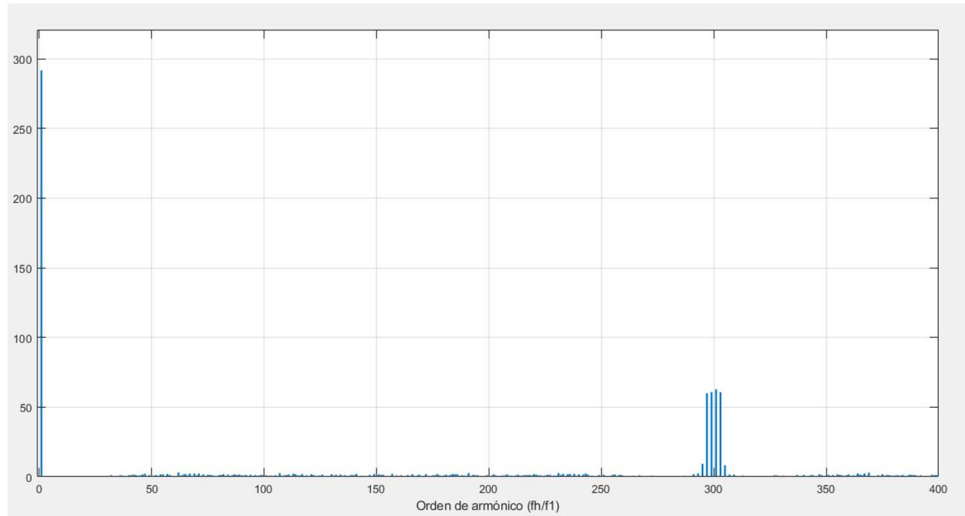


Figura 4.77: Espectro armónico antes del filtro

Como se puede observar en el espectro, el armónico fundamental se encuentra en la frecuencia correspondiente al orden armónico 1. Adicionalmente, se observan varios armónicos alrededor del orden 300, ya que el sistema opera con una frecuencia de 100 Hz. En la figura 4.78, se muestran con detalle los armónicos de dicho orden armónico.

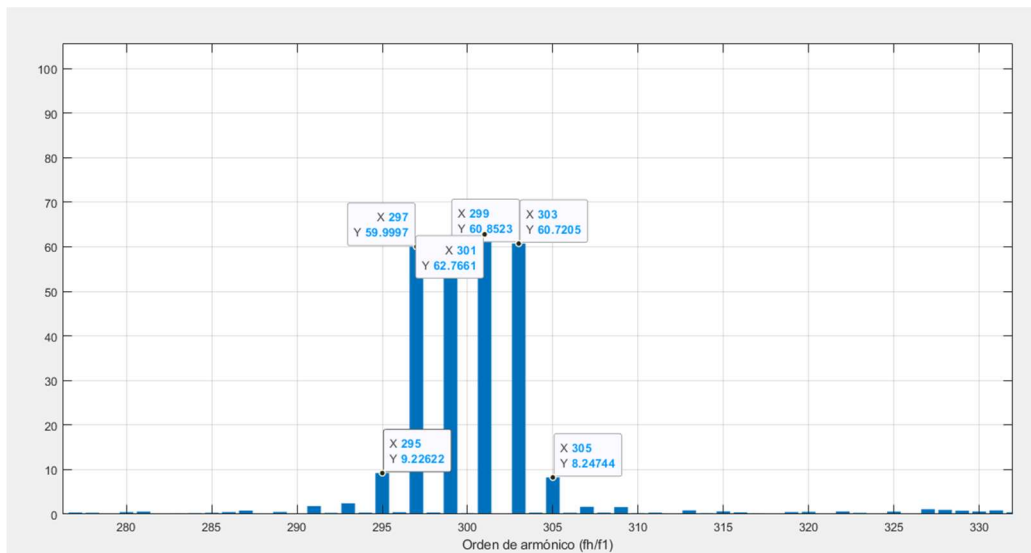


Figura 4.78: Espectro armónico de los armónicos presentes en el orden 300

A continuación, se presenta una tabla con las amplitudes de los armónicos más relevantes.

Armónico	Orden	Amplitud de pico (V)	Amplitud eficaz (V)
Fundamental	1	291.765	206.3
2mf+1	301	62.766	44.382
2mf-1	299	60.852	43.028
2mf+3	303	60.720	42.935
2mf-3	297	59.999	42.426
2mf+5	305	8.247	5.831
2mf-5	295	9.226	6.523

Tabla 19: Amplitudes de los armónicos presentes antes del filtrado

Posteriormente, se analiza el espectro de la señal de salida después de aplicar el filtro diseñado. El objetivo del filtro es reducir los armónicos presentes en la señal, mejorando su calidad y acercándola lo más posible a una onda senoidal pura. A continuación, se muestra el espectro armónico filtrado en la figura 4.79.

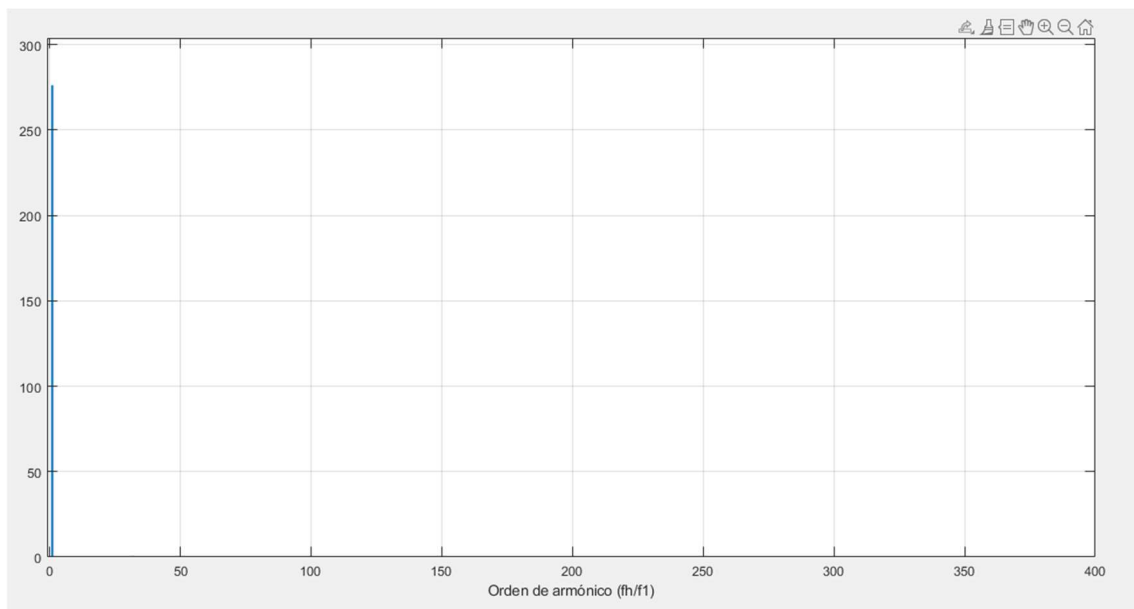


Figura 4.79: Espectro armónico después del filtro

En esta tabla se muestra la amplitud del armónico fundamental.

Armónico	Orden	Amplitud de pico (V)	Amplitud eficaz (V)
Fundamental	1	276.263	195.34

Tabla 20: Amplitud de los armónicos después del filtrado

El análisis del espectro de la señal tras la aplicación del filtro revela una notable disminución en los armónicos de orden 300. Esto indica que la calidad armónica de la señal ha mejorado considerablemente. Solo se observa el armónico fundamental con un valor de 195.34 V, un valor menor de los 200V eficaces de la tensión de salida. En consecuencia, se puede concluir que el diseño e implementación del filtro ha sido muy

exitoso, aunque el inversor operando a una frecuencia de 100 Hz no se encuentra en su zona óptima

4.5.6 Simulación para el escalón de carga.

En este apartado se llevará a cabo la implementación de un escalón de carga. Esto implica conectar una carga resistiva en paralelo con la carga existente en el diseño. El valor de esta resistencia será crucial para observar resultados significativos, ya que el objetivo es lograr un incremento en la corriente de carga entre un 30% y un 50%.

En este caso, se lleva a cabo la simulación para el escenario más desfavorable, con las tensiones de entrada y salida máximas a una frecuencia de 40 Hz. Para garantizar la observación de cambios significativos en la corriente, se ha decidido implementar una carga resistiva en paralelo con el doble del valor al de la carga original del diseño, estableciendo así un valor de 64 Ω . Adicionalmente, se emplea un *Step* para ejecutar este escalón, el cual aplicará a los 206 ms.

Esta configuración, se puede observar en la figura 4.80.

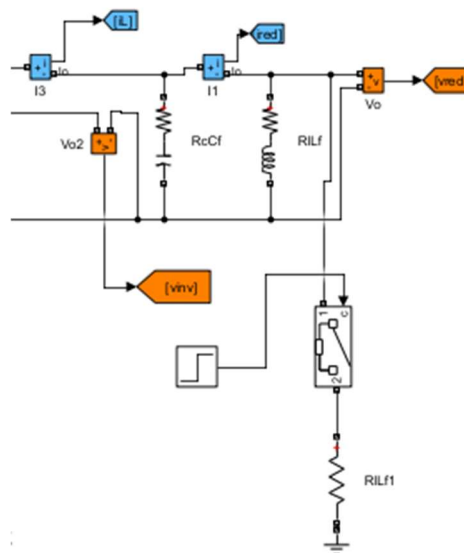


Figura 4.80: Configuración del diseño para el escalón de carga

Una vez aplicado el escalón, en la figura 4.81 se observa el escalón en la corriente que circula por la carga.

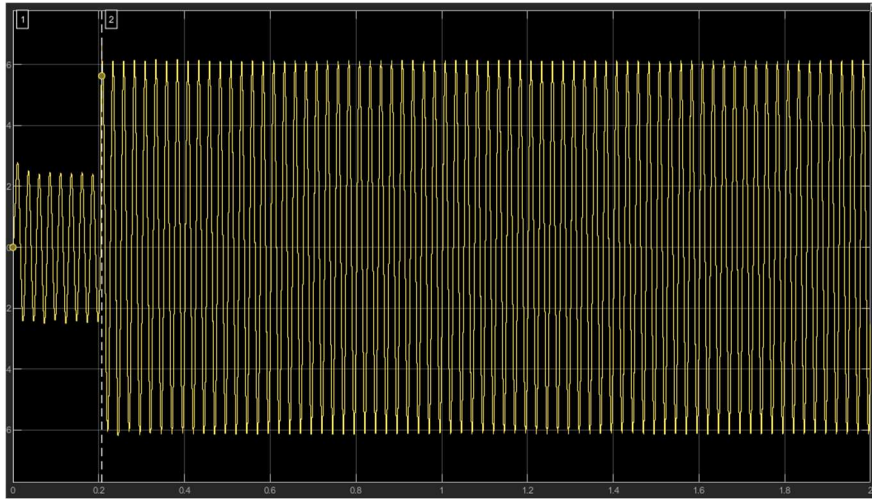


Figura 4.81: Forma de onda de la corriente en la carga cuando se le aplica un escalón

La figura muestra un aumento significativo en la corriente que circula por la carga, incrementando un valor de pico desde 2.44 A a un valor de 6.11 A. Esto representa un incremento aproximado del 40% en la corriente.

Al ampliar esta señal, se puede observar el efecto de la implementación del escalón en el instante de 206 ms, como se aprecia en la figura 4.82.

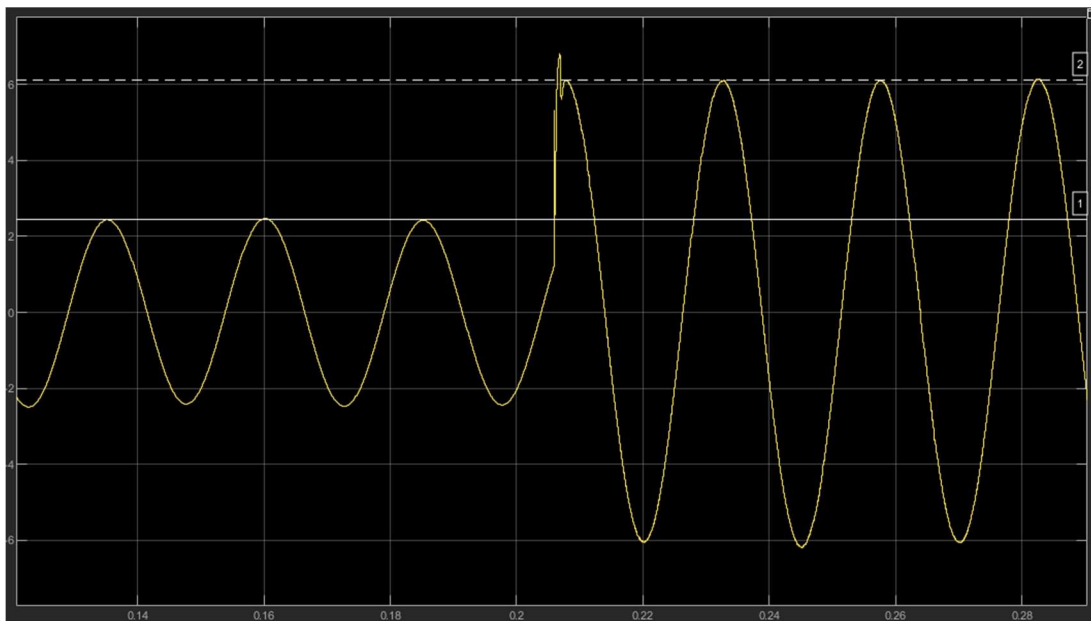


Figura 4.82: Detalle de la forma de onda de la corriente por la carga cuando se aplica el escalón

Por otro lado, en la figura 4.83, se pueden observar los efectos del escalón en la tensión que circula por la carga al aplicarse en el mismo instante.

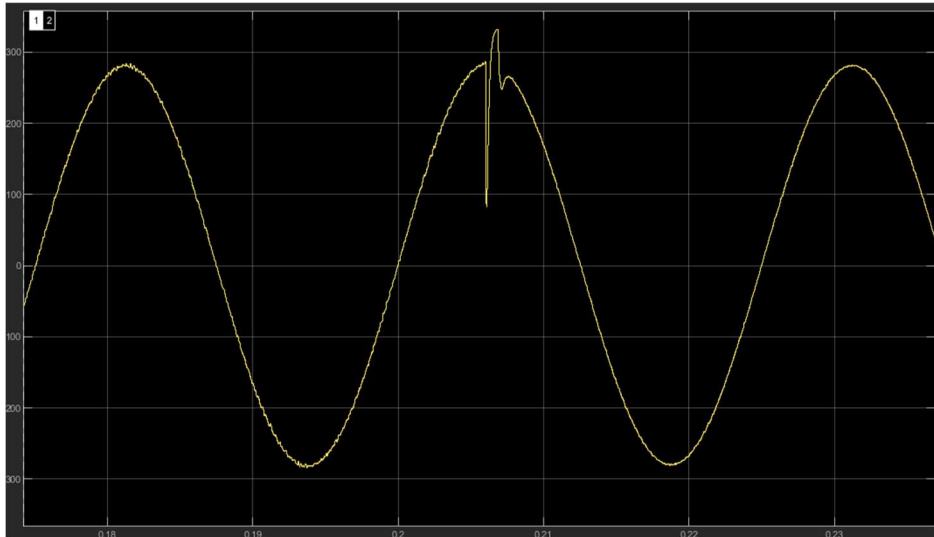


Figura 4.83: Detalle de la tensión que circula por la carga al aplicarse el escalón

A partir de esta gráfica se puede medir detalladamente la profundidad del hueco de tensión que provoca el escalón. En este caso, Dicho escalón tiene una profundidad de 83.5 V. Se aprecia en la figura 4.84.

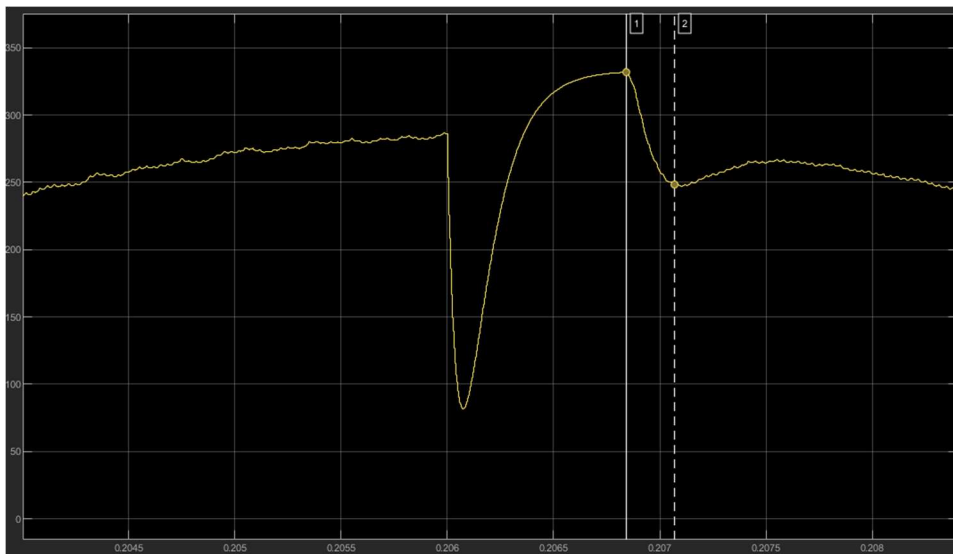


Figura 4.84: Detalle del hueco de tensión que provoca el escalón

Además, la señal presenta un tiempo de establecimiento de 515 μ s antes de volver a una condición estable. Se detalla en la figura 4.85.

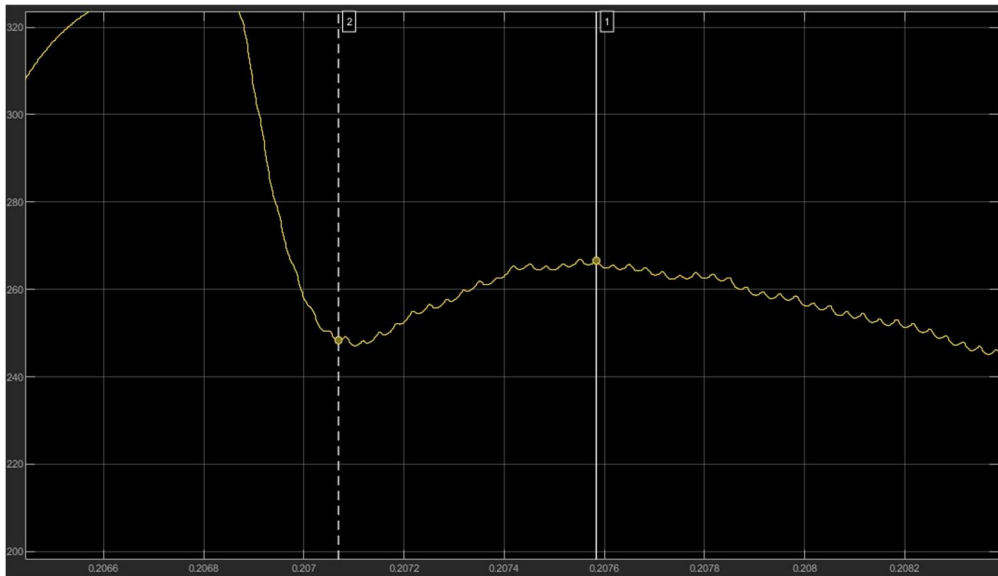


Figura 4.85: Detalle del tiempo de establecimiento provocado por el escalón de carga

Por último, en la figura 4.86, se puede medir la caída brusca de tensión que se produce en el instante en el que se aplica el escalón de carga.

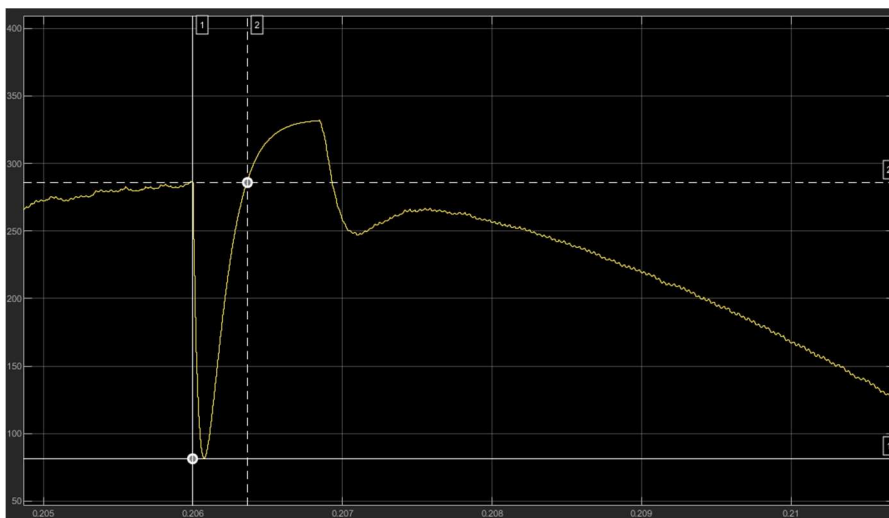


Figura 4.86: Detalle cambio abrupto de tensión provocado por el escalón

Esta caída de tensión abrupta pasa de una tensión de 285 V a 81.3 V en un instante de 367 μ s.

5. CONCLUSIONES

Tras analizar los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas para los diferentes casos de tensiones de entrada y salida en el rango de operación de 20 Hz a 100Hz, se pueden extraer varias conclusiones.

En primer lugar, se puede observar que en todos los casos el rectificador está alimentado correctamente proporcionando una tensión de bus de 301.441 V en el caso mínimo, y 341.533 V en el caso máximo.

Inicialmente, con el diseño del regulador del lazo de corriente y el diseño del regulador del lazo de tensión, el sistema no alcanzaba la tensión de salida esperada. Para solucionar este problema, se ha implementado un regulador resonante a una frecuencia de 40 Hz conectado en paralelo con el regulador del lazo de tensión diseñado previamente.

Tras simular varios casos, se observa que el sistema a una frecuencia de 20 Hz opera en zona crítica, ya que, a esta frecuencia, la ganancia del lazo cerrado de tensión no se encuentra en una región lineal. Como resultado, la tensión de salida es superior a la esperada.

Asimismo, el sistema a los 40 Hz funciona correctamente, ya que el regulador resonante está diseñado para esta frecuencia. En este caso, la tensión de salida coincide con la esperada, indicando un desempeño óptimo del funcionamiento del inversor.

Por otra parte, a la frecuencia de 100 Hz, el sistema se aleja de la zona más lineal, lo que reduce la ganancia del lazo cerrado de tensión. Consecuentemente, la tensión de salida es levemente inferior a la esperada.

Además, en todos los casos el filtro diseñado está funcionando correctamente ya que la distorsión armónica a la salida es muy baja, predominando únicamente el armónico fundamental.

También se observa que, en todos los casos simulados, la potencia de salida no supera el límite máximo establecido de 1kW.

En conclusión, el sistema muestra un buen desempeño, con una operación óptima a la frecuencia de diseño de 40 Hz. Aunque se observan algunas desviaciones en las frecuencias extremas, el sistema mantiene la tensión de salida deseada y cumple con los requisitos de distorsión armónica y potencia máxima.

6.REFERENCIAS

[1] Transparencias de la asignatura Electrónica de Potencia, grado de Ingeniería Electrónica Industrial y Automática, Tema 3: Inversores monofásicos.

[2] Transparencias de la asignatura Sistema Electrónicos Industriales, grado de Ingeniería Electrónica Industrial y Automática, Tema 4: Control de inversores monofásicos.

[3] Transparencias del grado Ingeniería Electrónica de la Universitat de València, Tema 11: Inversores https://www.uv.es/emaset/iep00/temas/IEP11_0607.pdf

ANEXOS

A. HOJA DE CATÁLOGOS

En esta sección se presentan las hojas de catálogos de los componentes utilizados en el diseño y simulación de inversor. Estas hojas de datos son fundamentales para comprender los parámetros operativos de cada componente, asegurando que el diseño cumpla con los requisitos establecidos.

En este caso, se presentan las hojas de datos de los componentes utilizados en el diseño del rectificador, en el inversor, y en el filtro.

Diseño del rectificador

Diodo VS-10ETF0

Diseño del inversor

Transistor IGBT MIW50N65F

Diseño del filtro

Bobina 15 mH

Condensador 470 nF

Resistencia en serie con el condensador 3.9 Ω



www.vishay.com

VS-10ETF0...-M3 Series

Vishay Semiconductors

Fast Soft Recovery Rectifier Diode, 10 A



FEATURES

- Glass passivated pellet chip junction
- 150 °C max operating junction temperature
- Low forward voltage drop and short reverse recovery time
- Designed and qualified according to JEDEC®-JESD 47
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



PRIMARY CHARACTERISTICS	
$I_{F(AV)}$	10 A
V_{RM}	200 V, 400 V, 600 V
V_F at I_F	1.2 V
I_{FSM}	130 A
t_r	50 ns
T_J max.	150 °C
Snap factor	0.6
Package	TO-220AC 2L
Circuit configuration	Single

APPLICATIONS

These devices are intended for use in output rectification and freewheeling in inverters, choppers and converters as well as in input rectification where severe restrictions on conducted EMI should be met.

DESCRIPTION

The VS-10ETF0... fast soft recovery rectifier series has been optimized for combined short reverse recovery time and low forward voltage drop. The glass passivation ensures stable reliable operation in the most severe temperature and power cycling conditions.

MAJOR RATINGS AND CHARACTERISTICS			
SYMBOL	CHARACTERISTICS	VALUES	UNITS
V_{RM}		200 to 600	V
$I_{F(AV)}$	Sinusoidal waveform	10	A
I_{FSM}		130	
t_r	1 A, 100 A/μs	50	ns
V_F	10 A, $T_J = 25$ °C	1.2	V
T_J		-40 to +150	°C

VOLTAGE RATINGS			
PART NUMBER	V_{RRM} , MAXIMUM PEAK REVERSE VOLTAGE V	V_{RSM} , MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE V	I_{FSM} AT 150 °C mA
VS-10ETF02-M3	200	300	3
VS-10ETF04-M3	400	500	
VS-10ETF06-M3	600	700	

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Maximum average forward current	$I_{F(AV)}$	$T_C = 128$ °C, 180° conduction half sine wave	10	A
Maximum peak one cycle non-repetitive surge current	I_{FSM}	10 ms sine pulse, rated V_{RRM} applied	110	
		10 ms sine pulse, no voltage reapplied	130	
Maximum P _t for fusing	P _t	10 ms sine pulse, rated V_{RRM} applied	60	A ² s
		10 ms sine pulse, no voltage reapplied	85	
Maximum P _{Vt} for fusing	P _{Vt}	$t = 0.1$ to 10 ms, no voltage reapplied	850	A ² /s

Revision: 29-Nov-2021

1

Document Number: 96210

For technical questions within your region: DiodesAmericas@vishay.com, DiodesAsia@vishay.com, DiodesEurope@vishay.com
THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000

Features

- High Speed Smooth Switching Device for Hard and Soft Switching
- $V_{CE(sat)}$ with Positive Temperature Coefficient
- High Ruggedness, Good Thermal Stability
- Very Tight Parameter Distribution
- Halogen Free. "Green" Device (Note 1)
- Epoxy Meets UL 94 V-0 Flammability Rating
- Lead Free Finish/RoHS Compliant ("P" Suffix Designates RoHS Compliant. See Ordering Information)

Maximum Ratings

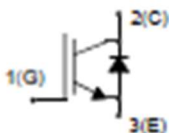
- Operating Junction Temperature Range : -40°C to +175°C
- Storage Temperature Range: -55°C to +150°C
- IGBT Thermal Resistance: 0.46°C/W Junction to Case
- Diode Thermal Resistance: 0.51°C/W Junction to Case
- Thermal Resistance: 40°C/W Junction to Ambient

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE}	650	V
DC Collector Current ⁽²⁾	I_C	$T_C=25^\circ\text{C}$	85
		$T_C=100^\circ\text{C}$	60
Pulsed Collector Current ⁽³⁾	$I_{C, pulse}$	200	A
Diode Forward Current ⁽²⁾	I_F	$T_C=25^\circ\text{C}$	85
		$T_C=100^\circ\text{C}$	60
Diode Pulsed Current ⁽³⁾	$I_{F, pulse}$	200	A
Gate-Emitter Voltage	V_{GE}	± 20	V
Transient Gate-Emitter Voltage ⁽⁴⁾		± 30	
Power Dissipation	P_D	$T_C=25^\circ\text{C}$	326
		$T_C=100^\circ\text{C}$	163

Note:

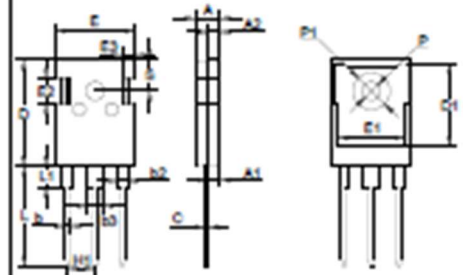
1. Halogen free "Green" products are defined as those which contain <900ppm bromine, <900ppm chlorine (<1500ppm total Br + Cl) and <1000ppm antimony compounds.
2. Limited by T_{Jmax} .
3. T_p limited by T_{Jmax} .
4. $T_p < 10\mu\text{s}$, Duty Cycle < 1%.
5. Allowed number of short circuits: < 1000; time between short circuits: > 1s.

Internal Structure



Trench and Field Stop IGBT 650V 50A

TO-247AB



DIMENSIONS

DIM	INCHES		MM		NOTE
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.189	0.205	4.80	5.20	
A1	0.087	0.103	2.21	2.61	
A2	0.073	0.085	1.85	2.15	
b	0.039	0.055	1.00	1.40	
b2	0.075	0.087	1.91	2.21	
C	0.020	0.028	0.50	0.70	
D	0.815	0.839	20.70	21.30	
D1	0.640	0.653	16.25	16.85	
E	0.610	0.634	15.50	16.10	
E1	0.512	0.535	13.00	13.60	
E2	0.189	0.205	4.80	5.20	
E3	0.091	0.106	2.30	2.70	
L	0.772	0.796	19.62	20.22	
L1	-	0.169	-	4.30	
P	0.134	0.150	3.40	3.80	Φ
P1	-	0.287	-	7.30	Φ
Ø	-	0.242	-	6.15	TYP
H1	-	0.214	-	5.44	TYP
b3	0.110	0.126	2.80	3.20	



FEATURES

- RoHS compliant
- Radial format
- Up to 1.8A Icc
- 10µH to 68mH
- Low DC resistance
- Miniature size
- PCB mounting
- MIL-I-23053/5 class III sleeving
- Fully tinned leads
- Supplied in packs of 20
- Compatible with RoHS soldering systems
- Backward compatible with Sn/Pb soldering systems
- Custom parts available

DESCRIPTION

The 1700 Series is a general purpose range of inductors suitable for low to medium current applications. Their small footprint makes them ideal for high density applications where a chip inductor will not cope with the power requirement.

1700 Series
Radial Lead Inductors

SELECTION GUIDE

Order Code	Inductance, (1kHz, 0.1Vdc) ±10%	DC Current ¹		DC Resistance		Q at f kHz		SRF
		Max.	Max.	Max.	Max.	Q	f	Norm.
		A	Ω	Ω	Ω			MHz
17100C	10.0	1.80	0.05	65	1000	21.2		
17153C	15.0	1.50	0.06	60	500	19.4		
17220C	22.0	1.20	0.08	50	500	17.0		
17330C	33.0	1.00	0.13	50	500	11.4		
17470C	47.0	0.80	0.20	50	500	10.9		
17680C	68.0	0.85	0.26	90	100	8.7		
17104C	100.0	0.74	0.35	90	100	7.0		
17154C	150.0	0.58	0.49	90	100	5.7		
17224C	220.0	0.48	0.75	100	100	4.4		
17334C	330.0	0.42	1.10	100	100	3.7		
17474C	470.0	0.34	1.50	110	100	3.2		
17684C	680.0	0.28	2.40	120	100	2.5		
17105C	1.0mH	0.19	3.30	120	100	2.1		
17155C	1.5mH	0.15	5.90	130	100	1.9		
17225C	2.2mH	0.12	7.80	90	50	1.7		
17335C	3.3mH	0.11	10.0	140	150	1.2		
17475C	4.7mH	0.09	13.0	150	150	0.95		
17685C	6.8mH	0.08	20.0	145	150	0.85		
17106C	10.0mH	0.07	34.0	155	150	0.82		
17156C	15.0mH	0.06	47.0	140	150	0.51		
17226C	22.0mH	0.05	75.0	100	50	0.34		
17336C	33.0mH	0.04	108.0	95	50	0.28		
17476C	47.0mH	0.03	154.0	90	50	0.25		
17686C	68.0mH	0.02	220.0	70	50	0.20		

TYPICAL CORE/WIRE CHARACTERISTICS

Inductance Temperature Coefficient	Resistance Temperature Coefficient	Curie Temperature (T _c)	Saturation Flux (B _{sat})
±50ppm	±300ppm	190°C	325mT

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Operating free air temperature range	0°C to 70°C
Storage temperature range	-40°C to 125°C

SOLDERING INFORMATION²

Peak wave solder temperature	300°C for 10 seconds
Pin finish	Hot dipped tin



For full details go to www.murata-ps.com/rohs

All specifications typical at T_a=25°C

1. Maximum DC current occurs when either the inductance falls to 90% of its nominal value or when its temperature rise reaches 30°C, whichever is sooner.
2. For further information, please visit www.murata-ps.com/rohs

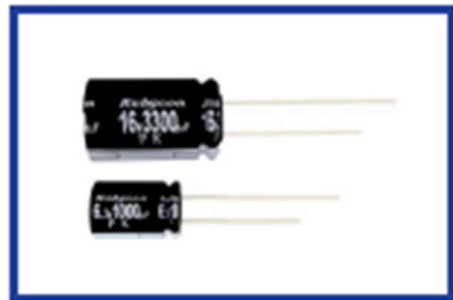
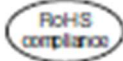
www.murata.com

Rubyoon リード線形アルミニウム電解コンデンサ **PK**
 RADIAL LEAD ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS

PK シリーズ
 SERIES

85°C 標準品
 85°C Standard

-85°C 2000時間品。
 Load Life : 85°C 2000 hours.



◆規格表 / SPECIFICATIONS

項目 Items	特 性 Characteristics	
カテゴリ温度範囲 Category Temperature Range	-40~+85°C	-25~+85°C
定格電圧範囲 Rated Voltage Range	6.3~400Vdc	450Vdc
静電容量許容差 Capacitance Tolerance	±20%(20°C, 120Hz)	
漏れ電流 Leakage Current(MAX)	6.3~100Vdc	150~450Vdc
	I=0.01CV又は3µAのいずれか大なる値以下 I=0.01CV or 3µA whichever is greater. (定格電圧印加2分後) (After 2 minutes application of rated voltage)	CV≤1000 I=0.1CV+40µA以下(1分後) I=0.1CV+40µA (1minute) I=0.03CV+15µA以下(5分後) I=0.03CV+15µA (5minutes)
損失角の正接 (tanδ) Dispersion Factor(MAX)	CV>1000 I=0.04CV+100µA以下(1分後) I=0.04CV+100µA (1minute) I=0.02CV+25µA以下(5分後) I=0.02CV+25µA (5minutes)	
	1000µFを超えるものは1000µF増す毎に上表の値に0.02を加えた値とする。 When capacitance is over 1000µF, tanδ shall be added 0.02 to the listed value with increase of every 1000µF.	
耐 久 性 Endurance	85°C中で2000時間定格電圧(リップル電流)印加後、下記項目を満足すること。 After applying rated voltage with rated ripple current for 2000 hours at 85°C, the capacitors shall meet the following requirements.	
	静電容量変化率 Capacitance Change	初期値の±25%以内 Within ±25% of the initial value.
	損失角の正接 Dispersion Factor	規格値の200%以下 Not more than 200% of the specified value.
低温特性 Low Temperature Stability (インピーダンス比) Impedance Ratio(MAX)	漏れ電流 Leakage Current	
	規格値以下 Not more than the specified value.	
低 温 特 性 Low Temperature Stability (インピーダンス比) Impedance Ratio(MAX)	定格電圧(Vdc) Rated Voltage	6.3 10 16 25 35 50 63 100 160 200 250 350 400 450 (120Hz)
	Z(-25°C)/Z(20°C)	5 4 3 2 2 2 2 2 3 3 4 5 5 7
	Z(-40°C)/Z(20°C)	12 10 8 5 4 3 3 3 4 4 8 8 10 -

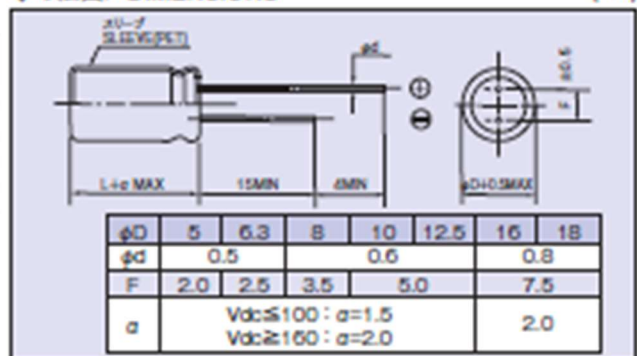
◆リップル電流補正係数 /
 MULTIPLIER FOR RIPPLE CURRENT

周波数(Hz) Frequency	60[50]	120	500	1k	10k±5
0.47~1µF	0.50	1.00	1.20	1.30	1.50
2.2~4.7µF	0.65	1.00	1.20	1.30	1.50
10~47µF	0.80	1.00	1.20	1.30	1.50
100~1000µF	0.80	1.00	1.10	1.15	1.20
2200~33000µF	0.80	1.00	1.05	1.10	1.15

◆副記号 / OPTION

副記号	記号 Code
PETスリーブ PET Sleeve	EFC

◆寸法図 / DIMENSIONS (mm)



◆呼称方法 / PART NUMBER

呼称	呼称	呼称	呼称	呼称	呼称	呼称
定格電圧 Rated Voltage	PK シリーズ名 Series	静電容量 Capacitance	M 静電容量許容差 Capacitance Tolerance	副記号 Option	リード加工記号 Lead Forming	DxL ケースサイズ Case Size

Little Rebel®

Carbon Film Resistors, 5% Tolerance
Available in E24 Ohmic values



Little Rebels are one of Ohmite's more economical lines of low wattage resistors. Constructed of a pure carbon film deposited on a high-grade ceramic body, these units offer better stability performance than comparable carbon composition resistors. Little Rebels are designed for electrical and electronic applications that demand small sizes and small power ratings plus high performance and reliability.

FEATURES

- High stability, low noise level, long life.
- Ideal for applications requiring a steady low power drop.
- Available in Resistor Cabinet Assortments.
- 24 Values per decade.

SERIES SPECIFICATIONS

Series	Wattage	Ohms	Max. Working Voltage
CJ	0.125	1.0- 1M	200
OK	0.250	1.0-10M	250
OL	0.500	1.0-10M	350
OM	1.00	1.0-10M	500
ON	2.00	1.0-10M	500

*Available in Cabinet Assortments

CHARACTERISTICS

Core	High-grade ceramic.
Terminals	Solder-coated copper lead.
Dwelling	Linearly from 100% @ +70°C to 0% @ 155°C.
Tolerance	±5%.
Temperature Coefficient	1Ω to 10: ±350 ppm/°C 11Ω to 91K: -450 ppm/°C 100K to 1M: -700 ppm/°C 1.1M to 10M: -800 to 1500 ppm/°C
Maximum Overload Voltage	CJ: 400 Volts OK: 500 Volts OL: 700 Volts OM: 1000 Volts ON: 1000 Volts
Quantity per reel	CJ: 5000 OK: 5000 OL: 4000 OM: 2500 ON: 1000

DIMENSIONS

(In./mm)



Series	Wattage	Max. Length	Max. Diam.	Lead ga.
CJ	0.125	0.130 / 3.5	0.073 / 1.85	24
OK	0.250	0.250 / 6.5	0.099 / 2.5	22
OL	0.500	0.355 / 9.0	0.118 / 3.0	22
OM	1.00	0.473 / 12.0	0.197 / 5.0	20
ON	2.00	0.630 / 16.0	0.217 / 5.5	20

(continued)

B. OBJETIVOS DE DESARROLLO SOSTENIBLE

A continuación, en la tabla 21, se expondrá la relación del trabajo con los Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS).

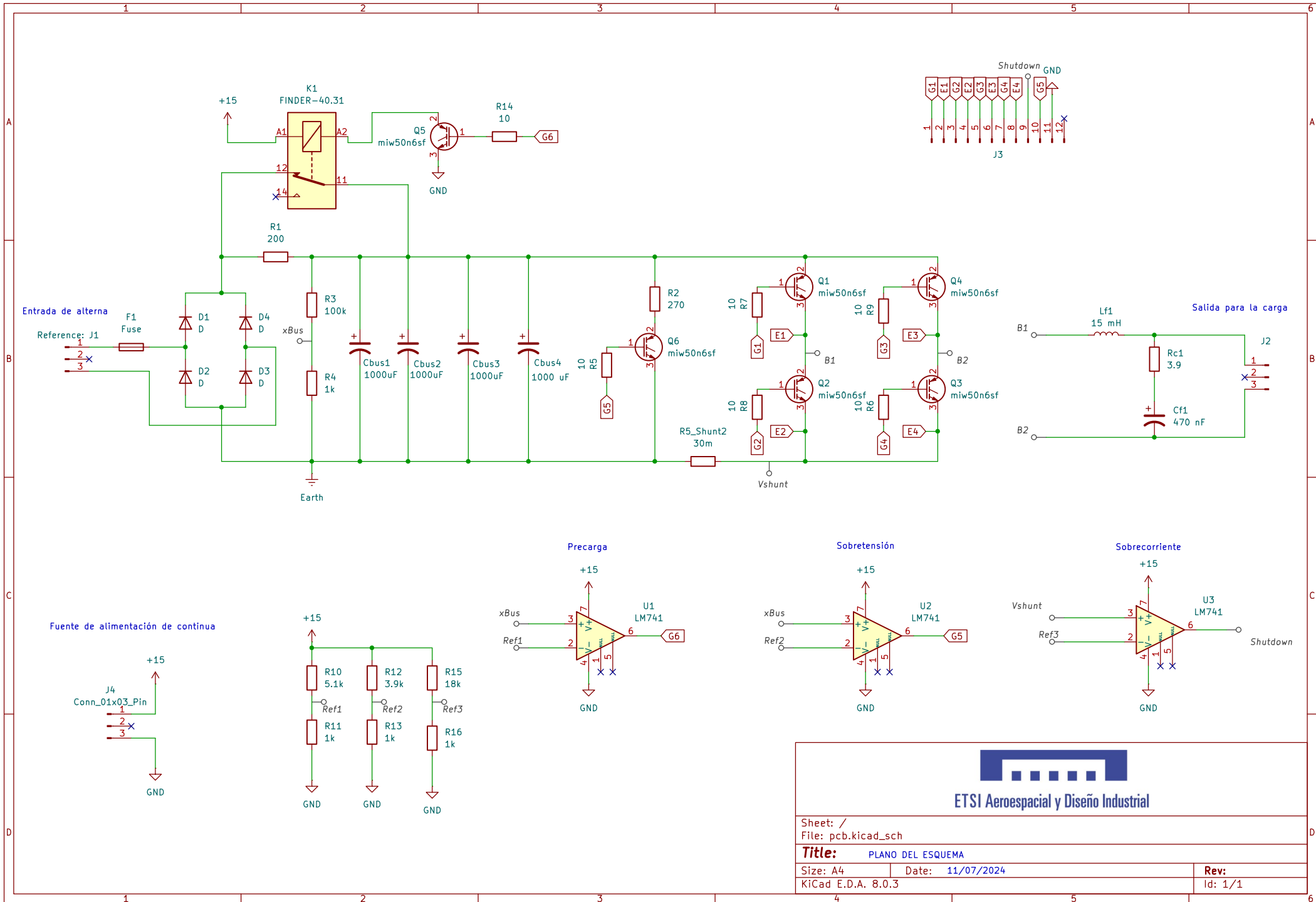
Objetivos de desarrollo sostenible	Alto	Medio	Bajo	No procede
ODS 1. Fin de la pobreza				X
ODS 2. Hambre cero				X
ODS 3. Salud y bienestar			X	
ODS 4. Educación de calidad				X
ODS 5. Igualdad de género				X
ODS 6. Agua limpia y saneamiento				X
ODS 7. Energía asequible y no contaminante	X			
ODS 8. Trabajo decente y crecimiento económico	X			
ODS 9. Industria, innovación e infraestructuras	X			
ODS 10. Reducción de las desigualdades				X
ODS 11. Ciudades y comunidades sostenibles			X	
ODS 12. Producción y consumo responsables		X		
ODS 13. Acción por el clima		X		
ODS 14. Vida submarina				X
ODS 15. Vida de ecosistemas terrestres				X
ODS 16. Paz, justicia e instituciones solidas				X
ODS 17. Alianzas para lograr objetivos		X		

Tabla 21: Objetivos de Desarrollo Sostenible

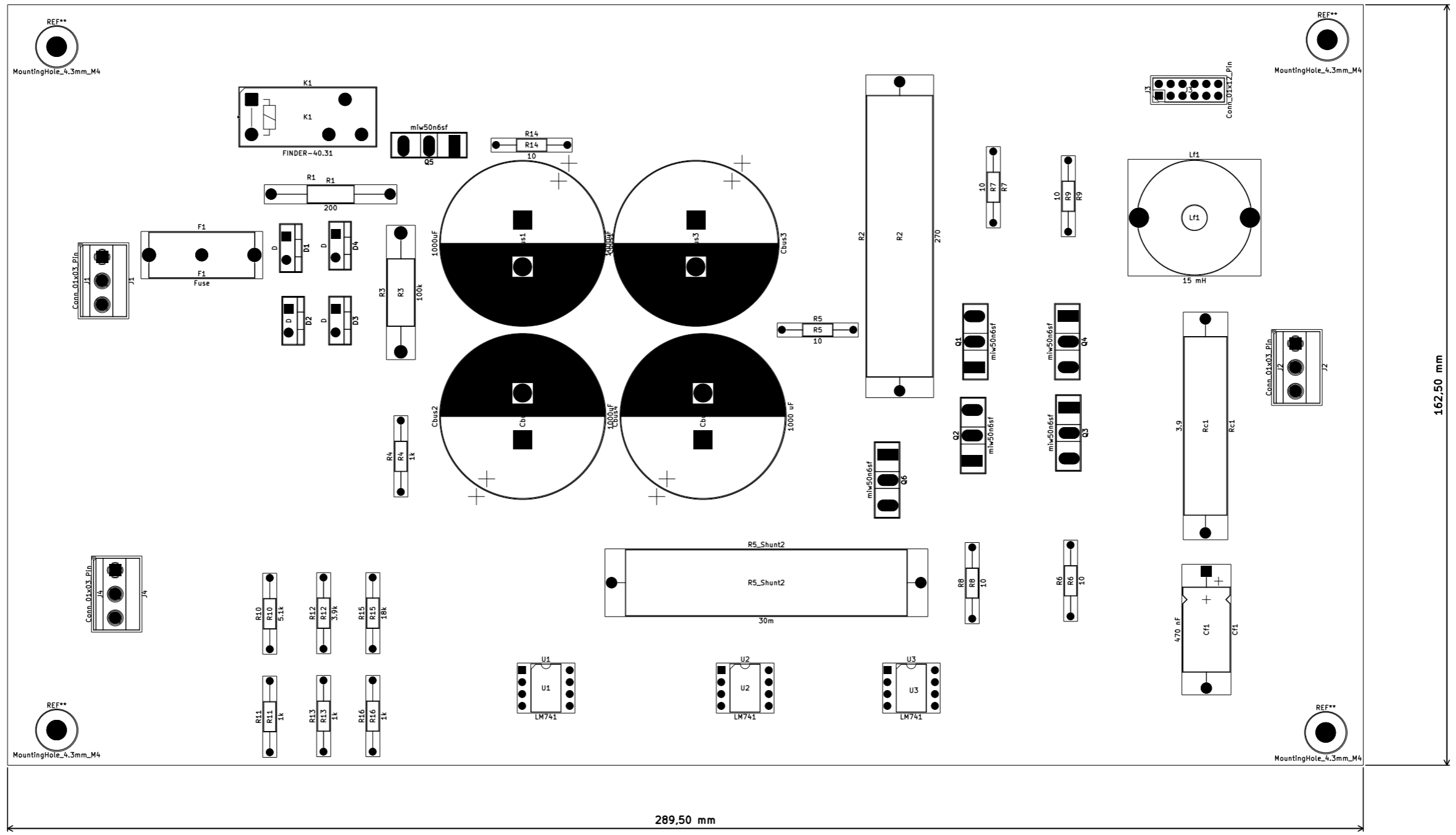
Descripción de la alineación del TFG/TFM con los ODS con un grado de relación más alto.

Este trabajo contribuye a la energía asequible y no contaminante (ODS 7) al promover la producción de energía limpia y eficiente. Además, fomenta el trabajo decente y crecimiento económico (ODS 8) mediante la creación de empleos cualificados y el impulso de la economía en la industria de energía renovables. Asimismo, el proyecto apoya la industria, innovación e infraestructuras (ODS 9) al incentivar el desarrollo de tecnologías avanzadas y mejorar las infraestructuras energéticas. Finalmente, facilita la sostenibilidad de ciudades y comunidades (ODS 11) al integrar fuentes de energía renovable en la red eléctrica, mejorando la calidad de vida, sostenibilidad urbana y rural.

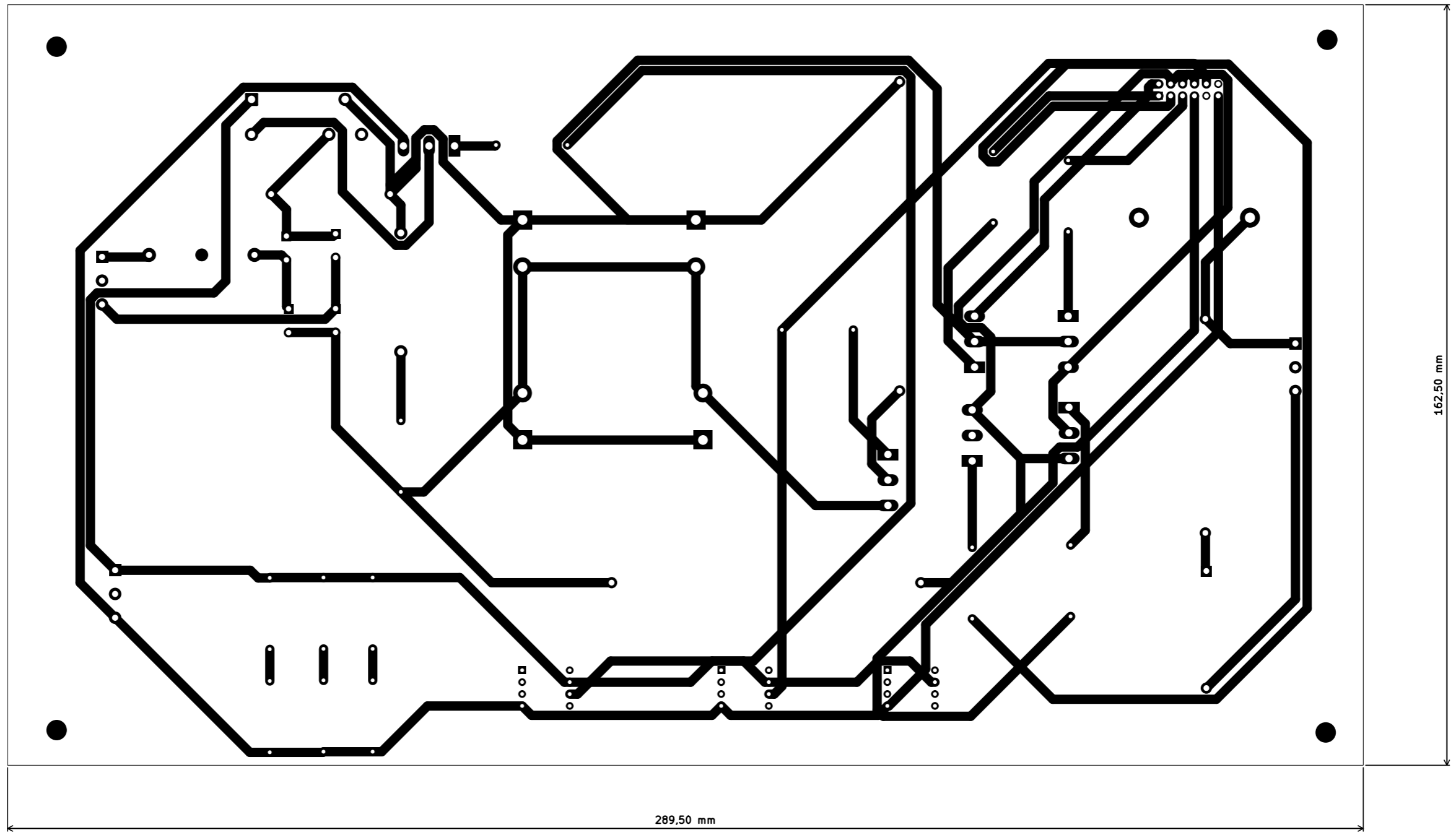
DOCUMENTO 2: PLANOS



Sheet: /	
File: pcb.kicad_sch	
Title: PLANO DEL ESQUEMA	
Size: A4	Date: 11/07/2024
KiCad E.D.A. 8.0.3	Rev: 1/1



Sheet:		
File: pcb.kicad_pcb		
Title: PLANO DE COMPONENTES		
Size: A3	Date: 19/07/2024	Rev:
KiCad E.D.A. 8.0.3		Id: 1/1



289.50 mm

162.50 mm

Sheet:		
File: pcb.kicad_pcb		
Title: PLANO DE PISTAS		
Size: A3	Date: 19/07/2024	Rev:
KiCad E.D.A. 8.0.3		Id: 1/1

LEYENDA	
J1	Conector de alimentación alterna
J2	Conector de salida a la carga
J3	Conector desde el microcontrolador
J4	Conector de alimentación continua
F1	Fusible
K1	Relé
R1-R16	Resistencia
Cbus1, Cbus 2, Cbus3, Cbus4	Condensador de bus de continua
Q1-Q6	Transistores IGBT
Lf1	Bobina
Rc1	Resistencia en serie con el condensador
Cf1	Condensador
U1, U2, U3	Amplificadores operacionales

Tabla 22: Leyenda de la PCB

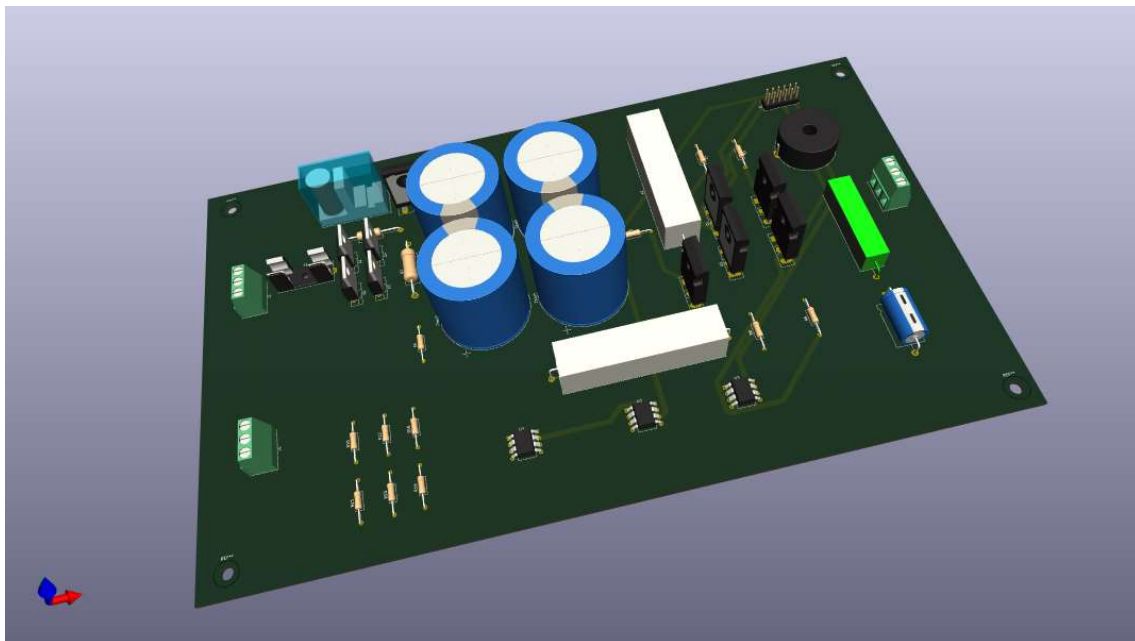


Figura 4.87: Diseño de PCB en 3D.

DOCUMENTO 3: PLIEGO DE CONDICIONES

7. CONDICIONES GENERALES

7.1 Objeto

Este documento establece las especificaciones y requerimientos para el diseño e implementación de un inversor monofásico de 1kW en puente completo, utilizando modulación PWM senoidal y un esquema de control en modo corriente media (ACC).

7.2 Condiciones de los materiales

Descripción:

En primer lugar, los diodos de potencia son esenciales en la rectificación, permitiendo el caso de la corriente en una sola dirección y bloqueándose en la dirección opuesta. También, son capaces de soportar la tensión de entrada proporcionada.

Además, los transistores IGBT son utilizados para implementar el inversor monofásico. Son dispositivos capaces de manejar altas tensiones y corrientes, siendo eficientes en aplicaciones de alta potencia.

Seguidamente, se emplean algunos componentes pasivos como condensadores, inductores y resistencias de potencia, que conforman el filtro diseñado. En este caso, se utilizan 4 condensadores electrolíticos para el bus de corriente continua (DC) de valor 1000 μF , una inductancia que forma parte del filtro de 15 mH, resistencias de puerta de 10 Ω , un condensador de 470 nF para implementar el filtro con una resistencia en serie de 3.9 Ω . Además, se usa una resistencia de precarga de 200 Ω y una de 270 Ω para evitar sobrecorriente.

Asimismo, se hace uso de elementos de protección, como el relé y el fusible, previniendo frente a sobretensiones, sobrecorrientes y la precarga.

También se utiliza un microcontrolador externo de alta velocidad, compatible con la modulación PWM, esencial para la configuración del control medio de corriente.

Finalmente, se emplea una placa de circuito impreso (PCB) donde se implementa el montaje completo del inversor.

Control de calidad:

Se emplearán componentes de alta calidad, respaldados por certificados de conformidad y sometidos a pruebas preliminares para garantizar que cumplen con las especificaciones requeridas. En cuanto a la PCB, las placas serán sometidas a una inspección óptica y la soldadura se llevará a cabo en instalaciones preparadas para ello.

7.3 Condiciones de ejecución

Descripción:

En primer lugar, diseñan los esquemas detallados para los circuitos de potencia y control del inversor, incluyendo todos los componentes principales como los diodos, los transistores y los componentes pasivos.

Seguidamente, se han de validar los esquemas eléctricos mediante revisiones técnicas para detectar posibles errores o mejoras. Además de diseñar la placa de circuito impreso (PCB) asegurando una correcta disposición de pistas y componentes para minimizar interferencias.

A continuación, se ha de programar el microcontrolador con el firmware necesario para el control del inversor. Esto incluye la generación de PWM y la implementación del control ACC.

Posteriormente, realizar pruebas de funcionamiento del inversor, incluyendo la verificación de la señal de salida senoidal y verificar todos los parámetros de operación para asegurar el cumplimiento con las especificaciones establecidas.

Control de calidad:

Utilizar el software de simulación de Simulink para realizar una simulación previa del comportamiento del circuito.

7.4 Pruebas y ajustes finales o de servicio

Primera Prueba:

En primer lugar, se procederá a implementar el circuito completo en el espacio de simulación. Una vez realizado todo el diseño, se procede a simular el sistema para las diferentes tensiones de entrada para el caso mínimo y el caso máximo. Asimismo, se variará la tensión de referencia del control dentro del rango establecido para observar cómo varía la tensión de salida entre 80 V y 200 V. Por otra parte, dado que nuestro sistema opera entre 20 Hz y 100 Hz se debe comprobar el funcionamiento del inversor para este rango.

Segunda prueba:

Una vez la simulación funcione correctamente, se deberá comprobar el funcionamiento del inversor utilizando la PCB diseñada y utilizando el microcontrolador que proporciona el control del inversor. Se deberá hacer uso de equipos como el osciloscopio para observar las diferentes formas de onda de interés y realizar las medidas correspondientes para comprobar el desempeño del sistema.

DOCUMENTO 4: PRESUPUESTO

8. COSTES DEL PROYECTO

En esta sección se presenta el desglose detallado de los costos asociados al diseño, implementación y prueba del sistema. El presupuesto incluye el coste de los componentes electrónicos, así como los gastos en mano de obra y otros recursos necesarios. A continuación, se detalla el presupuesto para cada etapa del proyecto.

8.1 Coste de componentes y PCB

En esta sección, se desglosan los costes estimados de los componentes electrónicos y la PCB, proporcionando una visión clara de las inversiones necesarias.

CONCEPTO	CANTIDAD	PRECIO/UNIDAD	PRECIO
Bloque terminal 3 posiciones	3	1.37 €	4.11€
Conector de alimentación	1	3.06 €	3.06 €
Fusible	1	0.96 €	0.96 €
Relé	1	4.51 €	4.51 €
Transistores IGBT	6	2.17 €	13.02 €
Resistencias de puerta de 10 Ω ¼ w	6	0.007 €	0.042 €
Diodos de potencia	4	1.55 €	6.2 €
Resistencia de precarga de 200 Ω ¼ W	1	0.006 €	0.006 €
Condensador del bus de continua de 1000 μF	4	9.42 €	37.68 €
Resistencia de 100 kΩ 1.5 W	1	0.006 €	0.006 €
Resistencia 1kΩ ¼ W	4	0.009 €	0.036 €
Bobina de 15 mH	1	0.47 €	0.47 €
Resistencia de 3.9 Ω 9 W	1	0.80 €	0.80 €
Condensador de 470 nF	1	0.72 €	0.72 €
Amplificador Operacional LM741	3	0.97 €	2.91 €
Resistencia de 5.1 kΩ ¼ W	1	0.006 €	0.006 €
Resistencia de 3.9 kΩ ¼ W	1	0.006 €	0.006 €
Resistencia de 18 kΩ ¼ W	1	0.093 €	0.093 €
Fabricación placa PCB	1	5 €	5 €
TOTAL			79.63 €

Tabla 23: presupuesto de componentes electrónicos y PCB

8.2 Coste de recursos humanos

Los recursos humanos necesarios para este proyecto son proporcionados por el ingeniero responsable del diseño. Suponiendo un salario mensual aproximado de 2,000 €, y considerando que el mes laboral tiene 160 horas efectivas de trabajo, se obtiene una tarifa horaria de 20 € por hora. Con esta tarifa, es posible estimar el costo asociado al ingeniero. El proyecto se ha desglosado en diversas tareas, cada una con una duración específica, lo que permite una evaluación precisa de los costos laborales involucrados.

Diseño de un inversor monofásico de 1kW en puente completo con modulación PWM senoidal y esquema de control en modo corriente media ACC

TAREA	HORAS	COSTE
Análisis de especificaciones	10	200 €
Diseño y cálculos	20	400 €
Implementación	30	600 €
Experimentación y montaje	30	600 €
TOTAL		1800 €

Tabla 24: Presupuesto de la mano de obra

8.3 Coste total del proyecto

El coste total del proyecto se determina al sumar los costos parciales mencionados anteriormente. Dado que estos costos ya incluyen el IVA, el resultado final se muestra en la tabla a continuación:

CONCEPTO	COSTE
Componentes y PCB	79.63 €
Recursos Humanos	1800 €
TOTAL	1879.63 €

Tabla 25: Presupuesto total del proyecto