



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación y
Desarrollo Tecnológico

Tesis de Doctorado

**Diseño Optimizado de Filtros L y LCL Para Inversores
Monofásicos Interconectados a Red**

presentada por

M.C. Heriberto Adamas Pérez

como requisito para la obtención del grado de

**Doctor en Ciencias en Ingeniería
Electrónica**

Director de tesis

Dr. Mario Ponce Silva

Codirector de tesis

Dr. Hugo Calleja Gjumlich

Cuernavaca, Morelos, México. Junio 2024.

 <small>Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico</small>	ACEPTACIÓN DE IMPRESIÓN DEL DOCUMENTO DE TESIS DOCTORAL	Código: CENIDET-AC-006-D20
		Revisión: 0
	Referencia a la Norma ISO 9001:2008 7.1, 7.2.1, 7.5.1, 7.6, 8.1, 8.2.4	Página 1 de 1

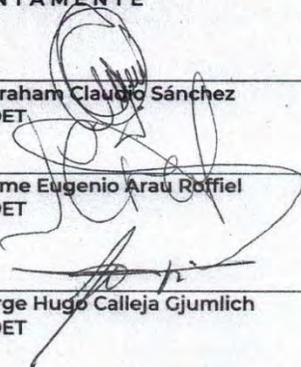
Cuernavaca, Mor., a 07 de agosto de 2024

Dr. Carlos Manuel Astorga Zaragoza
Subdirector Académico
Presente

At'n: Dr. Víctor Manuel Alvarado Martínez
Presidente del Claustro Doctoral del Departamento De Ing. Electrónica

Los abajo firmantes, miembros del Comité Tutorial del estudiante Heriberto Adamas Pérez manifiestan que después de haber revisado el documento de tesis titulado "Diseño Optimizado de Filtros L y LCL para Inversores Monofásicos Interconectados a Red", realizado bajo la dirección del Dr. Mario Ponce Silva y la codirección del Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich, el trabajo se ACEPTA para proceder a su impresión.

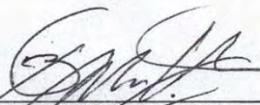
ATENTAMENTE



 Dr. Abraham Claudio Sánchez
 CENIDET

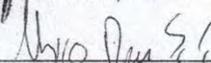
 Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel
 CENIDET

 Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich
 CENIDET



 Dr. Jesús Darío Mina Antonio
 CENIDET

 Dr. Ricardo Eliu Lozoya Ponce
 Instituto Tecnológico de Chihuahua



 Dr. Mario Ponce Silva
 CENIDET

c.c.p: M.TI Maria Elena Gómez Torres/ jefa del Departamento de Servicios Escolares.
 c.c.p: Dr. Jarniel García Morales / jefe del Departamento de Ingeniería Electrónica.
 c.c.p: Expediente.

Cuernavaca, Mor., 12/agosto/2024
No. De Oficio: SAC/237/2024
Asunto: Autorización de
impresión de tesis

HERIBERTO ADAMAS PÉREZ
CANDIDATO AL GRADO DE DOCTOR EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
P R E S E N T E

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado **“Diseño Optimizado de Filtros L y LCL para Inversores Monofásicos Interconectados a Red”**, ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

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

ATENTAMENTE

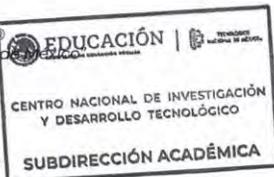
Excelencia en Educación Tecnológica
"Conocimiento y tecnología al servicio de México"



CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO

C. c. p. Departamento de Ingeniería Electrónica
Departamento de Servicios Escolares

CMAZ/lmz



Resumen

En esta tesis se presenta un nuevo método de diseño optimizado de filtros L y LCL para inversores monofásicos interconectados a la red. El objetivo del diseño es reducir el tamaño de los componentes del filtro y, por tanto, el volumen que ocupan. El análisis se realiza para tres condiciones: 1. Una interconexión a la red con un factor de potencia unitario. 2. Un inversor monofásico de puente completo. 3. Una modulación de anchura de pulso sinusoidal unipolar (SPWM) en el inversor. La optimización del filtro LCL propuesta se basa en dos parámetros denominados Alfa y Beta. Se analiza el rizo y los armónicos de corriente del inversor y de la corriente inyectada a la red. Los resultados muestran que es posible minimizar incluso más de lo indicado en la bibliografía el valor de los componentes en los filtros L y LCL. Los resultados se verificaron con simulaciones en Simulink y experimentalmente en el laboratorio.

Abstract

In this thesis a new optimized design method of L and LCL filters for single-phase grid-connected inverters is presented. The objective of the design is to reduce the size of the filter components and, therefore, the volume they occupy. The analysis is performed for three conditions: 1. A grid interconnection with unity power factor. 2. A single-phase full-bridge inverter. 3. A unipolar sinusoidal pulse width modulation (SPWM) in the inverter. The proposed LCL filter optimization is based on two parameters named Alpha and Beta. The ripple and current harmonics of the inverter and the current injected to the grid are analyzed. The results show that it is possible to minimize even more than indicated in the literature the value of the components in the L and LCL filters. The results were verified with simulations in Simulink and experimentally in the laboratory.

Dedicatoria

A mi padre Martin A. Adamas Lavariaga

†

A mi madre

A mi esposa

A mi hermano Jesús

A mi familia

Agradecimientos

A la Divinidad Suprema.

A mi director de tesis, Dr. Mario Ponce Silva por su orientación, paciencia, consejos y apoyo brindado en el transcurso de este trabajo de tesis. Pero sobre todo gracias por siempre tener palabras de aliento ante los problemas y dificultades que se presentaron, gracias también por permitirme trabajar bajo su asesoría.

A mi codirector de tesis, Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich, por su apoyo durante la elaboración del trabajo de tesis.

A mis revisores de tesis, Dr. Jesús Mina Antonio, Dr. Abraham Claudio Sánchez y Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel, por sus valiosos comentarios, orientación y tiempo dedicado a la revisión del trabajo de tesis.

A la Lic. Patricia Armas por el conocimiento otorgado en todos los cursos de inglés que tomé con ella.

A mi mejor amigo Carlos Eduardo Ricardez López por estar presente en todos los momentos.

A mi compita Christian a quien conocí en CENIDET.

A mi amiga Sonia Marlenne por su invaluable amistad, confianza y apoyo durante estos cinco años.

Al M.C. Alfredo por su disposición y apoyo brindado en la facilitación del equipo requerido para cada una de las pruebas realizadas en este trabajo.

Al Tecnológico Nacional de México campus CENIDET, por facilitarme sus instalaciones y por darme la oportunidad de realizar mis estudios de posgrado.

Al Consejo Nacional de Ciencias Humanidades y Tecnologías (CONAHCYT) por el apoyo económico brindado, el cual ha sido esencial para la realización de esta tesis.

Contenido

Lista de figuras	10
Lista de tablas	12
Abreviaturas y acrónimos	13
I. INTRODUCCIÓN	14
1.1 Introducción.....	15
1.2 Antecedentes.....	16
1.3 Planteamiento del problema	16
1.4 Estado del arte	17
1.4.2 Topologías de Filtros	17
1.5 Propuesta de Solución	20
1.6 Objetivos.....	21
1.6.1 Objetivo general	21
1.6.2 Objetivos específicos.....	21
1.7 Justificación	22
1.8 Alcances y limitaciones	22
II. ANÁLISIS MATEMÁTICO DE LOS FILTROS L Y LCL	23
2.1 Análisis del Filtro L.....	24
2.1.1 Efectos del filtro L en sistemas fotovoltaicos.....	24
2.1.2 Corriente de salida debido a la componente fundamental.....	25
2.1.3 Corriente de salida debida a componentes armónicos en la tensión de salida del inversor.....	26
2.1.4. Cálculo del filtro L a partir de la corriente de rizo	28
2.1.5 Cálculo del voltaje del bus de CD.....	28
2.1.6. Análisis del Capacitor de Enlace	30
2.2 Análisis del Filtro LCL.....	32
2.2.1. Análisis matemático del filtro LCL para el armónico fundamental	33
2.2.2. Análisis matemático del filtro LCL para un armónico n	35
2.2.3 Análisis matemático del rizo de corriente en L_1	37
2.2.4 Frecuencia de resonancia.....	39
III. DISEÑO Y SIMULACIÓN.....	42

3.1	Diseño del Filtro L.....	43
3.2	Resultados de Simulación del Filtro L	45
3.3	Diseño y optimización del Filtro LCL conectado a la red.....	50
3.4	Resultados de Simulación del Filtro LCL conectado a la red	55
IV.	RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	63
4.1	Resultados Experimentales con el filtro L.....	64
4.2	Resultados Experimentales con filtro LCL	66
V.	DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES.....	72
5.1	Discusión filtro L.....	73
5.2	Conclusión Filtro L.....	73
5.3	Discusión Filtro LCL.....	74
5.4	Conclusión Filtro LCL	75
5.5	Conclusiones generales.....	75
5.6	Trabajos futuros	76
	Referencias	77

Lista de figuras

Figura 1. Sistema Fotovoltaico.....	15
Figura 2. Filtros L y LCL conectados a la red.....	17
Figura 3. Coeficiente de atenuación (K_a) vs relación r	19
Figura 4. Posibles métodos de amortiguación pasiva del inversor conectado a la red.....	20
Figura 5. Convertidor Cuk aislado e inversor de puente completo conectados a la red con un filtro L.....	21
Figura 6. Inversor de puente totalmente conectado a la red con filtro LCL.....	21
Figura 7. Convertidor Cuk aislado e inversor de puente completo conectados a la red con un filtro L.....	24
Figura 8. Diagrama de bloques del control del inversor de puente completo.....	24
Figura 9. Filtro L conectado a la red.....	25
Figura 10. Circuito equivalente del filtro L en el armónico $n_{sw} = 2\beta + 1$	27
Figura 11. Corrientes en el capacitor de enlace.....	31
Figura 12. Corrientes de los nodos del capacitor de enlace y retorno de energía (elipses rojas).	31
Figura 13. Inversor puente completo conectado a la red con filtro LCL.....	32
Figura 14. Filtro LCL conectado a la red para el armónico fundamental del voltaje de salida del inversor.....	33
Figura 15. Filtro LCL dividido por el teorema de superposición.....	34
Figura 16. Filtro LCL para cualquier armónico n	35
Figura 17. Inversor monofásico con filtro L conectado a la red.....	45
Figura 18. Convertidor Cuk aislado.....	45
Figura 19. Resultados de la simulación: corriente (trazo superior), voltaje (trazo central) y potencia instantánea inyectada a la red (trazo inferior).....	46
Figura 20. FFT de la corriente en el filtro L.....	47
Figura 21. Armónicos de baja frecuencia en el filtro L.....	48
Figura 22. Armónicos de alta frecuencia ($2 n_{sw}$) en el filtro L.....	48
Figura 23. Voltaje de red y rizo de voltaje en el bus de CD.....	49
Figura 24. Simulación a una potencia promedio de 1 kW.....	49
Figura 25. Voltaje en el bus de CD en función de alfa.....	51
Figura 26. v_{in} en función de alfa.....	52
Figura 27. Valor propuesto para L_1	53
Figura 28. Valor propuesto para C_f	54
Figura 29. Diagrama de control del filtro LCL conectado a la red.....	56
Figura 30. Inversor puente completo con filtro LCL conectado a la red.....	56
Figura 31. Esquema de control implementado en Simulink.....	57
Figura 32. Resultados de la simulación del filtro LCL.....	57
Figura 33. Corriente en L_1	58

Figura 34. FFT de la señal de corriente en L_1	59
Figura 35. Acercamiento de la FFT de corriente de L_1	59
Figura 36. Armónicos de alta frecuencia en la FFT de la corriente en L_1	60
Figura 37. Corriente en L_2	60
Figura 38. FFT de la corriente de red.	61
Figura 39. FFT de i_g (armónicos cercanos al armónico n).	61
Figura 40. FFT de los armónicos cercanos al armónico $2f_n$ de la corriente de red.....	62
Figura 41. Voltaje de red (señal morada) y rizo de voltaje del capacitor de enlace (señal azul marino).	64
Figura 42. Tensión de red (señal morada), corriente inyectada a la red (señal verde) y potencia instantánea en el punto de conexión (señal roja).	65
Figura 43. Prototipo del convertidor Cuk aislado implementado.....	65
Figura 44. Convertidor CD-CA implementado.	66
Figura 45. Inversor implementado con filtro LCL conectado a la red	66
Figura 46. Resultados experimentales: corriente en L_1 y voltaje de red.....	67
Figura 47. FFT experimental de la corriente del lado del inversor.....	68
Figura 48. FFT de la corriente en L_1 para los armónicos cercanos a la f_n	68
Figura 49. FFT de la corriente en L_1 para los armónicos cercanos a $2f_n$ (39880 Hz).	69
Figura 50. Corriente de la red medida con un analizador de espectro.....	69
Figura 51. FFT experimental de la corriente de red.	70
Figura 52. FFT de la corriente de red para los armónicos cercanos a f_n (19940 Hz).	71
Figura 53. FFT de la corriente de red para los armónicos cercanos a $2f_n$ (39880 Hz).	71

Lista de tablas

Tabla 1. Relación entre el índice de modulación y el parámetro m_n	41
Tabla 2. Especificaciones generales de diseño.	43
Tabla 3. Especificaciones de diseño del convertidor CD-CD.	43
Tabla 4. Metodología de diseño propuesta para el inversor y el filtro L.	43
Tabla 5. Metodología de diseño para el convertidor CD-CD.	44
Tabla 6. Diseño magnético del transformador.	44
Tabla 7. Especificaciones generales de diseño.	50
Tabla 8. Metodología de diseño propuesta para el inversor y el filtro LCL.	50
Tabla 9. Valores calculados con la metodología de diseño.	54
Tabla 10. Dispositivos utilizados en el prototipo.	64
Tabla 11. Resultados experimentales: Corriente en L1, voltaje de red y potencia instantánea en el punto de conexión.	67
Tabla 12. Comparación de las ecuaciones del capacitor de enlace.	73
Tabla 13. Comparación de los valores reportados en la literatura y los propuestos en este trabajo para el filtro LCL.	75

Abreviaturas y acrónimos

CA Corriente alterna

CFE Comisión federal de electricidad

CD Corriente directa

CENIDET Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

FP Factor de potencia

MOSFET Transistor de Efecto de Campo de Metal Óxido Semiconductor

PCB Tarjeta de circuito impreso

SPWM Modulación sinusoidal de ancho de pulso

RMS Valor Cuadrático Medio o Valor Eficaz

PLL Phase-Locked Loop (lazo de seguimiento de fase)

THD Distorsión armónica total

Capítulo 1

I. INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción

La energía solar se considera casi infinita; sin embargo, su gran desventaja es la intermitencia de su generación. En general, la energía solar es convertida por Paneles Fotovoltaicos (PV's) en energía eléctrica, la cual es interconectada a través de convertidores de potencia, a la red o a cargas aisladas. Este conjunto de elementos se denomina Sistema Fotovoltaico [1-3]. Los sistemas fotovoltaicos tienen una vida útil de entre 20 y 25 años, mientras que la de los inversores suele limitarse a menos de 15 años [4, 5]. Por lo tanto, se necesitan convertidores de potencia de alta confiabilidad. En un sistema fotovoltaico monofásico, la conversión de CD (Corriente Directa) a CA (Corriente Alterna) requiere un condensador de enlace para compensar las variaciones de potencia [6-8]. Se sabe que el condensador electrolítico es un componente limitante de la fiabilidad y la vida útil de un sistema fotovoltaico [9, 10]. Recientemente, se han propuesto varias topologías nuevas que no utilizan capacitores electrolíticos [11-15]. Investigaciones anteriores han aportado expresiones matemáticas para evaluar el condensador de enlace del bus de CD para sistemas fotovoltaicos [16-19]. Un esquema típico de sistema fotovoltaico se muestra en la Figura 1.

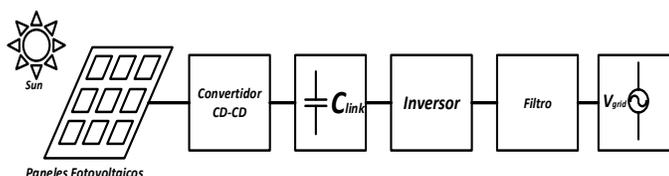


Figura 1. Sistema Fotovoltaico.

El análisis convencional para evaluar el condensador de enlace de CD parte del supuesto de que la energía siempre fluye del bus de CD al inversor. Esto sería cierto si los filtros pasivos, como el filtro L y LCL, no fueran necesarios y no se colocarían entre la red y el inversor. Sin embargo, estos filtros pasivos son necesarios para bloquear los armónicos generados por el inversor. La adición de estos filtros provoca un desfase entre la tensión suministrada por el inversor y la tensión de red. Normalmente, este desfase y otras variaciones se compensan con un Phase-Locked-Loop (PLL). El PLL mantiene un factor de potencia unitario en la red. Sin embargo, el desplazamiento de fase provoca un factor de potencia no unitario en el punto de conexión entre el inversor y el filtro pasivo. Por lo tanto, habrá potencia reactiva devuelta al inversor y al bus de CD. Esta situación podría empeorar cuando el factor de potencia en el punto de conexión a la red no es la unidad, esto se le conoce en los inversores como inyección de potencia reactiva. Pero esto provoca un mayor retorno de potencia reactiva al capacitor de enlace. El uso del PLL no evita este retorno de energía al capacitor de enlace, la solución tradicional a este problema es elegir un capacitor lo suficientemente grande como para absorber la energía devuelta y mantener bajo el rizo del voltaje del bus de CD. En este trabajo solo se abordará el caso particular de factor de potencia unitario en el punto de conexión con la red.

1.2 Antecedentes

Estudios anteriores han ofrecido formulaciones matemáticas para calcular el filtro LCL interconectado a la red en sistemas monofásicos [20-23]. Recientemente, se han propuesto métodos de optimización para filtros LCL trifásicos basados en algoritmos complejos [24-31]. Existen pocos métodos de optimización para sistemas monofásicos [23, 32-34], los métodos propuestos se basan en los análisis realizados en [20-22]. También se han descrito métodos basados en la minimización de costo y peso para sistemas trifásicos [35, 36].

En la literatura hay muy poca información sobre cómo calcular el filtro L y no existen expresiones matemáticas para su cálculo. Los artículos encontrados [37-41]. Introducen el análisis y presentan el valor del filtro L, pero no explican cómo lo han obtenido. Mencionan que el valor alto se basa en una frecuencia de corte que debe ser mucho mayor que la frecuencia de la red y muestran los diagramas de Bode para un valor propuesto [37, 40, 42, 43].

1.3 Planteamiento del problema

Los filtros son añadidos para atenuar los armónicos del inversor, suele calcularse mediante diagramas de Bode [20-22, 39, 44-46]. Los métodos de optimización para filtros LCL trifásicos están basados en algoritmos complejos [24-31]. Existen pocos métodos de optimización para sistemas monofásicos [23, 32-34]. No se ha encontrado en la literatura artículos relacionados con la optimización del filtro L solo se aborda el filtro LCL. En este trabajo se propone una nueva metodología de optimización para el diseño de filtros L y LCL interconectados a la red, sin ocupar diagramas de Bode ni algoritmos complejos.

El análisis considera el rizo de corriente en los filtros del lado del inversor y de lado de la red, la potencia promedio inyectada a la red y se consideran las siguientes condiciones:

1. El bus de CD es siempre superior al valor de pico de la tensión de red sinusoidal.
2. Existe un factor de potencia unitario en el punto de conexión entre la red y los filtros L y LCL.

El análisis se realiza para un punto de funcionamiento específico (factor de potencia unitario). De modo que el sistema puede funcionar en lazo abierto, sin necesidad de utilizar un PLL.

1.4 Estado del arte

1.4.2 Topologías de Filtros

1.4.2.1 Filtro L

Los filtros de salida reducen los armónicos de la corriente generada por la conmutación de los dispositivos semiconductores. Existen varios tipos de filtros. La variante más sencilla es un inductor conectado entre la red y el inversor (Filtro L). Pero también se pueden utilizar combinaciones de inductores y capacitores como el filtro LCL [47]. Estas topologías se muestran en la Figura 2.

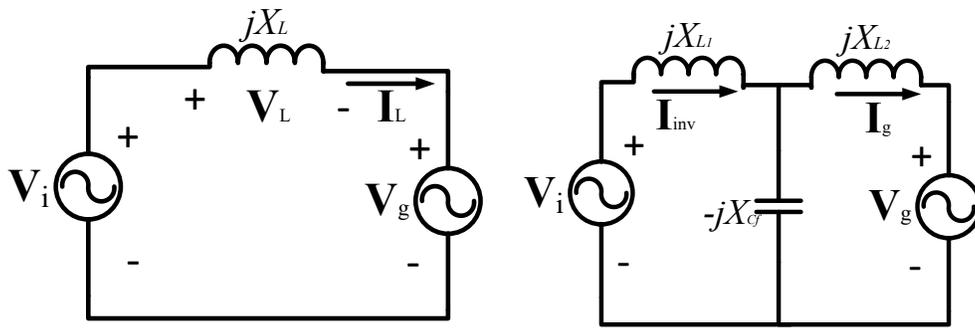


Figura 2. Filtros L y LCL conectados a la red.

El filtro L Figura 2 (parte izquierda) es un filtro de primer orden con una atenuación de 20 dB/década en toda la gama de frecuencias. Por lo tanto, la aplicación de este tipo de filtro es adecuada para convertidores con alta frecuencia de conmutación [47]. El filtro L fue muy popular hasta que se introdujeron las normas IEEE 519-1992 [39].

Para cumplir todos los requisitos de la norma, el tamaño del filtro L es alto [39]. Se han realizado trabajos previos para calcular el inductor L del filtro utilizando diagramas de Bode [37, 42].

1.4.2.2 Filtro LCL

Investigaciones anteriores [20-22] han proporcionado expresiones matemáticas para calcular el filtro LCL mostrado en la Figura 2 (parte derecha) interconectado a la red en sistemas monofásicos. Las ecuaciones de diseño reportadas en [21, 22, 48-50] se muestran en las expresiones.

Para el inductor del lado del inversor (L_1), se utiliza la ecuación (1).

$$L_1 = \frac{V_{dc}}{8f_{sw}\Delta_I} \quad (1)$$

Donde V_{dc} es el voltaje en el bus de CD un inversor que se conecta a un filtro LCL, f_{sw} es la frecuencia de conmutación y Δ_I es el rizo de corriente en L_1 propuesto el cual se calcula con la ecuación (2).

$$\Delta_I = \frac{\%r_{inv} \sqrt{2} P_{avg}}{100V_{g_{rms}}} \quad (2)$$

Donde $\%r_{inv}$ es el porcentaje de rizo de corriente de lado del inversor, P_{avg} es la potencia promedio inyectada a la red y $V_{g_{rms}}$ es el voltaje eficaz de la red. Para el inductor del lado de la red (L_2), se utiliza la ecuación (3).

$$L_2 = rL_1 \quad (3)$$

Para calcular el inductor del lado de la red (L_1), algunos artículos [22, 50, 51] utilizan el coeficiente de atenuación (K_a), el cual define la relación entre la corriente del lado de la red y la corriente del lado del inversor para cualquier armónico. Esto se muestra en la ecuación.

$$\frac{I_{g_n}}{I_{inv_n}} \cong K_a = \frac{1}{\left| 1 + r \left[1 - L_1 C_f \omega_{sw}^2 \right] \right|} \quad (4)$$

Donde r es la relación entre L_2 y L_1 , ω_{sw} es la frecuencia angular de conmutación y K_a es el coeficiente de atenuación. La figura 6 muestra la relación entre K_a , y r . La figura 8 muestra que para tener un coeficiente de atenuación menor r debe de ser igual a 1.

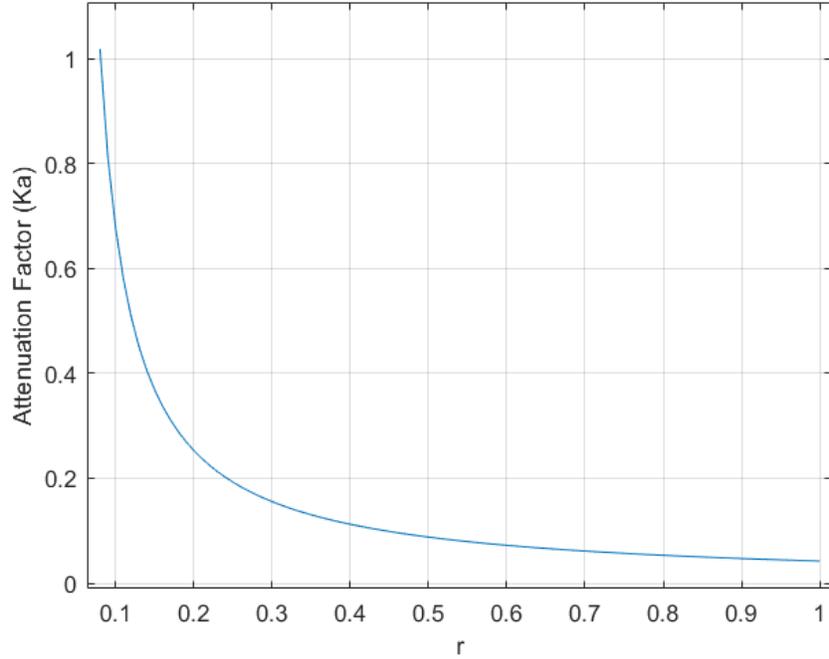


Figura 3. Coeficiente de atenuación (K_a) vs relación r .

Para el capacitor del filtro LCL, se define una impedancia base (Z_b) la cual se muestra en la ecuación (5).

$$Z_b = \frac{V_{g_{rms}}^2}{P_{avg}} \quad (5)$$

Esta Z_b se utiliza para definir una capacitancia base (C_b). Esto se muestra en la ecuación (6).

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \quad (6)$$

Donde ω_g es la frecuencia angular de la red. Para el cálculo del capacitor del filtro LCL se propone que el capacitor maneje un máximo del 5% de potencia reactiva, por lo que C_b se multiplica por 0,05 como se muestra en la ecuación (7).

$$C_f = 0.05C_b \quad (7)$$

En la mayoría de los artículos [20, 52-54] muestran que el filtro LCL presenta una frecuencia de resonancia. A esta frecuencia la magnitud de los armónicos aumenta considerablemente. La ecuación (8) muestra cómo calcular la frecuencia de resonancia en un filtro LCL.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (8)$$

Existen diferentes métodos para atenuar el efecto que provoca la frecuencia de resonancia en la corriente de red. Estos métodos consisten en agregar resistencias, capacitores e inductores en arreglos de paralelo y serie dentro del filtro LCL como se muestra en la Figura 4. Estos métodos se reportan en [55-58].

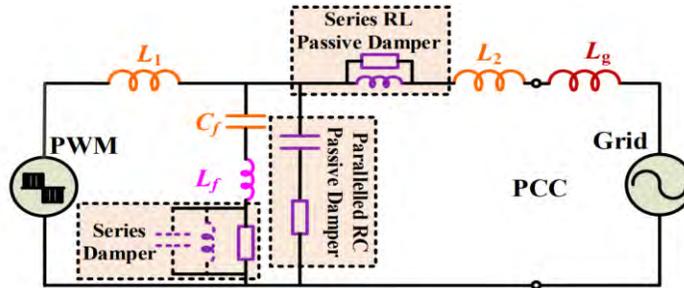


Figura 4. Posibles métodos de amortiguación pasiva del inversor conectado a la red.

Estos métodos son fáciles de implementar y se ha utilizado ampliamente en aplicaciones industriales [59]. La frecuencia de resonancia debe satisfacer la condición mostrada en la ecuación (9). Esta condición describe que la frecuencia de resonancia (f_{res}) debe ser mínimo 10 veces mayor o igual a la frecuencia de red (f_g) y menor o igual que la mitad de la frecuencia de conmutación (f_{sw}) [52, 60]. Estas condiciones de diseño garantizan que las frecuencias cercanas a f_g y a la frecuencia de conmutación no sean igual a la frecuencia de resonancia así se evitaría que un armónico pudiera tener una magnitud tan alta que provoque una falla en el filtro LCL.

$$10f_g \leq f_{res} \leq \frac{f_{sw}}{2} \quad (9)$$

1.5 Propuesta de Solución

La aportación principal del trabajo de tesis es el análisis y optimización de filtros interconectados a la red. Bajo las siguientes restricciones: 1. Factor de potencia unitario en el punto de conexión con la red y 2. Sistema monofásico. El objetivo del análisis es reducir el tamaño de los componentes del filtro y, por tanto, el volumen que ocupan. El análisis del filtro L se hará para un inversor puente completo, utilizando un convertidor Cuk aislado (Figura 5) y el filtro LCL (Figura 6).

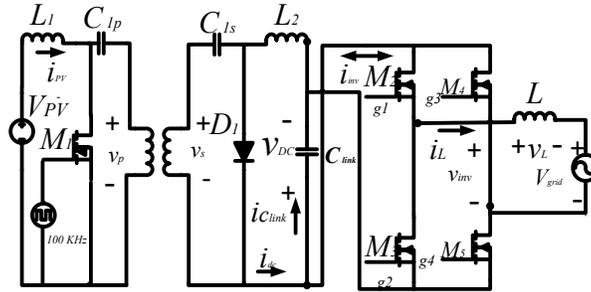


Figura 5. Convertidor Cuk aislado e inversor de puente completo conectados a la red con un filtro L.

En el caso del filtro LCL (Figura 6) se analizará el inversor puente completo conectado a la red y alimentado solo por una fuente de CD que representa de manera simplificada un convertidor CD-CD.

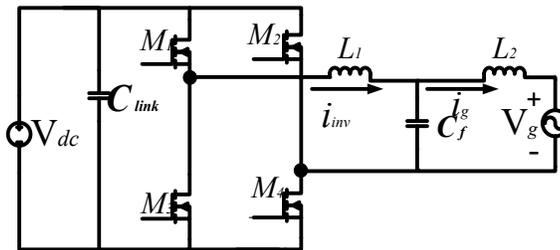


Figura 6. Inversor de puente totalmente conectado a la red con filtro LCL.

1.6 Objetivos

1.6.1 Objetivo general

El objetivo general es hacer un análisis matemático para filtros L y LCL, así como una optimización para reducir el tamaño de los componentes del filtro y, por tanto, el volumen que ocupan.

1.6.2 Objetivos específicos

1. Analizar teóricamente los circuitos mostrados en las Figura 5 y Figura 6 para evaluar el capacitor de enlace necesario que suprima los desfases de corriente inducidos los filtros L y LCL.
2. Evaluar el efecto de los armónicos de corriente producidos por el inversor en el cálculo de los filtros y del capacitor de enlace.

3. Verificar experimentalmente los análisis teóricos propuestos.

1.7 Justificación

Actualmente hay pocos análisis para optimizar el filtro L debido a que ya casi no es usado [47]. Por otro lado, el filtro LCL es uno de los más usados en la industria [47], una de las razones principales es debido a que el valor de los componentes es más pequeño comparado con el filtro L [61]. Existen diversos trabajos sobre optimización de filtros LCL [24, 27, 31, 33, 53, 62] estos ocupan algoritmos complejos, enjambre de partículas, redes neuronales, etc. Sin embargo, este trabajo se plantea un método de optimización simple que tiene buenos resultados en simulación y experimentalmente.

1.8 Alcances y limitaciones

El análisis y optimización de los filtros L y LCL solo se estudian en simulación e implementación, pero solo para sistemas monofásicos conectados a la red. Para sistemas trifásicos aún no hay un análisis ni optimización similar a lo presentado en este trabajo.

Capítulo 2

II. ANÁLISIS MATEMÁTICO DE LOS FILTROS L Y LCL

2.1 Análisis del Filtro L

2.1.1 Efectos del filtro L en sistemas fotovoltaicos

Se analizará matemáticamente un inversor puente completo con un filtro L conectado a la red. El inversor puente completo se alimenta con un convertidor Cuk aislado (véase la Figura 7).

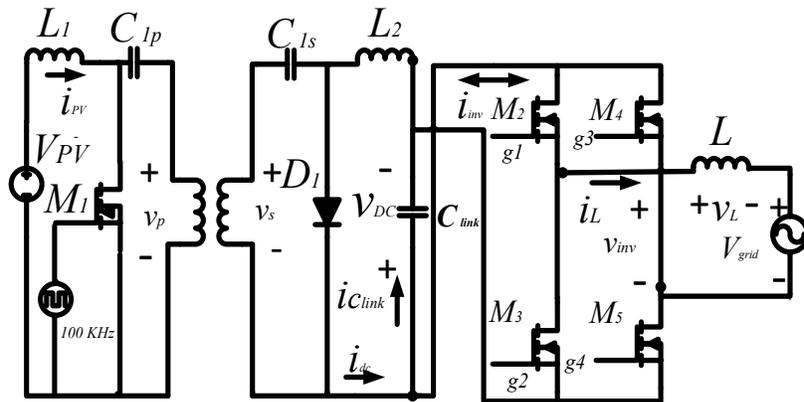


Figura 7. Convertidor Cuk aislado e inversor de puente completo conectados a la red con un filtro L.

La Figura 8 muestra el diagrama de control de las compuertas en los MOSFETs del inversor puente completo, este tipo de control se utilizará en la parte experimental de este trabajo.

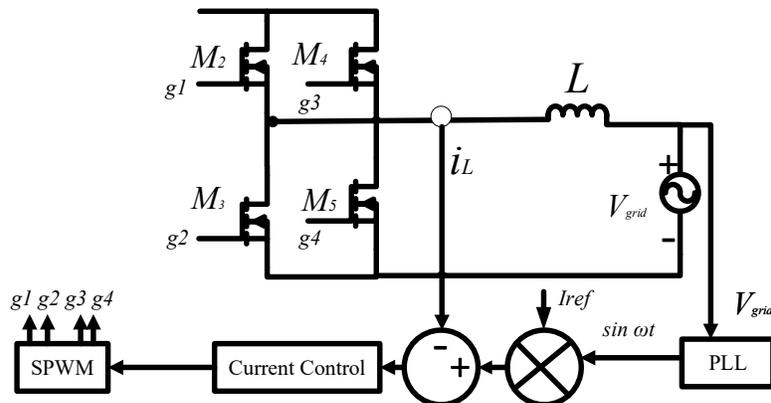


Figura 8. Diagrama de bloques del control del inversor de puente completo.

En la bibliografía hay muy poca información sobre cómo calcular el filtro L y no existen expresiones matemáticas para su cálculo. Los artículos encontrados [37-41, 63] introducen el análisis y presentan el valor del filtro L, pero no explican cómo lo han obtenido. Mencionan que el valor tiene que ser alto y se basan en una frecuencia de corte que debe ser

mucho mayor que la frecuencia de red y muestran los diagramas de Bode para un valor propuesto [37, 40, 42, 63, 64].

Para analizar el efecto del inductor L en el inversor puente completo, se utiliza un circuito simplificado (Ver Figura 9). Para simplificar, en este circuito sólo se considera la componente fundamental en la tensión de salida del inversor, y se aplica un análisis fasorial, donde \mathbf{V}_1 representa el fasor de v_{inv} , v_L representa el voltaje del inductor, $X_L = \omega L$ es la reactancia, y \mathbf{V}_{grid} representa el fasor del voltaje de red ($v_{grid} = V_{grid} \sin(\omega t)$). Como se ha señalado, todo el análisis se realiza con las componentes fundamentales a una frecuencia de red ($f = 60$ Hz) y con una frecuencia angular de ($\omega = 120\pi$), y \mathbf{I}_L es el fasor de la corriente inyectada a la red. La referencia para todos los fasores es el voltaje de red.

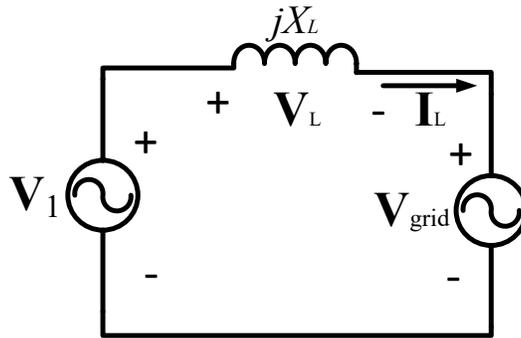


Figura 9. Filtro L conectado a la red.

2.1.2 Corriente de salida debido a la componente fundamental

El análisis de voltajes del circuito serie de la Figura 9 se realiza con la frecuencia de red de modo que V_I sea la magnitud de voltaje a la frecuencia fundamental de la modulación por ancho de pulsos sinusoidal (SPWM). El voltaje del inductor el fasor (\mathbf{V}_L) se sustituye por la multiplicación de la reactancia inductiva (X_L) con el fasor \mathbf{I}_L y la unidad imaginaria (j). El fasor de \mathbf{V}_1 puede ser calculado con (10) expresándolo en forma polar, donde V_I es la magnitud del fasor \mathbf{V}_1 .

$$\mathbf{V}_1 = \mathbf{V}_{grid} + (jX_L \mathbf{I}_L) = V_1 \angle \phi_{inv} \quad (10)$$

La magnitud y fase de la ecuación (10) son obtenidas como se muestra en las ecuaciones (11) y (12).

$$V_1 = |\mathbf{V}_1| = \sqrt{V_{grid}^2 + (I_L X_L)^2} \quad (11)$$

$$\phi_{inv} = \tan^{-1} \left(\frac{I_L X_L}{V_{grid}} \right) \quad (12)$$

El ángulo ϕ_{inv} es el ángulo de fase de retardo que debe añadirse a la tensión de salida del inversor para obtener un factor de potencia unitario en el punto de conexión con la red.

Suponiendo que I_L debe estar en fase con el voltaje de red V_{grid} para obtener un factor de potencia unitario en el punto de conexión y que I_L es una forma de onda sinusoidal pura, la potencia promedio P_{avg} se puede calcular usando la ecuación (13).

$$P_{avg} = \frac{I_L}{\sqrt{2}} \frac{V_{grid}}{\sqrt{2}} \cos(0^\circ) = \frac{I_L V_{grid}}{2} \quad (13)$$

Resolviendo I_L de la ecuación (13) resulta en la ecuación (14)

$$I_L = \frac{2P_{avg}}{V_{grid}} \quad (14)$$

2.1.3 Corriente de salida debida a componentes armónicos en la tensión de salida del inversor

Para determinar el contenido armónico de la tensión de salida del inversor, se debe establecer una relación entre la frecuencia de la señal portadora triangular f_{sw} de la modulación SPWM y la frecuencia de red (f_{grid}) es definida. Esta relación se llamará β , y se muestra en la ecuación (15).

$$\beta = \frac{f_{sw}}{f_{grid}} \quad (15)$$

Para calcular los armónicos de una señal SPWM unipolar, se utiliza la serie de Fourier [65-67]. En una modulación SPWM unipolar, solo hay armónicos impares y el componente de CD es igual a 0. La serie de Fourier de una señal SPWM unipolar [67, 68] se muestra en las ecuaciones (16) y (17).

$$v_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(na_k) \quad (16)$$

$$n = (2\beta - 1), (2\beta + 1), (4\beta - 1), (4\beta + 1), (6\beta - 1), (6\beta + 1) \dots \quad (17)$$

Donde V_{dc} es la amplitud media del bus de CD, N es el número de ángulos de conmutación por un cuarto de período de la señal, a_k son los ángulos de conmutación para una señal de un cuarto de período y están condicionados como se muestra en la ecuación (18), y k es el k -th ángulo de conmutación.

$$a_1 < a_2 < \dots < a_N < \frac{\pi}{2} \quad (18)$$

Obteniendo los ángulos de conmutación y resolviendo la ecuación (16). Para el armónico $n_{sw} = 2\beta + 1$, es posible obtener la máxima tensión de salida en el armónico n_{sw} (V_{nsw}) como una función de (V_{dc}), como se indica en la ecuación (19) donde m_{nsw} es la relación entre la tensión de salida máxima en el armónico n_{sw} (V_{nsw}) y (V_{dc}). Para un índice de modulación, es igual a 1.

$$m_{nsw} = \frac{V_{nsw}}{V_{dc}} = 0.176 \quad (19)$$

Para este trabajo se ha utilizado la técnica de modulación SPWM unipolar con una frecuencia de conmutación de la portadora $f_{sw} = 15$ kHz, donde los armónicos posteriores al fundamental aparecen a una frecuencia de $2\beta + 1$, $2\beta - 1$, $2\beta + 2$, and $2\beta - 2$, respectivamente. El armónico $2\beta + 1$ (n_{sw}) es uno de los armónicos más grandes y es el voltaje de salida del inversor (v_{inv}) a la frecuencia del armónico n_{sw} (f_{nsw}). Para evaluar la magnitud de la corriente en el armónico $n_{sw} = 2\beta + 1$. Se vuelve a utilizar un análisis fasorial. Para este armónico, el circuito se simplifica al circuito de la Figura 10, donde V_{nsw} representa el fasor de tensión en la salida del inversor en el armónico n_{sw} , V_{Lnsw} representa la tensión del inductor en el mismo armónico, $X_{Lnsw} = \omega_{nsw}L$ es la reactancia en el mismo armónico n_{sw} , y I_{Lnsw} es el fasor de la corriente en el armónico n_{sw} . Dado que V_{grid} sólo tiene la frecuencia fundamental (60 Hz) y no tiene componentes armónicos, ya no se incluye en el análisis de la corriente I_{Lnsw} .

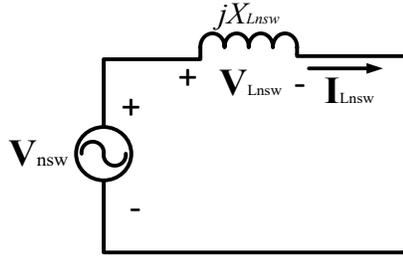


Figura 10. Circuito equivalente del filtro L en el armónico $n_{sw} = 2\beta + 1$.

Aplicación de la ley de voltaje de Kirchhoff al circuito de la Figura 10 y sustituyendo el voltaje del inductor (V_{Lnsw}) por el producto equivalente de la reactancia inductiva (X_{Lnsw}) con I_{Lnsw} resulta la ecuación (20).

$$V_{nsw} - (jX_{Lnsw} I_{Lnsw}) = 0 \quad (20)$$

Despejando el fasor (I_{Lnsw}) de la ecuación (20). Resulta la ecuación (21).

$$I_{Lnsw} = \frac{V_{nsw}}{jX_{Lnsw}} \quad (21)$$

La magnitud I_{Lnsw} se obtiene a partir de la ecuación (21). Esto se muestra en la ecuación (22).

$$I_{Lnsw} = |I_{Lnsw}| = \frac{V_{nsw}}{X_{Lnsw}} \quad (22)$$

Dónde X_{Lnsw} es la reactancia inductiva en el armónico n_{sw} . Esto se puede calcular con la ecuación (23).

$$X_{Lnsw} = \omega_{nsw} L \quad (23)$$

2.1.4. Cálculo del filtro L a partir de la corriente de rizo

Para este análisis, se tomarán en cuenta el armónico n_{sw} de $i_L(t)$ los armónicos posteriores al armónico n_{sw} se despreciarán ya que son muy pequeños en comparación con los armónicos $I_{L_{nsw}}$. Por lo tanto, la corriente del inductor en el dominio del tiempo se puede aproximar mediante la suma de I_L y $I_{L_{nsw}}$, como se muestra en la ecuación (24).

$$i_L(t) \approx I_L \sin(\omega t) + I_{L_{nsw}} \sin(\omega_{nsw} t) \quad (24)$$

De acuerdo con la ecuación (24), se puede observar que el rizo de corriente en el filtro L es causado por la amplitud de pico a pico de la señal de corriente en el armónico n_{sw} . Por lo tanto, el porcentaje de rizo de la corriente en el filtro L se puede aproximar mediante la ecuación (25).

$$\%r_{i_L} \approx \frac{(2I_{L_{nsw}})(100)}{I_L} \quad (25)$$

Sustituyendo las ecuaciones (22) y (23) en la ecuación (25), La expresión (26) se obtiene.

$$\%r_{i_L} = \frac{100(m_{nsw})V_{dc}V_{grid}}{X_{L_{nsw}}P_{avg}} \quad (26)$$

Resolviendo L a partir de la ecuación (26) y sustituyendo la ecuación (23) resulta la ecuación (27)

$$L = \frac{100(m_{nsw}V_{dc})V_{grid}}{\omega_{nsw}P_{avg}\%r_{i_L}} \quad (27)$$

2.1.5 Cálculo del voltaje del bus de CD

Una vez obtenido el valor del inductor, se realiza el análisis para calcular la tensión del bus de CD. La tensión de salida máxima fundamental del inversor V_1 está relacionado con el índice de modulación m , (ver ecuación (28)). La amplitud máxima del voltaje de salida del inversor es igual al voltaje del bus de CD multiplicado por el índice de modulación [69, 70].

$$V_1 = mV_{dc} \quad (28)$$

Combinando las ecuaciones (11), (19) y sustituyendo la reactancia inductiva de la ecuación (23) resulta (29).

$$V_{dc} = \frac{|V_1|}{m} = \frac{\sqrt{V_{grid}^2 + (I_L \omega L)^2}}{m} \quad (29)$$

Sustituyendo (14) y (27) En la ecuación (29) resulta la ecuación (30).

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{V_{grid}^2 + \frac{4000m_{nsw}^2 V_{dc}^2 \omega^2}{\%r_{iL}^2 \omega_{nsw}^2}}}{m} \quad (30)$$

La ecuación (19) se sustituye en la ecuación (30) la cual se divide en dos partes, A y B, como se muestra en las ecuaciones (31) y (32).

$$A = V_{grid}^2 \quad (31)$$

$$B = \frac{30976\omega^2}{25\%r_{iL}^2 \omega_{nsw}^2} \quad (32)$$

Combinando (31) y (32) en la ecuación (30) resulta (33).

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{A + BV_{dc}^2}}{m} \quad (33)$$

Resolviendo V_{dc} de la ecuación (33) se obtiene la expresión (34).

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{A}}{\sqrt{m^2 - B}} \quad (34)$$

Sustituyendo las ecuaciones (31) y (32) en la ecuación (34) resulta la ecuación (35).

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{V_{grid}^2}}{\sqrt{m^2 - \frac{30976\omega^2}{25\%r_{iL}^2 \omega_{nsw}^2}}} \quad (35)$$

El valor del bus de CD debe superar el valor máximo de la tensión de red [71-74], incluso con variaciones del $\pm 5\%$. La ecuación (35) es una función del voltaje de red (V_{grid}), El porcentaje de rizo ($\%r_{iL}$), el índice de modulación (m), y la frecuencia angular de conmutación (ω_{nsw}). La potencia promedio del convertidor CD-CD es aproximadamente igual a la potencia promedio de salida suministrada a la red y a la potencia de salida del inversor sin tener en cuenta las pérdidas de conmutación de los MOSFETs (ver ecuación (13)).

La potencia promedio suministrada por el inversor puede expresarse como una función del coseno del ángulo de fase de retardo (ϕ_{inv}), y es aproximadamente igual a la potencia promedio entregada a la red cuando el factor de potencia en el punto de conexión con la red es unitario sin embargo la potencia promedio se ve afectada por el índice de modulación como se muestra en la ecuación (28) sustituyendo (28) en la ecuación (13) se obtiene (36).

$$P_{avg} = \frac{V_1 I_L}{2} \cos(\phi_{inv}) = \frac{V_{dc} I_L}{2m} \cos(\phi_{inv}) \quad (36)$$

Sustituyendo (14) y resolviendo (36) para el ángulo de desfase causado por el filtro L y considerando un factor de potencia unitario resulta la ecuación (37).

$$\phi_{inv} = \cos^{-1} \left(\frac{V_{grid}}{V_{dc}} \right) \quad (37)$$

2.1.6. Análisis del Capacitor de Enlace

A continuación, se muestra el análisis teórico para evaluar el efecto del capacitor de enlace en el voltaje del bus de nivel de CD. De acuerdo con los resultados experimentales y de simulación, el voltaje en el condensador de enlace en función del tiempo podría aproximarse a una expresión con dos componentes: un componente de CD y un componente de CA. La componente de CA es el voltaje de rizo en el capacitor, como se muestra en la ecuación (38).

$$v_{C_{link}} = V_{dc} + \frac{\Delta V_{dc}}{2} \sin(2\omega t + \phi_{inv}) \quad (38)$$

Dónde: V_{dc} es el voltaje promedio del bus de CD, ΔV_{dc} es el voltaje pico a pico del rizo en el capacitor de enlace, que oscila al doble de la frecuencia de la red ($2\omega t$), y ϕ_{inv} es el ángulo de fase de la modulación. El nivel del bus de CD puede definirse mediante la ecuación (39).

$$V_{dc} = V_{max} - \left(\frac{\Delta v_{dc}}{2} \right) \quad (39)$$

Donde V_{max} es el voltaje máximo de rizo en el capacitor de enlace. El porcentaje de rizo de voltaje en el capacitor de enlace se calcula con la ecuación (40).

$$\% \Delta r_{vdc} = \frac{\Delta v_{dc} (100)}{V_{dc}} \quad (40)$$

La expresión de la corriente en un capacitor se muestra en la ecuación (41)

$$i_{C_{link}} = C_{link} \frac{dv_{C_{link}}}{dt} \quad (41)$$

Donde $i_{C_{link}}$ es la corriente en el capacitor de enlace. Sustituyendo (38) en la ecuación (41) resulta (42).

$$i_{C_{link}} = \omega C_{link} \Delta v_{dc} \cos(2\omega t + \phi_{inv}) \quad (42)$$

La ley de corrientes de Kirchoff se aplica al nodo donde se encuentra el capacitor de enlace (véase la Figura 11). Cuando el inversor devuelve energía, el capacitor se carga, y

cuando el inversor demanda energía, el capacitor se descarga. Esto considerando que la corriente del inversor fluye de manera positiva del convertidor DC-DC hacia el inversor. En la Figura 12, la señal roja es la corriente de salida del convertidor CD-CD, la señal morada es la corriente a la entrada del inversor y la señal azul es la corriente en el capacitor de enlace. Las elipses rojas muestran el retorno de energía del filtro en L al bus de CD y al capacitor de enlace. La ley de corrientes de Kirchhoff en el nodo del capacitor de enlace se muestra en la ecuación (43)

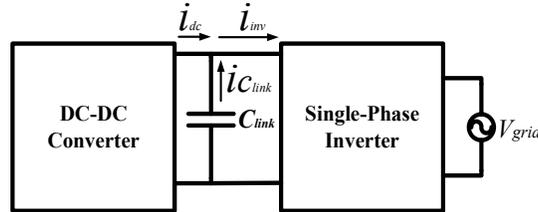


Figura 11. Corrientes en el capacitor de enlace

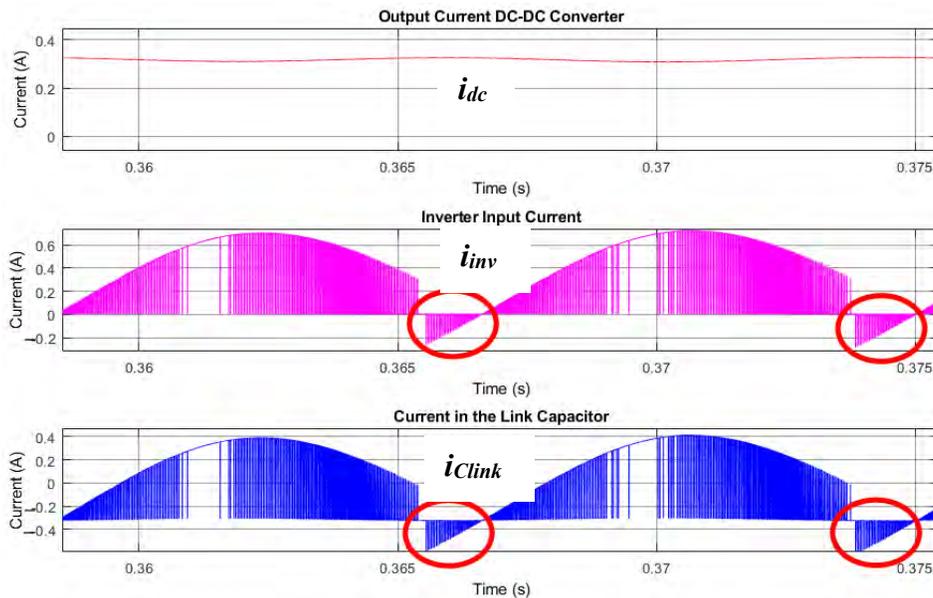


Figura 12. Corrientes de los nodos del capacitor de enlace y retorno de energía (elipses rojas).

$$i_{dc} + i_{C_{link}} - i_{inv} = 0 \quad (43)$$

La ecuación (42) se sustituye en (43) tomando los valores máximos y resolviendo para i_{clink} resulta en (44).

$$I_{C_{link} \max} = I_{inv \max} - i_{dc} = \omega C_{link} \Delta_{vdc} \quad (44)$$

Sustituyendo C_{link} de la ecuación (44), considerando que la magnitud de la corriente $I_{inv \max}$ es la misma que I_L al minimizarse las pérdidas en el inversor. El capacitor de enlace puede calcularse con la ecuación (45).

$$C_{link} = \frac{I_{Lmax} - (I_{dc})}{\omega\Delta_{vdc}} = \frac{\left(\frac{2P_{avg}}{V_{grid}}\right) - \left(\frac{P_{avg}}{V_{dc}}\right)}{\omega\Delta_{vdc}} \quad (45)$$

Combinando la ecuación (37) con (45) resulta en la ecuación (46).

$$C_{link} = \frac{\left(\frac{2P_{avg}}{V_{grid}}\right) - \left(\frac{P_{avg}}{V_{grid} \cos(\phi_{inv})}\right)}{\omega\Delta_{vdc}} \quad (46)$$

Simplificando la ecuación (46) resulta en (47).

$$C_{link} = \frac{P_{avg} (2 - \cos(\phi_{inv}))}{V_{grid} \omega \Delta_{vdc}} \quad (47)$$

Combinando (37) y (40) en la ecuación (47) resulta la ecuación (48).

$$C_{link} = \frac{100P_{avg} (2 - \cos(\phi_{inv})) \cos(\phi_{inv})}{V_{grid}^2 \omega^2 \Delta r_{vdc}} \quad (48)$$

La ecuación (48) define el valor del capacitor idóneo en función de la energía devuelta por el filtro L causada por el ángulo de desfase ϕ_{inv} , el porcentaje de rizo de voltaje, el voltaje pico de red y la potencia promedio. Por lo que un valor más alto que este capacitor no será necesario.

2.2 Análisis del Filtro LCL

El sistema analizado utiliza un filtro LCL, conectado a un inversor monofásico de puente completo y a la red como se muestra en la Figura 13.

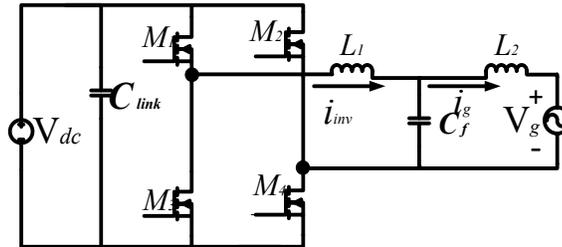


Figura 13. Inversor puente completo conectado a la red con filtro LCL.

2.2.1. Análisis matemático del filtro LCL para el armónico fundamental

El propósito de este análisis matemático es la optimización del filtro LCL. Para que el valor de los inductores y el capacitor sea menor. Un análisis anterior de este tipo se realizó para un filtro L conectado a la red y se publicó en [75]. En este trabajo, para analizar el funcionamiento del filtro LCL se realiza un análisis de Fourier para cada armónico de la tensión de salida del inversor. Primero se analiza el circuito para el armónico fundamental a la frecuencia de la red y después para el siguiente armónico que aparece según la técnica de modulación del inversor de salida. Para el armónico fundamental, el circuito simplificado a analizar se muestra en la Figura 14.

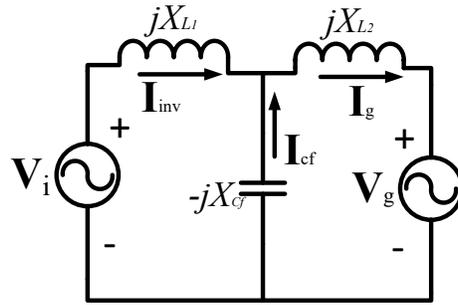


Figura 14. Filtro LCL conectado a la red para el armónico fundamental del voltaje de salida del inversor.

Donde: V_i es el fasor del armónico fundamental a la entrada del filtro LCL, I_{inv} es el fasor de la corriente de entrada del filtro LCL, I_g es el fasor de la corriente de red el cual está en fase con el voltaje de red, V_g es el fasor del voltaje de red, X_{L1} y X_{L2} son las reactancias inductivas del inductor del lado del inversor (L_1) y el inductor de red (L_2). X_{Cf} es la reactancia capacitiva del capacitor del filtro (C_f). Definiendo el voltaje de entrada del filtro y del voltaje de red. Esto se muestra en las ecuaciones (49) y (50).

$$V_i = V_i \angle \phi_i \quad (49)$$

$$V_g = V_g \angle 0^\circ \quad (50)$$

Donde: V_i es la magnitud de voltaje pico del fasor V_i a la entrada del filtro LCL, ϕ_{inv} es el ángulo de fase causado por el filtro LCL en el voltaje del inversor, V_g es la magnitud de voltaje pico de la red y 0° es el ángulo de referencia de la red para una conexión con factor de potencia unitario. Definiendo las reactancias de cada elemento del filtro LCL. Se muestran en las ecuaciones (51), (52) y (53).

$$X_{L1} = \omega L_1 \quad (51)$$

$$X_{Cf} = \frac{1}{\omega C_f} \quad (52)$$

$$X_{L2} = \omega L_2 \quad (53)$$

Donde: ω es la frecuencia angular de la red. Definiendo las impedancias de cada elemento. Estas se muestran en las ecuaciones (54), (55) y (56).

$$Z_{L_1} = jX_{L_1} \quad (54)$$

$$Z_{C_f} = -jX_{C_f} \quad (55)$$

$$Z_{L_2} = jX_{L_2} \quad (56)$$

Donde: Z_{L1} es la impedancia del inductor del lado del inversor, j es el número imaginario, Z_{Cf} es la impedancia del capacitor del filtro LCL y Z_{L2} es la impedancia del inductor del lado de la red. Aplicando el teorema de superposición. El circuito se puede dividir en dos partes. Donde la corriente total de la red será la suma de ambas partes. Esto se muestra en la Figura 15.

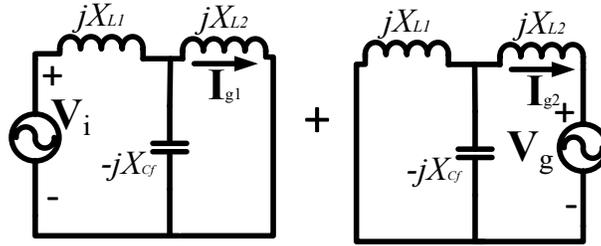


Figura 15. Filtro LCL dividido por el teorema de superposición.

Resolviendo el circuito de la izquierda que se alimenta de la tensión de pico del armónico fundamental de la salida en modulación SPWM unipolar, X_{L2} y X_{Cf} están en paralelo. Resolviendo el paralelo esto se muestra en la ecuación (57).

$$Z_{eq} = \frac{Z_{L_2} Z_{C_f}}{Z_{L_2} + Z_{C_f}} = \frac{jX_{C_f} X_{L_2}}{(X_{C_f} - X_{L_2})} \quad (57)$$

Donde Z_{eq} es la impedancia equivalente del paralelo de X_{L2} y X_{Cf} . Aplicando divisor de tensión en el Z_{eq} . Ver la ecuación (58).

$$V_{C_f} = \frac{V_i Z_{eq}}{Z_{eq} + Z_{L_1}} = \frac{V_i \angle \phi_i X_{C_f} X_{L_2}}{X_{C_f} X_{L_1} + X_{C_f} X_{L_2} - X_{L_1} X_{L_2}} \quad (58)$$

Donde V_{Cf} es el fasor de voltaje en el paralelo formado por X_{L2} and X_{Cf} . (I_{g1}) es la corriente de red cuando se analiza el armónico fundamental del lado del inversor (ver Figura 15 lado izquierdo) y el voltaje de red se omite esto debido al principio de superposición que establece que se analice fuente por fuente. Esta corriente se resuelve mediante la ecuación (59).

$$\mathbf{I}_{g_1} = \frac{\mathbf{V}_{C_f}}{Z_{L_2}} = \frac{V_i \angle \phi_i jX_{C_f}}{X_{C_f} X_{L_1} + X_{C_f} X_{L_2} - X_{L_1} X_{L_2}} \quad (59)$$

Siguiendo el análisis por el principio de superposición. Ahora se analiza el filtro LCL para el circuito equivalente del lado derecho de la Figura 15. Se observa que Z_{L1} y Z_{Cf} están en paralelo. Esto se define en la ecuación (60).

$$Z_{eq_2} = \frac{Z_{L_1} Z_{C_f}}{Z_{L_1} + Z_{C_f}} = \frac{jX_{C_f} X_{L_1}}{(X_{C_f} - X_{L_1})} \quad (60)$$

Donde: Z_{eq_2} es la impedancia paralela equivalente entre Z_{L1} y Z_{Cf} . (\mathbf{I}_{g_2}) será la corriente de red cuando solo se analiza el circuito con el voltaje de red (Ver el lado derecho de la Figura 15). Esto se define mediante la ecuación (61).

$$\mathbf{I}_{g_2} = -\frac{\mathbf{V}_g}{Z_{L_2} + Z_{eq_2}} = \frac{V_g \angle 0^\circ (X_{C_f} - X_{L_1}) j}{X_{C_f} X_{L_1} + X_{C_f} X_{L_2} - X_{L_1} X_{L_2}} \quad (61)$$

Sumando (59) y (61) se obtiene la ecuación (62) la cual es la corriente total inyectada a la red en el armónico fundamental (\mathbf{I}_g).

$$\mathbf{I}_g = \frac{V_g \angle 0^\circ (jX_{C_f} - jX_{L_1}) - V_i \angle \phi_i (jX_{C_f})}{X_{C_f} X_{L_1} + X_{C_f} X_{L_2} - X_{L_1} X_{L_2}} \quad (62)$$

2.2.2. Análisis matemático del filtro LCL para un armónico n

Se realizó un análisis del filtro LCL para cualquier armónico n . El circuito para analizar se muestra en la Figura 16. Idealmente el voltaje de red solo contiene el armónico fundamental en la frecuencia de red (60 Hz) lo cual provoca una THD baja [76, 77]. Por lo que el análisis propuesto omite el voltaje de red.

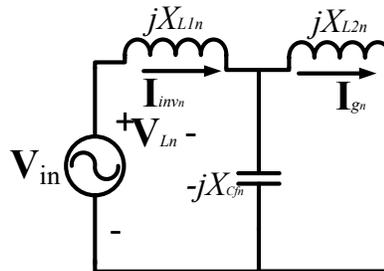


Figura 16. Filtro LCL para cualquier armónico n .

Definiendo las reactancias de cada elemento de filtro LCL para un armónico n . Estas se muestran en las ecuaciones (63), (64) y (65).

$$X_{L_{1n}} = \omega_n L_1 \quad (63)$$

$$X_{C_{fn}} = \frac{1}{\omega_n C_f} \quad (64)$$

$$X_{L_{2n}} = \omega_n L_2 \quad (65)$$

Donde: $X_{L_{1n}}$ es la reactancia inductiva para un armónico n en el inductor L_1 , ω_n es la frecuencia angular de un armónico n , $X_{C_{fn}}$ es la reactancia capacitiva para un armónico n en el capacitor del filtro LCL, $X_{L_{2n}}$ es la reactancia inductiva para un armónico n en el inductor L_2 . Definiendo la tensión de entrada del filtro y la tensión de red. Esto se muestra en la ecuación (66).

$$\mathbf{V}_{i_n} = V_{i_n} \angle \phi_{i_n} \quad (66)$$

Donde: \mathbf{V}_{in} es el fasor de la tensión de entrada del filtro LCL para un armónico n , V_{in} es la magnitud pico del voltaje de entrada del filtro LCL para un armónico n , ϕ_n es el ángulo de fase de la tensión de entrada del filtro LCL para un armónico n . Definiendo las impedancias de cada elemento para un armónico n . Esto se muestra en las ecuaciones (67), (68) y (69).

$$Z_{L_{1n}} = jX_{L_{1n}} \quad (67)$$

$$Z_{C_{fn}} = -jX_{C_{fn}} \quad (68)$$

$$Z_{L_{2n}} = jX_{L_{2n}} \quad (69)$$

Donde $Z_{L_{1n}}$ es la impedancia del inductor L_1 para cualquier armónico n , Z_{C_f} es la impedancia del capacitor del filtro LCL para armónicos n y Z_{L_2} es la impedancia del inductor L_2 para cualquier armónico n .

Observando la Figura 16 podemos ver que $Z_{C_{fn}}$ and $Z_{L_{2n}}$ están en paralelo. Resolviendo el paralelo se obtiene la ecuación (70).

$$Z_{eq3} = \frac{Z_{C_{fn}} Z_{L_2}}{Z_{C_{fn}} + Z_{L_2}} = \frac{jX_{L_{2n}} X_{C_{fn}}}{X_{C_{fn}} - X_{L_{2n}}} \quad (70)$$

Donde: Z_{eq3} es la impedancia equivalente del paralelo entre $Z_{C_{fn}}$ y $Z_{L_{2n}}$. La corriente del lado del inversor para un armónico n en el filtro LCL se calcula con la ecuación (71).

$$\mathbf{I}_{inv_n} = \frac{V_{i_n} \angle \phi_{i_n}}{Z_{L_{1n}} + Z_{eq3}} \quad (71)$$

Sustituyendo (67) y (70) en la ecuación (71), da como resultado (72).

$$\mathbf{I}_{inv_n} = \frac{V_{i_n} \angle \phi_{i_n} j (X_{C_{f_n}} - X_{L_{2n}})}{-X_{C_{f_n}} X_{L_{1n}} - X_{C_{f_n}} X_{L_{2n}} + X_{L_{1n}} X_{L_{2n}}} \quad (72)$$

Donde: \mathbf{I}_{inv_n} es el fasor de la corriente en L_1 para un armónico n . Obteniendo el valor absoluto de (72). Resulta la ecuación (73).

$$I_{inv_n} = |\mathbf{I}_{inv_n}| = \frac{V_{i_n} (X_{C_{f_n}} - X_{L_{2n}})}{-X_{C_{f_n}} X_{L_{1n}} - X_{C_{f_n}} X_{L_{2n}} + X_{L_{1n}} X_{L_{2n}}} \quad (73)$$

Donde: I_{inv_n} es la magnitud pico de la corriente en L_1 para un armónico n .

2.2.3 Análisis matemático del rizo de corriente en L_1

La corriente máxima de red del armónico fundamental (I_g) se define por la ecuación (74). Para un factor de potencia unitario.

$$I_g = \frac{2P_{avg}}{V_g} \quad (74)$$

Donde: P_{avg} es la potencia promedio en el punto de conexión. El rizo de corriente a la entrada del filtro LCL ($\%r_{inv}$) es aproximadamente igual a (75) [75].

$$\%r_{inv} \approx \frac{(2I_{inv_n})(100)}{I_g} \quad (75)$$

Sustituyendo (73) y (74) en (75). Lo que resulta en la ecuación (76).

$$\%r_{inv} = \frac{100V_g V_{i_n} (X_{C_{f_n}} - X_{L_{2n}})}{P_{avg} (-X_{C_{f_n}} X_{L_{1n}} - X_{C_{f_n}} X_{L_{2n}} + X_{L_{1n}} X_{L_{2n}})} \quad (76)$$

D. Análisis matemático para el cálculo de los elementos del filtro LCL.

Definiendo los parámetros Alfa y Beta que se muestran en las ecuaciones (77) y (78).

$$\alpha = \frac{X_{L_{1n}}}{X_{C_{fn}}} = \frac{\omega_n L_1}{\frac{1}{\omega_n C_f}} = \omega_n^2 L_1 C_f \quad (77)$$

$$\beta = \frac{X_{L_{1n}}}{X_{L_{2n}}} = \frac{\omega_n L_1}{\omega_n L_2} = \frac{L_1}{L_2} \quad (78)$$

Donde: α es el cociente entre $X_{L_{1n}}$ y $X_{C_{fn}}$. β es la relación entre los inductores L_1 y L_2 . Al sustituir $X_{L_{1n}}$ de la ecuación (77). El resultado es (79).

$$X_{L_{1n}} = \alpha X_{C_{fn}} \quad (79)$$

Sustituyendo $X_{L_{2n}}$ de la ecuación (78). El resultado es (80).

$$X_{L_{2n}} = \frac{\alpha X_{C_{fn}}}{\beta} \quad (80)$$

Sustituyendo (79) y (80) en la ecuación (76) y simplificando los resultados en (81).

$$\%r_{i_{inv}} = \frac{100V_g V_{i_n} (\alpha - \beta)}{X_{C_{fn}} P_{avg} \alpha (-\beta + \alpha - 1)} \quad (81)$$

Sustituyendo (64) en la ecuación (81). El resultado es (82).

$$\%r_{i_{inv}} = \frac{100V_g V_{i_n} (\alpha - \beta)}{\frac{1}{\omega_n C_f} P_{avg} \alpha (-\beta + \alpha - 1)} \quad (82)$$

Sustituyendo C_f de la ecuación (82). El resultado es (83).

$$C_f = \frac{\%r_{i_{inv}} P_{avg} \alpha (-\beta + \alpha - 1)}{100V_g V_{i_n} \omega_n (\alpha - \beta)} \quad (83)$$

Combinando (83) y (64), sustituyendo en (79). Resulta la ecuación (84).

$$X_{L_{1n}} = \omega_n L_1 = \frac{100V_g V_{i_n} (\alpha - \beta)}{\%r_{i_{inv}} P_{avg} (-\beta + \alpha - 1)} \quad (84)$$

Resolviendo para L_1 de la ecuación (84). El resultado es (85).

$$L_1 = \frac{100V_g V_{i_n} (\alpha - \beta)}{\omega_n \%r_{i_{inv}} P_{avg} (-\beta + \alpha - 1)} \quad (85)$$

Sustituyendo L_2 de la ecuación (78) y sustituyendo en (85). El resultado es (86).

$$L_2 = \frac{100V_g V_{i_n} (\alpha - \beta)}{\beta \omega_n \% r_{i_{inv}} P_{avg} (-\beta + \alpha - 1)} \quad (86)$$

Con las ecuaciones (83), (85) y (86). Es posible calcular el valor de los elementos del filtro LCL.

2.2.4 Frecuencia de resonancia

En la mayoría de los artículos [20, 52-54] se informa de la frecuencia de resonancia de los filtros LCL. La ecuación (87) muestra cómo calcular la frecuencia de resonancia en un filtro LCL.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (87)$$

Sustituyendo las ecuaciones de diseño (83), (85) y (86) obtenidas en este trabajo en la ecuación (87). El resultado es la expresión (88).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\omega_n^2 (\beta + 1)}{\alpha}} \quad (88)$$

2.2.5 Cálculo del bus de CD.

Resolviendo para V_i de la ecuación (62). Esto se muestra en (89).

$$V_i \angle \phi_i = \frac{V_g \angle 0^\circ (jX_{C_f} - jX_{L_1}) - \mathbf{I}_g (X_{C_f} X_{L_1} + X_{C_f} X_{L_2} - X_{L_1} X_{L_2})}{(jX_{C_f})} \quad (89)$$

Sustituyendo (51), (52) y (53) en la ecuación (89) obteniendo la magnitud de V_i . El resultado es la ecuación (90).

$$V_i = \sqrt{(V_g - \omega^2 L_1 C_f V_g)^2 + (\omega L_1 I_g + \omega L_2 I_g - \omega^3 L_1 L_2 C_f I_g)^2} \quad (90)$$

Sustituyendo (83), (85) y (86). en la ecuación (90). El resultado es (91).

$$V_i = \sqrt{\left(V_g \left(1 - \frac{\alpha \omega^2}{\omega_n^2} \right) \right)^2 + \left(\frac{200 V_{i_n} \omega (\alpha - \beta) (\beta \omega_n^2 - \alpha \omega^2 + \omega_n^2)}{\beta \% r_{i_{inv}} \omega_n^3 (-\beta + \alpha - 1)} \right)^2} \quad (91)$$

Definición del parámetro gamma (γ), como el cociente entre la frecuencia angular de un armónico n y la frecuencia angular de la red. Esto se muestra en (92).

$$\gamma = \frac{\omega_n}{\omega} \quad (92)$$

Combinando (92) en la ecuación (91). El resultado es (93).

$$V_i = \sqrt{\left(V_g \left(1 - \frac{\alpha}{\gamma^2} \right) \right)^2 + \left(\frac{200V_{i_n} (\alpha - \beta) (\gamma^2 \beta - \alpha + \gamma^2)}{\beta \% r_{i_{inv}} \gamma^3 (-\beta + \alpha - 1)} \right)^2} \quad (93)$$

El índice de modulación (m) relaciona el voltaje del bus de CD (V_{dc}) y el voltaje de entrada (V_i) del armónico fundamental en el filtro LCL [69, 70] esto se muestra en la ecuación (94).

$$V_i = mV_{dc} \quad (94)$$

Sustituyendo V_i y despejando V_{dc} de la ecuación (94), resulta la ecuación (95).

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{\left(V_g \left(1 - \frac{\alpha}{\gamma^2} \right) \right)^2 + \left(\frac{200V_{i_n} (\alpha - \beta) (\gamma^2 \beta - \alpha + \gamma^2)}{\beta \% r_{i_{inv}} \gamma^3 (-\beta + \alpha - 1)} \right)^2}}{m} \quad (95)$$

Para una forma de onda periódica, la expresión de la serie de Fourier se calcula con la ecuación (96) [78, 79].

$$V_{in} = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\theta) + b_n \sin(n\theta) \quad (96)$$

Donde: a_0 es el término constante de DC, a_n es el coeficiente de coseno de Fourier y b_n es el coeficiente sinusoidal de Fourier. Una modulación SPWM unipolar sólo tiene componentes b_n y los armónicos después de la fundamental aparecen al doble de la frecuencia de conmutación y son impares [68, 79]. Esto se muestra en (97).

$$b_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi} \left[1 + \sum_{i=1}^m \cos(n\alpha_i) \right] \quad (97)$$

Donde: n es el orden armónico y α_i es el i th ángulo de conmutación. Con el análisis de Fourier realizado en [80-82]. Los armónicos de mayor magnitud después de la fundamental se localizan en $n=2f_{sw}-f_g$ y $n=2f_{sw}+f_g$, donde f_{sw} es la frecuencia de conmutación y f_g es la frecuencia de la red. Evaluando (97) y (96) para un armónico n . La relación que se muestra en (98) se establece.

$$V_{i_n} = m_n V_{dc} \quad (98)$$

V_{in} es el voltaje de entrada del filtro LCL en un armónico n , m_n es una relación de V_{dc} y V_{in} . m_n tiene una relación directa con el índice de modulación (m). Esto se muestra en la Tabla 1.

Tabla 1. Relación entre el índice de modulación y el parámetro m_n

Índice de modulación (m)	m_n
1	0.2116
0.9	0.28242
0.8	0.39179
0.7	0.50614
0.6	0.6178
0.5	0.722
0.4	0.814

Sustituyendo (98) en (95). La ecuación (99) resulta.

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{\left(V_g \left(1 - \frac{\alpha}{\gamma^2}\right)\right)^2 + \left(\frac{200(m_n V_{dc})(\alpha - \beta)(\gamma^2 \beta - \alpha + \gamma^2)}{\beta \% r_{i_{inv}} \gamma^3 (-\beta + \alpha - 1)}\right)^2}}{m} \quad (99)$$

Dividiendo (99) en dos partes A y B. Esto se muestra en las ecuaciones (100) y (101).

$$A = \left(V_g \left(1 - \frac{\alpha}{\gamma^2}\right)\right)^2 \quad (100)$$

$$B = \left(\frac{200(m_n)(\alpha - \beta)(\gamma^2 \beta - \alpha + \gamma^2)}{\beta \% r_{i_{inv}} \gamma^3 (-\beta + \alpha - 1)}\right)^2 \quad (101)$$

Reduciendo la ecuación (99) y despejando V_{dc} . El resultado es (102).

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{A + B V_{dc}^2}}{m} = \sqrt{\frac{A}{m^2 - B}} \quad (102)$$

Sustituyendo (100) y (101) en (102). Esto se muestra en la ecuación (103).

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{\left(V_g \left(1 - \frac{\alpha}{\gamma^2}\right)\right)^2}}{\sqrt{m^2 - \left(\frac{200(m_n)(\alpha - \beta)(\gamma^2 \beta - \alpha + \gamma^2)}{\beta \% r_{i_{inv}} \gamma^3 (-\beta + \alpha - 1)}\right)^2}} \quad (103)$$

Con la ecuación (103) es posible calcular el nivel del bus de CD en función de los parámetros Alfa, Beta, Gamma, el voltaje de la red (V_g), el porcentaje de del rizo de corriente ($\% r_{i_{inv}}$) en L_1 , el parámetro m_n y el índice de modulación (m).

Capítulo 3

III. DISEÑO Y SIMULACIÓN

3.1 Diseño del Filtro L

Para validar las ecuaciones anteriores, en este trabajo se propone una metodología de diseño paso a paso. Las especificaciones de diseño se basan en la información que se muestran en las Tabla 2. y Tabla 3. Se proponen las especificaciones generales para la aplicación de un micro inversor conectado a la red, por lo que la potencia promedio es baja, el β es alta para obtener un %THDi menor, y el porcentaje de ondulación de voltaje es pequeño.

Tabla 2. Especificaciones generales de diseño.

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia promedio	P_{avg}	60 W
Frecuencia de red	f_g	60 Hz
Relación de frecuencias	β	250
Porcentaje del rizo de voltaje	$\% \Delta r_{vdc}$	15%
Frecuencia de angular en la red	ω	120π rad/s

El voltaje de entrada del convertidor CD-CD proviene de paneles fotovoltaicos, la frecuencia de conmutación es un valor típico en los convertidores CD-CD y se propone que el rizo de corriente y voltaje sean pequeños.

Tabla 3. Especificaciones de diseño del convertidor CD-CD.

Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje de los paneles fotovoltaicos	V_{PV}	30.3 V
Frecuencia de conmutación del convertidor CD-CD	f_s	100 kHz
Rizo de corriente en L_1	Δi_{L1}	0.3 A 4.5% de I_{PV}
Rizo de corriente en L_2	Δi_{L2}	0.066 A 10% de I_{dc}
Rizo de voltaje en el capacitor C_{1p}	Δv_{C1p}	1.5 V \approx 5% de V_{PV}
Rizo de voltaje en el capacitor C_{1s}	Δv_{C1s}	10 V \approx 5% de V_{dc}
Relación de vueltas del transformador	n_p/n_s	$1/4$

La Tabla 4 muestra la metodología de diseño paso a paso del inversor y el filtro L. El único valor propuesto es V_{dc} y los demás parámetros se obtienen con las ecuaciones que aparecen en las tablas.

Tabla 4. Metodología de diseño propuesta para el inversor y el filtro L.

Paso	Parámetro	Símbolo	Ecuación	Valor
1	Voltaje del bus de CD	V_{dc}	Valor propuesto	209 V
2	Ángulo de desfase	ϕ_{inv}	$\phi_{inv} = \cos^{-1} \left(\frac{V_{grid}}{V_{dc}} \right)$	0.53 rad/s
3	Capacitor de enlace	C_{link}	$C_{link} = \frac{100P_{avg} (2 - \cos(\phi_{inv})) \cos(\phi_{inv})}{V_{grid}^2 \omega \% \Delta r_{vdc}}$	34.7 μ F

4	Porcentaje del rizo de corriente en el filtro L	$\%r_{iL}$		0.14%
5	Inductor del filtro	L	$L = \frac{100(m_{nsw}V_{dc})V_{grid}}{\omega_{nsw}P_{avg}\%r_{iL}}$	417 mH
6	Porcentaje de distorsión armónica de la corriente	$\%THD_i$	$\%THD_{iL} = \frac{\sqrt{I_{nsw1}^2 + \dots + I_{nswn}^2}}{I_L} (100)$	0.23%
7	Corriente del filtro L	I_L	$I_L = \frac{2P_{avg}}{V_{grid}}$	0.663 A
8	Reactancia inductiva del filtro L	X_L	$X_L = \omega L$	157.2 Ω

La Tabla 5 muestra la metodología de diseño paso a paso del convertidor CD-CD; esta metodología es la continuación de la Tabla 4.

Tabla 5. Metodología de diseño para el convertidor CD-CD.

Paso	Parámetro	Símbolo	Ecuación	Valor
9	Ciclo de trabajo	D	Valor propuesto	63.40%
10	Ganancia del convertidor CD-CD	M	$D = \left(\frac{n_p V_{dc}}{n_s V_{in} + n_p V_{dc}} \right) (100\%)$	6.93
11	Periodo de conmutación del convertidor CD-CD	T_s	$T_s = \frac{1}{f_s}$	10 μ S
12	Tiempo de encendido del convertidor CD-CD	t_{on}	$t_{on} = DT_s$	6.34 μ S
13	Tiempo de apagado del convertidor CD-CD	t_{off}	$t_{off} = (1-D)T_s$	3.66 μ S
14	Inductor 1	L_1	$L_1 = \frac{V_{in} DT_s}{\Delta i_{L_1} (t_{on})}$	0.640 mH
15	Inductor 2	L_2	$L_2 = \frac{V_{dc} (1-D) T_s}{\Delta i_{L_2} (t_{off})}$	3.24 mH
16	Capacitor C_{1p}	C_{1p}	$C_{1p} = \frac{n_s}{n_p} \frac{I_{dc} D}{\Delta V_{C_{1p}} f_s}$	4.915 μ F
17	Capacitor C_{1s}	C_{1s}	$C_{1s} = \frac{I_{dc} D}{\Delta V_{C_{1s}} f_s}$	0.1843 μ F

El diseño magnético del transformador se realiza mediante el método de la constante geométrica (K_{gfe}) aplicado a transformadores [83]. La

Tabla 6 muestra los parámetros obtenidos para la construcción del transformador, donde el número de hilos indica el grosor de los arrollamientos del transformador. El número de vueltas se determina con referencia a al carrete (ETD29).

Tabla 6. Diseño magnético del transformador.

Número de vueltas del devanado primario	Número de hilos del devanado primario	Número de vueltas del devanado secundario	Número de hilos del devanado secundario	Calibre	Carrete/Material
10	35	40	13	AWG 30	ETD29/3C90

3.2 Resultados de Simulación del Filtro L

Para verificar el rendimiento del diseño, se realizó una simulación en lazo abierto con el software Simulink. El esquema se muestra en la Figura 17 donde el convertidor CD-CD está conectado al inversor, que está controlado por el ángulo de desfase ϕ_{inv} con una modulación SPWM unipolar. El inversor se conecta a un filtro en L y se conecta a la red.

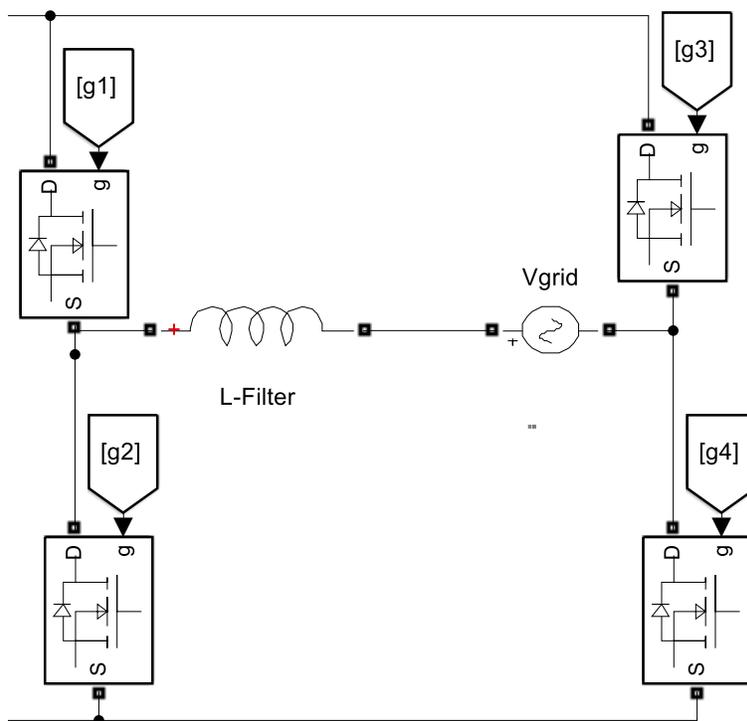


Figura 17. Inversor monofásico con filtro L conectado a la red.

El convertidor Cuk aislado se muestra en la Figura 18.

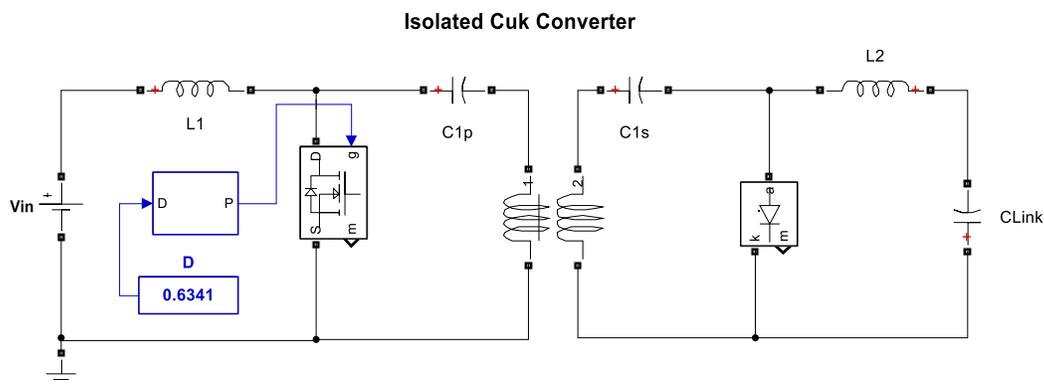


Figura 18. Convertidor Cuk aislado.

La Figura 19 muestra los resultados de la simulación para el voltaje, la corriente, la potencia instantánea y la potencia media en la red. El valor teórico de la corriente de red es de 0,66 A, y el valor obtenido en simulación es 0.6775, dando un error de 2.583%. El valor teórico de la potencia instantánea máxima es 120 W y el valor medido en simulación fue de 121.8 W, dando un error de 1.5%. La potencia promedio calculada es 60 W, y el valor medido es 60.9 W, que es un 1.5% de error. La corriente y el voltaje están a una frecuencia fundamental de 60 Hz, y la potencia instantánea está a una frecuencia de 120 Hz.

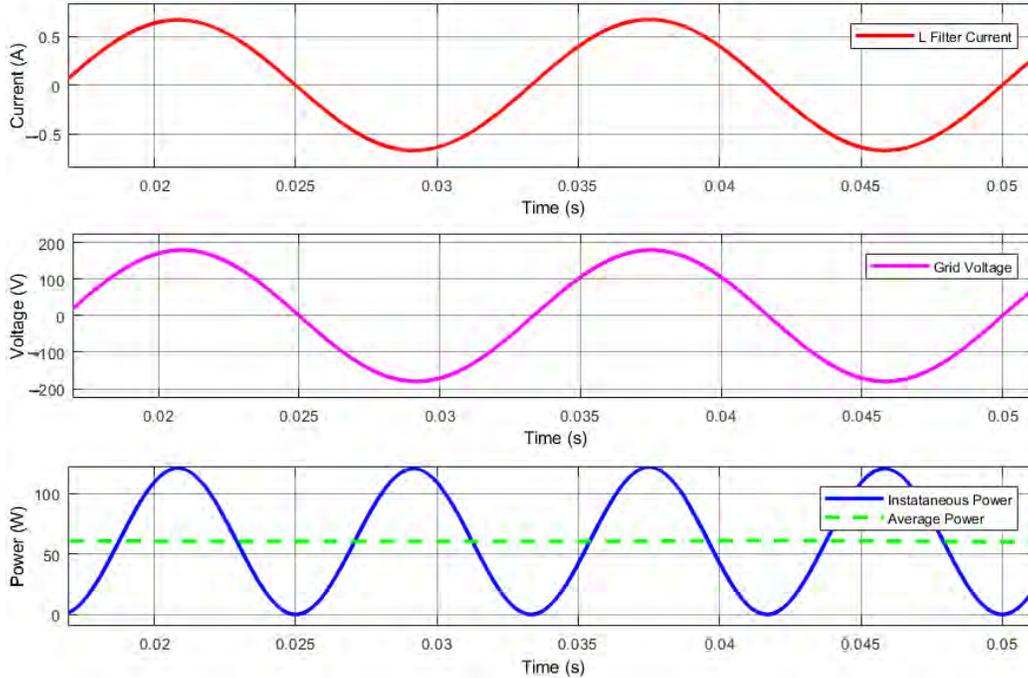


Figura 19. Resultados de la simulación: corriente (trazo superior), voltaje (trazo central) y potencia instantánea inyectada a la red (trazo inferior).

Para obtener el porcentaje de la magnitud en el armónico n_{sw} que se muestra en la Figura 20. La ecuación (75) debe dividirse entre 2 ya que esta ecuación expresa el porcentaje de ondulación. Sin embargo, en la FFT que se muestra en la Figura 13, el porcentaje es una función de la magnitud del pico fundamental. Se propuso que el porcentaje de ondulación actual en el filtro L fuera del 0,14%, por lo que al sustituir este valor en (104), obtenemos un porcentaje del 0,07%, que es lo que se muestra en la FFT.

$$\%I_{L_{nsw}} = \frac{\%r_{iL}}{2} = 0.07\% \quad (104)$$

La Figura 20 muestra la FFT para los armónicos de la corriente en el inductor del filtro L. La Figura 23 muestra el voltaje de la red a una frecuencia de 60 Hz y la ondulación de voltaje en el bus de CD a una frecuencia de 120 Hz. Se observa que la ondulación es de 29 V, lo que corresponde a un porcentaje de ondulación de $\% \Delta r_{vdc} = 13.7\%$. El valor propuesto fue 15%, así que el error fue 8.6%.

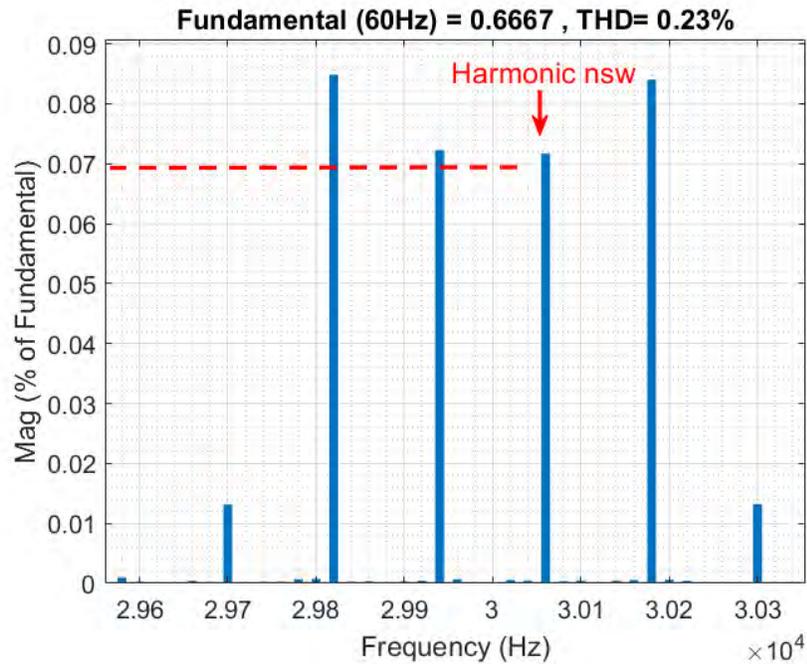


Figura 20. FFT de la corriente en el filtro L.

Aunque en la figura 19 se observa que los armónicos ($2\beta \pm 2f_g$) son mayores en magnitud que el armónico n_{sw} esto no afecta al cálculo del inductor para el filtro L. Porque si se calculara el inductor con los armónicos ($2\beta \pm 2f_g$) daría el mismo resultado en el valor del filtro.

En la Figura 21 se muestra la FFT de la corriente en el filtro L para los armónicos de baja frecuencia. Estos armónicos son múltiplos de la frecuencia de red (f_g) y van disminuyendo gradualmente su magnitud. Se observa además que el armónico fundamental es el de 60 Hz.

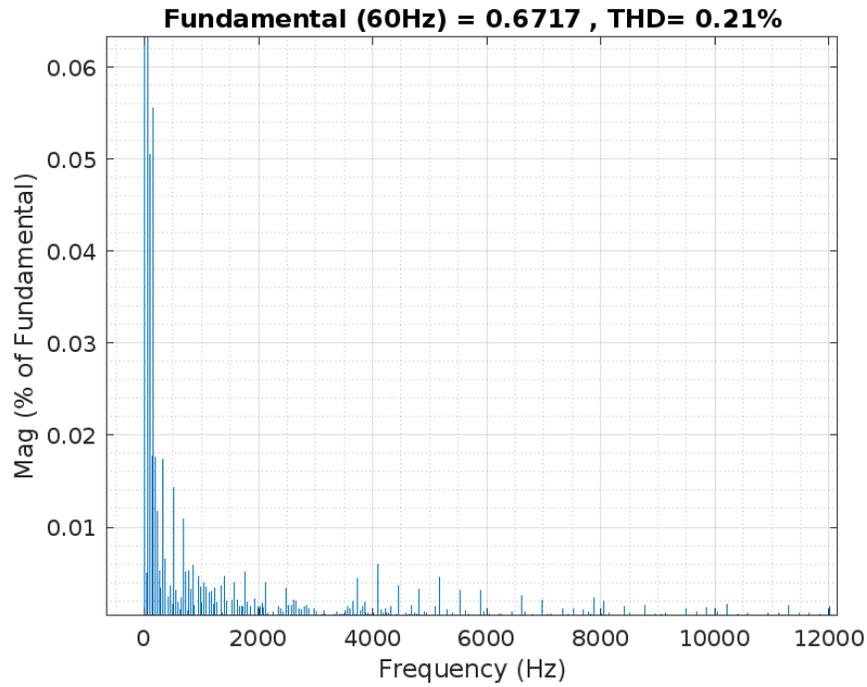


Figura 21. Armónicos de baja frecuencia en el filtro L.

En la Figura 22 se muestra la FFT de la corriente en el filtro L para los armónicos de alta frecuencia (2 veces el armónico n_{sw}). Estos son de menor magnitud que los cercanos al armónico n_{sw} .

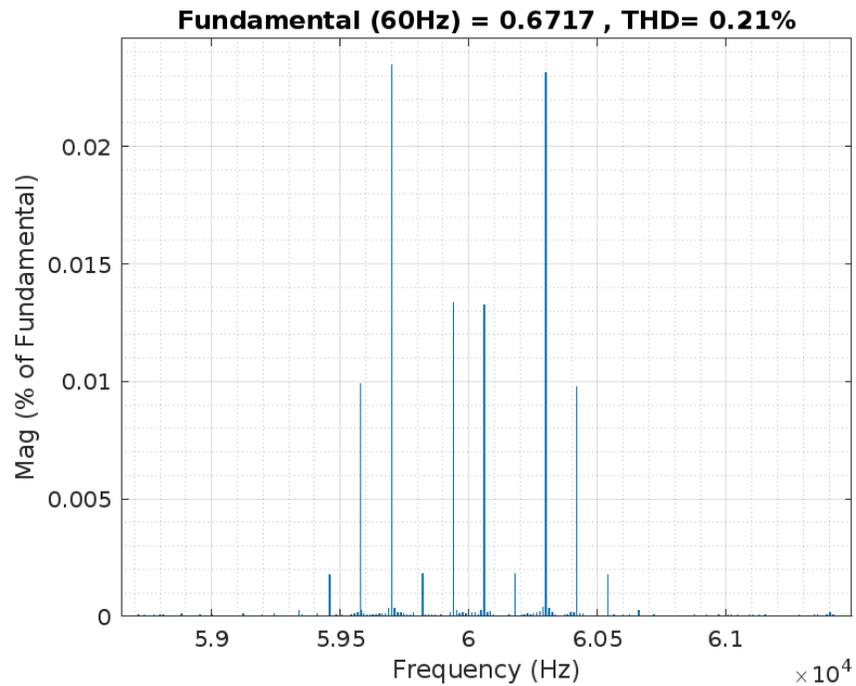


Figura 22. Armónicos de alta frecuencia ($2 n_{sw}$) en el filtro L.

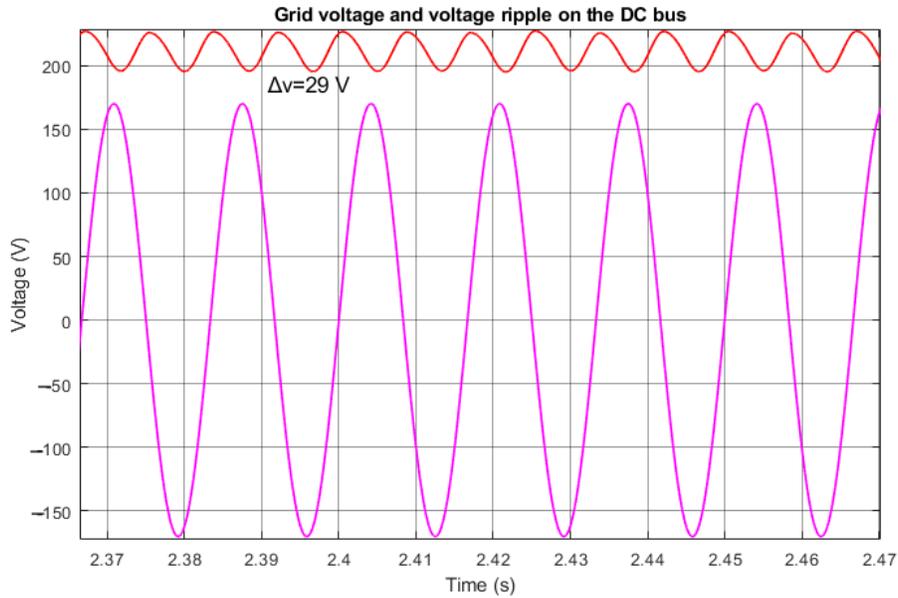


Figura 23. Voltaje de red y rizo de voltaje en el bus de CD.

Optimizar el valor del filtro L compromete el valor del bus de CD. Hacer el filtro L de valores mínimos implica un voltaje del bus de CD muy cercano al voltaje red. Aunque a mayor potencia promedio el valor del filtro L disminuye sin necesidad de comprometer el voltaje de red [75]. Se realizó un análisis para una potencia de 1 kW, obteniéndose un filtro L de 25 mH. Nótese que el valor es menor que el reportado en la Tabla 4 ya que la potencia es mayor. Obteniendo una corriente máxima en el filtro L de 5,55 A. Como resultado, se obtuvo una potencia media de 985,1 W, y el valor propuesto fue de 1000 W con un porcentaje de error del 1,5%, correspondiente a una eficiencia del 98%. Esto se muestra en la Figura 24.

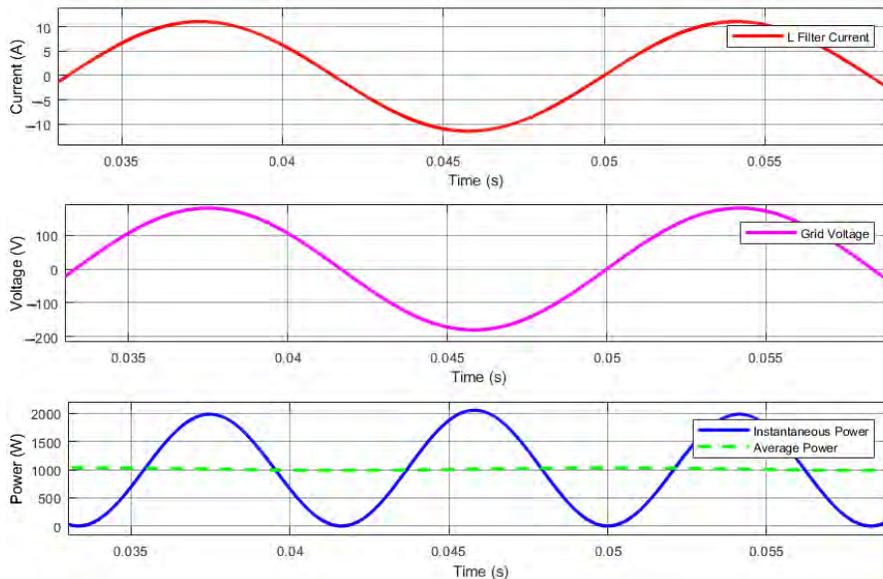


Figura 24. Simulación a una potencia promedio de 1 kW.

3.3 Diseño y optimización del Filtro LCL conectado a la red

Para validar las ecuaciones anteriores, en este trabajo se propone una metodología de diseño paso a paso. Las especificaciones de diseño se basan en la información que se muestra en la Tabla 7.

Tabla 7. Especificaciones generales de diseño.

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia promedio	P_{avg}	90 W
Voltaje máximo de la red	V_g	180 V
Frecuencia de conmutación	f_{sw}	10 KHz
Frecuencia del armónico n	f_n	19.94 kHz
Frecuencia angular en armónico n	ω_n	$2\pi (19940)$
Gamma	γ	332.33
Corriente máxima de la red	I_g	1 A
Alfa	α	Variable
Beta	β	1
Índice de modulación	m	0.9
Relación entre V_{dc} y V_{in}	m_n	0.28242
Porcentaje del rizo de corriente en L_1	$\%r_{inv}$	15 %
Frecuencia de red	f_g	60 Hz

Tabla 8 muestra la metodología de diseño paso a paso para el inversor y el filtro LCL.

Tabla 8. Metodología de diseño propuesta para el inversor y el filtro LCL.

Paso	Parámetro	Símbolo	Ecuación	Valor
1	Voltaje del bus de CD	V_{dc}	$V_{dc} = \sqrt{\frac{\left(V_g \left(1 - \frac{\alpha}{\gamma}\right)\right)^2}{m^2 - \left(\frac{200(m_n)(\alpha - \beta)(\gamma^2 \beta - \alpha + \gamma^2)}{\beta^2 \%r_{inv} \gamma^2 (-\beta + \alpha - 1)}\right)^2}}$	200.1 V
2	Voltaje de salida del inversor en el armónico n	V_{i_n}	$V_{i_n} = m_n \sqrt{\frac{\left(V_g \left(1 - \frac{\alpha}{\gamma}\right)\right)^2}{m^2 - \left(\frac{200(m_n)(\alpha - \beta)(\gamma^2 \beta - \alpha + \gamma^2)}{\beta^2 \%r_{inv} \gamma^2 (-\beta + \alpha - 1)}\right)^2}}$	56.4 V
3	Inductor L_1	L_1	$L_1 = \frac{100V_g V_{i_n} (\alpha - \beta)}{\omega_n \%r_{inv} P_{avg} (-\beta + \alpha - 1)}$	10.68 mH
4	Inductor L_2	L_2	$L_2 = \frac{100V_g V_{i_n} (\alpha - \beta)}{\beta \omega_n \%r_{inv} P_{avg} (-\beta + \alpha - 1)}$	10.68 mH

5	Capacitor de filtro	C_f	$C_f = \frac{\%r_{inv} P_{avg} \alpha(-\beta + \alpha - 1)}{100V_g V_n \omega_n (\alpha - \beta)}$	19.62 nF
6	Frecuencia de resonancia	f_r	$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\omega_n^2 (\beta + 1)}{\alpha}}$	15.54 KHz

Paso 1. Cálculo de V_{dc}

Evaluar la ecuación (103) con los datos de la Tabla 8 para obtener el valor del bus de CD. Esto se muestra en la Figura 25.

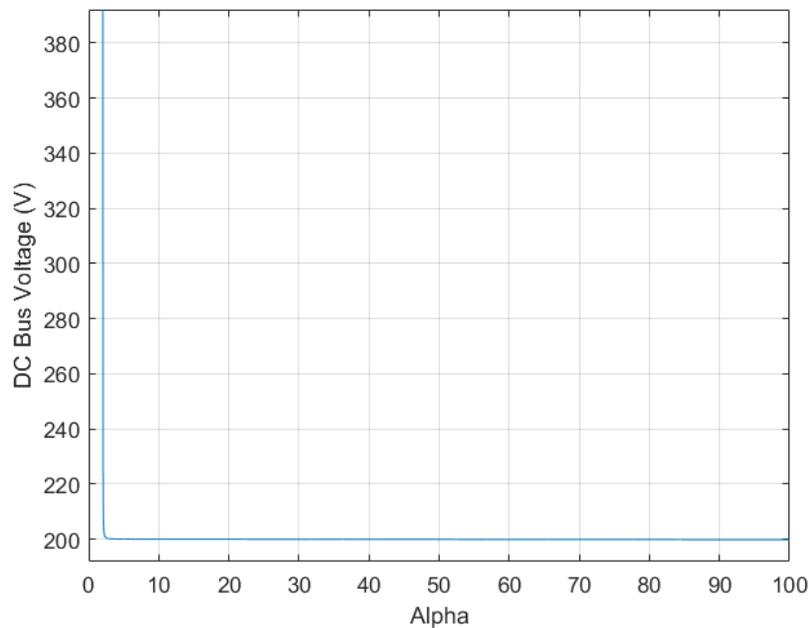


Figura 25. Voltaje en el bus de CD en función de alfa.

La Figura 25 muestra una curva asintótica a 200 V. Por lo tanto, este sería el valor mínimo de la tensión en el bus de CD.

Paso 2. Cálculo de V_{in}

Evalutando la ecuación (98) con los datos de la Tabla 8 para obtener el valor del bus de CD. Esto se muestra en la Figura 26.

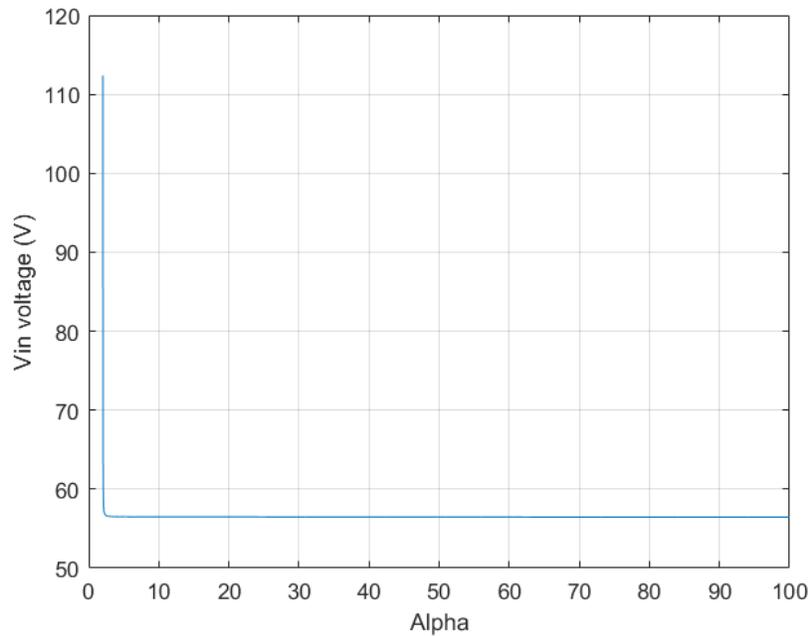


Figura 26. v_{in} en función de alfa.

La Figura 26 muestra que v_{in} en función de alfa es asintótica en 56.4V. Esto se puede mostrar sustituyendo el valor del bus de CD (Ver la ecuación (103) en la ecuación (98) con un índice de modulación de 0,9. Lo que da como resultado $(0,282) \times (200 \text{ V}) = 56,4 \text{ V}$.

Obtención de los valores del filtro LCL.

Paso 3. Cálculo de la inductancia L_1

La ecuación (85) se evalúa para $\beta=1$ y diferentes valores de Alfa. Usando un punto óptimo de Pareto en Alfa = 3.29, un valor de L_1 se obtiene igual a 10.68 mH. Esto se muestra en la Figura 27.

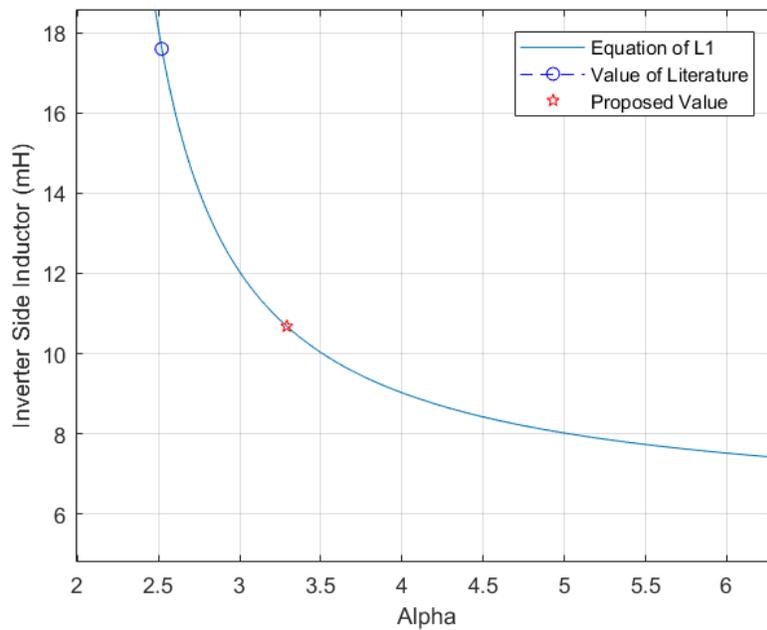


Figura 27. Valor propuesto para L_1

Paso 3. Cálculo de la inductancia del lado de la red (L_2)

La ecuación (85) se evalúa para $\beta=1$ y diferentes valores de Alfa. Obteniendo el mismo gráfico que se muestra en la Figura 27. Usando un punto óptimo de Pareto en Alfa = 3.29, un valor de L_2 igual a 10.68 mH se obtiene.

Paso 4. Cálculo del capacitor de filtro LCL (C_f)

La ecuación (83) se evalúa para $\beta=1$ y diferentes valores de Alfa. Usando el Alfa obtenido en L_1 y L_2 resulta en C_f igual a 0.0269 μ F. Esto se muestra en la Figura 28.

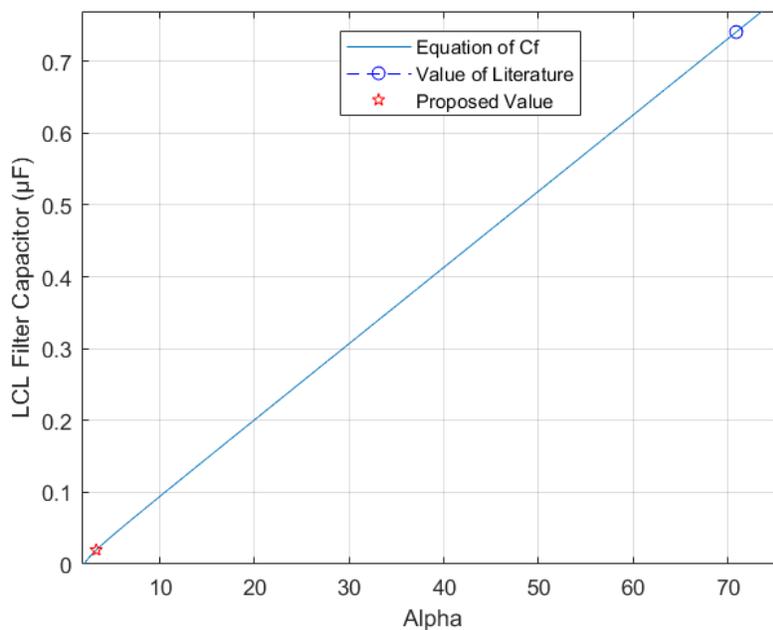


Figura 28. Valor propuesto para C_f

La Figura 28 muestra que cuanto mayor es el alfa, el valor del condensador del filtro LCL aumenta linealmente. También muestra una comparación entre el valor calculado con la ecuación publicada en [24, 25, 29, 48] y el valor calculado con la ecuación propuesta en este trabajo.

Los valores obtenidos para Alfa, Beta L_1 , L_2 y C_f se muestran en la Tabla 9.

Tabla 9. Valores calculados con la metodología de diseño.

Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje del bus de CD	V_{dc}	200.1 V
Voltaje a la salida del inversor para el armónico n	V_{i_n}	56.4 V
Alfa	α	3.29
Inductor del lado del inversor	L_1	10.68 mH
Inductor del lado de la red	L_2	10.68 mH
Capacitor del filtro LCL	C_f	0.0269 µF

El valor de los elementos del filtro se puede reducir aún más, pero esto implica que la frecuencia de resonancia se haga cada vez más cercana a la frecuencia de red [84]. Esto puede provocar que haya un armónico que sea de mayor magnitud provocando con esto una

THD alta en la corriente que se inyecta a la red. Por lo que en este trabajo se utiliza el principio de Pareto para tener un valor optimo en los elementos del filtro LCL.

Paso 5. Cálculo del capacitor de enlace

La ecuación publicada en la referencia [75] se utiliza para calcular el capacitor de enlace requerido (C_{link}). Esto se muestra en la ecuación (105).

$$C_{link} = \frac{P_{avg} (2 - \cos(\phi_i))}{V_g \omega_g \Delta V_{dc}} \quad (105)$$

Donde: ϕ_i es el ángulo de fase requerido en la modulación SPWM para garantizar la conexión a la red con factor de potencia unitario. ΔV_{dc} es el rizo de voltaje del bus de CD propuesta. El ángulo ϕ_i es la fase obtenida de la ecuación (89) como se muestra en (106)

$$\phi_i = \tan^{-1} \frac{\omega L_1 I_g + \omega L_2 I_g - \omega^3 L_1 L_2 C_f I_g}{V_g - \omega^2 L_1 C_f V_g} \quad (106)$$

Con los datos de la Tabla 8 y Tabla 9, suponiendo un rizo de voltaje de 29 Vpp o 14,5% y sustituyendo la ecuación (106) en (105) da como resultado un capacitor de enlace igual a 45.78 μ F.

3.4 Resultados de Simulación del Filtro LCL conectado a la red

Para verificar el rendimiento del diseño, se realizó una simulación en lazo cerrado con el software Simulink. El diagrama de bloques se muestra en la Figura 29, donde el filtro LCL está conectado al inversor y a la red. El control se realiza por medio de un bucle de bloqueo de fase (PLL) y con un controlador de corriente de resonancia proporcional (PR).

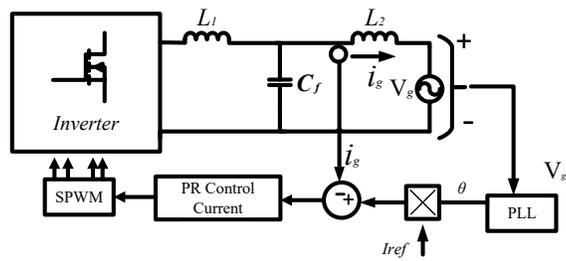


Figura 29. Diagrama de control del filtro LCL conectado a la red.

El esquema de control se muestra en la Figura 31. El PLL detecta la tensión de red para calcular el ángulo que se implementará en la modulación. La corriente de referencia es de 1A que se compara con la corriente de error para obtener el error que se va a introducir en el controlador. El esquema del inversor se muestra en la Figura 30.

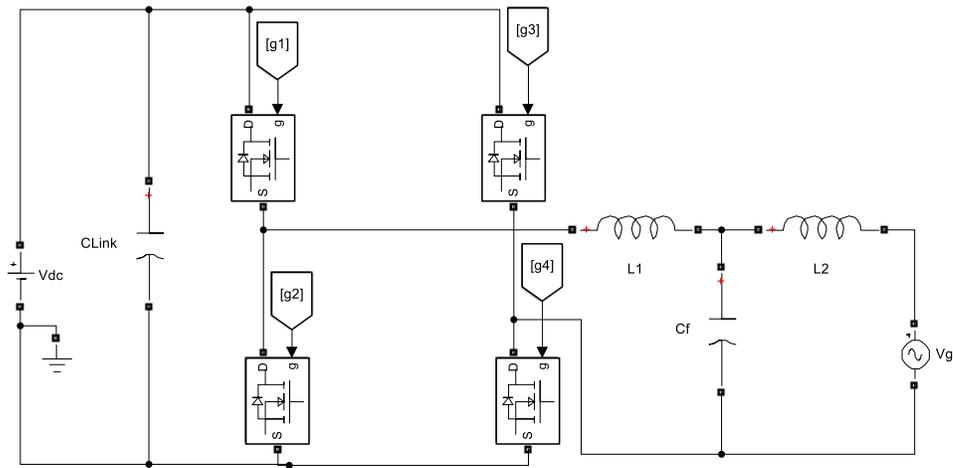


Figura 30. Inversor puente completo con filtro LCL conectado a la red.

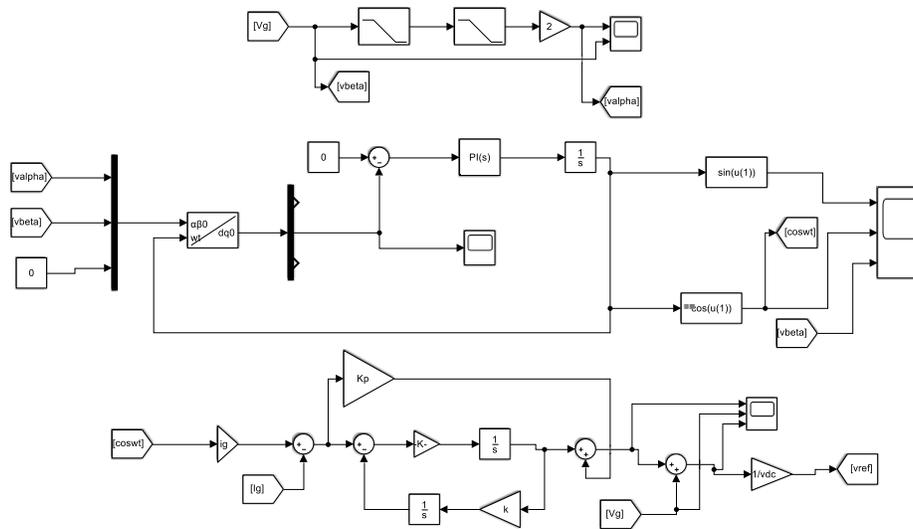


Figura 31. Esquema de control implementado en Simulink.

La Figura 32 muestra los resultados de la simulación para el voltaje, la corriente, la potencia instantánea y la potencia promedio en la red. El valor teórico de la corriente de la red es de 1 A, y el valor obtenido en la simulación es de 1.06 A, dando un error del 5.66 %. El valor pico teórico de la potencia instantánea máxima es de 180 W y el valor medido es de 182.8 W, lo que da un error de 1.53%. La potencia promedio calculada es de 90 W y el valor medido es de 89.1 W, lo que supone un error del 1.01%. La corriente y el voltaje están a una frecuencia fundamental de 60 Hz, y la potencia instantánea está a una frecuencia de 120 Hz.

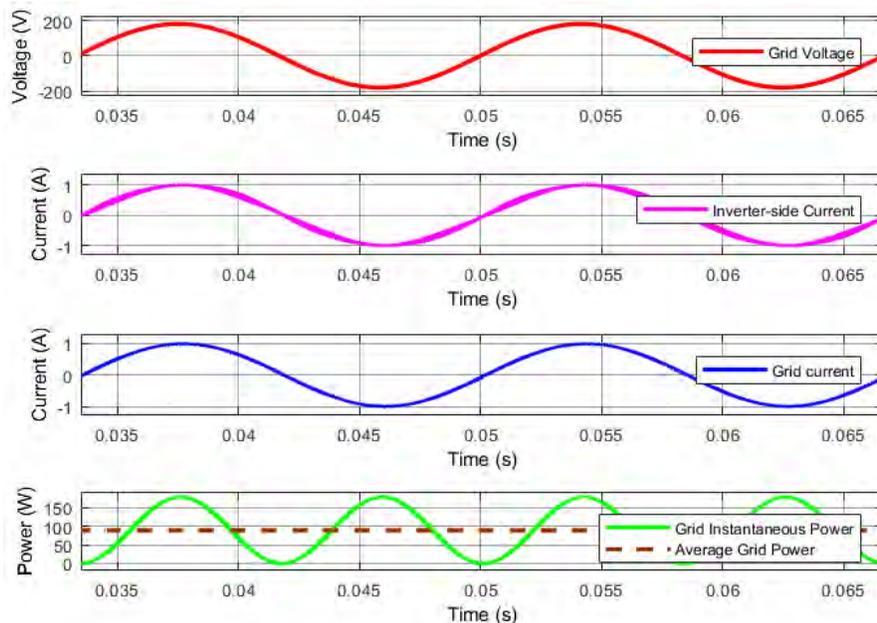


Figura 32. Resultados de la simulación del filtro LCL.

La FFT calculada con MATLAB muestra en el eje (y) la magnitud de los armónicos con respecto a la magnitud pico del armónico fundamental, pero en este trabajo se calculó

con respecto a la magnitud pico a pico, por lo que la ecuación (82) debe dividirse entre dos como se muestra en (107). La señal de corriente en L_1 se muestra en la Figura 33.

$$\%I_{inv} = \frac{\%r_{inv}}{2} = 7.5\% \quad (107)$$

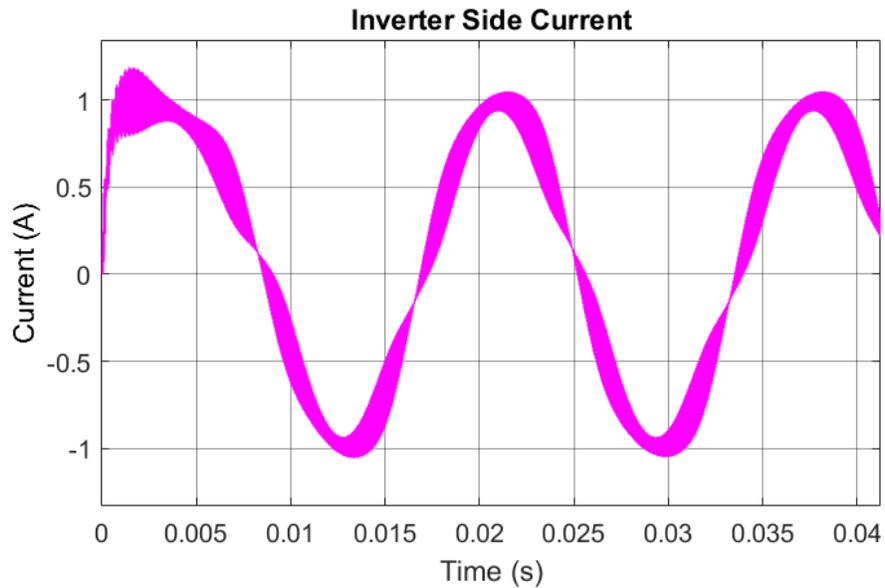


Figura 33. Corriente en L_1

Se propuso que el porcentaje de rizo de corriente en el lado del inversor fuera del 15%, por lo que se sustituyó este valor por (108), obtenemos un porcentaje del 7,5%, que es lo que se muestra en la FFT de la Figura 34.

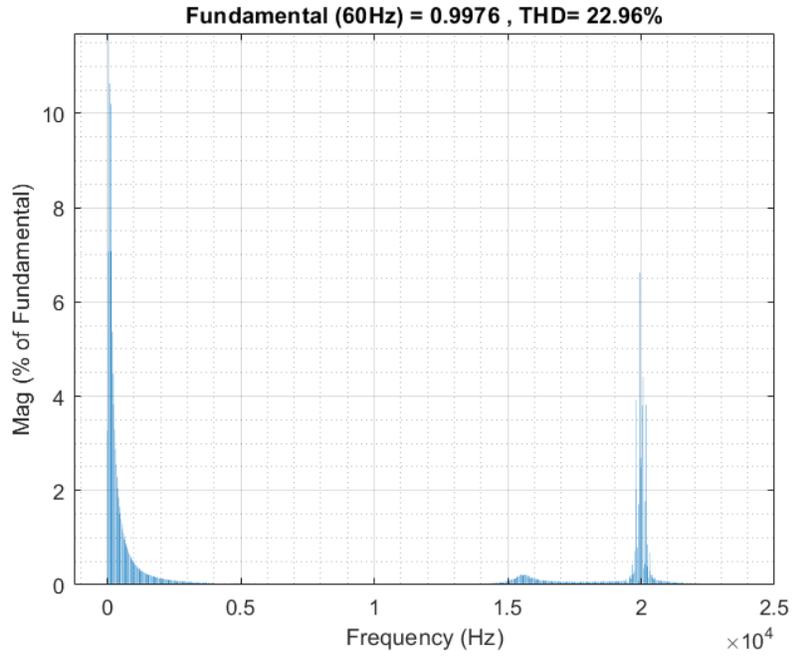


Figura 34. FFT de la señal de corriente en L_1

Haciendo un acercamiento a los armónicos cercanos a f_n con el cual se realizó el diseño. Esto se muestra en la Figura 35.

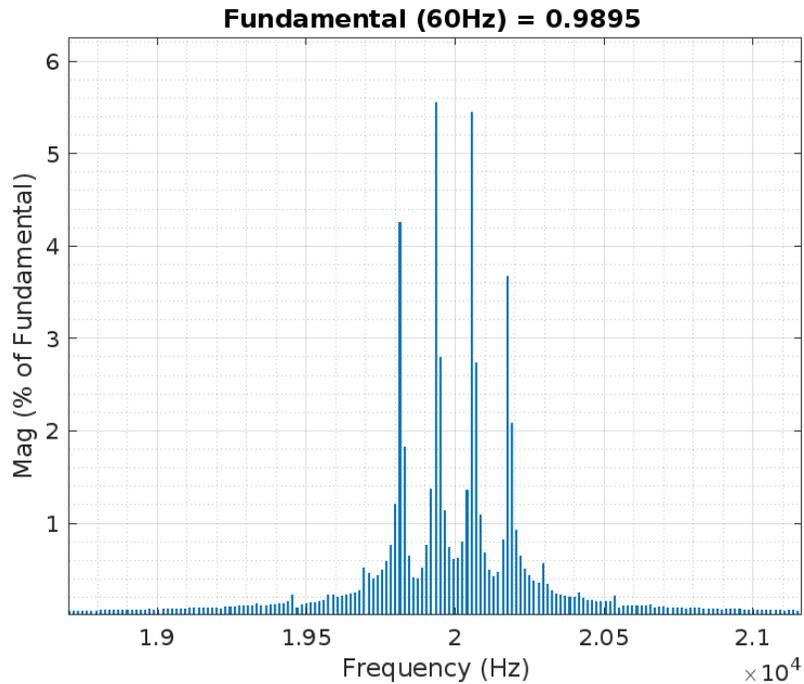


Figura 35. Acercamiento de la FFT de corriente de L_1 .

Para los armónicos de más alta frecuencia se ve en la figura x que estos tienen una magnitud mucho menor que los armónicos asociados a f_n .

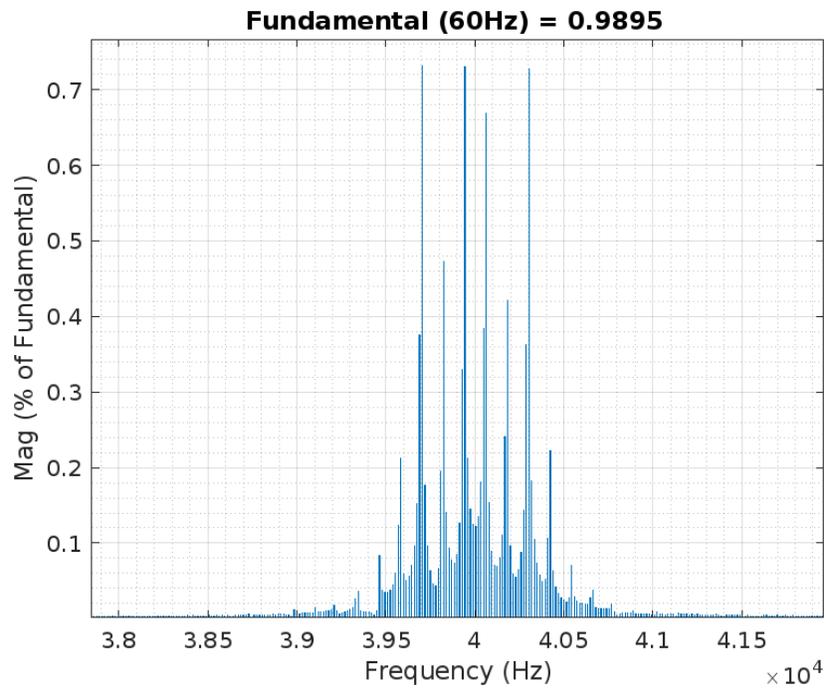


Figura 36. Armónicos de alta frecuencia en la FFT de la corriente en L_1 .

La corriente del lado de la red se muestra en la Figura 37.

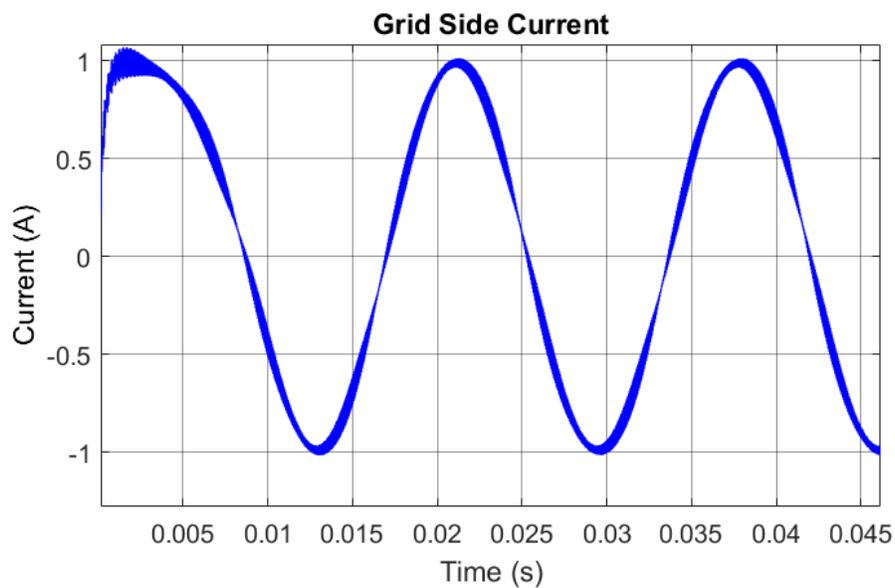


Figura 37. Corriente en L_2

La FFT se muestra en la Figura 38. La THD de la corriente de red es del 5.12%, lo que cumple la norma IEEE 519-2022.

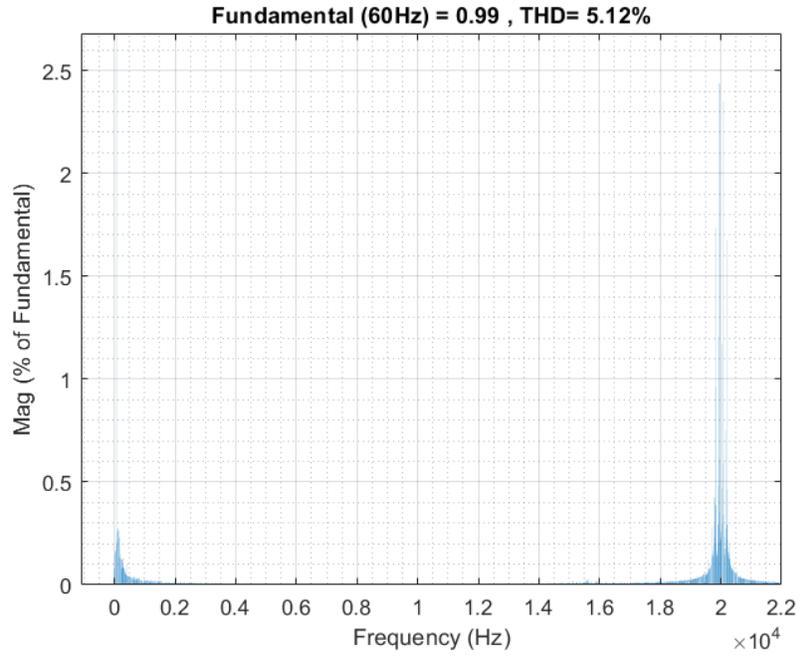


Figura 38. FFT de la corriente de red.

Haciendo un acercamiento a la Figura 38 de los armónicos cercanos al armónico n . (Ver Figura 39), Obsérvese que los armónicos asociados a la frecuencia de resonancia son inferiores a los armónicos cercanos al armónico n (19940 Hz).

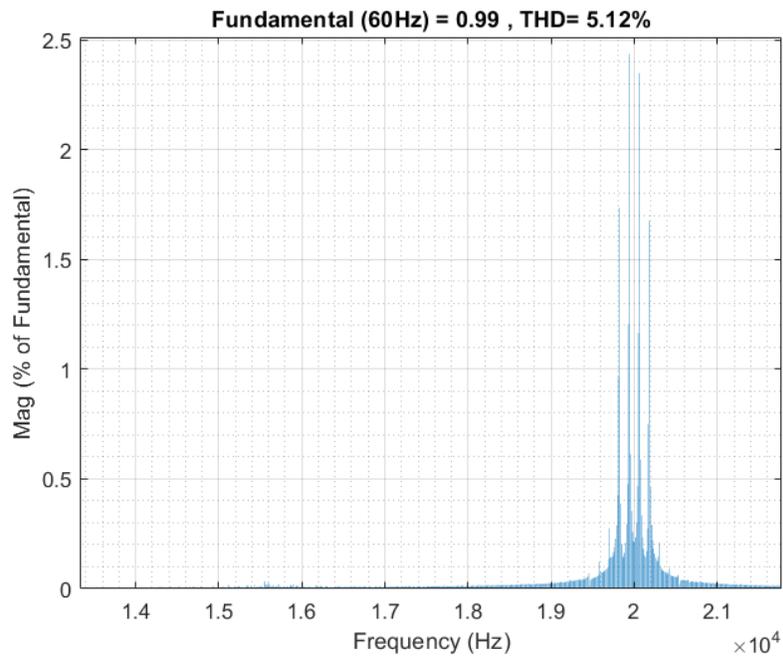


Figura 39. FFT de i_g (armónicos cercanos al armónico n).

La Figura 40 muestra los armónicos cercanos al armónico $2f_n$ (39880 Hz). Obsérvese que los armónicos son inferiores en magnitud que armónicos cercanos al armónico n (19940 Hz).

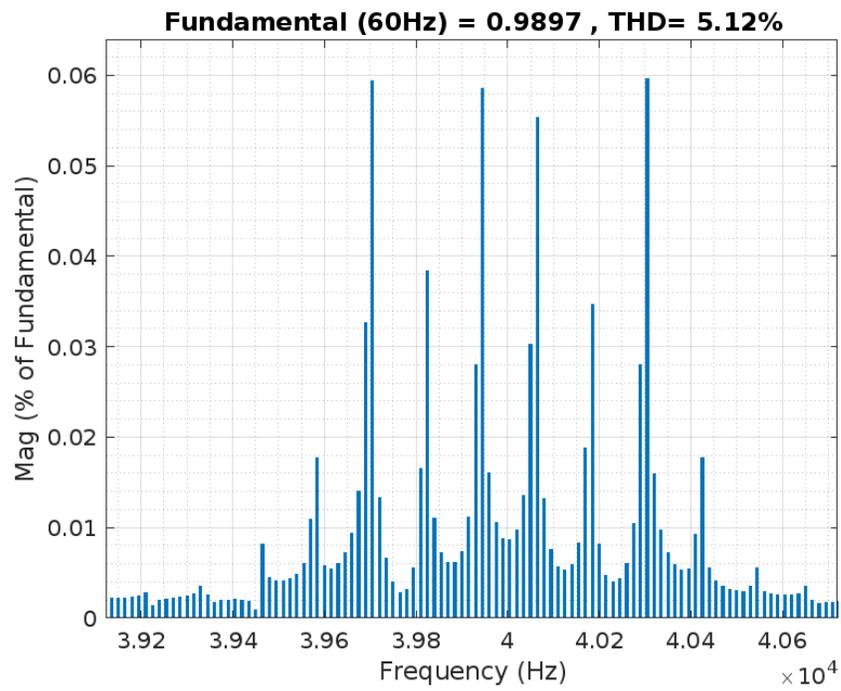


Figura 40. FFT de los armónicos cercanos al armónico $2f_n$ de la corriente de red.

Capítulo 4

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1 Resultados Experimentales con el filtro L

Se implementó experimentalmente un prototipo para validar la metodología de diseño y los cálculos realizados. Los valores se obtuvieron a partir de las Tabla 7 y Tabla 9. Los dispositivos utilizados se muestran en la Tabla 10. En la Figura 41 se muestra el voltaje de la red y el rizo en el capacitor de enlace. El voltaje de red es la señal magenta presenta un voltaje máximo medido de 176 V y el valor teórico es de 180 V, lo que da un error del 2.27%. El voltaje de rizo en el capacitor de enlace es la señal azul marino con un valor pico a pico de 29 Vpp medido, y el valor teórico propuesto en porcentaje fue del 15%, o 31.35 Vpp. Esto da un error porcentual del 7.49%. Los porcentajes de error porcentual se calculan usando la ecuación (109).

$$\%error = \frac{|\text{valor teórico} - \text{valor medido}|}{\text{valor medido}} \times 100 \quad (109)$$

Tabla 10. Dispositivos utilizados en el prototipo.

Dispositivo	Descripción	Modelo
Controlador PWM	Controlador PWM del convertidor CD-CD	UC3823
Diodo de Potencia	Diodo del convertidor CD-CD	U15A60
MOSFET de Potencia	MOSFET de potencia de convertidor CD-CD	CMF20120
IGBTs de potencia	Inversor de corriente de puente completo	IRAM10UP60A

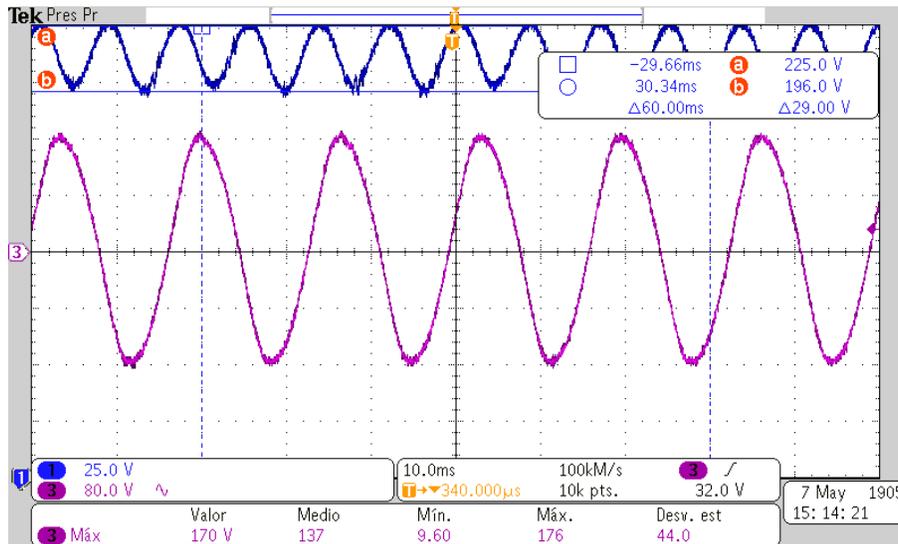


Figura 41. Voltaje de red (señal morada) y rizo de voltaje del capacitor de enlace (señal azul marino).

La Figura 42 muestra el voltaje de la red (señal de color púrpura), la potencia instantánea (señal de color rojo), con un valor medio medido de 56,4 W, y el valor teórico propuesto de 60 W, lo que da un error del 6,3%. La corriente inyectada a la red (señal de color verde) tuvo un

valor medido de 640 mA, y el valor teórico propuesto fue de 663 mA, lo que da un error de 3,59%. Si se divide la potencia de salida medida por el valor teórico, se obtiene 0,94. Por lo tanto, la eficiencia de los convertidores CD-CD y CD-CA es del 94%.

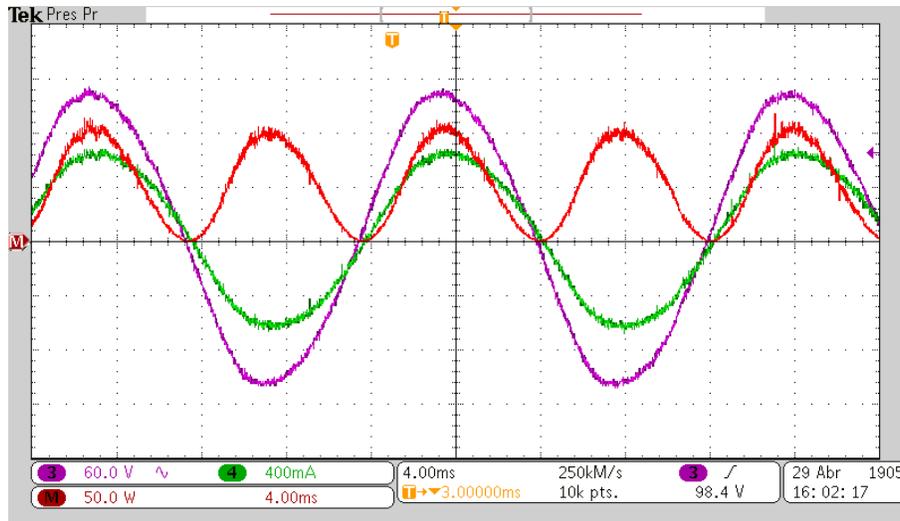


Figura 42. Tensión de red (señal morada), corriente inyectada a la red (señal verde) y potencia instantánea en el punto de conexión (señal roja).

La Figura 43 muestra el convertidor Cuk aislado utilizado. Los componentes están enmarcados en rectángulos rojos.

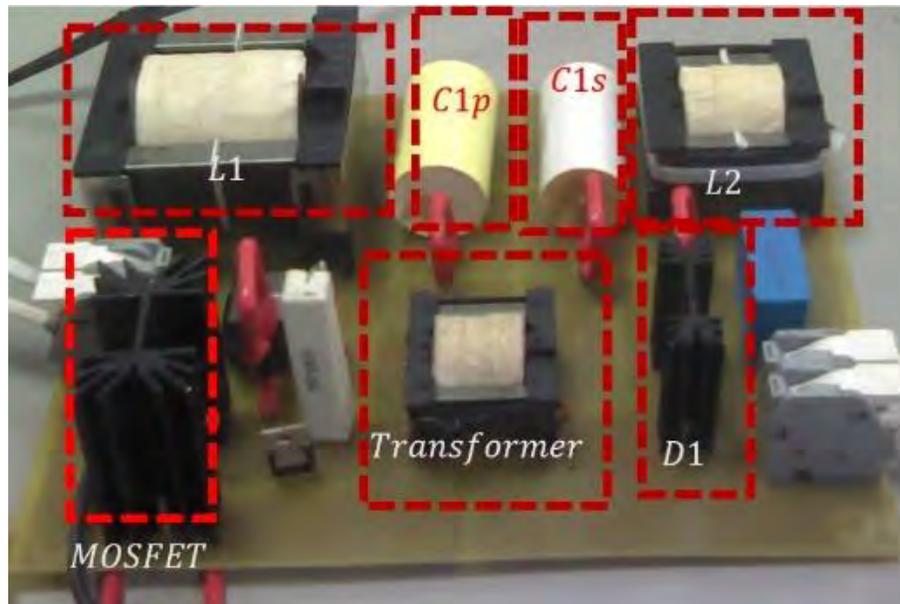


Figura 43. Prototipo del convertidor Cuk aislado implementado.

La Figura 44 muestra el módulo inversor puente completo ocupado.

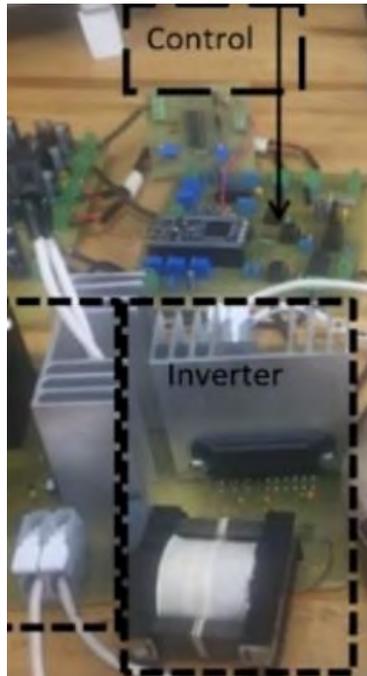


Figura 44. Convertidor CD-CA implementado.

4.2 Resultados Experimentales con filtro LCL

Se implementó experimentalmente un prototipo para validar la metodología de diseño y los cálculos realizados. Los valores que se utilizaron fueron obtenidos de la Tabla 9. El prototipo utilizado se muestra en la Figura 45.

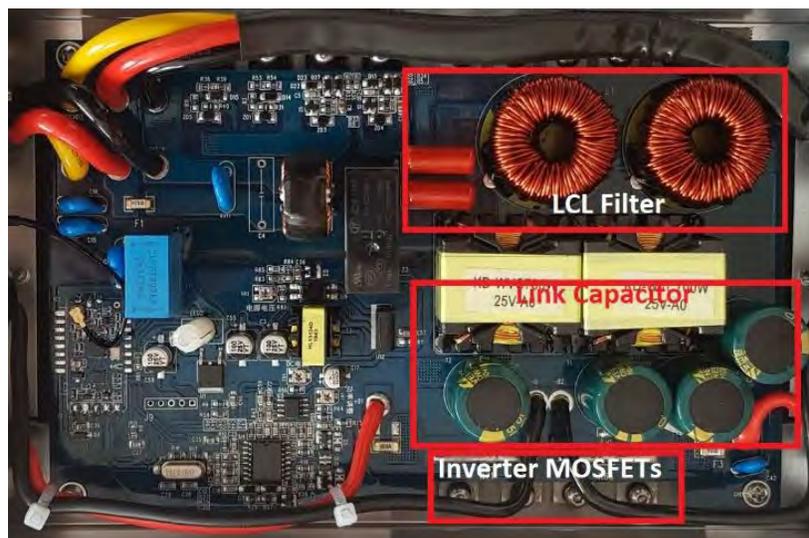


Figura 45. Inversor implementado con filtro LCL conectado a la red

La Figura 46 muestra el voltaje de la red, la corriente en L_1 y la potencia instantánea en el punto de conexión con la red. Los datos medidos se muestran en la Tabla 11.

Tabla 11. Resultados experimentales: Corriente en L_1 , voltaje de red y potencia instantánea en el punto de conexión.

	Valor teórico	Valor medido	% de error
I_{inv}	1 A	1.01 A	0.99 %
P_{avg}	90 W	91.26 A	1.38 %

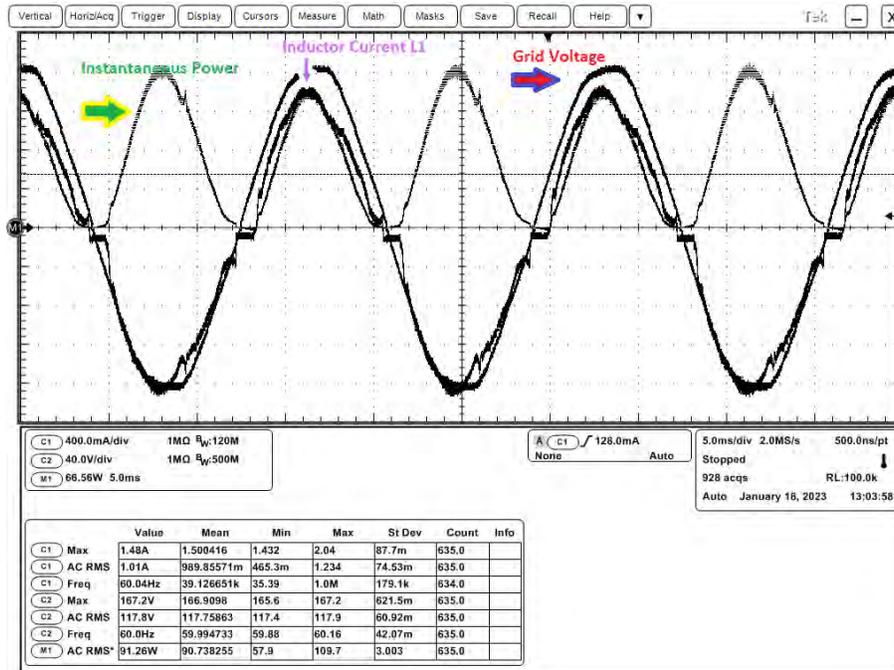


Figura 46. Resultados experimentales: corriente en L_1 y voltaje de red.

Con los datos obtenidos del osciloscopio, la FFT se calcula en Simulink. Esto se muestra en la Figura 47.

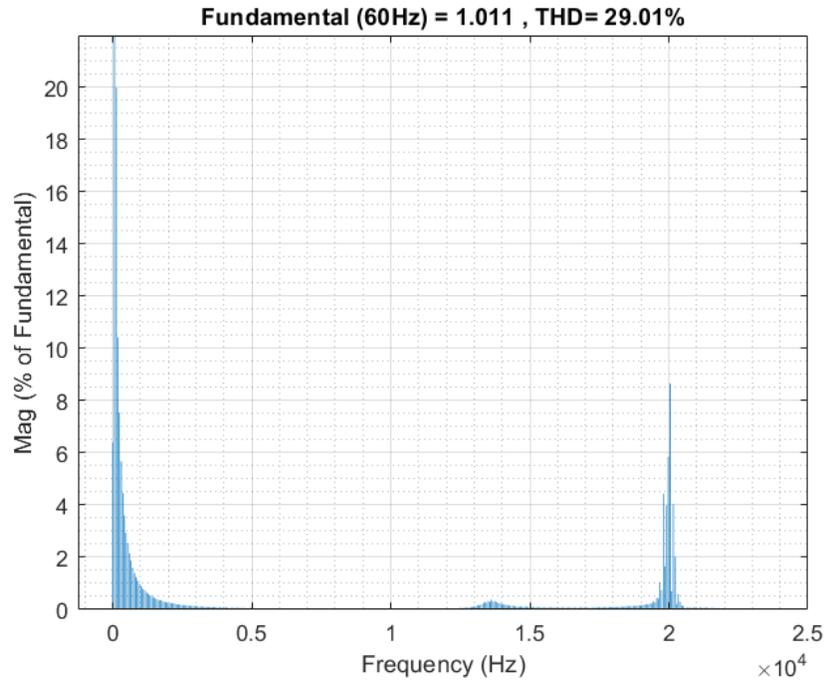


Figura 47. FFT experimental de la corriente del lado del inversor.

La magnitud del armónico n para la corriente del lado del inversor (ver Figura 48) es de 8,5% y el valor teórico propuesto fue de 7,5%. Esto da como resultado un error del 11,76%.

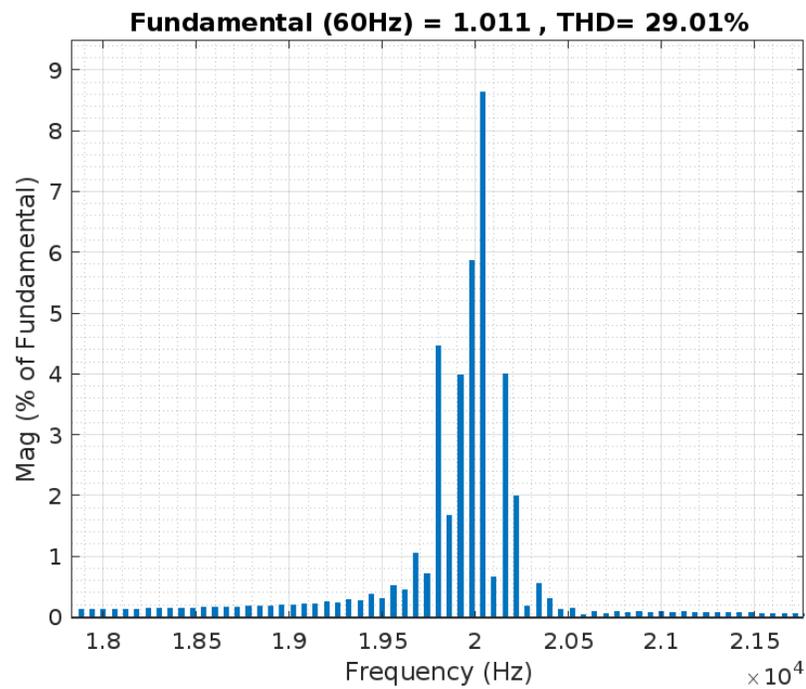


Figura 48. FFT de la corriente en L_1 para los armónicos cercanos a la f_n .

La muestra los armónicos cercanos al armónico $2f_n$ (39880 Hz). Obsérvese que los armónicos son inferiores en magnitud que armónicos asociados al armónico n (19940 Hz).

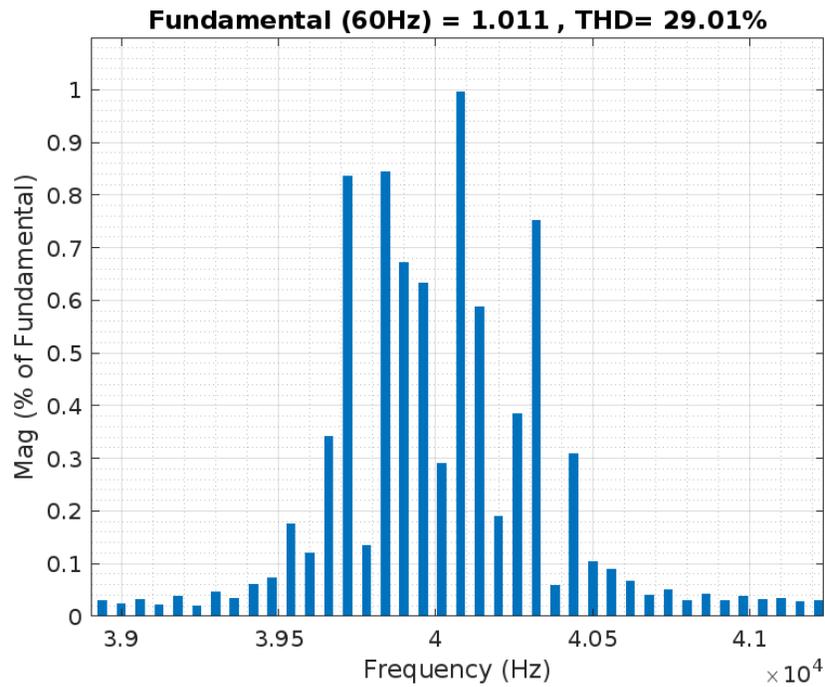


Figura 49. FFT de la corriente en L_1 para los armónicos cercanos a $2f_n$ (39880 Hz).

La corriente de la red se midió con un analizador de espectro. Esto se muestra en la Figura 50.



Figura 50. Corriente de la red medida con un analizador de espectro.

La Figura 50 muestra el voltaje de red (señal superior) con una magnitud de pico de 180 V en una escala de 60,0 V/div. También se muestra la corriente de red (señal inferior) con una magnitud medida de 1A en una escala de 1,00 A/div. Los datos obtenidos del analizador de espectro se exportan a Simulink y la FFT calculada se muestra en la Figura 51.

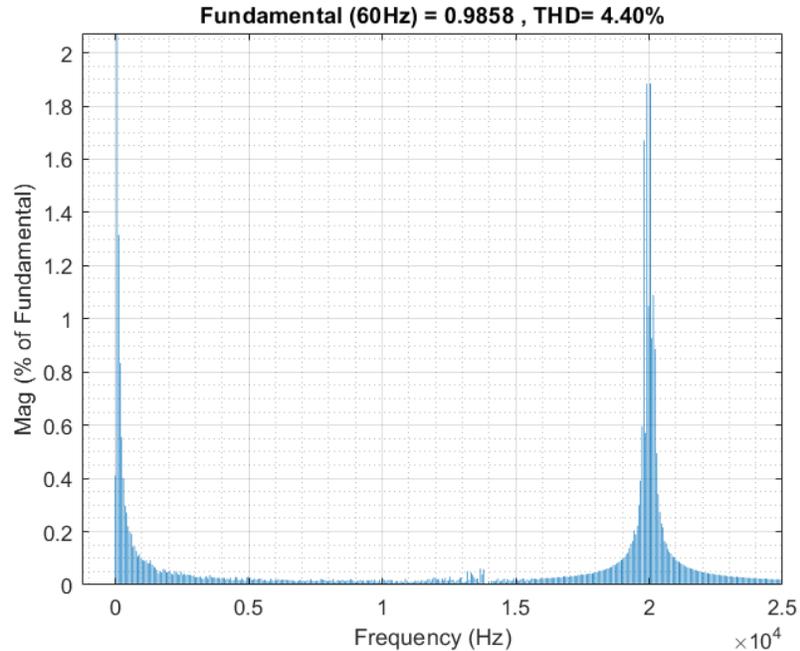


Figura 51. FFT experimental de la corriente de red.

La Figura 51 muestra la magnitud de los armónicos obtenidos con los datos de la (Figura 50). La magnitud del armónico n (19940 Hz) es inferior al 2% (ver Figura 52). La magnitud de los armónicos cercanos a la frecuencia de resonancia es menor que la magnitud de los armónicos cercanos al armónico n . La THD calculada a partir de los datos experimentales para la corriente de la red fue del 4,4%. Cumpliendo así con el estándar IEEE.

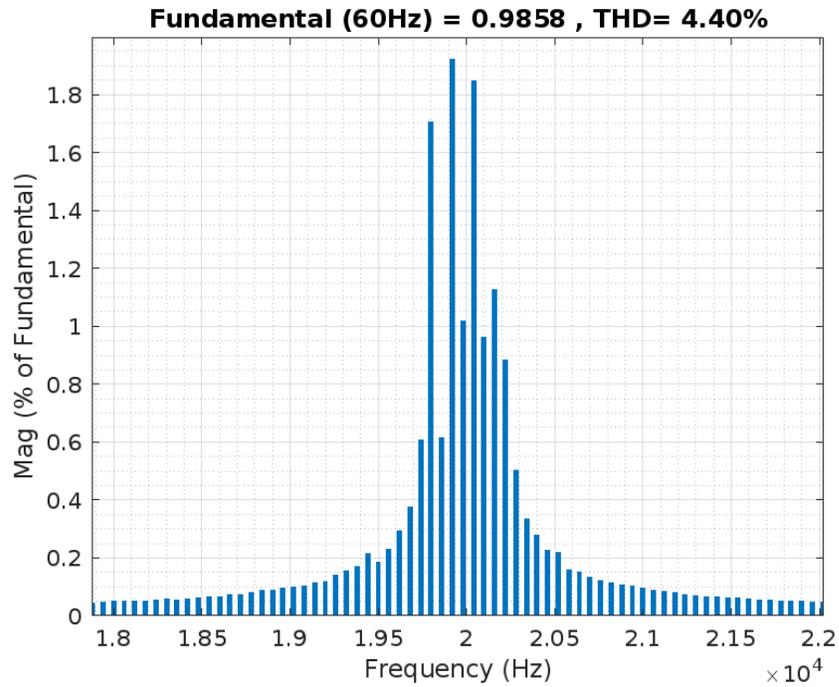


Figura 52. FFT de la corriente de red para los armónicos cercanos a f_n (19940 Hz).

La Figura 53 muestra los armónicos cercanos al armónico $2f_n$ (39880 Hz). Obsérvese que los armónicos son inferiores en magnitud que armónicos cercanos al armónico n (19940 Hz).

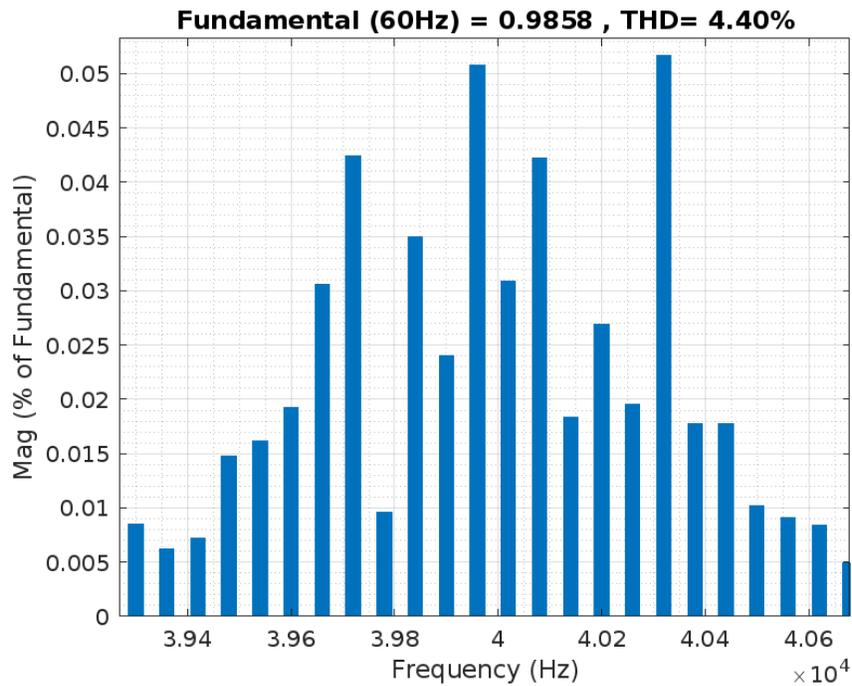


Figura 53. FFT de la corriente de red para los armónicos cercanos a $2f_n$ (39880 Hz).

Capítulo 5

V. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES

5.1 Discusión filtro L

La Tabla 12 muestra dos comparaciones. La primera es entre los valores de rizo de voltaje medidos y los valores porcentuales de rizo de voltaje propuestos. El capacitor de enlace se calcula mediante la ecuación (105) con esta ecuación se consigue un error inferior al 10%. La segunda comparación se realiza con respecto a la ecuación (110) publicado en varios artículos [85-87]. Nótese que en la ecuación (110) no se tiene en cuenta la energía devuelta por los filtros de salida del inversor.

$$C_{link} = \frac{P_{avg}}{\omega V_{dc} \Delta V_{dc}} \quad (110)$$

Tabla 12. Comparación de las ecuaciones del capacitor de enlace.

Valores obtenidos con las ecuaciones publicadas en este trabajo				Valores obtenidos con las ecuaciones publicadas en la literatura		
$\% \Delta V_{dc}$	Valor medido (ΔV_{dc})	C_{link}	% Error	Valor medido (ΔV_{dc})	C_{link}	% de error
0.5%	1.008 V	0.97 mF	±0.5%	1.20 V	0.79 mF	±16.3%
1%	2.1 V	4.8 μ F	±4.5%	2.41 V	3.96 μ F	±16.9%
5%	9.52 V	97.22 μ F	±5.2%	11.64 V	79.26 μ F	±13.9%
10%	18.97 V	48.61 μ F	±5.6%	23.84 V	39.63 μ F	±15.9%

Los porcentajes de error mostrados en la Tabla 12 para el rizo de voltaje en el capacitor de enlace (ΔV_{dc}) se calculan usando la ecuación (109).

5.2 Conclusión Filtro L

En este trabajo se ha presentado un análisis matemático de la energía devuelta por un filtro L y enviada al condensador de enlace en sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados a la red. Se ha propuesto una nueva ecuación para el cálculo del condensador de enlace en función de la energía devuelta por un filtro L, que presenta un error inferior al 6%, con una eficiencia total del sistema del 94%. Se ha propuesto un nuevo método de diseño para un filtro L, así como para el bus de CD en función del porcentaje de corriente de rizo inyectado en la red sin el uso de diagramas de Bode. El método propuesto presenta un error de menos del 4% en comparación con el valor actual propuesto. Estas son las principales contribuciones del artículo. Todo lo presentado en este artículo se puede aplicar al diseño de micro inversores para aplicaciones fotovoltaicas que están interconectados a la red a través de un filtro L. La limitación de este trabajo es que solo se aplica a un tipo específico de filtro, el filtro L y solo para sistemas monofásicos conectados a la red; no se puede utilizar para un sistema trifásico.

5.3 Discusión Filtro LCL

El diseño convencional de filtros LCL para sistemas monofásicos conectados a la red está publicado en diversos artículos [21, 22, 48-50]. Para el inductor del lado del inversor, se usa la ecuación (111).

$$L_1 = \frac{V_{dc}}{8f_{sw}\Delta_I} \quad (111)$$

Donde: Δ_I es el rizo de corriente propuesto. Este rizo de corriente se calcula con la ecuación (112).

$$\Delta_I = \frac{\%r_{inv}\sqrt{2}P_{avg}}{100V_{grms}} \quad (112)$$

Dónde V_{grms} es el voltaje de la red RMS. Para el inductor en el lado de la red, la ecuación (113) se utiliza.

$$L_2 = rL_1 \quad (113)$$

Donde r es la relación entre L_2 y L_1 . La relación r debe ser entre 0 y 1. Para el capacitor de filtro LCL se define una impedancia base (Z_b) que se muestra en la ecuación (114).

$$Z_b = \frac{V_{grms}^2}{P_{avg}} \quad (114)$$

Esta Z_b se utiliza para definir una capacitancia base (C_b). Esto se muestra en la ecuación (115).

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \quad (115)$$

Dónde ω_g es la frecuencia angular de la cuadrícula. Para el cálculo del condensador de filtro LCL se propone que el condensador maneje un máximo de 5% de potencia reactiva, por lo que C_b se multiplica por 0,05 como se muestra en la ecuación (116).

$$C_f = 0.05C_b \quad (116)$$

La ecuación (116) Calcula un valor máximo de capacitor [22, 51, 88]. Sin embargo, esta fórmula no se utiliza en este trabajo ya que el objetivo es minimizar este valor. La Tabla 13 muestra los valores obtenidos con las ecuaciones (85), (86) y (83) propuestas en este trabajo.

Tabla 13. Comparación de los valores reportados en la literatura y los propuestos en este trabajo para el filtro LCL.

Componente	Valores obtenidos a partir de ecuaciones publicadas en la literatura	Valores obtenidos a partir de las ecuaciones propuestas en este trabajo
L_1	16.63 mH	10.68 mH
L_2	16.63 mH	10.68 mH
C_f	740 nF	19.62 nF

El valor de los elementos del filtro se puede reducir aún más, pero esto implica que la frecuencia de resonancia se haga cada vez más cercana a la frecuencia de red [84]. Esto puede provocar que haya un armónico que sea de mayor magnitud provocando con esto una THD alta en la corriente que se inyecta a la red. Por lo que en este trabajo se utiliza el principio de Pareto para tener un valor optimo en los elementos del filtro LCL.

5.4 Conclusión Filtro LCL

En este trabajo, se ha presentado un análisis matemático y un método de optimización de Pareto para el diseño de filtros LCL en sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados a la red. Se han propuesto nuevas ecuaciones de diseño para el cálculo de las inductancias y el condensador del filtro LCL. Los errores presentados por el rizo de corriente en el armónico n son inferiores al 10%. La *THD* de la corriente de la red es más bajo que el estándar IEEE. El tamaño del inductor se redujo en un 39,31% y el valor del condensador se redujo en un 97%. Esta reducción del condensador se debe a que la ecuación reportada en la literatura se deduce de un valor máximo de potencia reactiva que manejará ese condensador teniendo con esto un valor máximo de ese condensador. Pero en este trabajo se calcula en función del valor de los inductores, el voltaje de la red, la ondulación de corriente en los inductores y la potencia promedio que da como resultado un condensador de valor mínimo. Estas son las principales contribuciones de este trabajo. La principal aplicación de este análisis es el diseño de micro inversores para aplicaciones fotovoltaicas que se interconectan a la red a través de un filtro LCL. La limitación de este trabajo es que solo se aplica a las conexiones monofásicas conectadas a la red.

5.5 Conclusiones generales

Este trabajo de tesis se había planteado inicialmente para analizar una topología inversora conectada a la red agregando un tercer puerto llamado “puerto de rizo”. La hipótesis inicial fue eliminar el capacitor de enlace en el bus de CD. Pero al analizar el

retorno de energía entre la red y el inversor nos dimos cuenta de que el causante principal de este retorno de energía son los filtros de salida del inversor.

Por lo que se decidió hacer una revisión exhaustiva de los métodos de desacoplamiento de potencia en sistemas fotovoltaicos conectados a la red. Logrando en colaboración con mi compañero de doctorado Omar Rodríguez Benítez la publicación [89] en la revista Processes.

Debido a esto se decidió enfocar la tesis para lograr una optimización de los filtros de salida planteando primeramente el filtro más sencillo que fue utilizado hace décadas (filtro L). En este filtro nos dimos cuenta en la revisión del estado del arte que había muy poca información de cómo se calcula este filtro además de que actualmente ya no se publica nada acerca de este filtro por lo mismo que cayó en desuso introduciéndose en su lugar el popular filtro LCL. Al terminar de analizar el filtro L se obtuvo la publicación [75] en la revista electronics. En esta publicación se plasmó una nueva ecuación para el calcular el capacitor de enlace y una ecuación precisa de cómo calcular un filtro L conectado a la red.

Debido que aun se contaba con suficiente tiempo en el programa doctoral se decidió analizar la topología LCL logrando como resultado una nueva metodología de diseño y optimización para este filtro. Producto de esta investigación se logró la publicación [84] en la revista technologies cabe resaltar que esta revista pertenece al cuartil 1. En esta publicación se mostró la nueva metodología de diseño y optimización para filtros LCL conectados a la red.

5.6 Trabajos futuros

Una limitación de este trabajo es que sólo es aplicable a conexiones monofásicas conectadas a la red. En sistemas trifásicos y aislados no es posible utilizar la metodología propuesta para diseñar y optimizar los filtros.

Como trabajos futuros se podría hacer un análisis y optimización de los filtros L y LCL para sistemas trifásicos aislados y conectados a la red eléctrica. Así como también se puede analizar y optimizar otro filtro muy usado en los inversores conectados a la red como lo es el filtro LLCL.

Referencias

- [1] L. Hernández-Callejo, S. Gallardo-Saavedra, and V. Alonso-Gómez, "A review of photovoltaic systems: Design, operation and maintenance," *Solar Energy*, vol. 188, pp. 426-440, 2019.
- [2] E. Kabir, P. Kumar, S. Kumar, A. A. Adelodun, and K.-H. Kim, "Solar energy: Potential and future prospects," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 82, pp. 894-900, 2018.
- [3] F. Obeidat, "A comprehensive review of future photovoltaic systems," *Solar Energy*, vol. 163, pp. 545-551, 2018.
- [4] C. D. Rodríguez-Gallegos, H. Liu, O. Gandhi, J. P. Singh, V. Krishnamurthy, A. Kumar, *et al.*, "Global techno-economic performance of bifacial and tracking photovoltaic systems," *Joule*, vol. 4, pp. 1514-1541, 2020.
- [5] A. Sangwongwanich, Y. Yang, D. Sera, and F. Blaabjerg, "Mission profile-oriented control for reliability and lifetime of photovoltaic inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, pp. 601-610, 2019.
- [6] A. Sangwongwanich, Y. Shen, A. Chub, E. Liivik, D. Vinnikov, H. Wang, *et al.*, "Mission profile-based accelerated testing of DC-link capacitors in photovoltaic inverters," in *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2019, pp. 2833-2840.
- [7] A. Jamatia, V. Gautam, and P. Sensarma, "Power Decoupling for Single-Phase PV System Using $\{C\}$ $\$ uk Derived Microinverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, pp. 3586-3595, 2018.$
- [8] J. Roy, Y. Xia, and R. Ayyanar, "Half-bridge voltage swing inverter with active power decoupling for single-phase PV systems supporting wide power factor range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 7450-7461, 2018.
- [9] M. N. Musarrat, M. R. Islam, K. M. Muttaqi, and D. Sutanto, "Shunt active DC filter to reduce the DC-link ripple current caused by power converters to improve the lifetime of aluminum electrolytic capacitors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, pp. 4306-4315, 2021.
- [10] A. M. Alcaide, Y. Ko, M. Andresen, J. I. Leon, S. Vazquez, V. G. Monopoli, *et al.*, "Capacitor Lifetime Extension of Interleaved DC–DC Converters for Multistring PV Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, pp. 4854-4864, 2022.
- [11] W. Qi, M. Wang, and S. Li, "Transformerless Three-Level Flying-Capacitor Step-Up PV Micro-Inverter Without Electrolytic Capacitors," *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 11, pp. 49-58, 2020.
- [12] M. S. Irfan, A. Ahmed, J.-H. Park, and C. Seo, "Current-sensorless power-decoupling phase-shift dual-half-bridge converter for DC–AC power conversion systems without electrolytic capacitor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 3610-3622, 2016.
- [13] F. J. Lin, H. C. Chiang, and J. K. Chang, "Modeling and controller design of PV micro inverter without using electrolytic capacitors and input current sensors," *Energies*, vol. 9, p. 993, 2016.

- [14] W. Qi, S. Li, S.-C. Tan, and S. Hui, "A single-phase three-level flying-capacitor PFC rectifier without electrolytic capacitors," *IEEE Transactions on Power electronics*, vol. 34, pp. 6411-6424, 2018.
- [15] N. Zhao, G. Wang, D. Xu, L. Zhu, G. Zhang, and J. Huo, "Inverter power control based on DC-link voltage regulation for IPMSM drives without electrolytic capacitors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 558-571, 2017.
- [16] P. T. Krein, R. S. Balog, and M. Mirjafari, "Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4690-4698, 2012.
- [17] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, and Z. J. Shen, "A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2711-2726, 2012.
- [18] A. Aganza-Torres, V. Cárdenas, H. Miranda-Vidales, and J. Alcalá, "Decoupling capacitor minimization in HF-link single-phase cycloconverter based microinverter," *Solar energy*, vol. 105, pp. 590-602, 2014.
- [19] A. Marcos-Pastor, E. Vidal-Idiarte, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, "Minimum DC-link capacitance for single-phase applications with power factor correction," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 67, pp. 5204-5208, 2019.
- [20] N. Rasekh and M. Hosseinpour, "LCL filter design and robust converter side current feedback control for grid-connected Proton Exchange Membrane Fuel Cell system," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 45, pp. 13055-13067, 2020.
- [21] J. Sedo and S. Kascak, "Design of output LCL filter and control of single-phase inverter for grid-connected system," *Electrical Engineering*, vol. 99, pp. 1217-1232, 2017.
- [22] X. Ruan, X. Wang, D. Pan, D. Yang, W. Li, and C. Bao, *Control techniques for LCL-type grid-connected inverters*: Springer, 2018.
- [23] N. F. Ibrahim, M. M. Mahmoud, A. M. Al Thaiban, A. B. Barnawi, Z. S. Elbarbary, A. I. Omar, *et al.*, "Operation of grid-connected PV system with ANN-based MPPT and an optimized LCL filter using GRG algorithm for enhanced power quality," *IEEE Access*, 2023.
- [24] Y. Cai, Y. He, H. Zhou, and J. Liu, "Design method of LCL filter for grid-connected inverter based on particle swarm optimization and screening method," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, pp. 10097-10113, 2021.
- [25] D. Cittanti, F. Mandrile, M. Gregorio, and R. Bojoi, "Design Space Optimization of a Three-Phase LCL Filter for Electric Vehicle Ultra-Fast Battery Charging," *Energies*, vol. 14, p. 1303, 2021.
- [26] C. R. Osório, D. A. Schuetz, G. G. Koch, F. Carnielutti, D. M. Lima, L. A. Maccari Jr, *et al.*, "Modulated model predictive control applied to lcl-filtered grid-tied inverters: A convex optimization approach," *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 2, pp. 366-377, 2021.
- [27] K.-B. Park, F. D. Kieferndorf, U. Drofenik, S. Pettersson, and F. Canales, "Optimization of LCL filter with integrated intercell transformer for two-interleaved high-power grid-tied converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, pp. 2317-2333, 2019.
- [28] F. A. Hasan, L. J. Rashad, and A. T. Humod, "Integrating Particle Swarm Optimization and Routh-Hurwitz's Theory for Controlling Grid-Connected LCL-

- Filter Converter," *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, vol. 13, pp. 102-113, 2020.
- [29] C. Gurrola-Corral, J. Segundo, M. Esparza, and R. Cruz, "Optimal LCL-filter design method for grid-connected renewable energy sources," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 120, p. 105998, 2020.
- [30] B. Long, Z. Zhu, W. Yang, K. T. Chong, J. Rodríguez, and J. M. Guerrero, "Gradient descent optimization based parameter identification for FCS-MPC control of LCL-type grid connected converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, pp. 2631-2643, 2021.
- [31] O. Hernandez, J. Mina, J. H. Calleja, A. C. Pérez, and S. E. de Leon, "A multi-objective optimized design of LCL filters for grid-connected voltage source inverters considering discrete components," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 31, p. e12908, 2021.
- [32] M. Azab, "Multi-objective design approach of passive filters for single-phase distributed energy grid integration systems using particle swarm optimization," *Energy Reports*, vol. 6, pp. 157-172, 2020.
- [33] D. Khan, M. Qais, I. Sami, P. Hu, K. Zhu, and A. Y. Abdelaziz, "Optimal Lcl-Filter Design for a Single-Phase Grid-Connected Inverter Using Metaheuristic Algorithms," *Available at SSRN 4431769*.
- [34] M. A. Khan, A. Haque, V. S. B. Kurukuru, and F. Blaabjerg, "Optimizing the Performance of Single-Phase Photovoltaic Inverter using Wavelet-Fuzzy Controller," *e-Prime-Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, vol. 3, p. 100093, 2023.
- [35] C. Poongothai and K. Vasudevan, "Design of LCL filter for grid-interfaced PV system based on cost minimization," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, pp. 584-592, 2018.
- [36] K.-B. Park, F. D. Kieferndorf, U. Drofenik, S. Pettersson, and F. Canales, "Weight minimization of LCL filters for high-power converters: Impact of PWM method on power loss and power density," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, pp. 2282-2296, 2017.
- [37] A. Benyoucef, K. Kara, A. Chouder, and S. Silvestre, "Prediction-based deadbeat control for grid-connected inverter with L-filter and LCL-filter," *Electric Power Components and Systems*, vol. 42, pp. 1266-1277, 2014.
- [38] J. Scoltock, T. Geyer, and U. Madawala, "Model Predictive Direct Current Control for a grid-connected converter: LCL-filter versus L-filter," in *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2013, pp. 576-581.
- [39] U. P. Yagnik and M. D. Solanki, "Comparison of L, LC & LCL filter for grid connected converter," in *2017 International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICEI)*, 2017, pp. 455-458.
- [40] H. Cha and T.-K. Vu, "Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected Photovoltaic inverter," in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 1659-1665.
- [41] J. S. Costa, A. Lunardi, P. C. Ribeiro, I. B. Da Silva, D. A. Fernandes, and A. J. Sguarezi Filho, "Performance-Based Tuning for a Model Predictive Direct Power Control in a Grid-Tied Converter With L-Filter," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 8017-8028, 2023.

- [42] Q. Zhang, Y. Tang, L. Hou, F. Deng, S. An, and X. Sun, "An active high frequency damping scheme for the current control of L filter-based grid-connected inverter," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 171738-171751, 2019.
- [43] Y. J. Kim and H. Kim, "Optimal design of LCL filter in grid-connected inverters," *IET Power Electronics*, vol. 12, pp. 1774-1782, 2019.
- [44] J. Xu, S. Xie, L. Huang, and L. Ji, "Design of LCL-filter considering the control impact for grid-connected inverter with one current feedback only," *IET Power Electronics*, vol. 10, pp. 1324-1332, 2017.
- [45] M. Dursun and M. K. DÖŞOĞLU, "LCL filter design for grid connected three-phase inverter," in *2018 2nd International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT)*, 2018, pp. 1-4.
- [46] Y. Liu and C.-M. Lai, "LCL filter design with EMI noise consideration for grid-connected inverter," *Energies*, vol. 11, p. 1646, 2018.
- [47] J. Lettl, J. Bauer, and L. Linhart, "Comparison of different filter types for grid connected inverter," *PIERS Proceedings, Marrakesh, Morocco*, 2011.
- [48] N. Arab, H. Vahedi, and K. Al-Haddad, "LQR control of single-phase grid-tied PUC5 inverter with LCL filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, pp. 297-307, 2019.
- [49] S. Nagai, K. Kusaka, and J.-i. Itoh, "ZVRT capability of single-phase grid-connected inverter with high-speed gate-block and Minimized LCL filter design," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, pp. 5387-5399, 2018.
- [50] M. H. Mahlooji, H. R. Mohammadi, and M. Rahimi, "A review on modeling and control of grid-connected photovoltaic inverters with LCL filter," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, pp. 563-578, 2018.
- [51] M. B. Said-Romdhane, M. W. Naouar, I. S. Belkhdja, and E. Monmasson, "Simple and systematic LCL filter design for three-phase grid-connected power converters," *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 130, pp. 181-193, 2016.
- [52] T.-F. Wu, M. Misra, L.-C. Lin, and C.-W. Hsu, "An improved resonant frequency based systematic LCL filter design method for grid-connected inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, pp. 6412-6421, 2017.
- [53] S. Jayalath and M. Hanif, "An LCL-filter design with optimum total inductance and capacitance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 6687-6698, 2017.
- [54] Y. Guan, Y. Wang, Y. Xie, Y. Liang, A. Lin, and X. Wang, "The dual-current control strategy of grid-connected inverter with LCL filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 5940-5952, 2018.
- [55] W. Wu, Y. Liu, Y. He, H. S.-H. Chung, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "Damping methods for resonances caused by LCL-filter-based current-controlled grid-tied power inverters: An overview," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, pp. 7402-7413, 2017.
- [56] C. C. Gomes, A. F. Cupertino, and H. A. Pereira, "Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on LCL filter: An overview," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, pp. 116-135, 2018.
- [57] J. Xu and S. Xie, "LCL-resonance damping strategies for grid-connected inverters with LCL filters: a comprehensive review," *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 6, pp. 292-305, 2018.

- [58] C. Zhang, T. Dragicevic, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Resonance damping techniques for grid-connected voltage source converters with LCL filters—A review," in *2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*, 2014, pp. 169-176.
- [59] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, and C. L. Bak, "A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters," *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, vol. 4, pp. 54-69, 2015.
- [60] Y. Tang, W. Yao, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "Design of LCL filters with LCL resonance frequencies beyond the Nyquist frequency for grid-connected converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, pp. 3-14, 2015.
- [61] R. Beres, X. Wang, F. Blaabjerg, C. L. Bak, and M. Liserre, "A review of passive filters for grid-connected voltage source converters," in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014*, 2014, pp. 2208-2215.
- [62] Q. Liu, L. Peng, Y. Kang, S. Tang, D. Wu, and Y. Qi, "A novel design and optimization method of an LCL filter for a shunt active power filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 4000-4010, 2013.
- [63] X. Renzhong, X. Lie, Z. Junjun, and D. Jie, "Design and research on the LCL filter in three-phase PV grid-connected inverters," *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, vol. 5, p. 322, 2013.
- [64] X. Wei, L. Xiao, Z. Yao, and C. Gong, "Design of LCL filter for wind power inverter," in *2010 World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference*, 2010, pp. 1-6.
- [65] N. Jiao, S. Wang, T. Liu, Y. Wang, and Z. Chen, "Harmonic quantitative analysis for dead-time effects in SPWM inverters," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 43143-43152, 2019.
- [66] M. Asefi and J. Nazarzadeh, "Integral-series Fourier analysis of chaotic PWM patterns for common mode voltage stresses," *IET Power Electronics*, vol. 11, pp. 1591-1602, 2018.
- [67] A. Hren and F. Mihalič, "An Improved SPWM-Based Control with Over-Modulation Strategy of the Third Harmonic Elimination for a Single-Phase Inverter," *Energies*, vol. 11, p. 881, 2018.
- [68] R. N. Ray, D. Chatterjee, and S. K. Goswami, "An application of PSO technique for harmonic elimination in a PWM inverter," *Applied soft computing*, vol. 9, pp. 1315-1320, 2009.
- [69] N. Prabakaran and K. Palanisamy, "Comparative analysis of symmetric and asymmetric reduced switch MLI topologies using unipolar pulse width modulation strategies," *IET Power Electronics*, vol. 9, pp. 2808-2823, 2016.
- [70] R. Sarker, A. Datta, and S. Debnath, "FPGA-based variable modulation-indexed-SPWM generator architecture for constant-output-voltage inverter applications," *Microprocessors and Microsystems*, vol. 77, p. 103123, 2020.
- [71] K.-P. Huang, Y. Wang, and R.-J. Wai, "Design of power decoupling strategy for single-phase grid-connected inverter under nonideal power grid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 2938-2955, 2018.
- [72] F. Shinjo, K. Wada, and T. Shimizu, "A single-phase grid-connected inverter with a power decoupling function," in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2007, pp. 1245-1249.

- [73] N. A. Rahim, K. Chaniago, and J. Selvaraj, "Single-phase seven-level grid-connected inverter for photovoltaic system," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 58, pp. 2435-2443, 2010.
- [74] M. Zhang, K. Zhuang, T. Zhao, X. Chen, J. Xue, Z. Qiao, *et al.*, "Bus Voltage Control of Photovoltaic Grid Connected Inverter Based on Adaptive Linear Active Disturbance Rejection," *Energies*, vol. 15, p. 5556, 2022.
- [75] H. Adamas-Pérez, M. Ponce-Silva, J. D. Mina-Antonio, A. Claudio-Sánchez, and O. Rodríguez-Benítez, "Assessment of Energy Conversion in Passive Components of Single-Phase Photovoltaic Systems Interconnected to the Grid," *Electronics*, vol. 12, p. 3341, 2023.
- [76] Y. Yang, K. Zhou, and F. Blaabjerg, "Current harmonics from single-phase grid-connected inverters—Examination and suppression," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, pp. 221-233, 2015.
- [77] M. M. Islam, E. Hossain, S. Padmanaban, and C. W. Brice, "A new perspective of wind power grid codes under unbalanced and distorted grid conditions," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 15931-15944, 2020.
- [78] M. Ahmed, M. Orabi, S. S. Ghoneim, M. M. Al-Harthi, F. A. Salem, B. Alamri, *et al.*, "General mathematical solution for selective harmonic elimination," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, pp. 4440-4456, 2019.
- [79] N. Rai and S. Chakravorty, "Generalized formulations and solving techniques for selective harmonic elimination PWM strategy: A review," *Journal of The Institution of Engineers (India): Series B*, vol. 100, pp. 649-664, 2019.
- [80] J. Liu, Y. Sun, Y. Li, and C. Fu, "Theoretical harmonic analysis of cascaded H-bridge inverter under hybrid pulse width multilevel modulation," *IET Power Electronics*, vol. 9, pp. 2714-2722, 2016.
- [81] M. A. Memon, S. Mekhilef, M. Mubin, and M. Aamir, "Selective harmonic elimination in inverters using bio-inspired intelligent algorithms for renewable energy conversion applications: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 82, pp. 2235-2253, 2018.
- [82] M. H. Etesami, D. M. Vilathgamuwa, N. Ghasemi, and D. P. Jovanovic, "Enhanced metaheuristic methods for selective harmonic elimination technique," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, pp. 5210-5220, 2018.
- [83] A. De Nardo, G. Di Capua, and N. Femia, "Transformer design for isolated switching converters based on geometric form factors of magnetic cores," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 2158-2166, 2012.
- [84] H. Adamas-Pérez, M. Ponce-Silva, J. D. Mina-Antonio, A. Claudio-Sánchez, O. Rodríguez-Benítez, and O. M. Rodríguez-Benítez, "A New LCL Filter Design Method for Single-Phase Photovoltaic Systems Connected to the Grid via Micro-Inverters," *Technologies*, vol. 12, p. 89, 2024.
- [85] M. H. Rezaei and M. Akhbari, "Power decoupling capability with PR controller for Micro-Inverter applications," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 136, p. 107607, 2022.
- [86] A. Sangwongwanich, Y. Shen, A. Chub, E. Liivik, D. Vinnikov, H. Wang, *et al.*, "Design for accelerated testing of DC-link capacitors in photovoltaic inverters based on mission profiles," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, pp. 741-753, 2020.

- [87] M. Chen and P. C. Loh, "A dual-boost H-bridge inverter with common ground for photovoltaic interfacing," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, pp. 9515-9526, 2020.
- [88] M. B. Said-Romdhane, M. W. Naouar, I. Slama Belkhouja, and E. Monmasson, "An improved LCL filter design in order to ensure stability without damping and despite large grid impedance variations," *Energies*, vol. 10, p. 336, 2017.
- [89] O. Rodríguez-Benítez, M. Ponce-Silva, J. A. Aquí-Tapia, Ó. M. Rodríguez-Benítez, R. E. Lozoya-Ponce, and H. Adamas-Pérez, "Active Power-Decoupling Methods for Photovoltaic-Connected Applications: An Overview," *Processes*, vol. 11, p. 1808, 2023.