UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO
FACULTAD DE INGENIERÍA

MODELADO EN EL DOMINIO ARMÓNICO DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN FOTOVOLTAICO.

T E S I S

PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
OPCIÓN: ELECTRÓNICA DE POTENCIA PARA FUENTES ALTERNAS DE ENERGÍA

P R E S E N T A:

ING. JOSÉ LUIS TORRES HERNÁNDEZ

A S E S O R:

DR. RAFAEL PEÑA GALLARDO

C O – A S E S O R:

DR. JUAN SEGUNDO RAMÍREZ

San Luis Potosí, S.L.P. septiembre de 2026

UASLP
Universidad Autónoma de San Luis Potosí

FACULTAD DE INGENIERÍA

21 de agosto de 2025

ING. JOSÉ LUIS TORRES HERNÁNDEZ
P R E S E N T E.

En atención a su solicitud de Temario, presentada por el **Dr. Rafael Peña Gallardo y Dr. Juan Segundo Ramírez,** Asesor y Coasesor de la Tesis que desarrollará Usted, con el objeto de obtener el Grado de **Maestro en Ingeniería Eléctrica**. Me es grato comunicarle que en la sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 21 de agosto del presente, fue aprobado el Temario propuesto:

TEMARIO:

"Modelado en el dominio armónico extendido de un sistema de generación fotovoltaico"

Introducción
1. Diseño y modelado de los componentes del sistema de generación fotovoltaico
2. Modelado en el dominio armónico extendido
3. Representación del sistema de generación fotovoltaico en el dominio armónico extendido
4. Casos de estudio

Conclusiones
Referencias

"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"

A T E N T A M E N T E

DR. EMILIO JORGE GONZÁLEZ GALVÁN
DIRECTOR

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSI
FACULTAD DE INGENIERIA
DIRECCION

www.uaslp.mx

Av. Manuel Nava 8
Zona Universitaria • CP 78290
San Luis Potosí, S.L.P.
tel. (444) 826 2330 al39
fax (444) 826 2336

Ccp. Archivo
-bvlg

A mis padres, hermanos y amigos, con amor y gratitud por su apoyo en mi desarrollo personal. Y a todas aquellas personas que me acompañaron, ayudaron y aconsejaron a lo largo de mi camino personal y académico.

Agradecimientos

A Dios, por permitirme vivir día a día al máximo y siempre darme el impulso que me permite lograr mis objetivos.

A mis padres, Verónica Hernández Ortiz y José Luis Torres Puente, que sacrificaron tanto por mí, me apoyaron a pesar de las dificultades y a seguir desarrollándome de manera académica, así como permitirme ser el hombre que hoy soy.

A mis hermanos, Diego Armando Torres Hernández y María Raquel Torres Hernández, por estar en momentos difíciles y ser un apoyo emocional y personal en mi vida diaria.

A mis abuelos, María García Puente y Joaquín García González, por siempre cuidarme, apoyarme y darme lecciones que me permitieron llegar hasta aquí.

Al Dr. Rafael Peña Gallardo, por aceptarme bajo su asesoría y compartir su conocimiento conmigo para poder lograr objetivos académicos y motivarme a seguir adelante.

Al Dr. Juan Segundo Ramírez, por ser parte esencial en mi desarrollo académico y tener paciencia al compartirme sus conocimientos.

Al Ing. Juan Manuel Ponce Silva, que en paz descanse, por ser un mentor y consejero de vida, así como ser una de las personas que me inspiró a seguir esta etapa académica.

A la Ing. Esmeralda López Castillo, por ser una gran amiga, apoyo incondicional y motivarme durante este proceso académico.

A mis amigos y compañeros del posgrado, por ser un apoyo moral y por compartir ideas que me permitieron continuar y mantenerme motivado durante este proceso.

A la Ing. Celeste Hadit Terán Hernández, por su apoyo y disposición, que fueron un impulso importante para culminar este proceso.

Al Comité Académico del Posgrado de Ingeniería Eléctrica de la UASLP, por compartir sus conocimientos y experiencia que permitieron desarrollar tanto este trabajo como dar herramientas de manera académica y laboral.

A la Universidad Autónoma de San Luis Potosí y a la Secretaría de Ciencia, Humanidades, Tecnología e Innovación (SECIHTI).

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
Área de Investigación y Estudios de Posgrado

D E C L A R A C I Ó N

El presente trabajo que lleva por título:

"Modelado en el dominio armónico de un sistema de generación fotovoltaico"

se realizó en el periodo agosto de 2024 a agosto de 2026 bajo la dirección del Dr. Rafael Peña Gallardo y el Dr. Juan Segundo Ramírez

Originalidad

Por este medio aseguro que he realizado el trabajo reportado, y la escritura de este documento de tesis para fines académicos sin ayuda indebida de terceros y sin utilizar otros medios más que los indicados.

Las referencias e información tomadas directa o indirectamente de otras fuentes se han definido en el texto como tales y se ha dado el debido crédito a las mismas.

El autor exime a la UASLP de las opiniones vertidas en este trabajo escrito y asume la responsabilidad total del mismo.

Este trabajo no ha sido sometido como tesis o trabajo terminal a ninguna otra institución nacional o internacional en forma parcial o total, exceptuando el caso cuando existe un convenio específico de doble titulación celebrado entre ambas instituciones.

Se autoriza a la UASLP para que divulgue este documento para fines académicos.

El autor del trabajo escrito, José Luis Torres Hernández

Índice general

Índice general VII

Índice de tablas IX

Índice de figuras XI

Lista de acrónimos y abreviaturas XIII

Resumen XV

Introducción 1

1 Diseño y modelado de los componentes del sistema de generación fotovoltaico 9
- 1.1. Panel fotovoltaico . . . 10
- 1.2. Seguimiento del punto de máxima potencia . . . 12
- 1.3. Linealización del modelo de panel fotovoltaico . . . 13
- 1.4. Convertidor Boost . . . 15
- 1.5. Inversor trifásico de puente completo . . . 16
- 1.6. Transformador delta-estrella . . . 18
- 1.7. Equivalente de red . . . 20
- 1.8. Modelado del sistema en el dominio del tiempo . . . 22
- 1.9. Simulaciones del modelo . . . 24
- 1.10. Conclusiones . . . 29

2 Representación en el dominio armónico extendido 31
- 2.1. Dominio armónico extendido . . . 32
- 2.2. Algoritmo de estimación de parámetros . . . 33
- 2.3. Conclusiones . . . 37

3 Representación del sistema de generación fotovoltaico en el dominio armónico extendido 39
- 3.1. Modelo en espacio de estados en el dominio del tiempo . . . 40
- 3.2. Modelo en el dominio armónico del sistema fotovoltaico . . . 40
- 3.3. Algoritmo para el Modelado Armónico . . . 42
- 3.4. Conclusiones . . . 45

4 Casos de estudio 47
- 4.1. Validación del modelo . . . 47

4.2. Estimación y optimización de parámetros 57
4.3. Conclusiones 59

Conclusiones **61**
Aportaciones 61
Publicaciones generadas 62
Trabajo a futuro 62

Referencias bibliográficas **63**

Índice de tablas

1.1. Parámetros del módulo Shell SM110-24. 11
1.2. Parámetros del convertidor CD-CD. 16
1.3. Parámetros del inversor trifásico. 18
1.4. Parámetros del transformador. 19

3.1. Variables de estado del sistema fotovoltaico. 41

4.1. Parámetros optimizados del inversor trifásico 58
4.2. Variación porcentual de los parámetros del módulo fotovoltaico 58

Índice de figuras

1. Número de artículos de modelos de celdas fotovoltaicas publicados hasta la fecha (Fuente: SpringerLink Journals, Wiley Online Library, Web of Science). 2

1.1. Modelo de la celda fotovoltaica. 10
1.2. Diagrama de flujo del algoritmo de conductancia incremental. 12
1.3. Algoritmo linealizado de celda fotovoltaica. 14
1.4. Topología del convertidor Boost. 15
1.5. Modelo del inversor trifásico con filtro LCL. 16
1.6. Modelo del transformador delta-estrella. 19
1.7. Sistema de generación FV. 22
1.8. Comparación de las variables eléctricas del convertidor Boost $V_{C_{pv}}$, I_L y $V_{C_{cd}}$ en MATLAB y Simulink. 25
1.9. Comparación de la corriente del inductor primario del filtro I_{L1} en MATLAB y Simulink. . . 26
1.10. Comparación de voltaje del capacitor del filtro V_{C_f} en Matlab y Simulink. 27
1.11. Comparación de corriente del secundario reflejado al primario I_{sp} en MATLAB y Simulink. . 28
1.12. Comparación de las corrientes del inductor primario I_{Lf1} y el voltaje del capacitor del filtro V_{C_f}. 29

2.1. Algoritmo de estimación de parámetros. 36
2.2. Algoritmo para calcular las resistencias R_s y R_{SH}. 37

3.1. Diagrama de flujo para la obtención sistema FV en el dominio armónico. 43

4.1. Comparación de las variables eléctricas del convertidor Boost en el dominio del tiempo y en el dominio EHD. 49
4.2. Comparación $V_{C_{fabc}}$ entre el dominio del tiempo y el dominio armónico. 50
4.3. Comparación de la corriente primaria del filtro LCL I_{L1abc} en el dominio del tiempo y el dominio armónico. 51
4.4. Comparación de la corriente primaria del filtro LCL I_{Lsp} en el dominio del tiempo y el dominio armónico. 52
4.5. Espectro armónico de la variable $V_{C_{fabc}}$ 54
4.6. Comparación de las variables eléctricas entre valores base y optimizados del convertidor Boost en el dominio EHD. 57

Lista de acrónimos y abreviaturas

Acrónimo	Significado en español
EHD	Dominio armónico extendido.
FV	Sistema fotovoltaico.
MPPT	Seguidor del punto de máxima potencia.
MPP	Punto de máxima potencia.
CD	Corriente directa.
CA	Corriente alterna.
FFT	Transformada rápida de Fourier.
PWM	Modulación por ancho de pulso.
LCL	Filtro inductivo-capacitivo-inductivo.
NSLQ	Método de mínimos cuadrados no lineales.
PV	Módulo fotovoltaico.

Resumen

Los sistemas fotovoltaicos representan una alternativa atractiva para la generación de energía eléctrica, debido a que no producen emisiones de gases de efecto invernadero y a que su fuente primaria es considerada inagotable y gratuita. Sin embargo, la naturaleza variable de dicha fuente provoca que la potencia generada también sea fluctuante, por lo que es necesario acondicionar la energía para su uso final.

Este acondicionamiento se realiza mediante convertidores electrónicos de potencia, los cuales no sólo permiten adaptar los niveles eléctricos requeridos por la carga o la red, sino que además cumplen una función fundamental al operar el módulo fotovoltaico en su punto de máxima potencia. Cuando el sistema se conecta a la red eléctrica, el acondicionamiento adicional se lleva a cabo mediante un inversor, un filtro y un transformador de interconexión.

El análisis de estos sistemas suele realizarse a partir de modelos matemáticos de sus principales componentes, los cuales han sido ampliamente estudiados en la literatura. No obstante, en esta investigación se propone el uso de la modelización en el dominio armónico como una alternativa para su análisis, con el objetivo de estudiar los efectos que se presentan cuando el sistema generador fotovoltaico se encuentra interconectado a la red eléctrica.

Introducción

Actualmente, la creciente demanda energética de la sociedad y la urgente necesidad de reducir las emisiones de gases de efecto invernadero han impulsado el desarrollo e implementación de sistemas de generación basados en fuentes de energía renovables. Entre estas tecnologías, la generación fotovoltaica (FV) se ha convertido en una opción prometedora debido a su abundancia y sostenibilidad [1].

Los sistemas de generación fotovoltaica convierten la luz solar directamente en electricidad a través de celdas solares. Sin embargo, dado que la energía generada debe ser acondicionada para su uso a través de convertidores electrónicos de potencia, la calidad de la energía generada se convierte en un aspecto crucial a considerar, ya que las distorsiones armónicas pueden afectar tanto la eficiencia como la estabilidad de la red eléctrica. Para estudiar y analizar este tipo de sistemas es posible utilizar el modelado en el dominio armónico, que es una técnica que permite analizar y representar los armónicos en un sistema, ayudando a predecir y diseñar estrategias para mitigar sus efectos negativos [2].

Uno de los principales desafíos en el modelado de sistemas fotovoltaicos es la variabilidad de la irradiación solar, que puede causar fluctuaciones en la generación de energía y afectar la estabilidad del sistema. Además, la no linealidad de los componentes del sistema fotovoltaico introduce complejidades adicionales en el análisis.

Utilizar el modelado en el dominio armónico permite una mejor comprensión y representación de la generación de armónicos, lo que a su vez facilita la optimización del diseño del sistema fotovoltaico para minimizar sus efectos. Los beneficios de este enfoque son significativos. Al mejorar la predicción y el control de los armónicos, se puede aumentar la eficiencia y la estabilidad del sistema fotovoltaico, asegurando una integración más eficaz en la red eléctrica.

Antecedentes

A lo largo de las dos últimas décadas se han desarrollado modelos para estudiar los sistemas fotovoltaicos y su conexión con la red. Existen distintas metodologías para realizar un modelo matemático de un sistema fotovoltaico, y el estudio de esta área ha ido en aumento. En la Figura 1 se puede observar la cantidad de publicaciones a través de los

años. Como se puede observar, es un área de mucho interés en los últimos años y esto es debido a que no se cuenta aún con un modelo único capaz de ser utilizado en los diferentes estudios que se requieran.

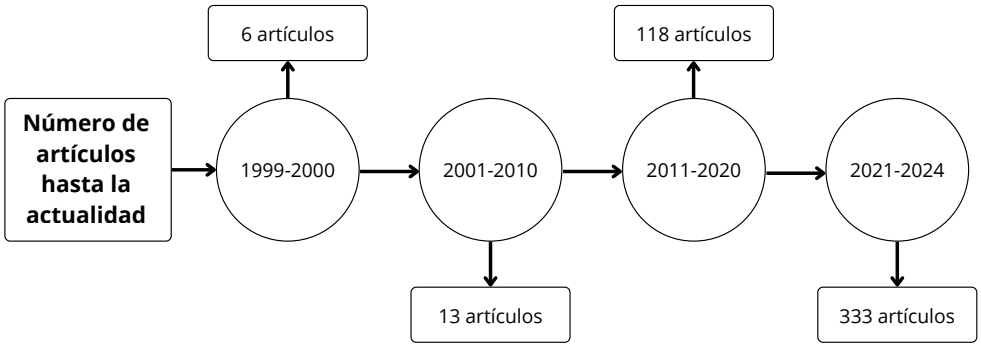


Figura 1. Número de artículos de modelos de celdas fotovoltaicas publicados hasta la fecha (Fuente: SpringerLink Journals, Wiley Online Library, Web of Science).

A continuación, se presenta la revisión del estado del arte de los principales modelos fotovoltaicos. Se consideran las referencias más relevantes en cada caso; sin embargo, como se muestra en la Figura 1, existen otras fuentes consultadas con propuestas similares o equivalentes.

En el modelo generalizado de un sistema fotovoltaico presentado en [3], se desarrollan las curvas características corriente-voltaje (I–V) y potencia-voltaje (P–V) bajo condiciones estándar de irradiancia y temperatura. Este modelo es sencillo y flexible para ser utilizado en simulaciones, pero pierde precisión al omitir parámetros como las resistencias internas de la celda, además de aproximar la corriente fotogenerada (I_{ph}) a la de cortocircuito (I_{sc}).

El modelo simplificado propuesto en [4] permite una interpretación rápida de las curvas I–V y P–V, siendo fácil de resolver. No obstante, al omitir pérdidas por resistencias, limita su aplicabilidad a condiciones reales y reduce su precisión.

En [5] se plantea un modelo térmico fotovoltaico que evalúa el comportamiento ante variaciones de temperatura e irradiancia, permitiendo estudios experimentales más completos. Sin embargo, su complejidad aumenta debido a la necesidad de conocer parámetros térmicos específicos, así como la incertidumbre de los datos de entrada.

El modelo de [6] mejora la eficiencia energética dentro de un rango de irradiancia entre 200 y 1000 W/m^2 a 25°C. A pesar de su complejidad, considera pérdidas por enfriamiento, proporcionando resultados más realistas en aplicaciones prácticas.

Por su parte, [7] incorpora un diodo adicional al modelo tradicional, lo que mejora la precisión ante variaciones de parámetros eléctricos y ambientales. Este modelo es más representativo bajo condiciones reales, aunque requiere una definición precisa de parámetros como I_L, n_1, n_2, I_{D1}, I_{D2}, R_s y R_{sh}, haciendo más compleja su resolución.

En [8] se sugiere tratar las resistencias R_s y R_{sh} como constantes independientes de temperatura e irradiancia, calculándolas iterativamente junto a otros parámetros. Esto permite mejorar la obtención del punto de máxima potencia, aunque mantiene la necesidad de estimaciones precisas.

El modelo basado en redes neuronales presentado en [9] permite predecir comportamientos del sistema y adaptarse a condiciones cambiantes mediante el análisis de datos históricos. Requiere, sin embargo, una base de datos extensa y un diseño cuidadoso de la red neuronal, lo que implica conocimientos avanzados en redes neuronales y mayor esfuerzo computacional.

El modelo de circuito equivalente de un solo diodo presentado en [10] permite analizar el efecto de los parámetros eléctricos sobre las curvas características. Aunque es útil para simulaciones, sus simplificaciones lineales limitan su precisión y dificultan su extensión a casos más complejos.

En [11], se propone un modelo basado en estimación de parámetros, que ofrece alta precisión en la predicción del comportamiento real de un panel. Utiliza métodos como el de Xiao y Villalva para calcular parámetros eléctricos críticos. No obstante, presenta sensibilidad a condiciones iniciales y requiere conjuntos de datos de alta calidad, además de enfrentar posibles problemas de convergencia.

El modelo experimental de [12] considera pérdidas por degradación, estimando la resistencia serie R_s a partir del análisis de la pendiente de la curva I–V. Aunque es útil para detectar desgaste, depende fuertemente de datos empíricos y presenta variaciones según el tipo de panel.

En [13] se utiliza un enfoque matemático iterativo basado en el circuito equivalente de la celda, considerando parámetros como la corriente de saturación, la corriente fotovoltaica y las resistencias internas. El modelo es sensible a variaciones bruscas en condiciones ambientales y requiere validación experimental.

El modelo multiunión descrito en [14] busca mejorar la eficiencia combinando celdas con distintas bandas prohibidas. A pesar de su potencial, presenta desafíos en la fabricación

e integración de las capas semiconductoras, así como en la obtención precisa de los parámetros experimentales.

Por otro lado, [15] propone un modelo que requiere aproximaciones iniciales cercanas a los datos reales para garantizar la convergencia de los parámetros como I_L, I_0, R_s, R_{sh} y el factor de idealidad. Aunque permite predecir resultados bajo distintas condiciones, el proceso de ajuste puede ser arduo debido a la falta de valores proporcionados por los fabricantes.

El estudio estocástico en [16] permite analizar el comportamiento de un sistema fotovoltaico mediante comparaciones entre resultados teóricos, simulados y experimentales. No obstante, exige una correcta elección del modelo para cada caso, según el comportamiento previsto.

En [17] se emplean datos de series temporales para predecir el comportamiento del sistema bajo variaciones ambientales. Su efectividad depende de la calidad de los datos y de la configuración del algoritmo, siendo útil para la gestión de la demanda y mantenimiento preventivo.

El modelo de optimización propuesto en [18] mejora la predicción de la potencia generada a partir de la irradiancia mediante algoritmos optimizados. Ofrece alta precisión en el pronóstico, aunque con un alto costo computacional y mayor complejidad en su implementación.

Modelado en el armónico extendido

El modelado en el dominio armónico extendido (EHD) es una técnica que permite la simulación y el análisis de la generación de armónicos en sistemas fotovoltaicos. Se han desarrollado varios modelos matemáticos basados en este enfoque para varios componentes de redes eléctricas, que van desde simples circuitos RLC hasta sistemas avanzados que integran convertidores electrónicos de potencia con esquemas de energía renovable. Esta técnica facilita estudios detallados de la distorsión de la forma de onda y proporciona información sobre la dinámica armónica, incluida la presencia de componentes de frecuencia no armónicos [19]- [20].

Se pueden encontrar ejemplos de tales aplicaciones en la literatura. Por ejemplo, [21] demuestra que el modelado de dominio armónico proporciona una representación precisa de los modelos eléctricos, como los convertidores de fuente de voltaje (VSC), al considerar explícitamente su contenido armónico. Este enfoque ofrece un marco alternativo que refleja más de cerca el comportamiento real de estos sistemas. En [22], se muestra que esta metodología permite la evaluación del acoplamiento armónico entre los diferentes

componentes de un sistema fotovoltaico mediante la incorporación de sus elementos característicos y la cuantificación tanto de los componentes armónicos comunes como de las frecuencias menos convencionales.

Además, [23] muestra que extender este tipo de modelado a los sistemas fotovoltaicos mejora la comprensión conceptual de cada componente. Por ejemplo, una celda fotovoltaica puede modelarse utilizando un equivalente de Thévenin, mientras que las etapas de conversión de potencia (es decir, los convertidores) se representan directamente en el dominio armónico. La solución de estado estacionario se obtiene realizando operaciones matriciales y vectoriales en las variables involucradas.

Otra aplicación relevante del modelado EHD es la estimación de parámetros mediante algoritmos de ajuste en condiciones de estado estacionario. Este tipo de metodología se beneficia de la alta fidelidad del modelo en la representación de señales y su contenido armónico, mejorando así la precisión y el rendimiento del proceso de estimación [24].

Hipótesis

Se plantea que el modelado del sistema fotovoltaico en el dominio armónico proporciona resultados equivalentes al modelo en el dominio del tiempo, con menor costo computacional y suficiente precisión para la estimación de parámetros.

Objetivo general

Desarrollar una metodología de un sistema de generación fotovoltaico mediante su modelado en el dominio armónico, aplicado al cálculo de parámetros relevantes del sistema, y corroborar los resultados obtenidos mediante una comparación con su representación en el dominio del tiempo.

Objetivos particulares

Para cumplir con el objetivo general se proponen los siguientes objetivos particulares:

1. Desarrollar el modelo matemático de un sistema de generación fotovoltaico.

2. Desarrollar el modelado en el dominio armónico de cada uno de los componentes de un sistema de generación fotovoltaico interconectado a la red.

3. Comparar los resultados obtenidos a partir del modelado en el dominio armónico con aquellos obtenidos en el dominio del tiempo.

4. Desarrollar una metodología para la estimación de parámetros del sistema basada en el modelado en el dominio armónico.

5. Generar casos de estudio de referencia en donde se demuestre la aplicación del modelado en el dominio armónico en la estimación de parámetros.

Alcance y contribución esperada

La contribución principal de esta investigación es la formulación y validación de un modelo en el dominio armónico de un sistema de generación fotovoltaico interconectado a la red contra una representación en el dominio del tiempo, así como su aplicación como herramienta para el desarrollo de un algoritmo de estimación de parámetros basado en mínimos cuadrados no lineales.

Metodología

El desarrollo de este trabajo se basa en una formulación en el dominio armónico aplicada a un sistema de generación fotovoltaica interconectado a la red eléctrica. Para iniciar el análisis del sistema, se elabora un modelo de la celda fotovoltaica, el cual sirve como base para la implementación de un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). A partir de dicho modelo, se lleva a cabo un proceso de linealización que permite definir un punto de operación adecuado para el análisis del sistema.

Posteriormente, se diseña el sistema fotovoltaico considerando distintas topologías de convertidores electrónicos de potencia. Una vez parametrizado el sistema, se construye su representación en el dominio del tiempo mediante herramientas de simulación, el cual se utiliza como referencia para analizar y validar el comportamiento dinámico del sistema.

Con base en la representación matemática en el dominio del tiempo, se aplica la transformada de Fourier compleja para obtener la representación del sistema en el dominio armónico. Este procedimiento permite simplificar el análisis del sistema en régimen permanente y facilita la comparación directa con el modelo temporal. La comparación entre ambos dominios permite verificar la validez de la implementación y evaluar su consistencia bajo diferentes condiciones de operación.

Finalmente, el modelo en el dominio armónico se emplea como herramienta para el desarrollo de distintos casos de estudio, tales como la estimación de parámetros del sistema fotovoltaico mediante técnicas de mínimos cuadrados no lineales.

Organización del trabajo de tesis

El presente trabajo de tesis está organizado de la siguiente manera:

- **Capítulo 1**: Presenta la obtención del modelo de la celda fotovoltaica, el diseño de los convertidores electrónicos asociados y el desarrollo del modelo de los principales componentes del sistema fotovoltaico en el dominio del tiempo.
- **Capítulo 2**: Describe el desarrollo de la metodología de modelado en el dominio armónico, así como su validación mediante la comparación con el modelo en el dominio del tiempo.
- **Capítulo 3**: Aborda la aplicación del modelado en el dominio armónico y su forma dentro del sistema de generación fotovoltaico.
- **Capítulo 4**: Presenta resultados de los casos de estudio utilizando la herramienta basada en el modelo en el dominio armónico, incluyendo su comparación con el dominio del tiempo y la estimación de parámetros del panel fotovoltaico.

Finalmente, se presentan las conclusiones del trabajo de investigación, donde se destacan las soluciones propuestas, las principales aportaciones y las áreas de oportunidad identificadas a lo largo del desarrollo de esta tesis.

CAPÍTULO 1

Diseño y modelado de los componentes del sistema de generación fotovoltaico

En el presente Capítulo se aborda el diseño y la validación de los modelos de los principales componentes que integran el sistema de generación fotovoltaico, desde la conversión inicial de la energía solar hasta su integración con la red eléctrica. El sistema está conformado por un panel fotovoltaico, un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (por sus siglas en inglés, MPPT), un convertidor CD–CD tipo Boost, un inversor trifásico, un filtro LCL, un transformador elevador y un equivalente de red.

El panel fotovoltaico constituye la fuente primaria de energía, cuyo comportamiento se modela considerando las condiciones ambientales de operación. Para maximizar la extracción de energía, se implementa un algoritmo MPPT que ajusta dinámicamente el punto de operación del sistema. El convertidor Boost se encarga de elevar la tensión de salida del panel a un nivel adecuado para alimentar al inversor, y ha sido diseñado considerando la topología reportada en [25], asegurando una operación eficiente y estable.

Posteriormente, un convertidor CD–CA trifásico transforma la corriente continua en alterna para su inyección a la red. Este inversor fue diseñado bajo criterios de calidad de la energía, incorporando un filtro LCL con el objetivo de reducir el contenido armónico y cumplir con los estándares normativos, por ejemplo, el rizo de corriente. La señal de CA obtenida es posteriormente acondicionada mediante un transformador, que adapta los niveles de tensión a los niveles requeridos por la red. Finalmente, se considera un modelo equivalente de red que representa las condiciones del sistema eléctrico al cual se conecta el sistema fotovoltaico.

A continuación, se describe detalladamente el proceso de diseño, implementación mediante simulación y validación de cada uno de los componentes del sistema bajo estudio.

1.1. Panel fotovoltaico

El panel fotovoltaico está conformado por múltiples celdas conectadas en serie y paralelo para alcanzar los niveles deseados de voltaje y corriente. El comportamiento eléctrico de una celda fotovoltaica puede representarse mediante el circuito equivalente, mostrado en la Fig. 1.1. Dicho modelo incluye una fuente de corriente, que representa la corriente fotogenerada; un diodo, que describe el efecto del material semiconductor; y dos resistencias internas, que consideran las pérdidas asociadas tanto en conducción como de fuga [26].

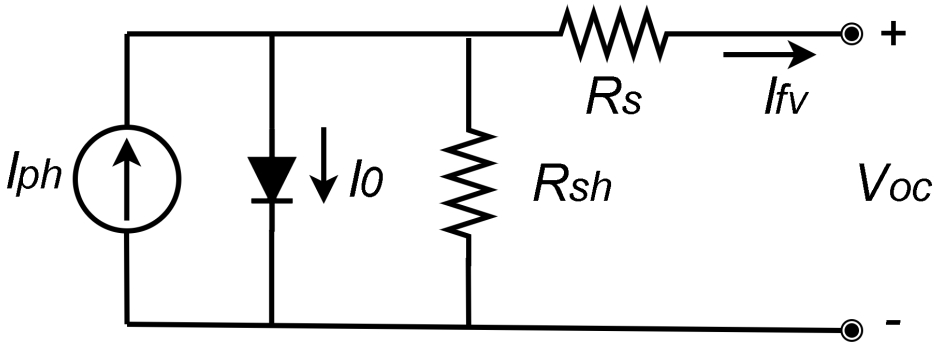


Figura 1.1. Modelo de la celda fotovoltaica.

Del circuito de la Fig. 1.1, la corriente de salida del módulo fotovoltaico I_{fv} (A) se puede expresar como una aproximación lineal:

$$I_{fv} = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{q(V+I_{fv}R_s)}{n_f kT}} - 1 \right) - \frac{V + I_{fv}R_s}{R_{sh}} \tag{1.1}$$

Donde I_{ph} es la corriente fotogenerada (A), I_0 la corriente de saturación del diodo (A), q la carga del electrón (1.6×10^{-19} C), V el voltaje en la terminal del módulo (V), R_s la resistencia serie (Ω), R_{sh} la resistencia en derivación (Ω), n_f el factor de idealidad del diodo, k la constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K) y T la temperatura de la celda (K). La corriente fotogenerada I_{ph} (A) se define como:

$$I_{ph} = \left(\frac{G}{1000} \right) (I_{sc} + \alpha_{sc}(T - T_r)) \tag{1.2}$$

Donde G es la irradiancia solar (W/m^2), I_{sc} la corriente de cortocircuito (A), α_{sc} el coeficiente de temperatura de la corriente de cortocircuito (A/°C) y T_r la temperatura de referencia (K).

La corriente de saturación del diodo I_0 (A) se expresa como:

$$I_0 = I_{rs} \left(\frac{T}{T_r} \right)^{\frac{3}{n_f}} \exp \left(\frac{-qE_{g0} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right)}{n_f k} \right) \tag{1.3}$$

Donde I_{rs} es la corriente de saturación inversa (A) y E_{g0} la energía de la banda prohibida (eV).

Finalmente, la corriente de saturación inversa I_{rs} (A) se obtiene como:

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{e^{\left(\frac{q \cdot V_{oc}}{N_s n_f k T} \right)} - 1} \tag{1.4}$$

Donde V_{oc} es el voltaje de circuito abierto (V) y N_s el número de celdas en serie.

La Tabla 1.1 presenta los parámetros del módulo fotovoltaico Shell SM110-24 Watt utilizado en las simulaciones [27]. Estos parámetros incluyen las condiciones estándar de operación de la celda, como la irradiancia (G) y la temperatura ambiente de la celda (T); V es un vector desde 0 hasta V_{oc}, la constante de Boltzmann (k), el coeficiente de temperatura de la corriente de cortocircuito (α_{sc}) y la carga del electrón (q); así como los parámetros eléctricos principales, entre ellos la corriente de cortocircuito (I_{sc}), el voltaje de circuito abierto (V_{oc}), las resistencias serie y shunt (R_s, R_{sh}) y el factor de idealidad (n_f). La tabla también incluye el número de celdas (N_s), la energía de banda prohibida (E_{g0}) y la temperatura de referencia (T_r).

Tabla 1.1. Parámetros del módulo Shell SM110-24.

Variable	**Descripción**	**Valor (unidad)**
G	Irradiancia	1000 W/m^2
T	Temperatura	25 °C
k	Constante de Boltzmann	1.38×10^{-23} J/K
q	Carga del electrón	1.6×10^{-19} C
I_{sc}	Corriente de cortocircuito	62.58 A
α_{sc}	Coef. de temperatura de I_{sc}	1.4×10^{-3} A/°C
n_f	Factor de idealidad	1.5
N_s	Número de celdas en serie	72
V_{oc}	Voltaje de circuito abierto	435 V
T_r	Temperatura de referencia	298 K
E_{g0}	Energía de banda prohibida	1.15 eV

1.2. Seguimiento del punto de máxima potencia

El algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia tiene como objetivo muestrear constantemente la corriente y tensión a la salida de la celda, y actuar sobre el sistema interconectado para extraer la máxima potencia disponible en el sistema fotovoltaico, además de influir en el convertidor para su funcionamiento óptimo en estas condiciones de operación. El método MPPT utilizado en este trabajo es el de conductancia incremental, ya que ofrece la ventaja de una mayor precisión al analizar las variaciones de voltaje y corriente en la pendiente de las curvas I-V y P-V, lo que permite localizar el punto de máxima potencia (MPP), en comparación con otros algoritmos ampliamente utilizados como Perturba y Observa. Este algoritmo ajusta el voltaje de operación, aumentando o disminuyéndolo según la posición relativa respecto al MPP, hasta alcanzar la condición óptima [28].

En la Figura 1.2 se observa el algoritmo de conductancia incremental utilizado en este trabajo de investigación.

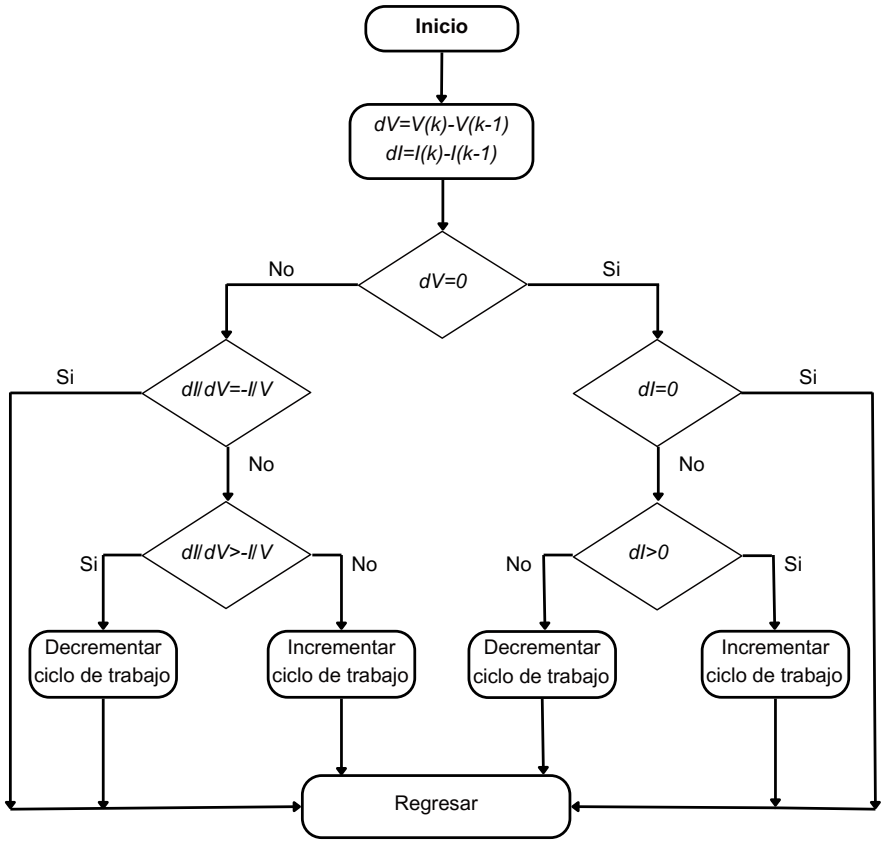


Figura 1.2. Diagrama de flujo del algoritmo de conductancia incremental.

El algoritmo anterior puede obtenerse a partir de la Ecuación (1.5), la cual se presenta a continuación.

$$\frac{dP}{dV} = I + V\frac{dI}{dV} \tag{1.5}$$

A partir de esta ecuación, al igualar las condiciones a cero, se obtienen las siguientes ecuaciones, las cuales describen el comportamiento del punto de máxima potencia en las curvas I–V:

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \quad \text{en el MPP} \tag{1.6}$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V} \quad \text{a la izquierda del MPP} \tag{1.7}$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V} \quad \text{a la derecha del MPP} \tag{1.8}$$

1.3. Linealización del modelo de panel fotovoltaico

Para analizar el comportamiento de una celda fotovoltaica en las cercanías de su punto de operación, es común emplear la linealización de la curva característica I-V. Este procedimiento permite obtener una aproximación lineal válida en un entorno reducido alrededor del punto de máxima potencia (MPP), facilitando el análisis del sistema bajo pequeñas perturbaciones [29].

El proceso de linealización se basa en la ecuación implícita del modelo fotovoltaico,

$$F(I, V) = 0 \tag{1.9}$$

la cual describe la relación entre la corriente I_{pv}, el voltaje V_{pv} y los parámetros eléctricos de la celda, considerando condiciones específicas de irradiancia y temperatura. Al evaluar dicha ecuación en el punto de operación (V_{mp}, I_{mp}), correspondiente al MPP, se calculan las derivadas parciales $\partial F/\partial I$ y $\partial F/\partial V$.

A partir de estas derivadas se define la resistencia dinámica r_d, la cual representa la pendiente local de la curva I-V en el punto de operación y se expresa como:

$$r_d = -\frac{\partial F/\partial I}{\partial F/\partial V} \tag{1.10}$$

La resistencia dinámica cuantifica la sensibilidad del voltaje frente a variaciones de corriente en torno al MPP y constituye el parámetro clave del proceso de linealización.

Una vez obtenida, se aplica la aproximación de la recta tangente para estimar la corriente en función del voltaje en las cercanías del punto de operación:

$$I(V) \approx I_{mp} + \frac{V - V_{mp}}{r_d} \tag{1.11}$$

Esta expresión define un modelo lineal local de la celda fotovoltaica, válido únicamente en una región reducida alrededor del MPP. Dicho modelo resulta especialmente útil para estudios de estabilidad, diseño de estrategias de control y simulaciones de bajo costo computacional.

En la Fig. 1.3 se presenta el algoritmo de linealización de la curva I-V. El procedimiento inicia a partir del modelo fotovoltaico no lineal, del cual se obtiene la curva característica. Posteriormente, se calculan las variables necesarias para el proceso de linealización, entre ellas las derivadas parciales del modelo y la resistencia dinámica. Finalmente, se evalúan distintos casos límite asociados a la pendiente de la curva, permitiendo definir el punto de operación y representar el comportamiento del dispositivo mediante una aproximación lineal en la región de interés.

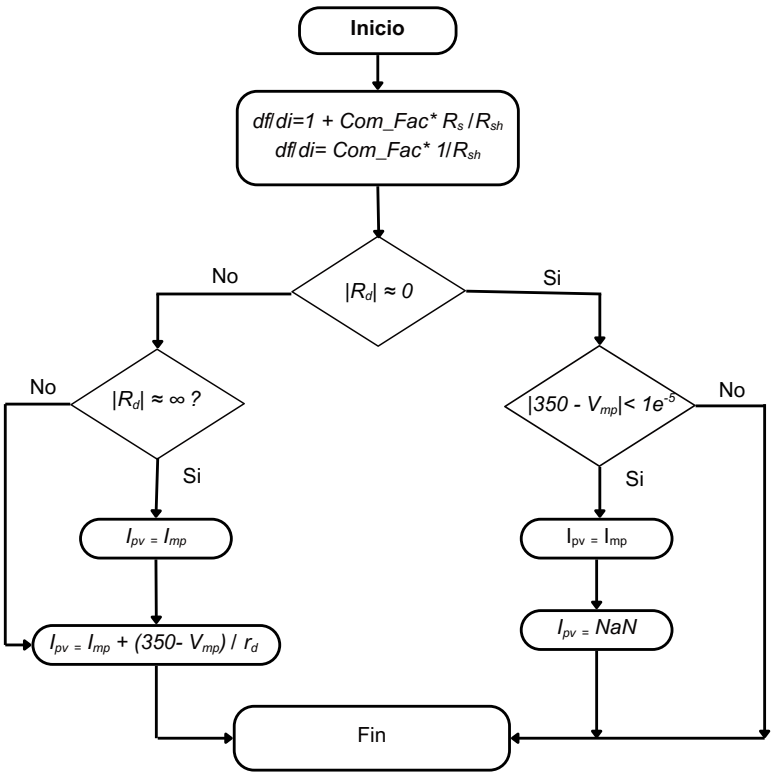


Figura 1.3. Algoritmo linealizado de celda fotovoltaica.

1.4. Convertidor Boost

En la Figura 1.4 se muestra la topología del convertidor Boost, que se utilizará como base para el diseño de los componentes que lo conforman y sus principales parámetros. Este convertidor se desarrollará a partir de las Ecuaciones (1.12) a (1.14), en modo de conducción continua [30].

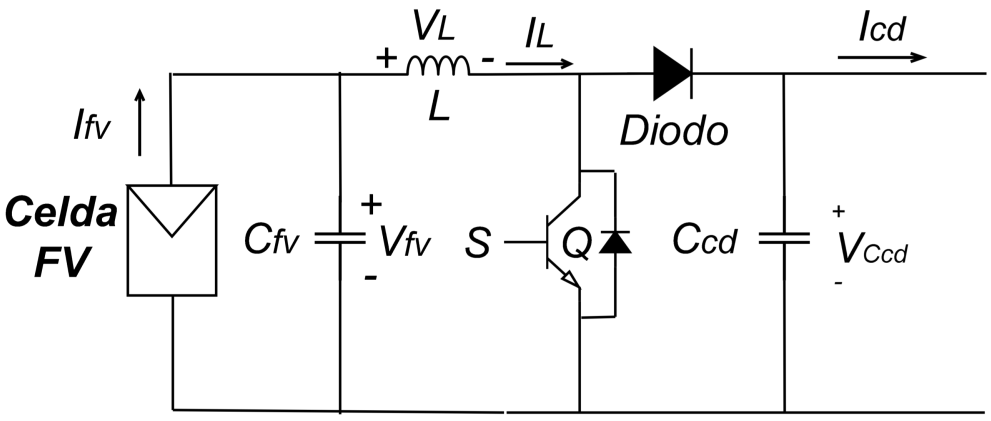


Figura 1.4. Topología del convertidor Boost.

El dimensionamiento de los elementos principales del convertidor Boost se realiza a partir de las siguientes expresiones.

En primer lugar, el ciclo de trabajo D se determina como:

$$D = 1 - \frac{V_{fv}}{V_{C_{cd}}} \tag{1.12}$$

donde V_{fv} es el voltaje de entrada proveniente del panel fotovoltaico con valor de 350 V y $V_{C_{cd}}$ corresponde al voltaje de salida en el bus de corriente directa con valor de 550 V.

La inductancia L del convertidor se calcula mediante:

$$L = \frac{V_{fv} \cdot D}{\delta I_L \cdot F_{sw}} \tag{1.13}$$

El rizado de la corriente en el inductor δI_L tiene un valor de 25 % y la frecuencia de conmutación F_{sw} es de 15 kHz.

Por su parte, la capacitancia C del capacitor de salida se obtiene a partir de:

$$C = \frac{I_{cd} \cdot D}{\delta V_C \cdot F_{sw}} \tag{1.14}$$

en donde I_{cd} es la corriente de salida del convertidor y δV_C el rizado de voltaje en el capacitor de aproximadamente el 3 %, L es la inductancia principal, cuya corriente presenta un rizado δI_L y F_{sw} es la frecuencia de conmutación.

En la Tabla 1.2 se presentan los parámetros calculados mediante las ecuaciones de diseño del convertidor Boost, cuyos valores serán utilizados en las simulaciones del sistema de prueba.

Tabla 1.2. Parámetros del convertidor CD-CD.

Convertidor Boost	
Parámetro del sistema	**Componente calculado**
$I_{\text{in}} = 57.14$ A	$C_{\text{in}} = 35\ \mu$F
$F_{\text{Bsw}} = 15$ kHz	$L = 63.63$ mH
$D = 0.3636$	$C_{\text{cd}} = 300\ \mu$F

1.5. Inversor trifásico de puente completo

El sistema por diseñar consiste en un inversor trifásico conectado a un filtro LCL como se presenta en la Figura 1.5, cuyo objetivo principal es garantizar una salida de corriente alterna de alta calidad, minimizando las distorsiones armónicas antes de su conexión a la carga. El filtro LCL se caracteriza por su capacidad para reducir significativamente las distorsiones armónicas y asegurar operación estable, eficiente y confiable, especialmente en aplicaciones conectadas a la red eléctrica. Estas propiedades lo convierten en una solución ideal para cumplir con los estándares de calidad de energía.

Para dimensionar correctamente el filtro y asegurar un desempeño óptimo del sistema, es esencial calcular la tensión de fase V_{ph}, la impedancia base Z_b y la capacitancia base C_b.

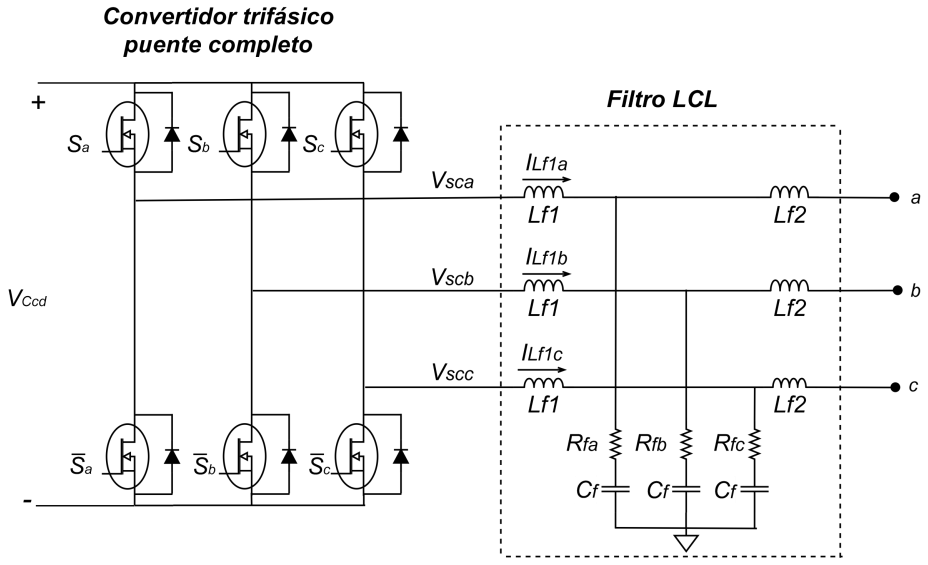


Figura 1.5. Modelo del inversor trifásico con filtro LCL.

El primer parámetro que se calculará es la tensión de fase, aplicando la Ecuación (1.15) [31].

$$V_{\text{ph}} = m_a \frac{V_{\text{cd}}}{2} \tag{1.15}$$

m_a es el índice de modulación y el V_{Ccd} es la tensión del bus de CD, el cálculo de la tensión de línea a línea eficaz se obtiene mediante la Ecuación (1.16).

$$V_{\text{LL,rms}} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{\text{ph}} \tag{1.16}$$

Es necesario diseñar el filtro LCL a partir de las siguientes ecuaciones basadas en el método de Liserre [31]:

$$Z_b = \frac{(V_{\text{LL,rms}})^2}{P} \tag{1.17}$$

$$C_b = \frac{1}{Z_b \cdot \omega_g} \tag{1.18}$$

A continuación, se calcula el rizo de corriente, ΔI_L, mediante la expresión:

$$\Delta I_L = 0.1 \cdot I_L \tag{1.19}$$

Y se calcula el inductor primario L_1:

$$L_1 = \frac{V_{\text{cd}}}{6 \cdot f_{\text{sw}} \cdot \Delta I_L} \tag{1.20}$$

Donde, L_1 es la inductancia primaria del convertidor, f_{sw} es la frecuencia de conmutación. La capacitancia se selecciona para limitar la reducción del factor de potencia a 5 %. Las ecuaciones que definen el valor de capacitancia del filtro C_f, el factor de atenuación K_a y el valor del inductor L_2 son:

$$C_f = 0.05 \cdot C_b \tag{1.21}$$

$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2}} + 1}{C_f \cdot \omega_{\text{sw}}^2} \tag{1.22}$$

En donde k_a tiene un valor de 0.2.

Una vez determinados los principales parámetros del convertidor, se calcula la frecuencia de resonancia del filtro ω_{res} y la frecuencia de resonancia f_{res}. Este valor es crucial para asegurar que la resonancia no interfiera con la frecuencia operativa del sistema, evitando amplificaciones armónicas y garantizando un desempeño estable del filtro LCL.

$$\omega_{\text{res}} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f}} \tag{1.23}$$

$$f_{\text{res}} = \frac{\omega_{\text{res}}}{2\pi} \tag{1.24}$$

A partir del cálculo de la frecuencia de resonancia se calcula la resistencia de amortiguamiento:

$$R_f = \frac{1}{3 \cdot C_f \cdot \omega_{\text{res}}} \tag{1.25}$$

Con base en las ecuaciones presentadas, se determinaron los parámetros utilizados en el inversor, los cuales se resumen en la Tabla 1.3.

Tabla 1.3. Parámetros del inversor trifásico.

Inversor trifásico	
Parámetro del sistema	**Componente calculado**
$V_{\text{cd}} = 550$ V	$L_1 = 4.7533$ mH
$V_{\text{L-Lrms}} = 260$ V	$L_2 = 0.64553\ m$H
$P = 20kW$	$C_{\text{f}} = 26.160e-05\ \mu$F
$fsw = 3\ kHz$	$R_{\text{f}} = 1.4234\ \Omega$

1.6. Transformador delta-estrella

En la conexión delta-estrella, los voltajes de línea del secundario presentan un desplazamiento de fase de 30° con respecto al primario. En la Figura 1.6 se muestra el circuito equivalente del transformador correspondiente a esta configuración.

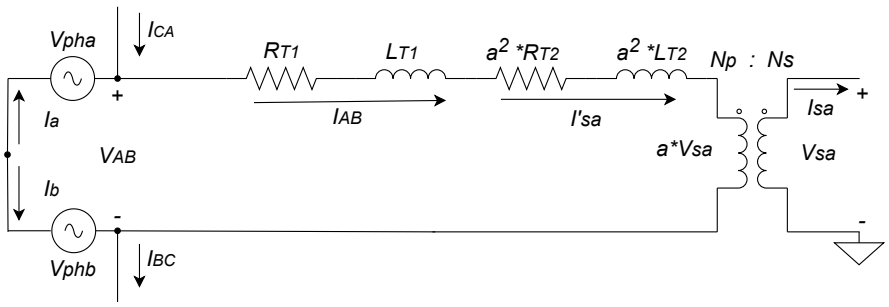


Figura 1.6. Modelo del transformador delta-estrella.

En la Tabla 1.4 se presentan los parámetros principales del transformador.

Tabla 1.4. Parámetros del transformador.

Transformador	
Parámetro	**Valor**
Tensión de línea a línea (primario) V_{LLp}	260 V
Resistencia del devanado primario R_{T1}	0.002028 Ω
Resistencia del devanado secundario R_{T2}	6.25 Ω
Tensión de fase (secundario) V_{LLs}	13.8 kV
Inductancia de fuga del devanado primario L_{T1}	0.00016138 H
Inductancia de fuga del devanado secundario L_{T2}	0.49736 H
Relación de transformación	$a = V_{\mathrm{ph}}/V_s$

Aplicando la Ley de Voltajes de Kirchhoff (LVK) a las mallas en el circuito del transformador mostrado en la Figura 1.6, se obtienen las Ecuaciones (1.26) - (1.32) que describen el comportamiento dinámico del sistema [32]. El modelo presentado incluye las siguientes consideraciones:

- Se incorporan pérdidas resistivas (R_{T1} y R_{T2}) y efectos inductivos (L_{T1} y L_{T2}) en ambos devanados del transformador.
- La rama de magnetización ha sido eliminada, por lo que no se incluyen ni el flujo magnético (λ_m) ni la corriente de magnetización (i_m).
- El término $a^2 R_n \sum i'_{sx}$ modela el efecto de una resistencia de neutro conectada en el secundario. Si no existe dicha resistencia, este término puede considerarse con un valor nulo.

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_p \\ \mathbf{i}'_s \end{bmatrix} \tag{1.26}$$

donde:

$$\mathbf{i}_p = \begin{bmatrix} i_{AB} \\ i_{BC} \\ i_{CA} \end{bmatrix}, \qquad \text{Corrientes de línea en el primario (delta)} \tag{1.27}$$

$$\mathbf{i}'_s = \begin{bmatrix} i'_{sa} \\ i'_{sb} \\ i'_{sc} \end{bmatrix}, \qquad \text{Corrientes referidas del secundario (estrella)} \tag{1.28}$$

El modelo dinámico del transformador, expresado en términos de las derivadas de las corrientes, se representa por:

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \begin{bmatrix} \dfrac{-r_p \mathbf{i}_p + \mathbf{V}_{pLL}}{l_p} \\ \dfrac{\mathbf{i}_p - a^2 r_s \mathbf{i}'_s - a\mathbf{V}_s - a^2 R_n \sum\limits_{x=a,b,c} i'_{sx}}{a^2 l_s} \end{bmatrix} \tag{1.29}$$

Los voltajes involucrados en el modelo se definen como:

$$\mathbf{V}_{pLL} = \begin{bmatrix} V_{pA} - V_{pB} \\ V_{pB} - V_{pC} \\ V_{pC} - V_{pA} \end{bmatrix}, \qquad \text{Voltajes de línea del primario (delta)} \tag{1.30}$$

$$\mathbf{V}_s = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}, \qquad \text{Voltajes de fase del secundario (estrella)} \tag{1.31}$$

$$a = \frac{\sqrt{3}\, V_{pLL}}{V_{sLL}}, \qquad \text{Relación de transformación (en voltajes de línea)} \tag{1.32}$$

1.7. Equivalente de red

En este caso, se considera un voltaje de línea a línea de 13.8 kV, valor característico de niveles de distribución en sistemas eléctricos industriales y de servicios. Asimismo, se adopta una potencia de cortocircuito de $S_{cc} = 5$ MVA, la cual representa una magnitud típica empleada para modelar la capacidad de cortocircuito de un sistema de distribución

de media tensión. Dicho valor permite representar de forma realista la rigidez de la red a la cual se conecta el sistema, sin llegar a sobrestimar su capacidad de soporte ante fallas [33].

La impedancia equivalente de cortocircuito se obtiene mediante la expresión [34]:

$$Z_{cc} = \frac{V_{LL}^2}{S_{cc}} \tag{1.33}$$

Lo que permite relacionar directamente las condiciones nominales de tensión con la potencia de cortocircuito asumida.

Por otro lado, se establece que la impedancia del sistema presenta una componente resistiva y una componente reactiva inductiva, relacionadas mediante $X = 7R$. Esta relación refleja el carácter predominantemente inductivo de los sistemas eléctricos de potencia, donde las reactancias asociadas a líneas, transformadores y generadores suelen ser considerablemente mayores que las resistencias. El uso de esta proporción es una práctica común en estudios de sistemas eléctricos, ya que proporciona una aproximación simplificada y coherente con la naturaleza física de los elementos que conforman la red.

Así, la impedancia total se expresa como:

$$Z_{cc} = R + jX = R + j(7R) \tag{1.34}$$

La magnitud de la impedancia se obtiene como:

$$|Z_{cc}| = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{R^2 + (7R)^2} = \sqrt{50}R \tag{1.35}$$

Al igualar esta magnitud con la impedancia de cortocircuito calculada, se despeja el valor de R:

$$R = \frac{|Z_{cc}|}{\sqrt{50}} \tag{1.36}$$

Con el valor de R, se calcula directamente la reactancia inductiva:

$$X = 7R \tag{1.37}$$

Finalmente, la inductancia asociada a la red se determina a partir de la relación entre la reactancia y la frecuencia angular, considerando una frecuencia de 60 Hz:

$$X = \omega L = 2\pi f L \tag{1.38}$$

1.8. Modelado del sistema en el dominio del tiempo

En la Figura 1.7 se muestra el sistema de prueba propuesto. Este se basa en una arquitectura de conversión fotovoltaica conectada a la red. En primer lugar,se emplea un arreglo de paneles fotovoltaicos como fuente primaria de energía, cuyo voltaje se regula mediante un convertidor CD–CD tipo Boost. Este convertidor incorpora un capacitor de entrada asociado al voltaje de la celda, seguido de un inductor y un capacitor de salida, cuya función es estabilizar el bus de corriente directa.

Dicho bus constituye la entrada para un convertidor trifásico de puente completo, el cual opera bajo diferentes índices de modulación y está equipado con un filtro LCL destinado a mitigar el contenido armónico en la señal de salida. Posteriormente, se incluye un transformador con conexión delta-estrella, que permite la adecuación de niveles de voltaje y la correcta interfaz con la red eléctrica. Finalmente, el sistema se acopla a la red mediante una resistencia y una inductancia equivalentes, representando las características de la impedancia de la red.

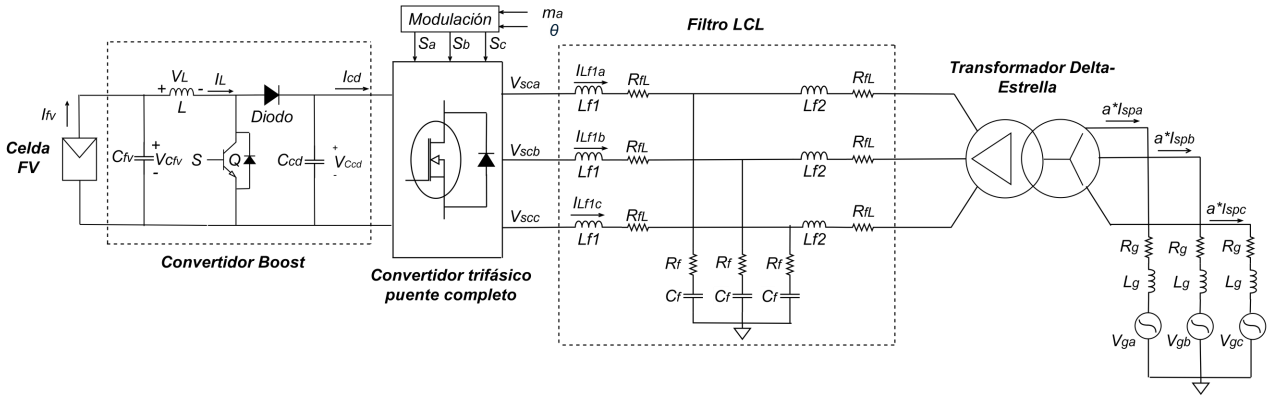


Figura 1.7. Sistema de generación FV.

Las Ecuaciones (1.39) a (1.56) muestran la representación matemática del convertidor Boost [35], donde $V_{C_{fv}}$ es el voltaje de entrada del convertidor, I_L es la corriente del inductor, $V_{C_{dc}}$ es el voltaje del bus de CD e I_{dc} es la corriente en el bus de CD.

$$\frac{dV_{C_{fv}}}{dt} = \frac{I_{fv}}{C_{fv}} - \frac{I_L}{C_{fv}} \tag{1.39}$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{C_{fv}}}{L} - \frac{(1-S)V_{Ccd}}{L} \tag{1.40}$$

$$C_{\mathrm{dc}}\frac{dV_{C_{\mathrm{cd}}}}{dt} = (1-S)I_L - I_{cd} \tag{1.41}$$

$$I_{cd} = S_a I_{Lf1a} + S_b I_{Lf1b} + S_c I_{Lf1c}, \quad S_x \in \{0, 1\}, \quad \text{con } x = a, b, c \tag{1.42}$$

Los voltajes de salida del inversor se definen como,

$$V_{sc_x} = g_x \cdot V_{Ccd}, \quad \text{con } x = a, b, c \tag{1.43}$$

donde g_x es la función de conmutación del inversor,

$$g_x = S_x - \frac{1}{3} \cdot (S_a + S_b + S_c), \quad \text{con } x = a, b, c \tag{1.44}$$

Para el filtro LCL, considerando que el sistema está equilibrado, se puede representar de la siguiente manera [36]:

$$\frac{dI_{Lf1abc}}{dt} = \frac{1}{L_{f1}} (\Gamma_1 - \Gamma_2 - \Gamma_3) \tag{1.45}$$

Donde:

$$\Gamma_1 = V_{\text{sc},abc} \tag{1.46}$$

$$\Gamma_2 = V_{Cf,abc} + R_f \left(I_{Lf1,abc} - T\, I_{sp,abc}\right) \tag{1.47}$$

$$\Gamma_3 = R_{fL}\, I_{Lf1,abc} \tag{1.48}$$

V_{Cfabc} es el voltaje del capacitor del filtro LCL, R_f es una resistencia en serie con el capacitor, I_{Lf1abc} es la corriente a través del primer inductor y R_{f_L} es la resistencia en serie asociada con las inductancias L_{f1} y L_{f2}.

El voltaje a través del capacitor de filtro V_{Cfabc} se describe mediante la siguiente ecuación:

$$\frac{dV_{Cfabc}}{dt} = \frac{I_{Lf1abc} - TI_{spabc}}{C_f} \tag{1.49}$$

La conexión entre el filtro LCL y el transformador da como resultado que la corriente secundaria se refleje en el lado primario, denotado como $I_{Lsp_{abc}}$. Esta interacción se puede modelar para describir el acoplamiento entre ambos sistemas, como se detalla en [37].

$$\frac{dI_{sp_{abc}}}{dt} = \Gamma_4^{-1} (\Gamma_5 + \Gamma_6 - \Gamma_7) \tag{1.50}$$

Donde:

$$\Gamma_4 = \mathbf{I} + \frac{T_2\, T\, L_{f2}}{L_{T_t}} \tag{1.51}$$

$$\Gamma_5 = -\left(\frac{R_{T_t}}{L_{T_t}} + \frac{T_2\, T\, R_{fL}}{L_{T_t}}\right) I_{spabc} \tag{1.52}$$

$$\Gamma_6 = \frac{T_2}{L_{T_t}} \left(V_{Cfabc} + R_f \left(I_{Lf1abc} - T\, I_{spabc}\right)\right) \tag{1.53}$$

$$\Gamma_7 = \frac{a\, v_g}{L_{T_t}} \tag{1.54}$$

y,

$$L_{T_t} = L_{T1} + a^2(L_g + L_{T2}) \tag{1.55}$$

$$R_{T_t} = R_{T1} + a^2(R_g + R_{T2}) \tag{1.56}$$

Donde a representa la relación de transformación, L_g es la inductancia de la red, L_T corresponde a la inductancia del transformador, R_g es la resistencia de la red y R_T es la resistencia del transformador.

Las matrices T y T_2 permiten estructurar las diferencias de corriente entre fases en la conexión entre el filtro LCL y el primario del transformador, facilitando la representación matricial de las interacciones de fase.

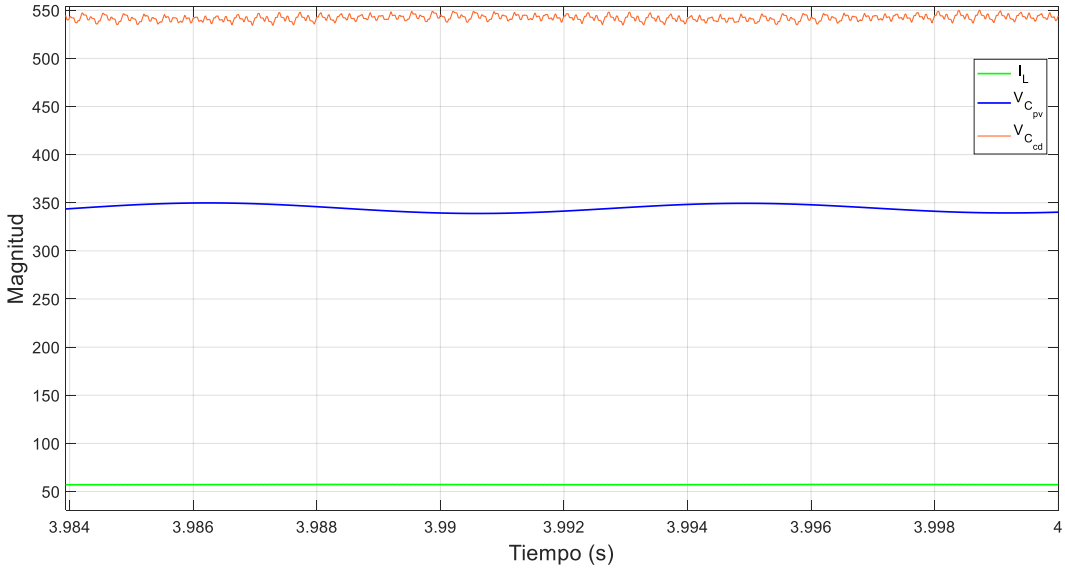
$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \tag{1.57}$$

$$T_2 = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{1.58}$$

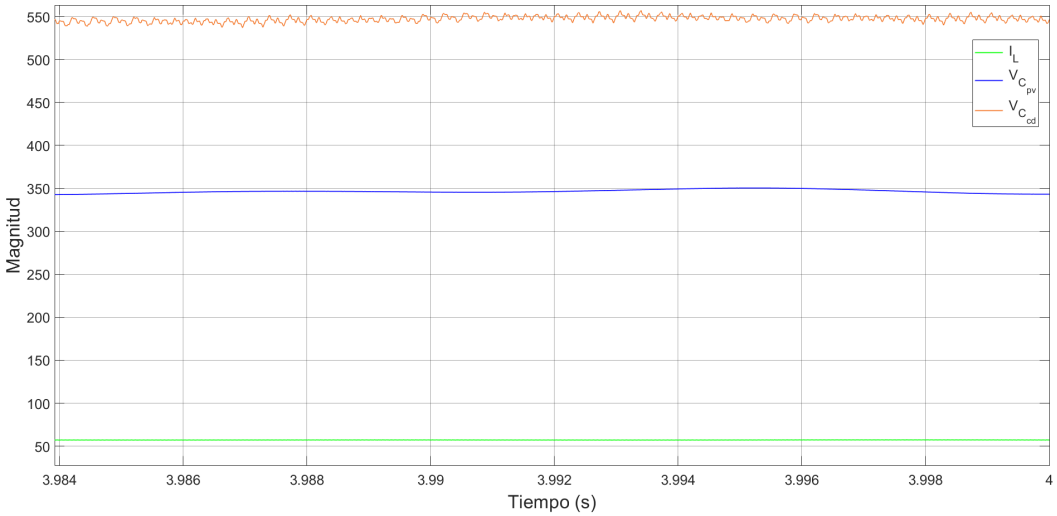
1.9. Simulaciones del modelo

En esta Sección se presentan las simulaciones del sistema de prueba para validar su comportamiento dinámico. El sistema se modeló en MATLAB a partir de las Ecuaciones (1.39) a (1.56) y, de manera paralela, se implementó un esquema equivalente en Simulink. Esta doble aproximación tiene como objetivo contrastar los resultados obtenidos en ambos entornos, analizar el comportamiento dinámico y validar la consistencia del modelo propuesto. Además, se busca disponer de un modelo en el dominio del tiempo que sea una referencia para la posterior corroboración en el dominio armónico extendido (EHD).

En la Figura 1.8 se observa que el voltaje de entrada del convertidor se estabiliza en 350 V, mientras que el diseño realizado eleva dicho voltaje a 550 V, demostrando de manera comparativa que el modelo base es funcional.



(a) Resultados en MATLAB.

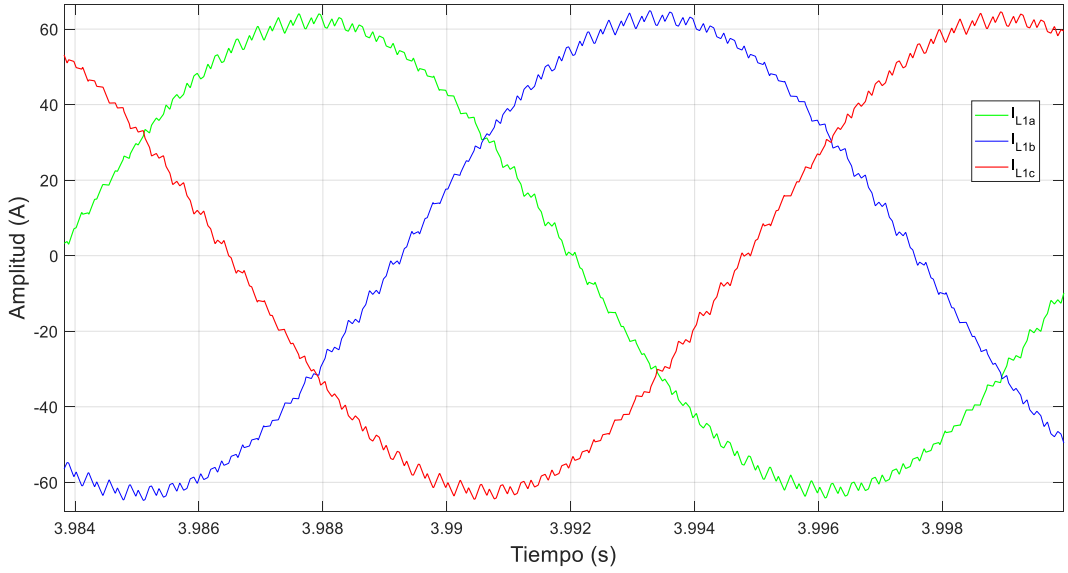


(b) Resultados en Simulink.

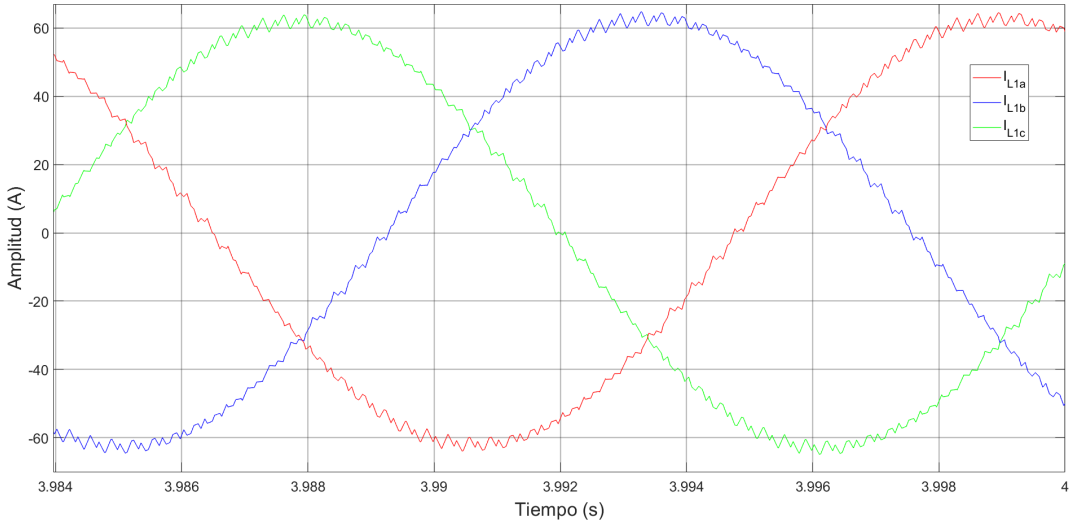
Figura 1.8. Comparación de las variables eléctricas del convertidor Boost $V_{C_{pv}}$, I_L y $V_{C_{cd}}$ en MATLAB y Simulink.

Posteriormente, se analizaron principalmente los resultados de la ecuación de estado asociada a la inductancia L_1. En este componente se obtuvo una corriente con un rizo

característico, como se muestra en la Figura 1.9.



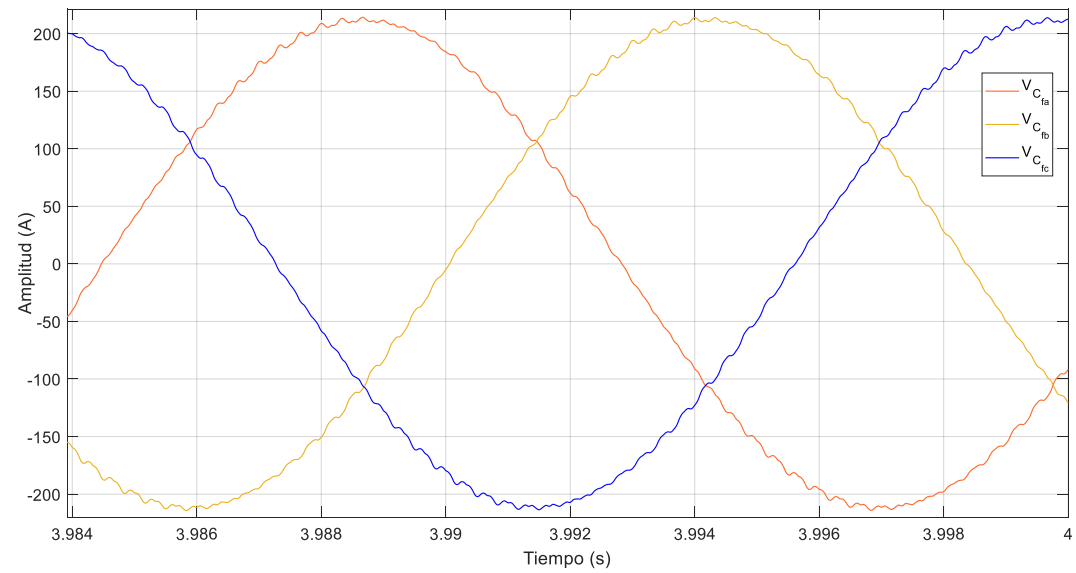
(a) Resultados en MATLAB.



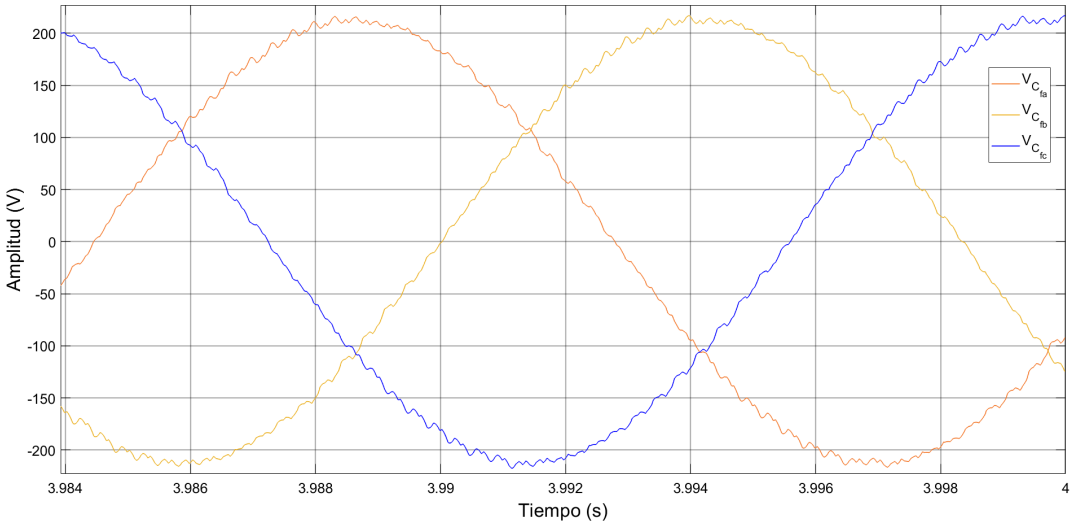
(b) Resultado en Simulink.

Figura 1.9. Comparación de la corriente del inductor primario del filtro I_{L1} en MATLAB y Simulink.

Por otra parte, en el capacitor C_f se presentan las señales correspondientes al voltaje de fase, alcanzando un valor de 212.3 V, tal como se muestra en la Figura 1.10. Estos resultados son consistentes con los valores deseados del sistema.



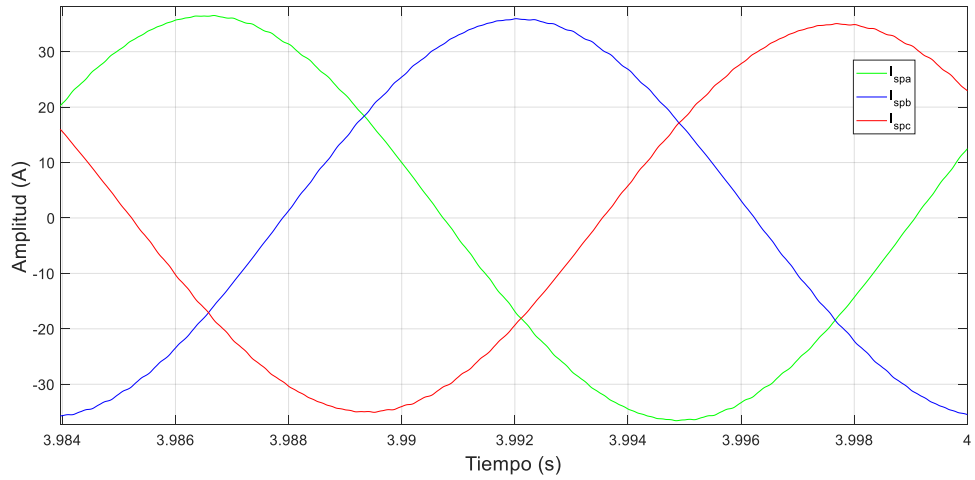
(a) Resultados en MATLAB.



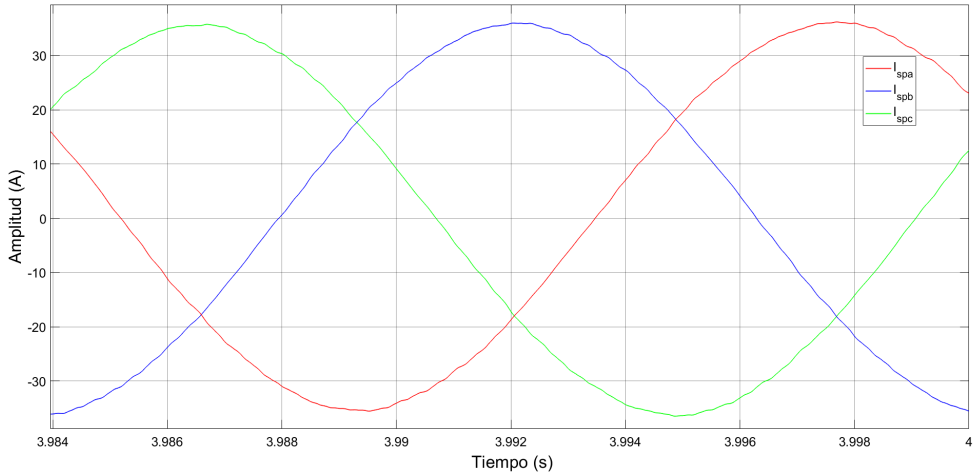
(b) Resultados en Simulink.

Figura 1.10. Comparación de voltaje del capacitor del filtro V_{C_f} en Matlab y Simulink.

En la Figura 1.11 se muestran las formas de onda del voltaje y la corriente correspondientes al devanado secundario, las cuales permiten validar el modelo del transformador. El voltaje de línea a línea alcanza un valor aproximado de 13.8 kV, mientras que la corriente i_{sp} presenta una magnitud cercana a 36.4 A. Estos resultados confirman el adecuado desempeño del modelo propuesto.



(a) Resultados en MATLAB.



(b) Resultado en Simulink.

Figura 1.11. Comparación de corriente del secundario reflejado al primario I_{sp} en MATLAB y Simulink.

Finalmente, en la Figura 1.12 se presenta una comparación entre las corrientes de fase del inductor primario del filtro I_{Lf1} y el voltaje del capacitor del filtro V_{C_f}. Debido a que el sistema analizado no incorpora un esquema de control, las señales presentan un desfase entre sí, como consecuencia de la dinámica propia de los elementos reactivos del filtro.

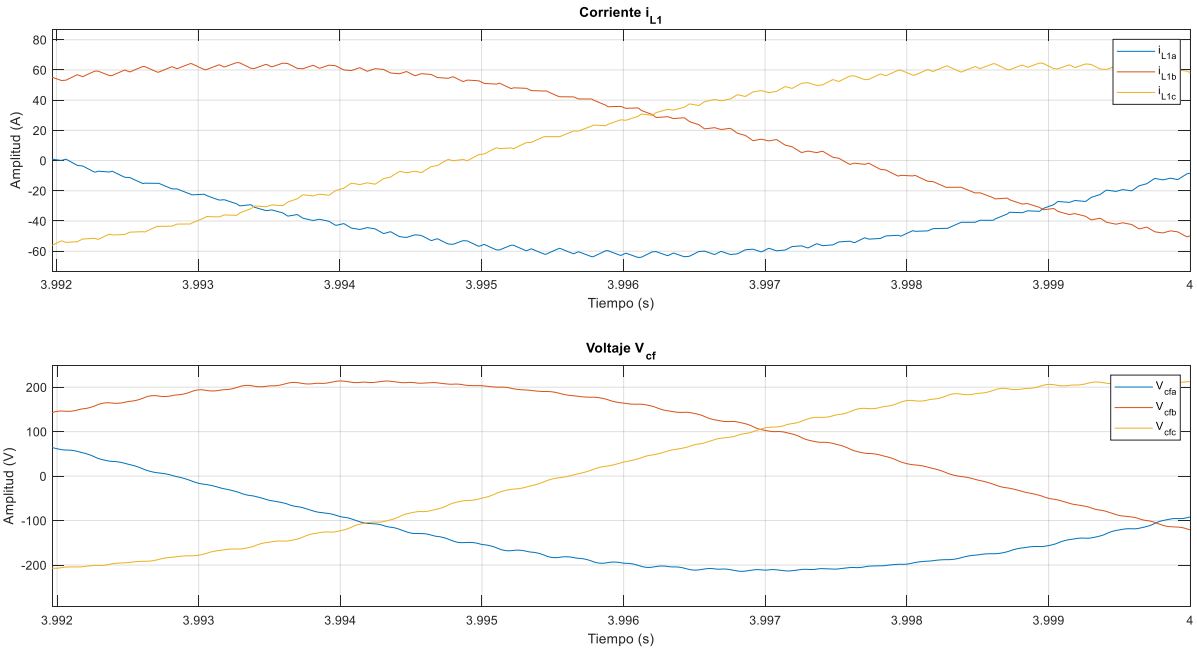


Figura 1.12. Comparación de las corrientes del inductor primario I_{Lf1} y el voltaje del capacitor del filtro V_{C_f}.

1.10. Conclusiones

En este Capítulo se presentó la metodología empleada para el modelado de paneles fotovoltaicos, así como su linealización con el propósito de determinar el punto de operación del sistema. A partir de este análisis se obtuvo la resistencia dinámica r_d, y se estableció un punto de operación caracterizado por una corriente $I_{fv} = 57.14$ A y un voltaje $V_{fv} = 350$ V.

Posteriormente, se llevó a cabo el diseño del convertidor *Boost* y del inversor trifásico, junto con la determinación de los parámetros eléctricos de un transformador trifásico y el modelado de la red equivalente del sistema. Con base en estos elementos, se definieron los parámetros eléctricos globales necesarios para la implementación integral del sistema de generación.

En el caso del inversor trifásico, se analizó la ecuación de estado asociada a la inductancia Lf_1, obteniéndose una corriente con un rizo característico, tal como se muestra en la Figura 1.9. De manera similar, en el capacitor C_f se registraron las señales correspondientes al voltaje de fase, alcanzando un valor de 212.3 V, como se observa en la Figura 1.10. Estos resultados concuerdan con los valores previstos durante la etapa de diseño.

Finalmente, en la Figura 1.11 se presentan las formas de onda del voltaje y la corriente en el devanado secundario del transformador, las cuales permiten validar el modelo

propuesto. El voltaje de línea a línea alcanza aproximadamente 13.8 kV, mientras que la corriente i_{sp} presenta una magnitud cercana a 36.4 A, lo que confirma el adecuado desempeño del sistema bajo las condiciones de simulación consideradas.

Cada uno de los subsistemas fue simulado de manera independiente mediante herramientas de modelado y simulación en MATLAB, con el fin de verificar su comportamiento conforme a las especificaciones de diseño. Posteriormente, el sistema completo fue integrado y simulado, y los resultados obtenidos se compararon con su implementación en Simulink, para validarlo, corroborando la consistencia y precisión del modelo desarrollado.

CAPÍTULO 2

Representación en el dominio armónico extendido

En este Capítulo se presenta la base teórica y metodológica del modelado armónico extendido, un enfoque que permite representar sistemas eléctricos periódicos y conmutados mediante la descomposición de sus señales y ecuaciones en componentes armónicas. Este marco proporciona una herramienta eficaz para el análisis de sistemas cuya operación introduce distorsiones armónicas relevantes, en sistemas fotovoltaicos acoplados a inversores y topologías basadas en modulación PWM.

El modelado armónico extendido se desarrolla a partir de la representación de las variables eléctricas mediante series de Fourier, lo que permite transformar las ecuaciones diferenciales del sistema al dominio armónico. Sobre esta base, se introduce una formulación matricial ampliada empleando el espacio de estados armónico (HSS por sus siglas en inglés), la cual facilita el análisis sistemático del comportamiento dinámico y estacionario del sistema bajo condiciones periódicas. Asimismo, se discuten las consideraciones numéricas necesarias para garantizar una representación válida y estable del modelo, incluyendo la selección del número de armónicos. Una de las principales ventajas de esta formulación radica en que permite representar de manera explícita el contenido armónico de las variables del sistema, evitando la necesidad de realizar simulaciones prolongadas en el dominio del tiempo para obtener información espectral. Como consecuencia, el modelado en el EHD reduce el tiempo computacional requerido para el análisis de sistemas de electrónica de potencia, facilita la formulación matricial de modelos de gran dimensión y proporciona una estructura adecuada para la implementación de algoritmos de identificación y estimación de parámetros.

Con esta estructura, el Capítulo establece un vínculo claro entre el formalismo matemático del dominio armónico y su aplicación práctica en tareas de linealización e

identificación de parámetros mediante técnicas de mínimos cuadrados no lineales. De este modo, se sientan las bases conceptuales y metodológicas para los capítulos posteriores, en los que se presentará el modelo armónico del sistema fotovoltaico completo y se analizarán diversos casos de estudio donde los algoritmos propuestos serán evaluados y validados.

2.1. Dominio armónico extendido

De acuerdo con la teoría de Fourier, una función periódica $x(t) = x(t + T_0)$ puede expresarse mediante la serie compleja de Fourier de la siguiente manera [38]- [39]:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_{\langle k \rangle} e^{jk\omega_0 t} \tag{2.1}$$

Donde ω_0 es la frecuencia angular definida como $\frac{2\pi}{T_0}$, y $X_{\langle k \rangle}$ es el coeficiente k-ésimo de la serie compleja de Fourier de $x(t)$:

$$X_{\langle k \rangle} = \frac{1}{T_0} \int_{t-T_0}^{t} x(t) e^{-jk\omega_0 t}\, dt \tag{2.2}$$

El truncamiento de la suma de armónicos de h permite que la señal se exprese en forma de matriz como:

$$x(t) = G(t)X \tag{2.3}$$

El vector $G(t)$ es la base ortogonal dependiente del tiempo de la serie de Fourier y X es un vector complejo independiente del tiempo que contiene los coeficientes de Fourier. Consideremos ahora la señal $x_d(t)$ que incluye una etapa transitoria dinámica antes de alcanzar el estado estacionario periódico. En este caso, la representación propuesta anteriormente no es válida. Sin embargo, esta señal se puede modelar utilizando la teoría de Fourier empleando un vector de coeficientes variable en el tiempo $X(t)$,

$$\dot{X}_d(t) = \dot{G}(t)X(t) + G(t)\dot{X}(t) \tag{2.4}$$

Donde $\dot{G}(t)$ puede describirse como:

$$\dot{G}(t) = G(t)D \tag{2.5}$$

Aquí, D es la matriz derivada en el EHD. Por lo tanto, la Ec. (2.4) puede reescribirse como:

$$\dot{X}_d(t) = G(t)\big(DX(t) + \dot{X}(t)\big) \tag{2.6}$$

Finalmente, el producto de una función periódica $a(t)$ con el vector $x_d(t)$ puede expresarse como:

$$a(t)x_d(t) = G(t)\,[A]\,X(t) \tag{2.7}$$

Donde la matriz $[A]$ presenta una estructura de tipo Toeplitz y se construye a partir de los coeficientes de la serie de Fourier compleja de la función periódica $a(t)$. Dicha matriz se define como:

$$[A] = \begin{bmatrix} a_0 & a_{-1} & a_{-2} & \cdots & a_{-h} \\ a_1 & a_0 & a_{-1} & \cdots & a_{-(h-1)} \\ a_2 & a_1 & a_0 & \cdots & a_{-(h-2)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_h & a_{h-1} & a_{h-2} & \cdots & a_0 \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

2.2. Algoritmo de estimación de parámetros

Basado en el modelo en el EHD, es posible diseñar un algoritmo para la estimación y optimización de parámetros de un sistema de generación fotovoltaica con el objetivo de mejorar su desempeño dinámico. El procedimiento inicia con la definición de una condición inicial para el conjunto de parámetros a estimar, los cuales forman parte del modelo EHD del sistema.

A partir de esta condición inicial, el modelo genera el vector de estados armónicos correspondiente, con el cual se evalúa una función objetivo que cuantifica la discrepancia entre la respuesta del modelo y los valores operativos deseados. Esta primera evaluación permite establecer una medida inicial del error y constituye la base del proceso iterativo de estimación.

Para la implementación del modelo se considera un truncamiento de 500 armónicos que permite representar con suficiente precisión el contenido espectral de las señales del sistema y reconstruir adecuadamente los armónicos generados por el convertidor Boost, cuya frecuencia de conmutación es de 15 kHz. De esta manera, el número de armónicos considerado garantiza una representación adecuada de las componentes de interés, preservando la precisión del modelo durante el proceso de estimación y optimización de parámetros.

Una vez establecida la formulación teórica, esta subsección desarrolla de manera sistemática el procedimiento para aplicar dicha teoría en tareas de identificación y estimación de parámetros. En particular, se presentan dos algoritmos basados en la técnica de mínimos cuadrados no lineales (NLSQ), los cuales se describen a continuación.

2.2.1. Algoritmo A: Estimación de parámetros mediante mínimos cuadrados no lineales en el dominio armónico

Este algoritmo permite ajustar los parámetros de un modelo eléctrico general, tales como resistencias, inductancias, capacitancias y constantes internas del sistema, a partir de la comparación entre los armónicos medidos y los armónicos obtenidos mediante el modelo EHD. Para ello, se formula un vector de residuos armónicos y se define una función objetivo que incorpora ponderaciones por orden armónico. El problema de estimación se resuelve mediante un esquema de mínimos cuadrados no lineales que minimiza la discrepancia entre la respuesta teórica y la medición experimental.

2.2.2. Algoritmo B: Estimación de parámetros de celdas fotovoltaicas en el dominio armónico

Este algoritmo constituye una especialización del método anterior para el caso particular de dispositivos fotovoltaicos. Dado que las celdas y paneles fotovoltaicos presentan un comportamiento intrínsecamente no lineal, el uso de convertidores electrónicos permite excitar el sistema y generar contenido armónico relevante. A partir de este contenido, se plantea un problema de estimación NLSQ orientado a identificar parámetros internos del modelo fotovoltaico, tales como resistencias internas y constantes características del dispositivo.

En este caso, se detallan los fundamentos físicos que justifican el uso del dominio armónico, la definición del vector de observación armónica, la selección de armónicos dominantes y las consideraciones necesarias para garantizar la convergencia del algoritmo.

2.2.3. Formulación del problema de estimación

El algoritmo representado en la Fig. 2.1 está orientado a la estimación y ajuste de los parámetros de un componente específico bajo condiciones de operación definidas. Para ello, se emplea el modelo EHD, el cual permite obtener los parámetros de interés a partir de la respuesta del sistema en estado estacionario, representada mediante el vector de mediciones armónicas $M_{\mathrm{EHD},k}$.

La función objetivo utilizada para cuantificar la discrepancia entre la respuesta medida y la respuesta generada por el modelo se define como:

$$J(\boldsymbol{\theta}) = \|M_{\mathrm{EHD},k} - M_{\mathrm{mod}}(\boldsymbol{\theta})\|^2 \tag{2.9}$$

Donde $M_{\text{mod}}(\boldsymbol{\theta})$ representa la respuesta del modelo EHD en función del vector de parámetros para estimar $\boldsymbol{\theta}$.

2.2.3.1. Proceso iterativo de estimación

El proceso de estimación se desarrolla de forma iterativa con el objetivo de minimizar la función definida en la Ecuación (2.9). En la iteración i el vector de error se calcula como:

$$\mathbf{e}^{(i)} = M_{\text{EHD},k} - M_{\text{mod}}\left(\boldsymbol{\theta}^{(i)}\right) \tag{2.10}$$

Donde $\boldsymbol{\theta}^{(i)}$ representa la estimación del vector de parámetros en la iteración actual.

Posteriormente, los parámetros se actualizan mediante un esquema iterativo de tipo punto fijo, expresado de manera general como:

$$\boldsymbol{\theta}^{(i+1)} = \mathbf{F}\left(\boldsymbol{\theta}^{(i)}, \mathbf{e}^{(i)}\right) \tag{2.11}$$

Donde el operador $\mathbf{F}(\cdot)$ ajusta los parámetros en función del error y de la respuesta del modelo EHD en cada iteración, pudiendo incorporar información del gradiente o del Jacobiano según la implementación del método NLS.

El proceso iterativo continúa hasta que la variación entre estimaciones sucesivas de los parámetros es suficientemente pequeña, cumpliendo el criterio de convergencia:

$$\left\|\boldsymbol{\theta}^{(i+1)} - \boldsymbol{\theta}^{(i)}\right\| < \varepsilon \tag{2.12}$$

Lo que indica que el modelo ha sido ajustado de manera adecuada y que los parámetros estimados reproducen el comportamiento operativo esperado del sistema en el dominio armónico.

El algoritmo mostrado en la Fig. 2.1 puede extenderse para estimar los parámetros internos del modelo de la celda fotovoltaica, los cuales normalmente se obtienen a partir de la curva característica I-V de la celda. En esta adaptación, se aprovechan directamente las condiciones de operación identificadas por el algoritmo previo en el dominio armónico, en particular la corriente del inductor I_L y la tensión del capacitor $V_{C_{pv}}$ en la entrada del convertidor Boost. Estos valores permiten definir de manera precisa el punto operativo desde el cual se realizará la estimación.

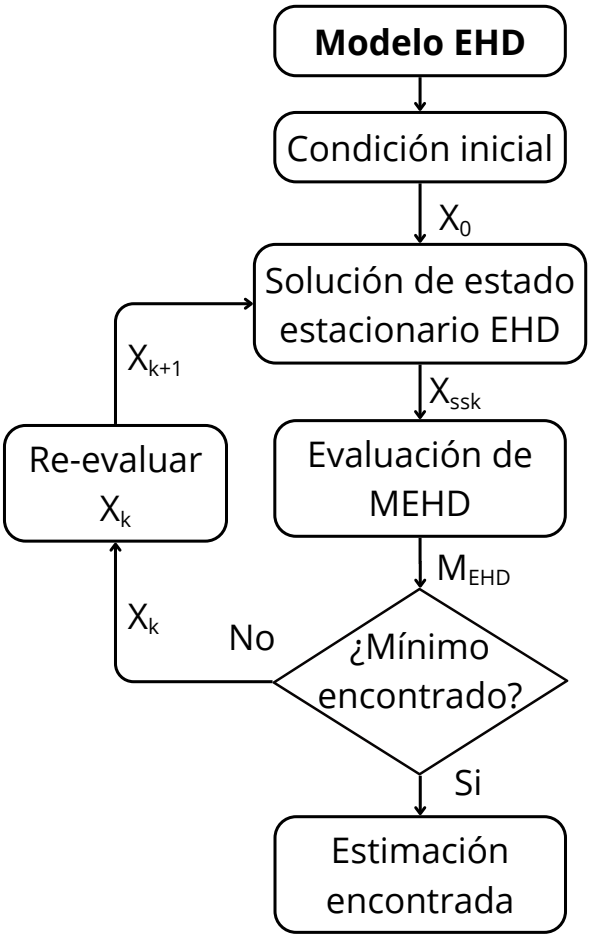


Figura 2.1. Algoritmo de estimación de parámetros.

Con estas condiciones es posible determinar las dos resistencias fundamentales del modelo de celda fotovoltaica: la resistencia serie R_s y la resistencia en derivación R_{SH}. Para ello, se seleccionan dos puntos de operación relevantes sobre la curva I-V, típicamente los puntos de cortocircuito y de circuito abierto, y se resuelve el sistema de ecuaciones no lineales asociado al modelo de un solo diodo. Adicionalmente, se incorpora el punto de máxima potencia, ya que este proporciona una relación adicional necesaria para cerrar el sistema y garantizar la estimación coherente de los parámetros. Con esta información, el algoritmo calcula la solución del modelo y permite obtener R_s y R_{SH}. El procedimiento general se presenta en la Fig. 2.2.

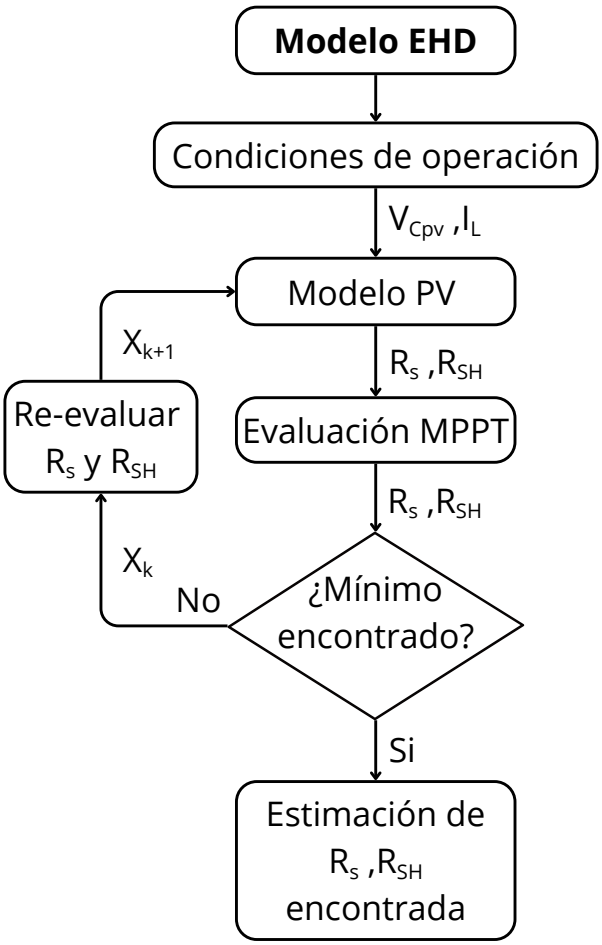


Figura 2.2. Algoritmo para calcular las resistencias R_s y R_{SH}.

2.3. Conclusiones

En este Capítulo se presentó la fundamentación teórica que sustenta la formulación del modelo en el EHD. A partir de la revisión e integración de los modelos armónicos existentes, se estableció el marco conceptual que permite trasladar el modelo original, formulado en el dominio del tiempo, hacia su representación equivalente en el EHD. Este proceso constituye un elemento esencial para el análisis armónico del sistema fotovoltaico bajo condiciones de operación reales.

Adicionalmente, se introdujo el método de optimización basado en mínimos cuadrados no lineales, el cual se empleará para la estimación de parámetros, tanto en el modelo del sistema fotovoltaico, como en el de la celda solar. Este algoritmo resulta fundamental

para garantizar la identificación precisa de los parámetros eléctricos que gobiernan el comportamiento dinámico del generador y su interacción con los convertidores asociados.

El Capítulo sienta así las bases teóricas y metodológicas necesarias para el desarrollo de la implementación presentada en el siguiente capítulo, donde se detallará el procedimiento aplicado al modelo del sistema fotovoltaico y se mostrarán los resultados correspondientes a la estimación de parámetros y al análisis en el dominio armónico extendido.

Capítulo 3

Representación del sistema de generación fotovoltaico en el dominio armónico extendido

En este Capítulo se presenta el modelo en el EHD de un sistema fotovoltaico conectado a la red mediante la conversión en su forma de Fourier de un convertidor Boost, un inversor trifásico, un transformador elevador y un equivalente de red. El propósito es describir cómo cada subsistema se formula en términos de sus componentes armónicas y cómo estas se integran para representar el comportamiento periódico del sistema completo.

Primero se introduce la representación armónica del generador fotovoltaico, donde las variables de corriente y voltaje se descomponen en series de armónicos para capturar las no linealidades propias de la fuente. Posteriormente, se describe la estructura armónica del convertidor Boost, considerando la interacción entre la señal modulada y sus componentes de conmutación. De manera similar, se presenta el modelo armónico del inversor, cuya matriz de acoplamiento refleja la transferencia entre armónicos de entrada y salida. Finalmente, se incorporan el transformador y la red mediante sus admitancias y acoplamientos armónicos.

La integración de todos estos elementos permite conformar un modelo armónico extendido coherente, capaz de describir la interacción entre los diferentes subsistemas y sus efectos sobre la calidad de energía, además de representar el comportamiento dinámico del sistema fotovoltaico completo. Este Capítulo establece la base estructural necesaria para la implementación del sistema de prueba y análisis del capítulo posterior.

3.1. Modelo en espacio de estados en el dominio del tiempo

Como se menciona en [39], en los sistemas electrónicos de potencia una excitación periódica conduce a secuencias de conmutación que también son periódicas en cada punto de operación. Esto permite modelar los dispositivos de conmutación como sistemas lineales por partes entre instantes consecutivos de conmutación, lo que da como resultado un sistema lineal y periódico en el tiempo.

Considere un sistema lineal periódico de primer orden modelado en espacio de estados:

$$\dot{x}(t) = a(t)x(t) + b(t)u(t) \tag{3.1}$$

$$y(t) = c(t)x(t) + e(t)u(t) \tag{3.2}$$

Donde $a(t)$, $b(t)$, $c(t)$ y $e(t)$ son funciones periódicas con un período fundamental T_0. Las señales $x(t)$ y $y(t)$ están formadas por un estado transitorio dinámico y un estado estacionario periódico.

3.2. Modelo en el dominio armónico del sistema fotovoltaico

El modelo en el dominio armónico se obtiene aplicando la transformación periódica $G(t)$ a las ecuaciones del sistema. La representación general queda expresada como:

$$G(t)\big(DX(t) + \dot{X}(t)\big) = G(t)\big([A]X(t) + [B]U(t)\big) \tag{3.3}$$

$$G(t)Y(t) = G(t)\big([C]X(t) + [E]U(t)\big) \tag{3.4}$$

La matriz D contiene los desplazamientos de frecuencia correspondientes a los armónicos incluidos en la representación.

Reescribiendo el sistema en forma de espacio de estados armónico:

$$\dot{X}(t) = ([A] - D)X(t) + [B]U(t), \tag{3.5}$$

$$G(t)Y(t) = [C]X(t) + [E]U(t). \tag{3.6}$$

Las ecuaciones anteriores representan la formulación del sistema en el espacio de estados armónico, donde la dinámica del sistema en el dominio del tiempo se expresa mediante un modelo matricial ampliado en el dominio armónico. La matriz $[A]$ describe

la dinámica armónica con forma Toeplitz del sistema, mientras que la matriz D es la matriz derivada; el término $[B]U(t)$ incorpora el efecto de las entradas independientes de las variables de estado en forma armónica. Por su parte, la ecuación de salida relaciona los estados armónicos con las variables de salida mediante las matrices $[C]$ y $[E]$, y el operador $G(t)$ permite reconstruir las señales periódicas en el dominio del tiempo. En conjunto, estas expresiones constituyen la base para el cálculo de las variables de estado y de salida del sistema en el EHD. Para el sistema de generación fotovoltaica, el vector de estados se define como:

$$X = \begin{bmatrix} V_{C_{fv}} & I_L & I_{Lf1abc} & I_{Lsp} & V_{Cfabc} & V_{C_{cd}} \end{bmatrix}^T. \tag{3.7}$$

La descripción de cada variable es presentada en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1. Variables de estado del sistema fotovoltaico.

Variable	**Descripción**
$V_{C_{fv}}$	Voltaje del capacitor del panel FV.
I_L	Corriente del inductor del convertidor Boost.
I_{Lf1abc}	Corrientes del filtro trifásico de salida.
I_{Lsp}	Corriente del inductor del inversor.
V_{Cfabc}	Voltaje del capacitor del filtro LCL.
$V_{C_{cd}}$	Voltaje del capacitor del bus CD.

La matriz dinámica del sistema en el dominio armónico se representa mediante la matriz ampliada $[A]$, la cual recoge las interacciones entre las variables de estado y los parámetros eléctricos del sistema fotovoltaico.

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{I_d}{C_{fv}} & 0 & \dots & 0 \\ \frac{I_d}{L} & 0 & 0 & \dots & -\frac{(1-S)I_d}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{(R_1+R_f)I_d}{L_{f1}} & \dots & \frac{g_a I_d}{L_{f1}} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \frac{g_b I_d}{L_{f1}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{S_a}{C_{cd}} & -\frac{S_b}{C_{cd}} & -\frac{S_c}{C_{cd}} & \dots & 0 \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

La matriz $[A]$ incorpora los efectos de los elementos de almacenamiento de energía, las resistencias del sistema y las funciones de conmutación, permitiendo describir la dinámica armónica completa del convertidor y del sistema fotovoltaico acoplado.

El operador de desplazamiento armónico se define mediante la matriz diagonal:

$$D = \text{diag}(-jh\omega_0, \dots, -j\omega_0, 0, j\omega_0, \dots, jh\omega_0), \tag{3.9}$$

La cual representa el efecto de la derivada temporal sobre cada orden armónico alrededor de la frecuencia fundamental ω_0.

El vector de entrada del sistema en el dominio armónico se expresa como:

$$\mathbf{B}u = \begin{bmatrix} I_{pv} & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T \tag{3.10}$$

Donde I_{pv} corresponde a la componente directa asociada a la fuente fotovoltaica.

Para considerar todos los estados del sistema, se define la matriz de derivación ampliada:

$$D_d = \text{diag}(D, \ldots, D, 0, D, \ldots, D) \tag{3.11}$$

La cual agrupa los operadores de desplazamiento armónico correspondientes a cada variable de estado.

Bajo condiciones de operación estable y en régimen estacionario periódico, la solución del sistema en el dominio armónico se obtiene a partir de la expresión algebraica:

$$X = (D_d - A)^{-1} B\, u \tag{3.12}$$

La cual permite calcular directamente las componentes armónicas de las variables de estado y, en consecuencia, reconstruir la respuesta periódica del sistema fotovoltaico completo.

3.3. Algoritmo para el Modelado Armónico

El algoritmo propuesto integra las etapas de definición de condiciones de operación, construcción de las matrices del espacio de estados armónico, estimación de parámetros y resolución del sistema. El flujo general del algoritmo se resume en la Figura 3.1, donde se muestran las principales etapas y criterios que guían la convergencia hacia la solución armónica del sistema.

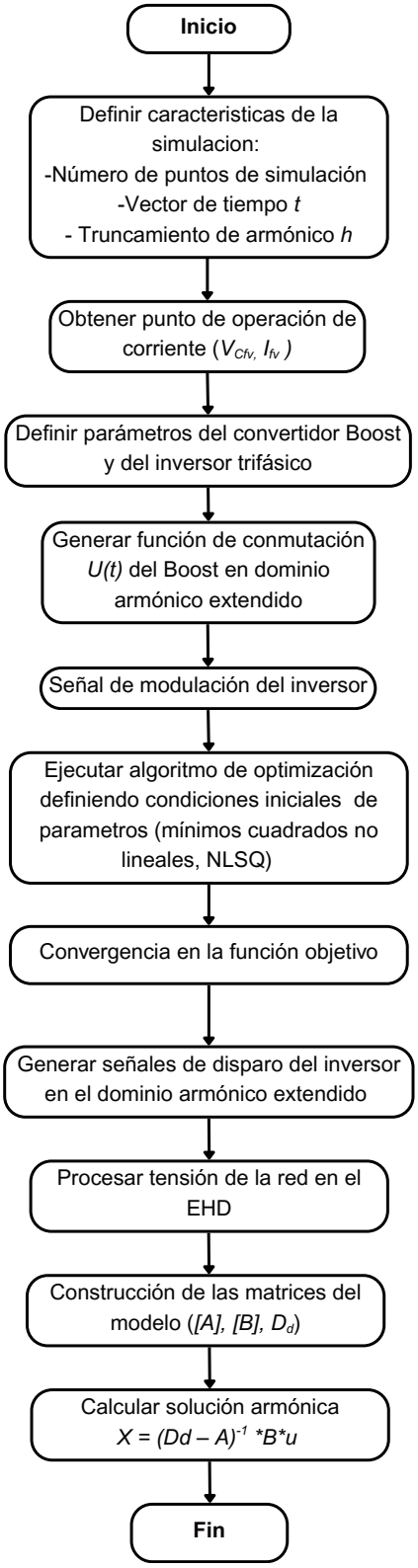


Figura 3.1. Diagrama de flujo para la obtención sistema FV en el dominio armónico.

A continuación, se detallan los pasos principales:

1. **Definición de las características de simulación.** Se establece el número total propuesto de puntos de simulación, el vector de tiempo asociado y el truncamiento armónico h que determina el tamaño del modelo en el dominio armónico.

2. **Cálculo del punto de operación del panel fotovoltaico.** El modelo de la celda se evalúa mediante una subrutina externa que, a partir de las condiciones de irradiancia y temperatura, determina el punto de operación $(V_{C_{fv}}, I_{fv})$.

3. **Definición de los parámetros del convertidor Boost y del inversor trifásico.** Se especifican: capacitancia de entrada C_{fv}, inductor L, ciclo de trabajo, frecuencia de conmutación del convertidor Boost f_{sw}, índice de modulación de frecuencia m_f, índice de modulación de amplitud m_a, capacitor del bus de CD C_{cd}, capacitor del filtro C_f, inductancia primaria del filtro L_{f1}, inductancia secundaria del filtro L_{f2} y demás parámetros eléctricos relevantes.

4. **Generación de la función de conmutación del Boost.** Se construye la señal de conmutación $U(t)$, la cual se transforma al dominio armónico mediante la FFT. Posteriormente se obtiene su forma matricial tipo Toeplitz para emplearse en el modelo armónico extendido.

5. **Procesamiento de la señal de modulación del inversor.** A partir de la frecuencia fundamental se define la señal de referencia ω_0, el índice de modulación y la señal triangular. Estas señales se transforman mediante la FFT y se representan también en forma Toeplitz.

6. **Algoritmo de optimización de parámetros.** Se definen los parámetros eléctricos a estimar, las condiciones iniciales de operación y la estructura del algoritmo basado en mínimos cuadrados no lineales, el cual actualiza iterativamente los parámetros hasta satisfacer el criterio de convergencia asociado a la minimización del error.

7. **Convergencia en la función objetivo.** El algoritmo converge cuando la función objetivo, definida a partir del error entre la tensión del bus de CD $V_{C_{cd}}$ y el valor pico del voltaje del capacitor del filtro V_{C_f} respecto a sus valores de referencia, alcanza un mínimo dentro de una tolerancia establecida. En este punto, los parámetros estimados reproducen el comportamiento operativo deseado del sistema en régimen estacionario periódico.

8. **Generación de señales trifásicas.** Se construyen las tensiones de fase del inversor, las señales de disparo, así como sus señales promedio, todas transformadas al dominio armónico, Estas señales se transforman mediante FFT y se representan también en forma Toeplitz.

9. **Procesamiento de la tensión de la red.** Se obtiene la tensión pico de la red eléctrica y se transforma también al dominio armónico.

10. **Construcción de las matrices del modelo.** Se generan matrices de ceros del tamaño del truncamiento armónico y se define:

    - la matriz diagonal armónica D_d,
    - la matriz de coeficientes del sistema $[A]$,
    - la matriz de entradas $[B]$.

11. **Cálculo de la solución armónica.** Finalmente, la respuesta periódica del sistema se obtiene mediante:

$$X = (D_d - A)^{-1} B\, u \tag{3.13}$$

    Donde X es el vector de estados del sistema.

En conjunto, la formulación presentada permite describir de manera unificada el comportamiento armónico del sistema fotovoltaico completo, integrando en el vector de estados las variables representativas de los submodelos fotovoltaico, convertidor *Boost*, inversor y transformador. La matriz D captura explícitamente los desplazamientos en frecuencia asociados a los distintos órdenes armónicos considerados, mientras que la expresión en forma cerrada $(D_d - A)^{-1}Bu$ proporciona una herramienta directa para obtener la solución periódica del sistema en régimen estacionario. Finalmente, los parámetros empleados en la construcción de las matrices del modelo se determinan mediante los algoritmos de estimación desarrollados en el capítulo anterior, asegurando coherencia entre el modelo armónico y las condiciones reales de operación del sistema.

3.4. Conclusiones

En este Capítulo se estableció una metodología de modelado en el dominio armónico extendido para representar de manera integrada el comportamiento del panel fotovoltaico, el convertidor Boost, el inversor y su interconexión con la red eléctrica. A partir de la

definición de las condiciones de operación de la simulación, el truncamiento armónico y la construcción matricial del modelo en espacio de estados, se obtuvo una ecuación en forma cerrada para la solución del vector de variables de estado, la cual permite describir de forma consistente las componentes periódicas y los efectos de conmutación característicos de los convertidores electrónicos de potencia.

La transformación de las señales mediante la Transformada Rápida de Fourier y su organización en matrices tipo Toeplitz permitió trasladar la dinámica periódica y no lineal del sistema, facilitando su aplicación en estado estacionario. De manera complementaria, la aplicación de algoritmos de estimación basados en mínimos cuadrados no lineales permitió determinar con mayor precisión los parámetros eléctricos involucrados, asegurando coherencia entre el modelo armónico y las condiciones de operación consideradas.

En conjunto, el desarrollo presentado proporciona una herramienta matemática consistente para la obtención de soluciones periódicas en sistemas fotovoltaicos interconectados a la red, reforzando la utilidad del EHD como un enfoque efectivo para el análisis de sistemas de conversión de potencia de creciente complejidad y sentando bases sólidas para su validación y ampliación en estudios posteriores.

CAPÍTULO 4

Casos de estudio

En esta Sección se presentan los resultados obtenidos al aplicar la metodología propuesta al sistema de prueba mostrado en la Figura 1.7. Con el propósito de evaluar el desempeño del modelo desarrollado en el EHD, se analizan dos casos de estudio enfocados en distintos aspectos del sistema de generación fotovoltaico.

En el primer caso de estudio, se realiza la validación del modelo en el EHD mediante su comparación con el modelo en el dominio del tiempo presentado previamente. Esta comparación permite evaluar la capacidad de la representación armónica para reproducir el comportamiento de las señales del sistema. A partir de ello, se lleva a cabo un análisis de las formas de onda y de sus espectros armónicos, con el fin de corroborar la precisión del modelo propuesto en la representación del comportamiento dinámico y espectral del sistema.

Por otra parte, en el segundo caso de estudio se aborda la implementación de un algoritmo de estimación de parámetros orientado al inversor y a las resistencias internas del módulo fotovoltaico, empleando un procedimiento de optimización basado en punto fijo. Asimismo, se analizan las variables de estado y su comportamiento espectral mediante el análisis de Fourier, lo que permite evaluar el desempeño del modelo propuesto bajo las condiciones de operación consideradas.

4.1. Validación del modelo

Con el fin de verificar la capacidad del modelo desarrollado en el EHD para representar el comportamiento del sistema fotovoltaico, en este primer caso de estudio se realiza una comparación con el modelo en el dominio del tiempo presentado previamente. La validación se lleva a cabo mediante el análisis de las señales obtenidas en ambos enfoques, considerando tanto las formas de onda en estado estable como su contenido armónico.

El objetivo de este primer caso de estudio consiste en realizar una comparación entre los resultados obtenidos mediante el modelo en el dominio del tiempo y el modelo desarrollado en el dominio armónico, a partir de las Ecuaciones (1.39) a (1.56). Esta comparación permite evaluar la capacidad del modelo en el EHD para reproducir el comportamiento del sistema bajo las mismas condiciones de operación.

Los resultados obtenidos se presentan en las siguientes gráficas, donde se muestran las principales señales del sistema y su comportamiento tanto en el dominio del tiempo como en el dominio espectral.

El sistema mostrado en la Figura 1.7 corresponde al sistema de prueba utilizado para evaluar la metodología propuesta. Las simulaciones se realizaron considerando una potencia de operación de 20 kW, una irradiancia de 1000 W/m^2, una tensión de bus de CD de 550 V y una tensión de entrada del convertidor Boost cercana a 350 V. Bajo estas condiciones, la corriente del inductor de entrada alcanza aproximadamente 57.14 A.

La frecuencia de conmutación del convertidor Boost se fijó en 15 kHz, mientras que el inversor trifásico opera a una frecuencia de conmutación de 3 kHz. Estas frecuencias determinan gran parte del contenido espectral de las señales analizadas y, por tanto, resultan de interés para la validación del modelo en el dominio armónico.

Con el fin de establecer una comparación entre el modelo en el dominio del tiempo y el modelo en el EHD, se realizó una simulación de aproximadamente 4 s. Este intervalo permite que el sistema supere el régimen transitorio inicial y alcance condiciones de estado estable después de aproximadamente 3 s de operación. Para el modelo en el dominio del tiempo se empleó un paso de integración de 10^{-6} s, con el propósito de capturar adecuadamente la dinámica de conmutación de los convertidores y las variaciones de las señales del sistema.

La validación se lleva a cabo mediante la comparación de las formas de onda obtenidas en ambos enfoques y, posteriormente, a través del análisis de su contenido armónico. De esta manera, es posible evaluar la capacidad del modelo en el EHD para reproducir tanto la dinámica temporal como las características espectrales del sistema fotovoltaico.

El primer conjunto de resultados corresponde a las variables asociadas al convertidor Boost, las cuales permiten caracterizar su dinámica dentro del sistema de generación fotovoltaico. En particular, se analizan el voltaje del capacitor de entrada C_{pv}, la corriente del inductor del convertidor Boost I_L, así como el voltaje del capacitor del bus de CD C_{cd}. Estas variables representan el comportamiento energético tanto en la etapa de entrada como en el enlace de corriente directa del sistema, permitiendo obtener una primera aproximación de la concordancia entre el modelo en el dominio del tiempo y el modelo en el dominio armónico, como se muestra en la Figura 2.1.

Esto permite analizar el comportamiento de las señales en la etapa de CD y obtener una primera aproximación comparativa entre el modelo en el dominio del tiempo y el modelo en el dominio armónico.

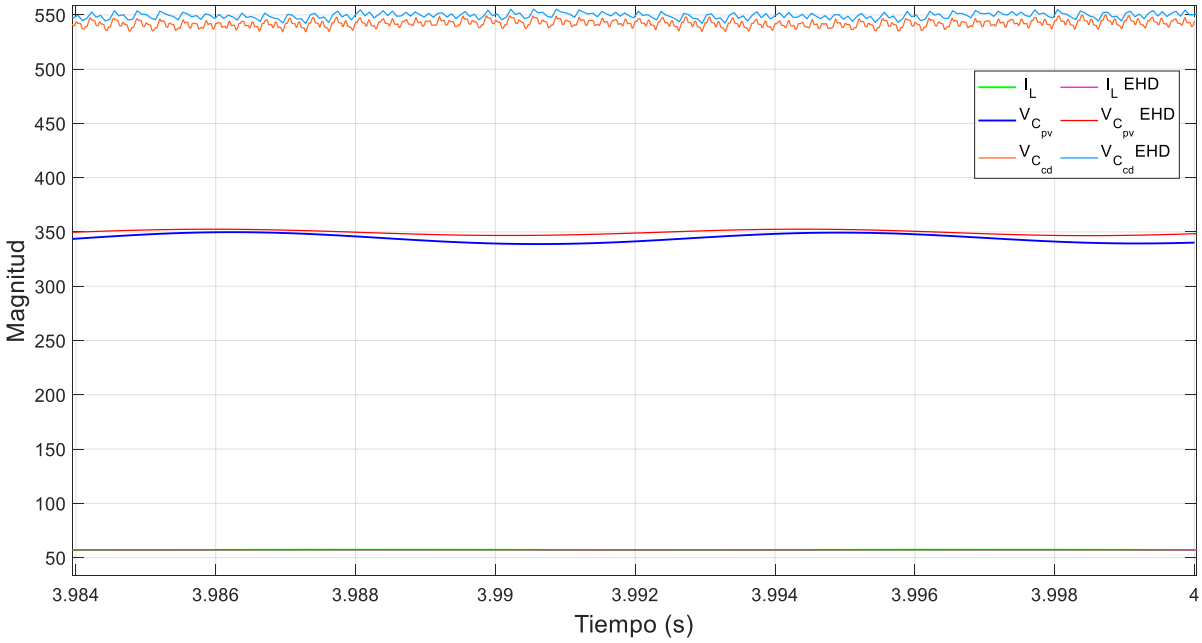
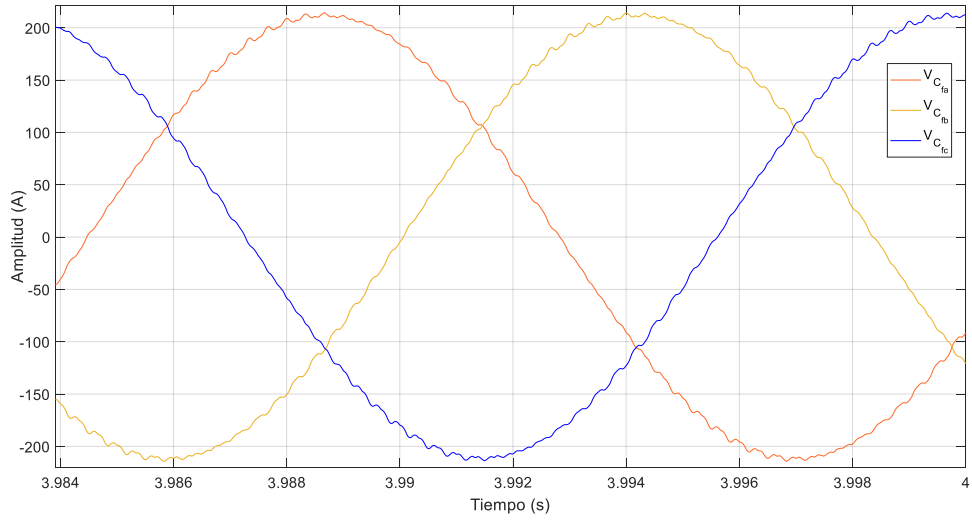


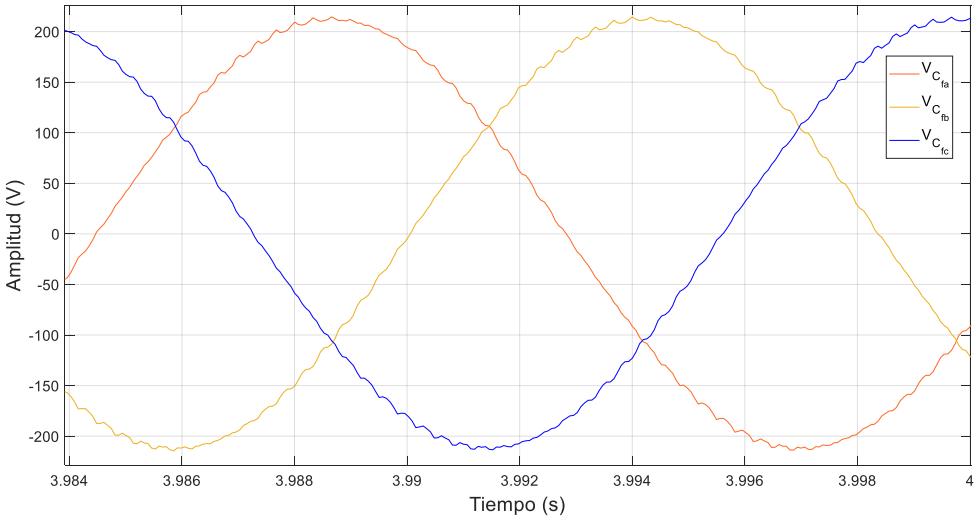
Figura 4.1. Comparación de las variables eléctricas del convertidor Boost en el dominio del tiempo y en el dominio EHD.

Por otro lado, la Figura 4.2 muestra los voltajes trifásicos obtenidos en el condensador de filtro LCL V_{Cfabc} mediante ambos enfoques. En ambos casos se obtiene un voltaje de pico de 220 V, observándose una buena concordancia entre los resultados del dominio del tiempo y del dominio armónico.

Cabe destacar que la solución obtenida mediante el modelo en el EHD requiere aproximadamente 1 min 37 s para completar la simulación, mientras que el modelo en el dominio del tiempo requiere alrededor de 5 min 50 s. Esto representa una reducción aproximada del 72.3 % en el tiempo computacional, sin comprometer la representación del comportamiento dinámico y espectral del sistema. Adicionalmente, la formulación propuesta facilita la implementación de algoritmos de estimación y optimización de parámetros, permitiendo mejorar la precisión de la respuesta del modelo con respecto al punto de operación deseado.



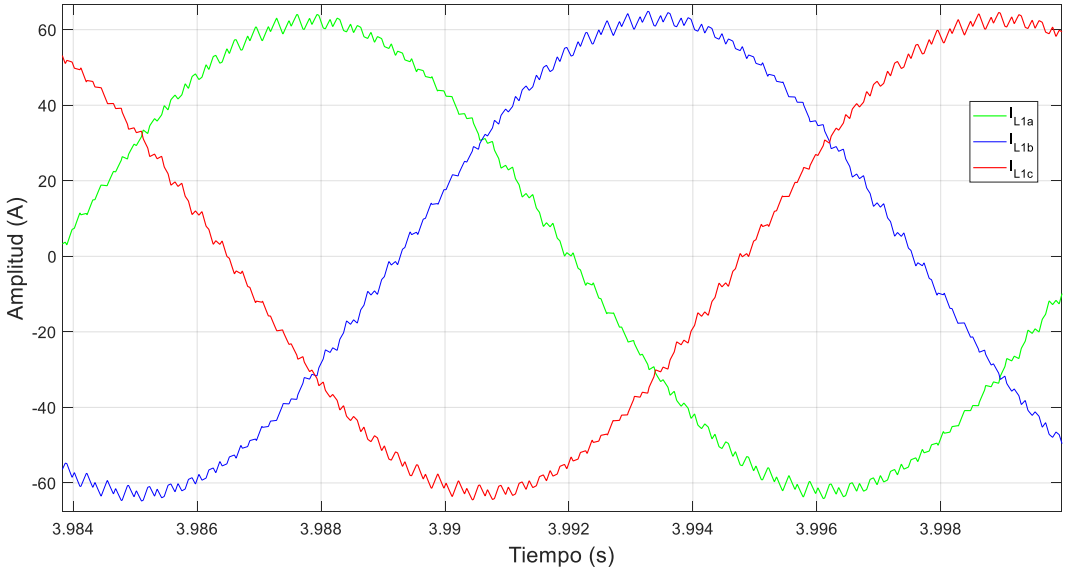
(a) Resultado en el dominio del tiempo.



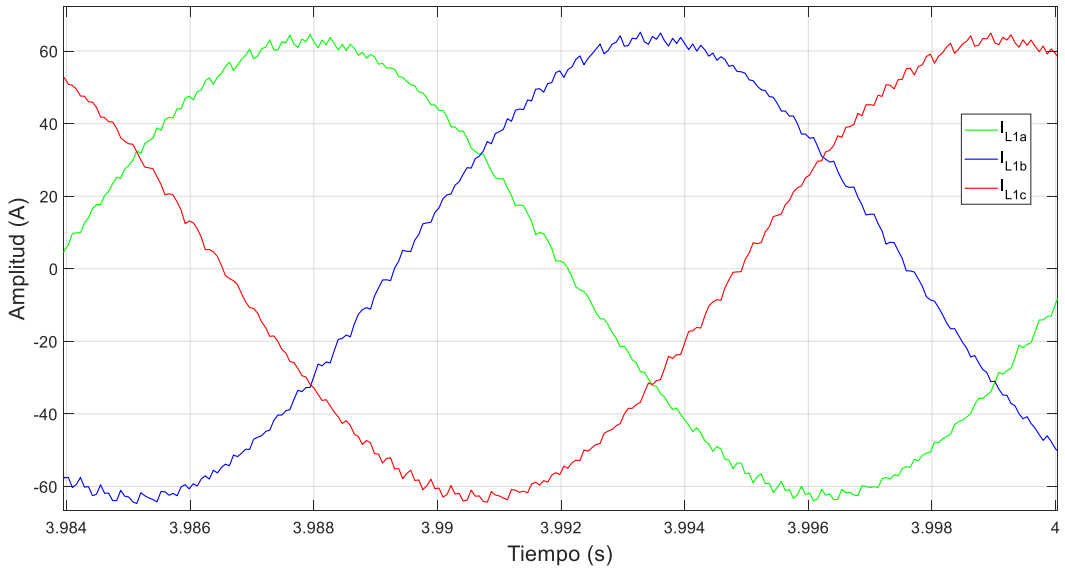
(b) Resultado en el dominio armónico.

Figura 4.2. Comparación $V_{\mathrm{C_{fabc}}}$ entre el dominio del tiempo y el dominio armónico.

Asimismo, la Figura 4.3 presenta la comparación de la corriente del inductor del filtro LCL I_{L1} obtenida mediante el modelo en el dominio del tiempo y el modelo en el dominio armónico. Los resultados muestran una correspondencia adecuada entre ambas representaciones, permitiendo verificar que el modelo en el EHD reproduce de manera consistente la dinámica de la etapa de filtrado del inversor.



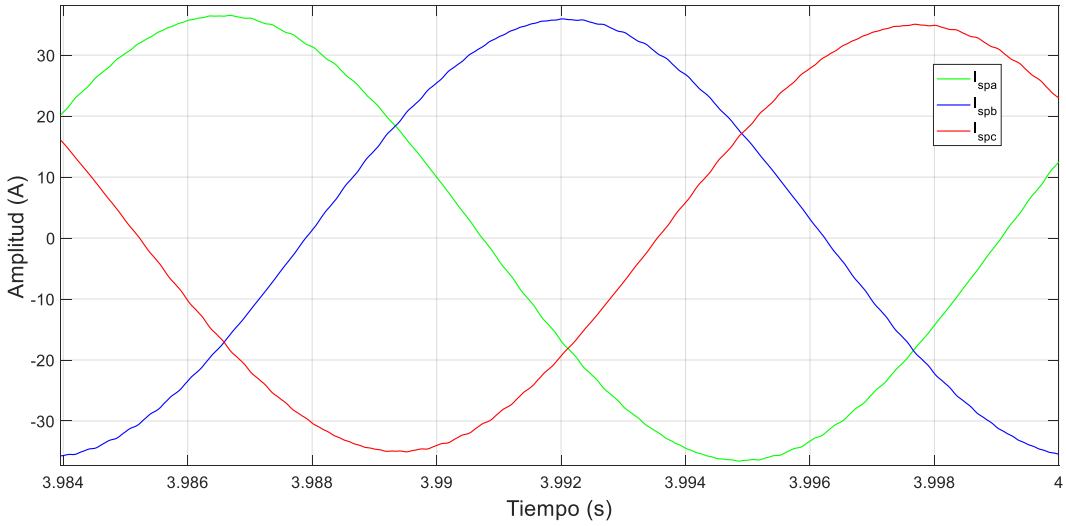
(a) Resultado en el dominio del tiempo.



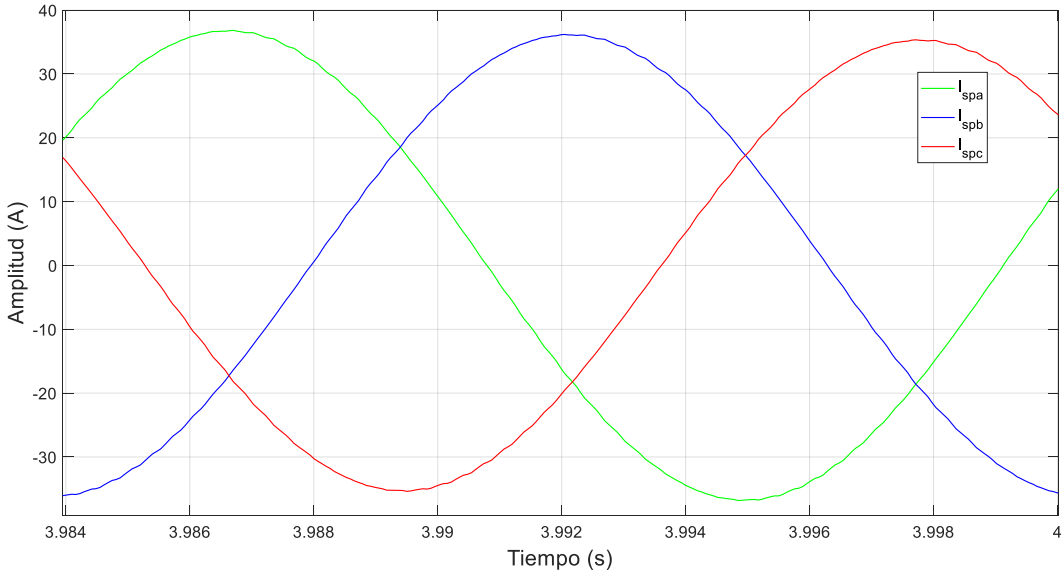
(b) Resultado en el dominio armónico.

Figura 4.3. Comparación de la corriente primaria del filtro LCL I_{L1abc} en el dominio del tiempo y el dominio armónico.

De manera similar, la Figura 4.4 muestra la corriente reflejada del primario al secundario del transformador I_{sp}. En este caso, también se observa una buena concordancia entre ambos enfoques, lo que permite corroborar la capacidad del modelo armónico para representar el comportamiento de las variables asociadas a la etapa de acoplamiento con la red.



(a) Resultado en el dominio del tiempo.



(b) Resultado en el dominio armónico.

Figura 4.4. Comparación de la corriente primaria del filtro LCL I_{Lsp} en el dominio del tiempo y el dominio armónico.

En conjunto, los resultados obtenidos muestran una alta concordancia entre las señales calculadas mediante el modelo en el dominio del tiempo y aquellas obtenidas con el modelo en el EHD. Tanto las variables asociadas a la etapa de corriente directa, representadas por $V_{C_{pv}}$, I_L y $V_{C_{cd}}$, como las variables de la etapa de corriente alterna, correspondientes a V_{Cfabc}, I_{L1} e I_{sp}, presentan formas de onda prácticamente idénticas bajo las condiciones

de operación consideradas.

La similitud observada en las magnitudes, niveles de operación y ondulaciones de las señales indica que el modelo en el EHD es capaz de reproducir adecuadamente el comportamiento dinámico del sistema. Dado que el modelo en el dominio del tiempo ha sido previamente validado, la concordancia obtenida constituye una primera verificación de la validez del enfoque armónico propuesto para representar las principales variables del sistema fotovoltaico.

No obstante, debido a que el objetivo principal del EHD consiste en describir el comportamiento espectral de las señales, resulta necesario complementar esta validación mediante el análisis de sus componentes armónicas. Por esta razón, en la siguiente sección se comparan los espectros obtenidos con ambos enfoques de modelado.

4.1.1. Espectro armónico

Una vez verificada la concordancia entre las formas de onda obtenidas mediante el modelo en el dominio del tiempo y el modelo en el EHD, resulta de interés analizar la capacidad de ambos enfoques para representar el contenido armónico de las señales del sistema. Para ello, se realiza un análisis espectral mediante la Transformada de Fourier, considerando las principales variables asociadas al inversor.

Este análisis permite evaluar no solo la correspondencia de las componentes fundamentales, sino también la representación de los armónicos de orden superior, los cuales son de particular interés en el estudio de sistemas electrónicos de potencia.

El comportamiento armónico del voltaje del capacitor de entrada V_{C_f} se analiza mediante la comparación de los resultados obtenidos en el dominio del tiempo y en el dominio armónico equivalente (EHD). La Figura 4.5 presenta el espectro armónico de dicha variable, donde se observan las componentes de frecuencia obtenidas mediante ambos enfoques.

Se observa que las principales componentes armónicas identificadas a partir de la simulación en el dominio del tiempo son reproducidas adecuadamente por el modelo desarrollado en el EHD, conservando una correspondencia adecuada tanto en la ubicación de las frecuencias armónicas como en sus magnitudes. Este comportamiento permite validar la capacidad del modelo armónico para representar las características periódicas de la señal sin la necesidad de realizar una simulación completa en el dominio del tiempo.

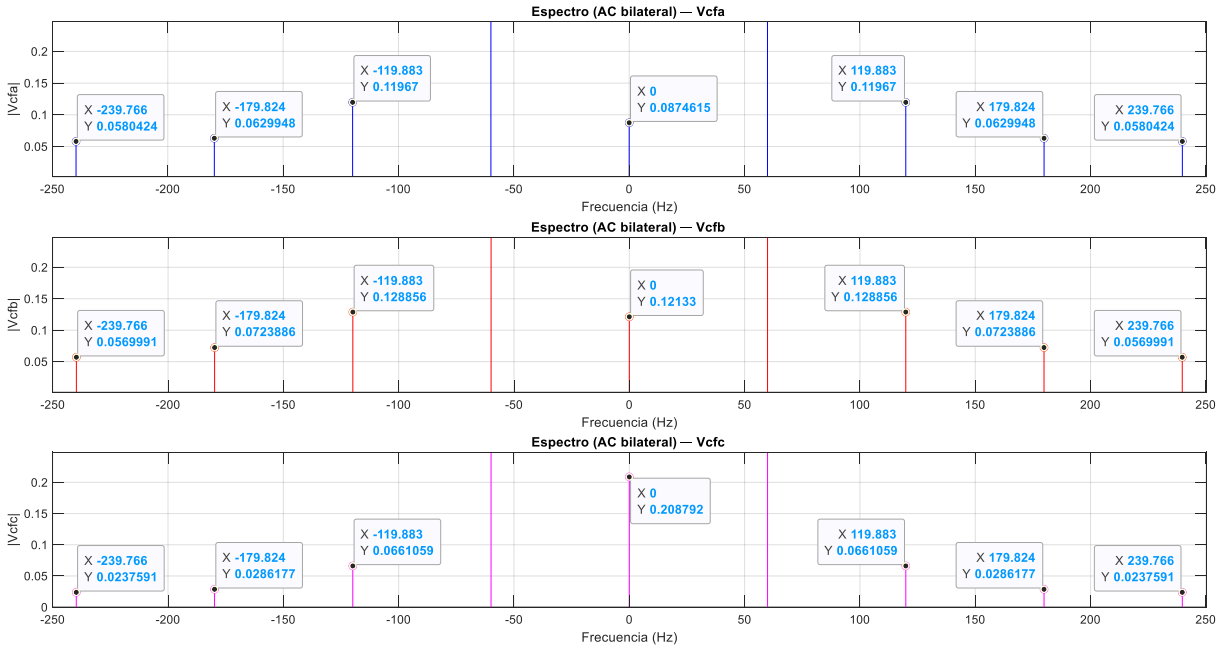


Figura 4.5. Espectro armónico de la variable $V_{\mathrm{C_{fabc}}}$

4.1.2. Obtención de armónicos

A continuación se presenta un ejemplo numérico que valida el procedimiento de obtención de armónicos mediante la Transformada Discreta de Fourier aplicada a las señales del sistema.

4.1.2.1. Parámetros de análisis

La frecuencia fundamental del sistema es:

$$f_0 = 60 \text{ Hz}, \qquad T = \frac{1}{f_0} = 16.67 \text{ ms}. \tag{4.1}$$

La señal se muestrea uniformemente con período de muestreo T_s, determinado a partir del vector temporal:

$$T_s = t_g(2) - t_g(1), \qquad f_s = \frac{1}{T_s}. \tag{4.2}$$

El análisis espectral se realiza sobre una ventana temporal que contiene exactamente un período fundamental, con L muestras.

4.1.2.2. Componente CD

La componente de CD se obtiene del coeficiente $k = 0$ de la DFT:

$$X[0] = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} x[n]. \tag{4.3}$$

Para la señal del bus CD, se obtiene numéricamente:

$$X[0] \approx 550 \text{ V}, \tag{4.4}$$

lo cual corresponde al punto de operación del sistema.

4.1.2.3. Armónicos del rizado AC

Los armónicos del rizado se obtienen a partir de los coeficientes $X[k]$ con $k \geq 1$. La amplitud física del armónico se calcula como:

$$A_k = 2|X[k]|. \tag{4.5}$$

Para el segundo armónico ($k = 2$, $f = 120$ Hz), el coeficiente espectral obtenido es:

$$|X[2]| = 0.11967, \tag{4.6}$$

por lo que su amplitud es:

$$A_2 = 2(0.11967) = 0.2393. \tag{4.7}$$

De forma similar, para el tercer armónico ($k = 3$, $f = 180$ Hz):

$$|X[3]| = 0.063, \tag{4.8}$$

$$A_3 = 2(0.063) = 0.126. \tag{4.9}$$

4.1.2.4. Rizado relativo

El rizado relativo del bus CD se define como:

$$r = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2}}{X[0]}. \tag{4.10}$$

Sustituyendo los valores obtenidos:

$$r = \frac{\sqrt{(0.2393)^2 + (0.126)^2}}{550} \approx 1.5 \times 10^{-3} = 0.15\,\%. \tag{4.11}$$

4.1.2.5. Interpretación

El ejemplo numérico confirma que:

> El coeficiente $X[0]$ representa el punto de operación del sistema, los coeficientes $X[k]$, $k \geq 1$, representan los armónicos de la señal, la relación $A_k = 2|X[k]|$ permite obtener directamente las amplitudes físicas.

Por tanto, el procedimiento numérico implementado mediante FFT es consistente con la reconstrucción temporal y con el comportamiento físico del sistema.

El análisis espectral se realiza sobre una ventana temporal que contiene exactamente un período fundamental, con L muestras.

4.1.2.6. Componente CD

La componente continua se obtiene del coeficiente $k = 0$ de la DFT:

$$X[0] = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} x[n]. \tag{4.12}$$

Para la señal del bus DC, se obtiene numéricamente:

$$X[0] \approx 550 \text{ V}, \tag{4.13}$$

lo cual corresponde al punto de operación del sistema.

4.1.2.7. Armónicos del rizado CD

Los armónicos del rizado se obtienen a partir de los coeficientes $X[k]$ con $k \geq 1$. La amplitud física del armónico se calcula como:

$$A_k = 2|X[k]|. \tag{4.14}$$

Para el segundo armónico ($k = 2$, $f = 120$ Hz), el coeficiente espectral obtenido es:

$$|X[2]| = 0.11967, \tag{4.15}$$

por lo que su amplitud es:

$$A_2 = 2(0.11967) = 0.2393. \tag{4.16}$$

De forma similar, para el tercer armónico ($k = 3$, $f = 180$ Hz):

$$|X[3]| = 0.063, \tag{4.17}$$

$$A_3 = 2(0.063) = 0.126. \tag{4.18}$$

4.2. Estimación y optimización de parámetros

Para verificar la eficacia del método de estimación y optimización de parámetros, primero se calculan el capacitor del filtro C_f, la resistencia del filtro R_f, el índice de modulación de amplitud m_a y el ángulo de fase θ del inversor trifásico utilizando el enfoque tradicional. El inversor está diseñado para funcionar con una tensión de bus de CD de 550 V, y la tensión de pico en el punto neutro del condensador de filtro de 220 V. Posteriormente, se vuelven a calcular los mismos parámetros utilizando el algoritmo propuesto y se comparan los resultados.

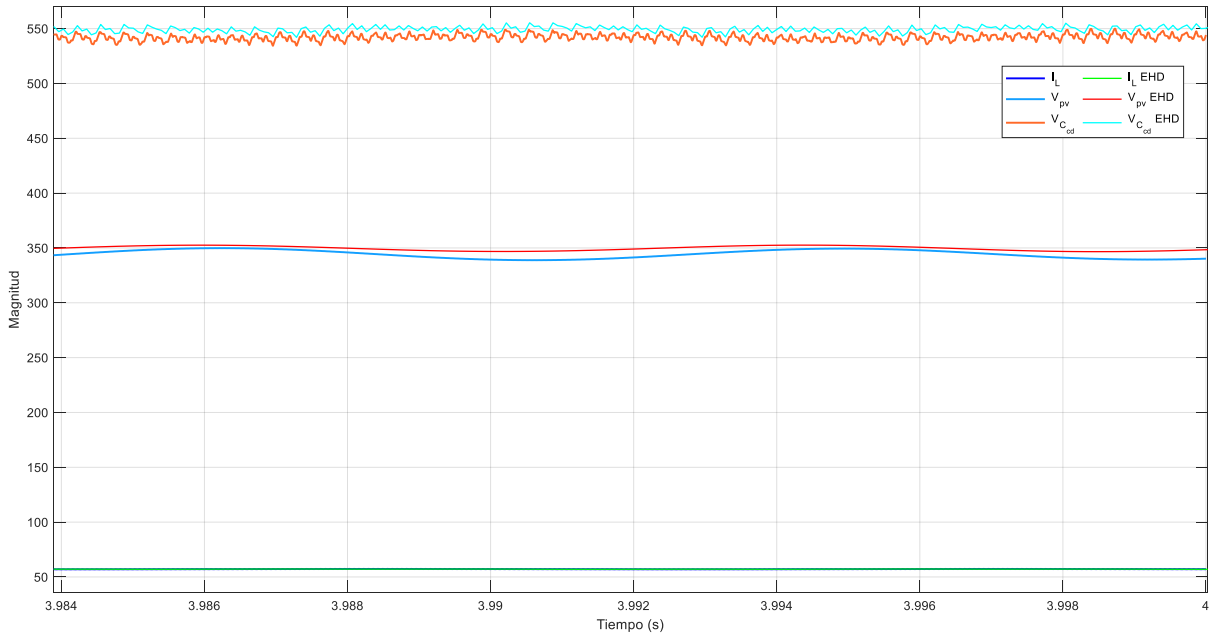


Figura 4.6. Comparación de las variables eléctricas entre valores base y optimizados del convertidor Boost en el dominio EHD.

Se observa que los parámetros estimados mediante el algoritmo propuesto presentan una respuesta cercana a los valores obtenidos mediante el método tradicional, mostrando diferencias reducidas entre ambos enfoques. Esto permite verificar que el procedimiento de optimización conserva las condiciones de diseño del inversor y proporciona parámetros adecuados para la representación del sistema.

Posteriormente, los mismos parámetros se obtienen utilizando el algoritmo propuesto y se realiza una comparación entre ambos enfoques. La Tabla 4.1 presenta los resultados obtenidos.

Se observa que los valores calculados mediante el algoritmo propuesto mantienen una alta concordancia con los obtenidos mediante el método tradicional, presentando

variaciones inferiores a 0.09 %. Asimismo, los resultados muestran una mejora en la respuesta dinámica del sistema.

Tabla 4.1. Parámetros optimizados del inversor trifásico

Parámetro	**Inicial**	**Optimizado**	**Cambio %**
Índice de modulación en amplitud (m_a)	0.95	0.7935	16.47 %
Ángulo de fase (θ)	-0.07	0.0919	231.29 %
Capacitor del filtro (C_f)	2.7468e-5	2.5446e-5	7.36 %
Resistencia del filtro (R_f)	1.4808	1.4565	1.64 %
Inductor del filtro primario (L_{f1})	4.5805e-3	4.6e-3	0.43 %
Inductor del filtro secundario (L_{f2})	6.1479e-4	6.2009e-4	0.86 %

Finalmente, se presenta la estimación de las resistencias R_s y R_{SH} utilizando el algoritmo propuesto. Debido a que estos parámetros normalmente no son proporcionados por los fabricantes, resulta necesario estimarlos mediante procedimientos numéricos, para lo cual se han desarrollado distintos métodos en la literatura.

En este caso, se considera como punto de operación el voltaje de entrada del convertidor Boost $V_{C_{pv}}$ igual a 350 V, junto con la medición de la corriente del inductor I_L, la cual presenta un comportamiento cercano a la corriente generada por el módulo fotovoltaico I_{pv}. A partir de estas variables y utilizando un ajuste mediante el método NLSQ, es posible establecer un punto de operación de referencia para el proceso de optimización.

Adicionalmente, al considerar el punto de máxima potencia del módulo fotovoltaico junto con los puntos previamente definidos, se obtienen los valores estimados de las resistencias internas. Los resultados de este procedimiento se presentan en la Tabla 4.2, donde puede observarse que los valores obtenidos difieren de los reportados por el fabricante; sin embargo, permiten preservar adecuadamente la dinámica y el comportamiento general del sistema.

La precisión de la estimación puede mejorarse si las mediciones utilizadas se realizan más cerca del punto de operación de máxima potencia y si se emplea directamente la corriente del módulo fotovoltaico.

Tabla 4.2. Variación porcentual de los parámetros del módulo fotovoltaico

Parámetro	**Símb.**	**Ini.**	**Opt.**	**Cambio %**
Resistencia serie	R_s	1	1.2559	25.59 %
Resistencia shunt	R_{SH}	339	86.0151	74.63 %
V_{mp}	V_{mp}	357	350.09	1.93 %
I_{mp}	I_{mp}	59.36	57.13	3.76 %

La implementación del algoritmo de estimación y optimización permitió obtener parámetros consistentes con las condiciones de operación y diseño del sistema, mejorando la respuesta dinámica y manteniendo un comportamiento estable en las variables analizadas.

En conjunto, los resultados obtenidos demuestran que el enfoque propuesto constituye una herramienta adecuada para el análisis armónico y la estimación de parámetros en sistemas fotovoltaicos conectados a la red, permitiendo representar el comportamiento del sistema con un menor costo computacional respecto al análisis convencional en el dominio del tiempo.

4.3. Conclusiones

En este trabajo se presentó el modelado en el dominio armónico de un sistema de generación fotovoltaico conectado a la red, considerando la representación de sus principales etapas de conversión y acoplamiento eléctrico. La metodología propuesta fue evaluada mediante un sistema de prueba de 20 kW bajo condiciones de operación de una irradiancia de 1000 W/m^2, una tensión del bus de CD de 550 V y una tensión de entrada del convertidor Boost cercana a 350 V.

A partir de la formulación desarrollada, fue posible analizar el comportamiento dinámico y espectral del sistema mediante el modelo en el EHD. Los resultados obtenidos permitieron validar su capacidad para reproducir las señales del sistema mediante la comparación con el modelo en el dominio del tiempo previamente desarrollado. Las variables analizadas en las etapas de corriente directa, corriente alterna y acoplamiento con la red mostraron una alta concordancia entre ambos enfoques, conservando las formas de onda, niveles de operación y componentes armónicas principales.

Asimismo, el análisis espectral permitió verificar que el modelo en el EHD reproduce adecuadamente el contenido armónico de las señales del sistema, incluyendo las componentes asociadas a las frecuencias de conmutación del convertidor Boost (15 kHz) y del inversor trifásico (3 kHz). Esta correspondencia confirma que la representación armónica propuesta mantiene la información relevante del comportamiento del sistema con una formulación más adecuada para estudios en frecuencia.

Por otra parte, la implementación del algoritmo de estimación y optimización de parámetros permitió obtener valores consistentes para los parámetros del inversor y las resistencias internas del módulo fotovoltaico. En el caso del inversor, los parámetros obtenidos mediante el algoritmo propuesto presentaron diferencias inferiores al 0.09

respecto al método tradicional, manteniendo las condiciones de diseño y mejorando la respuesta dinámica del sistema.

Una de las principales ventajas observadas del enfoque en el EHD corresponde a la reducción del tiempo computacional requerido para el análisis del sistema, manteniendo una representación adecuada de las variables eléctricas y su comportamiento espectral. Esto resulta relevante para estudios donde se requiere evaluar diferentes condiciones de operación o realizar procesos iterativos de estimación y optimización.

Finalmente, los resultados obtenidos muestran que el modelado en el dominio armónico constituye una alternativa adecuada para el análisis de sistemas fotovoltaicos conectados a la red, permitiendo representar con precisión tanto su comportamiento dinámico como espectral. La metodología propuesta redujo el tiempo computacional de simulación en aproximadamente un 72.3 % con respecto al modelo en el dominio del tiempo, manteniendo una representación consistente de las principales variables del sistema. Asimismo, la formulación matricial del EHD proporciona un marco adecuado para la implementación de algoritmos de estimación y optimización de parámetros, permitiendo mejorar la precisión del modelo respecto al punto de operación deseado.

Como trabajo futuro, se plantea extender el modelo a condiciones transitorias, escenarios con perturbaciones en la red e incorporar estrategias avanzadas de control y técnicas de estimación de parámetros, con el propósito de ampliar la aplicabilidad del modelo en el análisis, diseño y operación de sistemas de generación fotovoltaica conectados a la red.

Conclusiones

Esta investigación introduce el modelado de dominios armónicos extendidos como herramienta para la estimación de parámetros en sistemas fotovoltaicos, utilizando un algoritmo de estimación de mínimos cuadrados no lineales (NLSQ). Como parte de esta contribución, se desarrolló un modelo completo en el dominio armónico extendido para un sistema de generación fotovoltaico conectado a la red, demostrando su capacidad para reproducir adecuadamente tanto la dinámica temporal como el comportamiento espectral del sistema. La metodología se aplica inicialmente para estimar y optimizar parámetros clave de un inversor trifásico, como el índice de modulación de amplitud y el ángulo de fase. Luego se emplea para calcular las resistencias a pérdidas en el modelo del módulo fotovoltaico.

Los resultados demuestran que el método propuesto determina eficazmente los parámetros del convertidor para asegurar el funcionamiento bajo una condición específica, mejorando la respuesta dinámica del sistema al aumentar la precisión de las variables eléctricas objetivo. Para la estimación de las resistencias del modelo fotovoltaico, el método proporciona una buena aproximación, y los valores estimados preservan con éxito el comportamiento del sistema.

El enfoque propuesto proporciona un medio eficiente y preciso de estimación de parámetros en varios componentes del sistema de prueba, mejorando el rendimiento general y permitiendo el ajuste fino sin depender de métodos de cálculo tradicionales. Como trabajos futuros, se propone el diseño del filtro LCL mediante estimación de parámetros usando el mismo algoritmo, con el objetivo de minimizar armónicos no deseados.

Aportaciones

Se considera que a partir de esta investigación, se obtienen las siguientes aportaciones:

- Se desarrolló un modelo EHD completo del sistema fotovoltaico.
- Se integró un algoritmo de estimación basado en NLSQ.
- Se validó mediante comparación con el dominio temporal.

- Se demostró la viabilidad para estimación de parámetros.

Publicaciones generadas

A lo largo del desarrollo de este trabajo de tesis se generaron las siguientes participaciones:

- **José L. Torres-Hernández**, Rafael Peña-Gallardo, Juan Segundo-Ramírez, "Parameter estimation of a photovoltaic system in the harmonic domain". ROPEC, 2025. Publicado.

Trabajo a futuro

Partiendo del alcance y los resultados obtenidos en esta investigación, a continuación se enlistan algunas sugerencias de trabajo de investigación posterior a realizar en el mismo campo del conocimiento:

- Poder calcular límites operativos del sistema
- Generar un rango operativo de sistemas fotovoltaicos mediante aplicación de control.
- Aplicar distintos controles en el dominio armónico para mejorar el rendimiento del sistema y generar casos de estudio a partir de ellos.

Referencias bibliográficas

[1] R. P. Gallardo, A. M. Ríos, and J. S. Ramírez, "Analysis of the solar and wind energetic complementarity in mexico," *Journal of Cleaner Production*, vol. 268, p. 122323, 2020.

[2] S. Eftekharnejad, V. Vittal, G. T. Heydt, B. Keel, and J. Loehr, "Impact of increased penetration of photovoltaic generation on power systems," *IEEE transactions on power systems*, vol. 28, no. 2, pp. 893–901, 2012.

[3] H.-L. Tsai, C.-S. Tu, Y.-J. Su, *et al.*, "Development of generalized photovoltaic model using matlab/simulink," in *Proceedings of the world congress on Engineering and computer science*, vol. 2008, pp. 1–6, San Francisco, USA, 2008.

[4] A. Bellini, S. Bifaretti, V. Iacovone, and C. Cornaro, "Simplified model of a photovoltaic module," in *2009 Applied Electronics*, pp. 47–51, IEEE, 2009.

[5] M. E. A. Slimani, M. Amirat, I. Kurucz, S. Bahria, A. Hamidat, and W. B. Chaouch, "A detailed thermal-electrical model of three photovoltaic/thermal (pv/t) hybrid air collectors and photovoltaic (pv) module: Comparative study under algiers climatic conditions," *Energy conversion and management*, vol. 133, pp. 458–476, 2017.

[6] M. U. Siddiqui, A. F. Arif, L. Kelley, and S. Dubowsky, "Three-dimensional thermal modeling of a photovoltaic module under varying conditions," *Solar energy*, vol. 86, no. 9, pp. 2620–2631, 2012.

[7] A. M. Humada, M. Hojabri, S. Mekhilef, and H. M. Hamada, "Solar cell parameters extraction based on single and double-diode models: A review," *Renewable and sustainable energy reviews*, vol. 56, pp. 494–509, 2016.

[8] M. Q. Duong, H. Nguyen, S. Leva, M. Mussetta, G. N. Sava, and S. Costinas, "Performance analysis of a 310wp photovoltaic module based on single and double diode model," in *2016 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE)*, pp. 1–6, IEEE, 2016.

[9] A. Mellit, S. Sağlam, and S. A. Kalogirou, "Artificial neural network-based model for estimating the produced power of a photovoltaic module," *Renewable energy*, vol. 60, pp. 71–78, 2013.

[10] D. Bonkoungou, Z. Koalaga, and D. Njomo, "Modelling and simulation of photovoltaic module considering single-diode equivalent circuit model in matlab," *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 3, no. 3, pp. 493–502, 2013.

[11] E. A. Silva, F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, and A. J. Nascimento, "Parameter estimation method to improve the accuracy of photovoltaic electrical model," *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 6, no. 1, pp. 278–285, 2015.

[12] J. D. Bastidas-Rodríguez, E. Franco, G. Petrone, C. A. Ramos-Paja, and G. Spagnuolo, "Model-based degradation analysis of photovoltaic modules through series resistance estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 11, pp. 7256–7265, 2015.

[13] X. H. Nguyen and M. P. Nguyen, "Mathematical modeling of photovoltaic cell/module/arrays with tags in matlab/simulink," *Environmental Systems Research*, vol. 4, no. 1, p. 24, 2015.

[14] N. Das, H. Wongsodihardjo, and S. Islam, "Modeling of multi-junction photovoltaic cell using matlab/simulink to improve the conversion efficiency," *Renewable Energy*, vol. 74, pp. 917–924, 2015.

[15] A. N. Celik and N. Acikgoz, "Modelling and experimental verification of the operating current of mono-crystalline photovoltaic modules using four-and five-parameter models," *Applied energy*, vol. 84, no. 1, pp. 1–15, 2007.

[16] C. V. T. Cabral, D. Oliveira Filho, A. S. A. C. Diniz, J. H. Martins, O. M. Toledo, and L. d. V. B. M. Neto, "A stochastic method for stand-alone photovoltaic system sizing," *Solar Energy*, vol. 84, no. 9, pp. 1628–1636, 2010.

[17] T. Shireen, C. Shao, H. Wang, J. Li, X. Zhang, and M. Li, "Iterative multi-task learning for time-series modeling of solar panel pv outputs," *Applied energy*, vol. 212, pp. 654–662, 2018.

[18] U. K. Das, K. S. Tey, M. Seyedmahmoudian, S. Mekhilef, M. Y. I. Idris, W. Van Deventer, B. Horan, and A. Stojcevski, "Forecasting of photovoltaic power generation and model optimization: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, pp. 912–928, 2018.

[19] S. M. Mazhari, S. M. Kouhsari, A. Ramirez, and E. Karami, "Interfacing transient stability and extended harmonic domain for dynamic harmonic analysis of power systems," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 10, no. 11, pp. 2720–2730, 2016.

[20] U. Vargas, G. C. Lazaroiu, and A. Ramirez, "Closed-form calculation of linear time-periodic systems via the dynamic flexible extended harmonic domain," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 143, p. 108408, 2022.

[21] J. Segundo-Ramirez, A. Bayo-Salas, M. Esparza, J. Beerten, and P. Gómez, "Frequency domain methods for accuracy assessment of wideband models in electromagnetic transient stability studies," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 35, no. 1, pp. 71–83, 2019.

[22] O. S. Nduka and B. C. Pal, "Harmonic domain modeling of pv system for the assessment of grid integration impact," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 8, no. 3, pp. 1154–1165, 2017.

[23] M. H. Díaz-Araujo, A. Medina-Rios, M. Madrigal-Martínez, and L. A. Cleary-Balderas, "Analysis of grid-connected photovoltaic generation systems in the harmonic domain," *Energies*, vol. 12, no. 24, p. 4785, 2019.

[24] M. Esparza and J. Segundo-Ramírez, "An exact method for analysis and component design of grid connected vsc-based power devices," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 78, pp. 489–498, 2016.

[25] C. V. G. Kassakian, F.Schlecht, *Principles of power electrinics.* ADDISON-WESLEY PUBLISHING COMPANY, 1991.

[26] R. Celaya-Pérez, R. Peña-Gallardo, H. A. Álvarez-Macías, J. Morales-Saldaña, and J. Segundo-Ramírez, *A Regula Falsi based MPPT method for PV systems*, vol. 5. 2021.

[27] D. Rekioua and E. Matagne, "Modeling of photovoltaic systems," in *Optimization of Photovoltaic Power Systems*, pp. 54–58, London: Springer, 2012.

[28] A. Safari and S. Mekhilef, "Simulation and hardware implementation of incremental conductance mppt with direct control method using cuk converter," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1154–1161, 2010.

[29] M. Mohamed, "The linear model of a pv moduel," *Int. J. Power Electron. Drive Syst*, vol. 8, no. 2, pp. 900–906, 2017.

[30] W. P. R. NED MOHAN, TORE M. UNDELAND, *Electrónica de potencia.* Prolongación Paseo de la Reforma 1015, Torre A Pisos 16 y 17, Colonia Desarrollo Santa Fe, Delegación Álvaro Obregón C.P. 01376, México, D. F. Miembro de la Cámara Nacional de la Industria Editorial Mexicana, Reg. Núm. 736: McGrawHill, 2009.

[31] 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)*, pp. 1–4, IEEE, 2018.

[32] S. Helba, *Electrical Machines, Drives, and Power Systems.* Prentice Hall, 2002.

[33] W. D. Stevenson, *Análisis de sistemas de potencia.* McGraw-Hill, 4 ed., 1997.

[34] H. Saadat, *Power System Analysis*. New York: McGraw-Hill, 1999.

[35] F. G. D'Angiolo and J. G. Zola, "Procedimiento para el modelado de un convertidor boost para ups mediante variables de estado," *Elektron*, vol. 5, no. 1, pp. 1–6, 2021.

[36] C. A. Becerra Angarita and J. C. Villamizar Rincón, "Diseño e implementación de filtro lcl para aplicaciones de micro/mini generación de energía," *Puente. Revista Científica*, 2016.

[37] P. S. E. T. Simulation, *Power Systems Electromagnetic Transients Simulation*. Linthing Source UK Ltd, 2003.

[38] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, and G. C. Verghese, "Generalized averaging method for power conversion circuits," *IEEE Transactions on power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 251–259, 1991.

[39] J. J. Rico, M. Madrigal, and E. Acha, "Dynamic harmonic evolution using the extended harmonic domain," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, no. 2, pp. 587–594, 2003.