



ESTIMACIÓN EN LÍNEA DE FRECUENCIA Y CONTENIDO ARMÓNICO EN SEÑALES MONOFÁSICAS DE CORRIENTE ALTERNA

TESIS

Que para obtener el grado de
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

presenta

Ing. Antonio Ochoa González

Dr. Fernando Ornelas Téllez

Director de Tesis

Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo

Facultad de Ingeniería Eléctrica

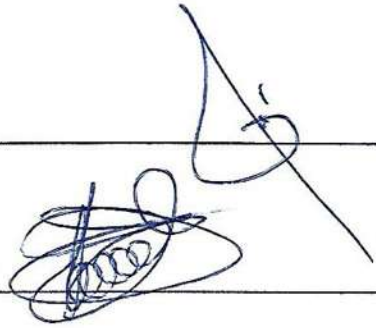
Morelia, Mich. Diciembre 2023



**ESTIMACIÓN EN LÍNEA DE FRECUENCIA Y CONTENIDO
ARMÓNICO EN SEÑALES MONOFÁSICAS DE CORRIENTE
ALTERNA**

Los Miembros del Jurado de Examen de Grado aprueban la **Tesis de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica** de Antonio Ochoa González

Dr. Juan Anzures Marín
Presidente del Jurado



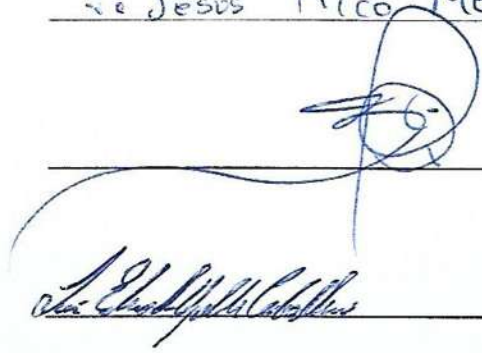
Dr. Fernando Ornelas Téllez
Director de Tesis



Dr. J. Jesús Rico Melgoza
Vocal

J. Jesús Rico Melgoza

Dr. Claudio Rubén Fuerte Esquivel
Vocal



Dr. Luis Eduardo Ugalde Caballero
Revisor Externo (ITM)



Dr. Roberto Tapia Sánchez
Director de la Facultad de Ingeniería Eléctrica. UMSNH
(Por reconocimiento de firmas)



Dedico esta Tesis a Dios, a mis padres y a mis hermanos, quienes han sido la guía y soporte a lo largo de la vida. Un agradecimiento especial a cada persona que me acompañó en este proceso, a través de su enseñanza o aliento.

Esto es posible gracias a todos ustedes.

Lista de Publicaciones

“Real-time Harmonic Identification for unknown Frequency and Amplitude parameters of a Distorted AC signal”.

Autores: Antonio Ochoa-González, Fernando Ornelas-Téllez y J. Jesús Rico-Melgoza.

Publicado en 2022 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC 2022). Ixtapa, México.

Resumen

En esta tesis se presenta una metodología novedosa para la estimación de frecuencia y contenido armónico de una señal eléctrica distorsionada de corriente alterna (CA). Las principales características de la señal considerada son: que el valor de la frecuencia, así como el contenido armónico, en ambos casos son desconocidos y variantes en el tiempo, además que la señal está contaminada con ruido Gaussiano. Se propone un estimador no lineal para la determinación de sus características, cuya convergencia se basa en la técnica de modos deslizantes, debido a su buen desempeño en términos de robustez y rápida convergencia. Mediante pruebas numéricas se demuestra la efectividad del estimador, comprobando su funcionamiento a través de cuatro casos de estudio. También se desarrolla un experimento de Laboratorio para una señal de CA con un valor de frecuencia constante, sentando las bases para la experimentación. Se proponen aplicaciones para el estimador en circuitos de electrónica de potencia, dónde se utiliza para interconectar un inversor con un circuito eléctrico que emula una red eléctrica de bus infinito. Este circuito puede tener un valor de frecuencia variante en el tiempo. Otra aplicación es el análisis de calidad de la energía, donde considerando el valor de la frecuencia variante en el tiempo, el estimador obtiene el contenido armónico de señales distorsionadas y su respectivo valor eficaz.

Palabras clave: Observador de estados, Modos deslizantes, Frecuencia Angular, Amplitud, Armónicos.

Abstract

In this thesis presents a novel methodology for estimating the frequency and harmonic content of a distorted alternating current (AC) electrical signal. The main characteristics of the signal considered are: that the frequency value, as well as the harmonic content, in both cases are unknown and time-varying, and that the signal is contaminated with Gaussian noise. The proposed algorithm, a nonlinear estimator, bases its operation on the sliding modes method due to its robustness and fast convergence characteristics. Through numerical tests, the effectiveness of the estimator is demonstrated, verifying its operation through four case studies. A Laboratory experiment is also developed for an AC signal with a constant frequency value, laying the foundation for the experimentation. Applications are proposed for the estimator in power electronics circuits, where it is used to interconnect an inverter with an electrical circuit that emulates an infinite bus electrical network, this circuit can have a time-varying frequency value; Another application is power quality analysis, where considering the value of the time-varying frequency, the estimator obtains the harmonic content of distorted signals and their respective effective value.

Contenido

Dedicatoria	III
Lista de Publicaciones	IV
Resumen	V
Abstract	VII
Contenido	IX
Lista de Figuras	XI
1. Introducción	1
1.1. Planteamiento del problema	1
1.2. Antecedentes	2
1.3. Objetivos de la tesis	8
1.3.1. Objetivo general	8
1.3.2. Objetivos particulares	8
1.4. Contribuciones de la tesis	9
1.5. Descripción de capítulos	9
2. Preliminares Matemáticos	11
2.1. Serie de Fourier	11
2.1.1. Consideraciones de la señal a estimar	12
2.2. Modos deslizantes	13
2.3. Diferenciador robusto	14
2.4. Control óptimo	15
2.4.1. Planta	16
2.4.2. Índice de desempeño	16
2.4.3. Sistema de seguimiento cuadrático lineal	17
2.5. Valor eficaz o valor Root Mean Square (RMS)	18
2.6. Conclusiones del capítulo	19
3. Diseño de un Observador para Estimar Frecuencia y Armónicos	20
3.1. Modelado de señales de CA	20
3.2. Observador de estado para estimación de señales de CA	22
3.2.1. Determinación de valores de los parámetros	23

3.3.	Observador de estado para señales de CA distorcidas	25
3.4.	Conclusiones del capítulo	26
4.	Resultados Numéricos y Experimentales del Estimador	27
4.1.	Simulación numérica, caso I: frecuencia constante, sin distorsión armónica y amplitud de armónico constante	28
4.2.	Simulación numérica, caso II: frecuencia variante en el tiempo, sin distorsión armónica y amplitud de armónico constante	32
4.3.	Simulación numérica, caso III: frecuencia variante en el tiempo, con distorsión armónica y amplitud de armónicos constantes	36
4.4.	Simulación numérica, caso IV: frecuencia variante en el tiempo, con distorsión armónica, amplitud de armónicos VT y con presencia de ruido	40
4.5.	Resultados Experimentales	44
4.5.1.	Método utilizado	45
4.5.2.	Resultados experimentales, caso I: frecuencia constante, sin distorsión armónica y amplitud de armónico constante	46
4.5.3.	Resultados experimentales, caso II: frecuencia variante en el tiempo, sin distorsión armónica y amplitud de armónico constante	48
4.6.	Conclusiones del capítulo	49
5.	Aplicaciones del observador de estados en electrónica de potencia	50
5.1.	Inversor controlado, comparativa PLL de Simulink vs observador de estados	50
5.1.1.	Diseño de control óptimo	53
5.1.2.	PLL vs observador de estados para acoplamiento de inversor al circuito eléctrico de CA con control óptimo	54
5.2.	Obtención de parámetros ante frecuencia variante en el tiempo: amplitud de armónicos y valor RMS	60
5.2.1.	Amplitudes constantes	63
5.2.2.	Amplitudes variantes en el tiempo	67
5.3.	Conclusiones del capítulo	71
6.	Conclusiones	72
6.1.	Conclusiones generales	72
6.2.	Trabajos futuros	73

Lista de Figuras

2.1. Configuración clásica de control en lazo cerrado.	15
4.1. Caso I, estimación del valor de frecuencia angular.	29
4.2. Caso I, porcentaje de error de la estimación del valor de frecuencia angular.	29
4.3. Caso I, comparativa de la señal $\hat{s}(t)$ respecto a $s(t)$	30
4.4. Caso I, error absoluto de estimación de la señal.	30
4.5. Caso I, estimación de las amplitudes de los armónicos.	31
4.6. Caso I, porcentaje de error de estimación de amplitudes.	31
4.7. Caso II, estimación del valor de frecuencia angular.	33
4.8. Caso II, porcentaje de error de la estimación del valor de frecuencia angular.	33
4.9. Caso II, comparativa de la señal $\hat{s}(t)$ respecto a $s(t)$	34
4.10. Caso II, error absoluto de estimación de la señal.	34
4.11. Caso II, estimación de las amplitudes de los armónicos.	35
4.12. Caso II, porcentaje de error de estimación de amplitudes.	35
4.13. Caso III, estimación del valor de frecuencia angular.	37
4.14. Caso III, porcentaje de error de la estimación del valor de frecuencia angular.	37
4.15. Caso III, comparativa de la señal $\hat{s}(t)$ respecto a $s(t)$	38
4.16. Caso III, error absoluto de estimación de la señal.	38
4.17. Caso III, estimación de las amplitudes de los armónicos.	39
4.18. Caso III, porcentaje de error de estimación de amplitudes.	39
4.19. Caso IV, estimación del valor de frecuencia angular.	41
4.20. Caso IV, porcentaje de error de la estimación del valor de frecuencia angular.	41
4.21. Caso IV, comparativa de la señal $\hat{s}(t)$ respecto a $s(t)$	42
4.22. Caso IV, error absoluto de estimación de la señal.	42
4.23. Caso IV, estimación de las amplitudes de los armónicos.	43
4.24. Caso IV, porcentaje de error de estimación de amplitudes.	43

4.25. Material utilizado para las pruebas experimentales del observador de estados.	44
4.26. Diagrama de flujo de las funciones del microprocesador.	45
4.27. Caso I, estimación de la frecuencia angular con microcontrolador. . .	47
4.28. Caso I, error de estimación de la frecuencia con microcontrolador, $e = f - \hat{f}$	47
4.29. Señal correspondiente a (4.7).	49
5.1. Diagrama de flujo de inversor CD a CA en lazo abierto.	51
5.2. Diagrama de flujo de inversor acoplado por PLL al circuito eléctrico de CA, con control óptimo.	52
5.3. Diagrama de flujo de inversor acoplado por observador de estados al circuito eléctrico de CA, con control óptimo.	53
5.4. Voltaje y corriente de Inversor en lazo cerrado con PLL ($0.45 < t < 0.55$).	56
5.5. Voltaje y corriente de Inversor en lazo cerrado con observador de estados ($0.45 < t < 0.55$).	56
5.6. Voltaje y corriente de Inversor en lazo cerrado con PLL ($7.8 < t < 7.9$).	57
5.7. Voltaje y corriente de Inversor en lazo cerrado con observador de estados ($7.8 < t < 7.9$).	57
5.8. Frecuencia real de la señal y frecuencias estimadas.	58
5.9. Frecuencia real de la señal menos frecuencia estimada por el observador de estados.	59
5.10. Frecuencia real de la señal menos frecuencia estimada por el PLL de Simulink.	59
5.11. Señal $s(t)$ ejemplo.	62
5.12. Sumatoria de $s(t)^2$ y armónico fundamental.	62
5.13. Diagramas en Simulink, para estimación de parámetros.	63
5.14. Señal generada para estimación de parámetros con amplitudes de armónicos constantes.	64
5.15. Amplitudes constantes, amplitud de armónicos por observador de estados y real.	65
5.16. Amplitudes constantes, amplitud de armónicos por bloque de Fourier y real.	65
5.17. Amplitudes constantes, valores RMS estimados y real.	66
5.18. Amplitudes constantes, frecuencias real y estimadas.	67
5.19. Amplitudes variantes en el tiempo, señal generada para estimación de parámetros.	67
5.20. Amplitudes variantes en el tiempo, amplitud de armónicos estimados por el observador de estados.	68
5.21. Amplitudes variantes en el tiempo, amplitud de armónicos estimados por el bloque de Fourier de Simulink.	69
5.22. Amplitudes variantes en el tiempo, valores RMS estimados y real. . .	70

5.23. Amplitudes variantes en el tiempo, frecuencia real de la señal, frecuencias estimadas.	70
--	----

Capítulo 1

Introducción

La obtención de los parámetros que describen una forma de onda, como lo es una señal eléctrica, es primordial para su análisis y posterior aplicación. A continuación se describe la justificación, antecedentes y objetivos de este trabajo de Tesis en términos de análisis de señales, así como posibles aplicaciones de las contribuciones del trabajo.

1.1. Planteamiento del problema

Es de suma importancia para análisis y diseño de aplicaciones eléctricas el disponer de información o parámetros que describen a las señales eléctricas presentes, particularmente conocer sus características, forma de onda de voltaje, corriente, entre otras. Un sistema para el cual es fundamental el conocimiento y control de sus variables (por ejemplo su frecuencia), es en un sistema eléctrico (SE), donde se requiere que la frecuencia sea estable para garantizar un adecuado funcionamiento [1]. La regulación de frecuencia, entre otras cosas, dependerá de conocer su valor, y en consecuencia, tomar acciones para controlarla mediante un equilibrio generación-demanda [2]. Dicho equilibrio se ha venido logrando mediante el uso principalmente de generadores síncronos, donde algunos utilizan materias primas contaminantes para lograr una generación de energía eléctrica constante dentro de sus límites [3], [4], y así equi-

parar con la demanda. Como consecuencia, la frecuencia es un parámetro de suma importancia que debe en principio determinarse de forma efectiva, y posteriormente, mantenerse a un valor constante a pesar de fluctuaciones en la generación o carga [1], [2], [4]. No obstante, ante un deseable y conveniente incremento de generación a partir de energías renovables, algunas de naturaleza variable o intermitentes, podría comprometer tal equilibrio (generación-demanda) dentro del margen permitido, con la consecuencia de tener variaciones en la frecuencia [5], [6].

Por lo anterior, a partir de mediciones eléctricas, esta Tesis propone una solución para determinar el valor de la frecuencia en un Circuito Eléctrico (CE) de Corriente Alterna (CA) en baja tensión. Lo anterior bajo la consideración de que las señales eléctricas medidas puede tener variación en frecuencia respecto a su valor nominal y estar contaminadas por armónicos. Una vez determinado dicho valor, la información puede ser utilizada para diferentes fines: nuevos esquemas de amarre de fase (PLL, del inglés, *phase-locked loop*), mantener operando sistemas de generación ante frecuencia variable, operar nuevos componentes en el CE que busquen re-establecer la frecuencia a su valor nominal (o que aporten para tal fin), estudios de calidad de la energía ante valores de frecuencia variantes en el tiempo, etc.

1.2. Antecedentes

La frecuencia en su definición más simple es el número de veces que se repite un proceso periódico por unidad de tiempo [7], y cuando hablamos de fenómenos oscilantes como lo son las ondas electromagnéticas, es el número de ciclos que se repite la onda por segundo [8], [9]; así, la frecuencia en una onda del SE de CA es algo inherente a la misma que se ha venido estudiando desde tiempo atrás.

Los métodos de estimación de parámetros en señales eléctricas normalmente contemplan conocer la frecuencia en su cálculo; sin embargo, los procesos de estimación de parámetros pueden llegar a ser complejos cuando los circuitos o fenómenos son

descritos por modelos no lineales [10]. En 1982 Girgis y Ham [11] propusieron tratar la frecuencia como una señal estocástica aplicando un algoritmo de dos etapas que basa su funcionamiento en una combinación de un filtro de Kalman adaptativo extendido y un filtro de Kalman lineal adaptativo; posteriormente, en 1990 el método fue mejorado por Girgis y Peterson [12] ante presencia de ruido, pero fue sensible a la contaminación de armónicos. En 1985 y 1989 Sachdev y Giray [13], [14] proponen el uso de una técnica de mínimos cuadrados después de la aproximación de la señal medida con la expansión de Taylor truncada; debido a los efectos combinados de las aproximaciones, el método puede ser sensible a la presencia de armónicos y ruido en la señal. En 1988 Thorp et. al. [15] proponen la Transformada Discreta de Fourier (DFT) de las muestras de voltaje para ser usadas recursivamente para el cálculo de un fasor estacionario, y la rotación del fasor de secuencia positiva para ser usada en la medición de la frecuencia. El algoritmo es inherentemente insensible a los armónicos debido a la aplicación de la DFT, pero como se propone, es vulnerable al ruido, y requiere ventanas de medición largas cuando existe una pequeña desviación de frecuencia. En 1991 Kamwa y Grondin [16] propusieron mínimos cuadrados recursivos y mínimos cuadrados medios recursivos para la estimación dinámica con el objetivo de rastrear tanto el fasor de tensión como la frecuencia. Utilizan filtros de paso de banda para desconectar la corriente directa (CD) y los armónicos de la señal. En 1992 Kezunovic et. al. [17], [18] proponen dos nuevas técnicas basadas en el procesamiento de señales digitales y formas cuadráticas de datos de muestra, donde los autores afirman un buen rendimiento ante ruido por parte del algoritmo, pero no inmunidad ante presencia de armónicos. También en 1992 Begovic et. al. [19] implementa una técnica de suavizado de datos para combinar y aplicar una técnica de cruce por cero que puede producir un rendimiento bueno por la simplicidad que implica, y aunque se reducen los problemas que conlleva la técnica de cruce por cero, sigue teniendo problemas ante perturbaciones armónicas. En 1991 Hsu, Ortega y Damm [20] proponen filtros de muesca adaptativos que se utiliza para la estimación global de la frecuencia,

siendo ésta constante; la estimación converge de manera lenta, además, las ecuaciones dinámicas que describen los filtros de muesca adaptativos aunque son de bajo orden, son extremadamente complicados y el método no está diseñado para señales contaminadas con armónicos. También en 1999 Lai et. al. [21] utiliza el concepto de estimación de la frecuencia por técnica de mínimos cuadrados para la extracción de armónicos en situaciones con variación en el tiempo junto con la implementación de redes neuronales artificiales para señales libres de armónicos y sin presencia de ruido. En el 2000 Chung [22] presenta el concepto de ciclo de enganche de fase trifásico que también se usa en la estimación de la frecuencia; sin embargo, su desempeño depende de tener circuitos balanceados, por lo que es propenso a errores debido a condiciones de desequilibrio, y no funciona correctamente si hay variaciones de frecuencia. En 2002 Marino, Tomei [23] y Xia [24] utilizan algoritmos denominados como enfoque de observador adaptativo para la estimación de la frecuencia, al modelar señales sinusoidales como sistemas lineales observables donde la frecuencia se trata como un parámetro desconocido; se puede diseñar un observador con parámetro adaptativo para lograr la identificación de la frecuencia. En [23] el observador tiene la característica de ser capaz de observar varias frecuencias constantes en señales contaminadas, y [24] se enfoca en la obtención del único valor de la frecuencia, ésta siendo constante, pero de manera global. Tanto en los métodos de [23] como [24] el desempeño adecuado se logra en condiciones libres de ruido. En 2003 Wu y Bodson [25] proponen un nuevo enfoque de ciclo de enganche de fase/magnitud, como su nombre lo indica, el esquema es similar a un ciclo de sincronización de fase, pero la principal diferencia es que la magnitud y la frecuencia de la señal entrante se estiman simultáneamente, teniendo la capacidad de estimar correctamente las frecuencias con cambios lineales en señales libres de armónicos. En 2004 Karimi y Ziarani [26] implementan un enfoque de ciclo de enganche de fase adaptativa; el algoritmo propuesto es un sistema dinámico bidimensional o tridimensional (2D o 3D) que estima la amplitud y el ángulo/frecuencia de fase de una componente sinusoidal de su señal de entrada, siendo estos parámetros

constantes. En 2007 Trapero, Sira y Batlle [27] utilizan identificación algebraica proveniente de la derivación algebraica, se asume el objetivo de estimar simultáneamente la amplitud, la fase y la frecuencia de una señal sinusoidal que sufre la influencia de un proceso estocástico de alta frecuencia sesgado de descripción estadística, por lo demás, desconocida; el método propuesto logra la convergencia en medio ciclo para frecuencia, amplitud de armónico y fase, siendo estos parámetros constantes. En 2010 Pin [28] propone métodos no lineales para la estimación de amplitud, frecuencia y fase, dichos parámetros son desconocidos y constantes. En 2011 Pyrkin et. al. [29] implementa técnicas de filtrado de variables de estado para la estimación de frecuencia constante; en el mismo año Hou [30] utiliza el enfoque de observador adaptativo como [23] y [24], logrando la estimación de los parámetros de frecuencia y amplitud, estos desconocidos, constantes y la señal libre de ruido. En 2012 Hajimolahoseini, Mohammad y Soltanian [31] implementan un filtro de Kalman extendido que estima la frecuencia instantánea de la señal, siendo resistente al ruido y a variaciones de amplitud de la señal, consiguiendo una estimación correcta incluso para señales de frecuencia constante a tramos o con cambios lentos. En 2014 Angrisani et. al. [32] implementan un método que aprovecha el histograma de intervalos de tiempo entre eventos consecutivos de cruce por cero, mostrándose así como una versión mejorada de la técnica tradicional de cruce por cero, lo que proporciona resistencia al ruido en señales de frecuencia constante. En 2016 Aranovski et. al. [33] proponen la implementación de filtros adaptativos en cascada, donde el enfoque propuesto consiste en la construcción de una cascada de filtros de paso de banda adaptativos sintonizados por estimaciones de frecuencia obtenidas a través de un algoritmo de identificación de frecuencia dado; la implementación de filtros también hace que el algoritmo sea resistente al ruido, y logra la identificación de la frecuencia constante. En 2017 Chen et. al. [34] utilizan un esquema de estimación basado en un observador adaptativo para la estimación de la frecuencia angular, éste esquema lo hace resistente al ruido, está diseñado para la estimación de las señales que componen una señal multisinu-

soidal perturbada, donde las señales son de amplitud constante y frecuencia angular constante a tramos. En 2019 Pin et. al. [35], utilizando observadores adaptativos, estiman la frecuencia angular siendo constante o constante a tramos para señales con contaminación armónica múltiplos enteros de la frecuencia angular. También 2019 Liu et. al. [36] implementan un algoritmo de estimación de parámetros (amplitud, frecuencia angular y fase) iterativos basados en principios jerárquicos para señales de doble frecuencia, ésta siendo constante. Asimismo, en 2019 Li [37] pone en práctica la estimación de parámetros de señal a través de técnicas de invariancia rotacional (ESPRIT por sus siglas en inglés); la idea principal de ESPRIT es la invariancia de cambio que existe naturalmente entre series temporales discretas, lo que conduce a la invariancia rotacional entre el subespacio de señal correspondiente obteniendo así la estimación de la frecuencia fundamental, siendo ésta constante de una señal contaminada con armónicos y/o ruido. A su vez en 2019 Bansal, Reddy y Sodhi [38] proponen un estimador de frecuencia de lazo abierto basado en el filtro de diferenciación por transformación de Goertzel deslizante, siendo resistente a ruido, armónicos e inter-armónicos para frecuencias constantes. En 2020 Kang, Seo y Nam [39] utilizaron un método basado en la transformada discreta de Fourier de 3 niveles con una técnica de reducción de retraso de estimación, permitiendo la estimación de la frecuencia fundamental variante en el tiempo a pesar de contar con armónicos e inter-armónicos. Así mismo en 2020 Fan et. al. [40] proponer un método que se basa en la interpolación de la Transformada Rápida de Fourier (FFT por sus siglas en inglés) y la Transformada de Fourier en Tiempo Discreto (DTFT por sus siglas en inglés) obteniendo la estimación de la frecuencia en señales de orden de los kHz siendo resistente al ruido y a cambios de dicha frecuencia.

Dada la información anterior, el algoritmo que se propone en este trabajo de Tesis sigue con el objetivo de estimar la frecuencia angular de una señal senoidal de manera precisa, y en este caso en tiempo real, con un método que sea resistente al ruido, con un enfoque aplicado a señales eléctricas, las cuales pueden estar o no

estar contaminadas de armónicos, siendo estos de amplitud desconocida. En cuanto a la frecuencia angular, ésta puede ser desconocida y con variaciones en el tiempo, a diferencia de los trabajos que se revisaron previamente, dónde la frecuencia debía ser constante, constante a tramos o con variaciones de tipo línea recta, dónde la derivada de la variación daba una constante.

1.3. Objetivos de la tesis

1.3.1. Objetivo general

Diseñar e implementar un observador para la estimación de frecuencia y contenido armónico en señales eléctricas monofásicas de corriente alterna distorsionadas. Se mostrará la efectividad del estimador en aplicaciones de análisis de calidad de la energía y en control de circuitos con electrónica de potencia.

1.3.2. Objetivos particulares

- Objetivo particular 1: Diseñar un observador de estados, en línea, con convergencia en tiempo finito basado en teoría de modos deslizantes, que permita la estimación de los parámetros de frecuencia y amplitud de las componentes armónicas, considerando que estos son desconocidos y variantes en el tiempo.
- Objetivo particular 2: Implementar y evaluar el desempeño del algoritmo de estimación, tanto a nivel simulación como experimental. Comparar los resultados del estimador con métodos usados para la determinación de la frecuencia en un SE, como lo es un PLL.
- Objetivo particular 3: Hacer uso del estimador para aplicaciones de electrónica de potencia, particularmente, diseñar e implementar, a nivel simulación, el sistema de control y sincronización de un inversor con la red eléctrica, bajo la consideración de tener frecuencia variante en el tiempo. En lo relativo al controlador, se implementará uno de tipo óptimo.

Se hace notar que el algoritmo de estimación de frecuencia y determinación de contenido armónico, también puede operar bajo condiciones de frecuencia constante, como usualmente es considerado en los sistemas eléctricos.

1.4. Contribuciones de la tesis

En base a lo desarrollado en este trabajo de Tesis, se pueden resaltar las siguientes contribuciones:

- Diseño de un observador de estados robusto, capaz de estimar de manera precisa frecuencia y contenido armónico de una señal eléctrica de CA distorsionada, que puede tener frecuencia variante en el tiempo.
- Uso del observador propuesto para aplicaciones de estudios de calidad de la energía, y en circuitos que requieran de un esquema de amarre de fase ante condiciones de frecuencia variable.
- Desarrollo de un método para obtener el valor RMS en señales de frecuencia variable.

1.5. Descripción de capítulos

Esta tesis está conformada por 6 capítulos, siendo el primero esta introducción del trabajo. En el capítulo 2, **Preliminares Matemáticos**, se establece la teoría necesaria para el desarrollo de esta investigación, tales como herramientas de estimación de estado (diseño de un observador), algoritmos de control y análisis de señales. En cuanto al capítulo 3, **Diseño de observador de frecuencia y armónicos**, usando como base las consideraciones de la señal del capítulo 2, se procede al diseño del observador utilizando de herramienta los modos deslizantes, tanto para una señal sin armónicos, así como para una que los contiene. En el capítulo 4, **Resultados numéricos y experimentales del observador**, el algoritmo se pone a prueba mediante simulaciones numéricas y se describen los resultados, así como los experimentos de laboratorio realizados mediante un microcontrolador comercial. Para el capítulo 5, **Aplicaciones del observador de estados en electrónica de potencia**, se

proponen aplicaciones prácticas del observador para mediciones, así como para tener un lazo de enganche/amarre de fase más confiable al momento de interconectar inversores a la red eléctrica. Finalmente, el capítulo 6, **Conclusiones**, presenta las conclusiones generales del trabajo, así como un planteamiento de trabajo futuro que se puede desarrollar.

Capítulo 2

Preliminares Matemáticos

Este capítulo describe las principales herramientas para el modelado y diseño del estimador de armónicos, las cuales van desde la definición de la señal a estimar y las características de ésta. También incluye mecanismos de utilidad para el alcance de los objetivos propuestos, tales como usar el estimador en conjunto con control óptimo, o la obtención de valores RMS de la señal a partir del estimador.

2.1. Serie de Fourier

La forma tradicional de observar y analizar señales es verlas en el dominio del tiempo. Jean-Baptiste Joseph Fourier, en el primer cuarto del siglo XIX, demostró que cualquier forma de onda periódica puede representarse por una sumatoria de ondas sinusoidales. Desde entonces, se ha podido construir o descomponer una señal en términos ya sea de senos o de cosenos [41], [42]. La descomposición o el análisis de la composición de una señal es una herramienta útil para varios problemas de procesamiento de señales [43] y reconocimiento de patrones [44].

Por lo anterior, considere una señal que pueda ser representada mediante una serie

de Fourier como

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^N [a_n \cos(n\omega(t)t) + b_n \sin(n\omega(t)t)] \quad (2.1)$$

donde a_0 es el valor de corriente continua de la señal, a_n y b_n son los coeficientes de la serie, $N \geq 1$ es un número entero que representa los armónicos contenidos (con $N \rightarrow \infty$) y $\omega(t)$ es la frecuencia angular [45]. Para el propósito de esta tesis, la señal (2.1) se puede representar como

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^N A_n \sin(n\omega(t)t + \theta_n) \quad (2.2)$$

con

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{y} \quad \theta_n = \tan^{-1}\left(\frac{b_n}{a_n}\right) \quad (2.3)$$

siendo A_n la amplitud de la señal senoidal y θ_n el ángulo de fase.

2.1.1. Consideraciones de la señal a estimar

Para el modelado de (2.2), en esta tesis se consideran las siguientes características:

- Se tiene únicamente la medición de la señal $s(t)$.
- La frecuencia angular es un parámetro desconocido y que puede ser variante en el tiempo o constante, denotado como $\omega(t)$.
- La amplitud de los componentes armónicos A_n son parámetros desconocidos, que pueden ser constantes o variante en el tiempo.
- Asumiendo una señal de CA, se considera que $a_0 = 0$.
- La señal sólo tiene componentes armónicos pares/impares. No se considera el caso de inter-armónicos.

2.2. Modos deslizantes

La idea básica del control por modo deslizante consiste en llevar las trayectorias del sistema sobre una superficie de deslizamiento y forzarlas a evolucionar sobre ella. Así, el comportamiento dinámico del sistema en estas condiciones queda determinado por las ecuaciones que definen dicha superficie en el espacio de estados, de este modo, plasmando los objetivos de control en las ecuaciones que definen la superficie mediante un diseño adecuado de las mismas es posible lograr la estabilización del sistema, el seguimiento de referencias y la regulación de variables [46]. Los modos deslizantes es un método utilizado en el área de control porque tiene características de robustez [47], [48] y rápida velocidad de convergencia [46], que son de interés cuando se diseñan controladores u observadores de estado. Entre las principales características en sistemas que funcionan con este tipo de control se pueden destacar:

- Facilidad de implementación para sistemas lineales y no lineales.
- Insensibilidad a incertidumbres.
- Convergencia a cero de las variables de error del sistema en lazo cerrado en tiempo finito.

Sin embargo, una de las desventajas del control de modo deslizante tradicional (modos deslizantes de primer orden) es que las conmutaciones generan oscilaciones de amplitud finita y alta frecuencia en las trayectorias al evolucionar sobre la superficie de deslizamiento debido a la acción de corrección discontinua, a este fenómeno se le denomina efecto chattering (un movimiento de alta frecuencia), y ocurre cuando la frecuencia de conmutación no es infinita, o en el caso de que existan dinámicas no modeladas [46], [49]. Los modos deslizantes de orden superior disminuyen el efecto de chattering mientras conservan la robustez de los modos deslizantes de primer orden y mejoran su precisión [50], [51]. Una desventaja de imponer un modo deslizante de orden r -ésimo es la necesidad de tener disponible $\sigma, \dot{\sigma}, \dots, \sigma^{r-1}$ (donde $\sigma(t)$ es la

superficie de conmutación) [46], [52]. Sin embargo, en un caso especial de modos deslizantes de segundo orden, no se requiere la información de la derivada, este es el llamado enfoque de "supertorsión" o "super-twisting" [53].

2.3. Diferenciador robusto

Cuando se realiza experimentación u obtención de parámetros, el interés puede no estar presente únicamente en la cantidad física que mide directamente un sensor, sino también en su(s) derivada(s) de orden superior y/o su(s) integral(es). Este es el caso cuando se estudia el comportamiento dinámico de un sistema [54]. En la teoría de control, la diferenciación de una señal se relaciona principalmente con varios problemas de observación. La principal dificultad en la diferenciación es la evidente sensibilidad a los ruidos de entrada. De hecho, pequeños ruidos de alta frecuencia pueden deteriorar prácticamente cualquier derivada; por lo tanto, la diferenciación práctica es un compromiso entre la diferenciación exacta y el rechazo del ruido [55]. Por su parte, el método mostrado a continuación, basado en la teoría de modos deslizantes, es simple pero robusto.

A partir de una señal determinística dada, es posible tener su derivada mediante un diferenciador robusto, como el descrito en [50], [56] de la siguiente forma

$$\begin{aligned}\dot{z}_0 &= z_1 - \lambda_0 |z_0 - f(t)|^{1/2} \text{sign}(z_0 - f(t)), \\ \dot{z}_1 &= -\lambda_1 \text{sign}(z_0 - f(t))\end{aligned}\tag{2.4}$$

donde z_0 y z_1 son variables de estado del diferenciador, $\lambda_0, \lambda_1 > 0$ son sus ganancias, y el término $f(t)$ es la señal que se quiere derivar. De esta forma, la derivada de $f(t)$ esta dado por el estado z_1 , es decir

$$z_1 = \dot{f}(t).$$

El diferenciador robusto será utilizado en el capítulo 3, como parte del mecanismo para la obtención de la frecuencia angular de la señal.

2.4. Control óptimo

El objetivo principal en el control óptimo es determinar las señales de control que harán que un proceso (planta) satisfaga algunas restricciones físicas y al mismo tiempo extremice (maximice o minimice) un criterio de desempeño elegido (índice de desempeño o función de costo). Haciendo referencia a la Figura 2.1, se está interesado en encontrar el control óptimo $u^*(t)$ (* indica la condición óptima) que conducirá a la planta **P** del estado inicial al estado final, y al mismo tiempo, optimizando un índice de desempeño [57].

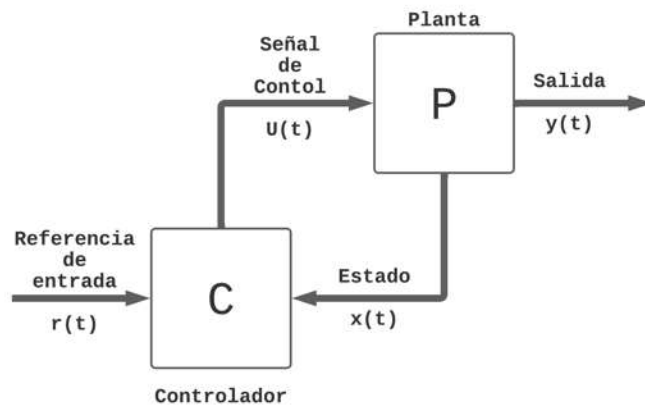


Figura 2.1: Configuración clásica de control en lazo cerrado.

La formulación del problema de control óptimo requiere [57]-[59]:

- Una descripción matemática del proceso a controlar.
- Una especificación del índice de desempeño o rendimiento.
- Una descripción de las restricciones y de los objetivos de control.

2.4.1. Planta

En control óptimo la planta se describe como un conjunto de ecuaciones diferenciales, pudiendo ser lineales o no lineales. Para sistemas lineales invariantes en el tiempo la descripción de la planta es

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.5)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (2.6)$$

y para sistemas no lineales

$$\dot{x}(t) = f(x, u, t) \quad (2.7)$$

$$y(t) = g(x, u, t). \quad (2.8)$$

Siendo (2.5) y (2.7) ecuaciones de estado, (2.6) y (2.8) ecuaciones de salida respectivamente, mientras A es la matriz de estados, B la matriz de entrada, C la matriz de salida, x vector de estados, u vector de entradas (de control) y, f y g representan funciones que dependen de forma no lineal de x y u [57], [60], [61].

2.4.2. Índice de desempeño

En la teoría de control óptimo, el problema consiste en encontrar una acción de control que haga que el sistema dinámico alcance un objetivo, o siga una variable de estado (o trayectoria), y al mismo tiempo optimice un índice de desempeño que puede tomar varias formas [57], [58], como los que se ven a continuación.

Índice de desempeño de problemas de seguimiento

El objetivo es seguir lo más cerca posible un estado deseado x_d a lo largo de un intervalo $[t_0, t_f]$. Entonces el índice de desempeño es

$$J = \int_{t_0}^{t_f} e^T(t) Q e(t) dt \quad (2.9)$$

donde $e(t) = x_d - x(t)$, Q y R son una matriz semidefinida positiva ($Q^T = Q \geq 0$ y $R^T = R > 0$). Si en el sistema $u_i(\cdot)$ no esta acotada, entonces el problema de minimización puede conducir a un vector con componentes infinitos. Esto es inaceptable para problemas de la vida real, por lo que para restringir el esfuerzo de control total, se puede usar el siguiente índice.

$$J = \int_{t_0}^{t_f} [e^T(t)Qe(t) + u^T(t)Ru(t)] dt \quad (2.10)$$

Índice de desempeño para el sistema de control óptimo general

Combinando las formulaciones anteriores (Problema de Meyer (2.9) y problema de Lagrange (2.10)), tenemos un índice de rendimiento en forma general como

$$J = e^T(t_f)Fe(t_f) + \int_{t_0}^{t_f} [e^T(t)Qe(t) + u^T(t)Ru(t)] dt \quad (2.11)$$

donde t_f indica tiempo final, F es matriz de ponderación del error ($F = F^T \geq 0$). A la expresión (2.11) se le conoce como el problema de Bolza [57], [60]-[62].

2.4.3. Sistema de seguimiento cuadrático lineal

Para lograr que la salida de un sistema realice el seguimiento de una trayectoria deseada, se sigue el siguiente procedimiento expuesto en [57], [59]. Para un sistema lineal variante en el tiempo

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(t)x(t) + B(t)u(t) + D(t) \\ y(t) &= C(t)x(t) \end{aligned} \quad (2.12)$$

donde $D(t)$ es una perturbación que afecta al sistema dinámico, mientras que por otro lado, $r(t)$ es el valor de referencia para la salida, entonces se define el error de seguimiento como

$$e(t) = r(t) - y(t)$$

con índice de desempeño como

$$J = \frac{1}{2}e^T(t_f)Fe(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [e^T(t)Q(t)e(t) + u^T(t)R(t)u(t)] dt$$

entonces el control óptimo $u^*(t)$ resulta en

$$u^*(t) = -R^{-1}(t)B^T(t)[P(t)x^*(t) - z(t)] \quad (2.13)$$

dónde la matriz $P(t)$ es simétrica y definida positiva, proveniente de la solución de la matriz no lineal diferencial de Riccati dada como

$$\dot{P}(t) = A^T(t)P(t) + P(t)A(t) - P(t)B(t)R^{-1}(t)B^T(t)P(t) + C^T(t)Q(t)C(t) \quad (2.14)$$

con condición final

$$P(t_{tf}) = C^T(t_{tf})F(t_{tf})C(t_{tf})$$

mientras que $z(t)$ es la solución de la ecuación diferencial vectorial

$$\dot{z}(t) = [A(t) - B(t)R^{-1}(t)B^T(t)P(t)]^T z(t) + C^T(t)Q(t)r(t) - P(t)D(t) \quad (2.15)$$

con condición final

$$z(t_{tf}) = C^T(t_{tf})F(t_{tf})r(t_{tf}).$$

Por lo anterior, el estado óptimo (trayectoria) es la solución de la ecuación de estado

$$\dot{x}^*(t) = [A(t) - B(t)R^{-1}(t)B^T(t)P(t)] x^*(t) + B(t)R^{-1}(t)B^T(t)P(t)z(t).$$

2.5. Valor eficaz o valor Root Mean Square (RMS)

El valor RMS o valor eficaz es el valor del voltaje o corriente en CA que produce el mismo efecto de disipación de calor que su equivalente en CD sobre una misma carga [63]. El valor RMS de una señal $s(t)$ periódica está definido como

$$S_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s^2(t) dt} \quad (2.16)$$

dónde $s(t)$ es la señal dependiente del tiempo, T es el periodo de la señal y t_0 un punto inicial dado [64].

2.6. Conclusiones del capítulo

Los preliminares descritos son relevantes ya que cada uno de los temas de este capítulo son las bases matemáticas con las que se desarrolla este trabajo. En el caso de las series de Fourier, éstas se usan en el capítulo 3 para el diseño del observador, así como también se utilizan los modos deslizantes y el diferenciador robusto para complementar la obtención de la frecuencia angular por medio del diseño del observador. El control óptimo y el valor eficaz, son usados en el capítulo 5, dónde se implementa el observador diseñado en aplicaciones de control.

Capítulo 3

Diseño de un Observador para Estimar Frecuencia y Armónicos

Este capítulo desarrolla un modelo dinámico de la Serie de Fourier, vista en la Sección 2.1, con las consideraciones correspondientes para establecer una representación en espacio de estados que describe su comportamiento. A partir del modelo, se procede al diseño del observador de estado para poder estimar la frecuencia angular y la amplitud de la señal. Posteriormente, el observador es extendido para determinar el contenido armónico de señales de CA distorsionadas.

3.1. Modelado de señales de CA

A partir de las consideraciones de la Sección 2.1.1, y con el propósito de describir el proceso de modelado de la señal que posteriormente será útil para el diseño del observador, se considera que (2.2) tiene únicamente un n -ésimo armónico (el caso de múltiples armónicos se considera en la siguiente sección). Por lo anterior, se tiene que la señal a modelar es

$$s(t) = A_n \sin(n\omega(t)t + \theta_n) \quad (3.1)$$

expresión que a través de identidades trigonométricas se puede re-escribir como

$$s(t) = A_n [\cos(\theta_n) \sin(n\omega(t)t) + \sin(\theta_n) \cos(n\omega(t)t)]. \quad (3.2)$$

El problema a resolver es determinar de forma precisa el valor de los parámetros A_n y $\omega(t)$, incluso θ_n , a partir de la medición disponible de la señal $s(t)$. Para el modelado de la señal (3.2) se plantea su correspondiente representación en espacio de estado, la cual será utilizada para diseñar un observador que permita determinar los parámetros requeridos. De esta forma, la primer variable de estado se define como

$$x_1 \triangleq \sin(n\omega(t)t)$$

cuya dinámica resulta en

$$\dot{x}_1 = \left[\frac{d}{dt} n\omega(t)t \right] \cos(n\omega(t)t). \quad (3.3)$$

De manera análoga se define la segunda variable de estado, siendo

$$x_2 \triangleq \cos(n\omega(t)t)$$

teniéndose que

$$\dot{x}_2 = - \left[\frac{d}{dt} n\omega(t)t \right] \sin(n\omega(t)t). \quad (3.4)$$

Ahora se define el término que contiene el parámetro de la derivada de la frecuencia angular como

$$\Phi(t) \triangleq \frac{d}{dt} \omega(t)t = [\dot{\omega}_n(t)t + \omega(t)] \quad (3.5)$$

entonces se puede definir la ecuación de estado para (3.3)–(3.4) de la siguiente forma

$$\dot{x} = n\Phi(t) \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} x = \begin{bmatrix} n\Phi(t)x_2 \\ -n\Phi(t)x_1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

con $x \triangleq [x_1, x_2]^T$. Por lo anterior, la señal $s(t)$ en (3.2) es modelada por (3.6) con salida dada por

$$s(t) = A_n \cos(\theta_n) x_1 + A_n \sin(\theta_n) x_2. \quad (3.7)$$

3.2. Observador de estado para estimación de señales de CA

A partir de (3.6) se observa que aparece la nueva variable $\Phi(t)$, la cual debe de ser estimada por un observador, y que posteriormente servirá para calcular el parámetro de interés $\omega(t)$. En este sentido, la determinación de $\Phi(t)$ en (3.6), es un problema clásico de identificación de parámetros [65], [66], con la particularidad de que $\Phi(t)$ es variante en el tiempo, lo que requiere de algoritmos más sofisticados para su determinación. El diseño del observador expuesto en este trabajo usa como base lo desarrollado en [67], [68], con las diferencias que se describen a continuación.

- En [68] se calcula solamente $\Phi(t)$, esto es, $\frac{d}{dt}\omega(t) t$, no obstante, la determinación del parámetro de interés $\omega(t)$ no se realiza, que justo corresponde a una parte de la aportación del presenta trabajo.
- Otra diferencia importante es que en [68] se considera que la señal $s(t)$ no contiene armónicos, es decir, que es una señal sinusoidal pura, mientras que en el trabajo que aquí se expone, se inicia modelando una señal sinusoidal pura y se extiende a determinar la frecuencia a partir de una señal CA distorsionada.
- Otro aporte es la determinación del contenido armónico de la señal distorsionada a partir de los estados del observador.
- También [68] se enfoca y es únicamente para una señal trifásica con condiciones adecuadas para una transformación alfa-beta, esto es que debe estar balanceada. En contraste, este trabajo está enfocado a una señal monofásica, que del mismo modo se puede extender al caso trifásico.

Una vez descrito el modelo de la señal como en (3.6), el observador para un único

armónico se diseña como

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= n \left(\hat{\Phi}(t)\hat{x}_2 + k_0 \frac{e_e}{\|e_e\|^{\frac{1}{2}}} \right) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= n \left(-\hat{\Phi}(t)\hat{x}_1 + k_1 \frac{e_e}{\|e_e\|^{\frac{1}{2}}} \right) \\ \dot{\hat{\Phi}} &= k_2 \frac{e_e}{\|e_e\|} (\hat{x}_2 - \hat{x}_1)\end{aligned}\tag{3.8}$$

con salida a partir de (3.7), resultando en una estimación de la señal como

$$\hat{s}(t) = \gamma_1 \hat{x}_1 + \gamma_2 \hat{x}_2\tag{3.9}$$

donde k_0 , k_1 y k_2 son las ganancias del del observador y el método para su elección es acorde a lo expuesto en [68]; sin embargo, se sintonizan para obtener un mejor desempeño, γ_1 y γ_2 son ganancias unitarias, mientras que el error de estimación e_e resulta en

$$e_e = s(t) - \hat{s}(t).\tag{3.10}$$

3.2.1. Determinación de valores de los parámetros

El cálculo de los parámetros se hace a partir de los estados que despliega el observador de estado como se muestra a continuación.

Determinación del valor de la frecuencia angular

Para la determinación del valor de la frecuencia angular por medio del observador se parte de (3.5) para, mientras que a partir de (3.8), se considera que $\hat{\Phi}(t)$ estima a $\Phi(t)$, por lo tanto el parámetro de frecuencia a estimar $\hat{\omega}(t)$ se puede obtener de

$$\hat{\omega}(t) = \hat{\Phi}(t) - \dot{\hat{\omega}}(t) t.\tag{3.11}$$

Obsérvese que en (3.11) se requiere de la derivada de $\hat{\omega}(t)$. Para obtener esta derivada, se hace uso del diferenciador robusto expuesto en la Sección 2.3, donde z_1

corresponde a $\dot{\hat{\omega}}(t)$, quedando la implementación del diferenciador como

$$\begin{aligned}\dot{z}_0 &= z_1 - \lambda_0 |z_0 - \hat{\omega}(t)|^{1/2} \text{sign}(z_0 - \hat{\omega}(t)), \\ \dot{z}_1 &= -\lambda_1 \text{sign}(z_0 - \hat{\omega}(t)).\end{aligned}\quad (3.12)$$

De esta forma, el parámetro de frecuencia estimada $\hat{\omega}(t)$ se implementa a partir de (3.11) como

$$\hat{\omega}(t) = \hat{\Phi}(t) - z_1 t. \quad (3.13)$$

Determinación de la amplitud del armónico

Por otro lado, la estimación de la amplitud del armónico A_n se calcula a partir de (3.1) y (3.7), dada como

$$A_n \sin(n\omega(t)t + \theta_n) = \gamma_1 x_1 + \gamma_2 x_2 \quad (3.14)$$

cuya derivada resulta en

$$A_n \cos(n\omega(t)t + \theta_n) n\dot{\Phi}(t) = \gamma_1 \dot{x}_1 + \gamma_2 \dot{x}_2 \quad (3.15)$$

y recordando que $\dot{x}_1 = n\dot{\Phi}(t)x_2$ y $\dot{x}_2 = -n\dot{\Phi}(t)x_1$, entonces posterior a simplificaciones algebraicas, (3.15) resulta en

$$A_n \cos(n\omega(t)t + \theta_n) = \gamma_1 x_2 - \gamma_2 x_1. \quad (3.16)$$

Recordando que γ_1 y γ_2 como ganancias de valor unitario, finalmente, A_n y θ_n se determinan de la solución algebraica de (3.14) y (3.16), que da por resultado

$$A_n = \sqrt{2(x_1^2 + x_2^2)} \quad (3.17)$$

y

$$\theta_n = \arctan\left(\frac{x_2 - x_1}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}}, \frac{x_1 + x_2}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}}\right) - n\omega(t)t + 2\pi \quad (3.18)$$

o bien, de forma estimada por las variables disponibles del observador

$$\hat{A}_n = \sqrt{2(\hat{x}_1^2 + \hat{x}_2^2)} \quad (3.19)$$

y

$$\theta_n = \arctan \left(\frac{\hat{x}_2 - \hat{x}_1}{\sqrt{\hat{x}_1^2 + \hat{x}_2^2}}, \frac{\hat{x}_1 + \hat{x}_2}{\sqrt{\hat{x}_1^2 + \hat{x}_2^2}} \right) - n\hat{\omega}(t)t + 2\pi. \quad (3.20)$$

3.3. Observador de estado para señales de CA distorcionadas

Se considera el caso de tener más de un armónico, esto es $N > 1$, en la señal de CA a estimar, incluyendo el armónico fundamental. Entonces de manera análoga como se hizo para (3.8), se puede expresar un observador para un armónico $n + 1$ como

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_3 &= n + 1 \left(\hat{\Phi}(t)x_4 + k_0 \frac{e_e}{\|e_e\|^{\frac{1}{2}}} \right) \\ \dot{\hat{x}}_4 &= n + 1 \left(-\hat{\Phi}(t)x_3 + k_1 \frac{e_e}{\|e_e\|^{\frac{1}{2}}} \right) \\ \dot{\hat{\Phi}} &= k_2 \frac{e_e}{\|e_e\|} (x_4 - x_3), \end{aligned} \quad (3.21)$$

donde $e_e = s(t) - (\gamma_3 x_3 + \gamma_4 x_4)$.

Utilizando como base lo expuesto en la Sección 3.1 y tomando en cuenta el patrón del diseño del observador para el armónico $n + 1$ como se describe en (3.21), una señal compuesta por N armónicos se puede modelar mediante la inclusión de sus componentes correspondientes en el observador de estados. Note que en la Sección 3.1 se requirieron dos variables de estado para el modelado del armónico, de esta forma, en el caso de N armónicos se tendrá un sistema dinámico con $2N$ variables de estado, obteniéndose el modelo del observador como

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{x}}_1 &= \hat{\Phi}(t)\hat{x}_2 + k_0 \frac{e_e}{\|e_e\|^{\frac{1}{2}}} \\
\dot{\hat{x}}_2 &= -\hat{\Phi}(t)\hat{x}_1 + k_1 \frac{e_e}{\|e_e\|^{\frac{1}{2}}} \\
\dot{\hat{x}}_3 &= 2 \left(\hat{\Phi}(t)\hat{x}_4 + k_0 \frac{e_e}{\|e_e\|^{\frac{1}{2}}} \right) \\
\dot{\hat{x}}_4 &= 2 \left(-\hat{\Phi}(t)\hat{x}_3 + k_1 \frac{e_e}{\|e_e\|^{\frac{1}{2}}} \right) \\
&\vdots \\
\dot{\hat{x}}_{2N-1} &= N \left(\hat{\Phi}(t)\hat{x}_{2N} + k_0 \frac{e_e}{\|e_e\|^{\frac{1}{2}}} \right) \\
\dot{\hat{x}}_{2N} &= N \left(-\hat{\Phi}(t)\hat{x}_{2N-1} + k_1 \frac{e_e}{\|e_e\|^{\frac{1}{2}}} \right) \\
\dot{\hat{\Phi}} &= k_2 \frac{e_e}{\|e_e\|} (\hat{x}_{2N} + \dots + \hat{x}_4 + \hat{x}_2 - \hat{x}_{2N-1} - \dots - \hat{x}_3 - \hat{x}_1)
\end{aligned} \tag{3.22}$$

donde el error completo de estimación está dado por

$$e_e = s(t) - (\gamma_1 \hat{x}_1 + \gamma_2 \hat{x}_2) - (\gamma_3 \hat{x}_3 + \gamma_4 \hat{x}_4) \cdots - (\gamma_{2N-1} \hat{x}_{2N-1} + \gamma_{2N} \hat{x}_{2N}),$$

donde hay dos ecuaciones por armónico y una sola para $\hat{\Phi}(t)$.

Las amplitudes se estimarán a partir de

$$\hat{A}_N = \sqrt{2 (\hat{x}_{2N-1}^2 + \hat{x}_{2N}^2)}. \tag{3.23}$$

3.4. Conclusiones del capítulo

El correcto diseño de un observador de estados parte de un modelado apropiado de un sistema o señal en espacio de estados. De esta manera se pueden aprovechar técnicas utilizadas para el diseño de observadores efectivos, produciendo aportaciones novedosas para la obtención de los parámetros que describen la señal de AC distorsionada $s(t)$.

Capítulo 4

Resultados Numéricos y Experimentales del Estimador

En este capítulo se presenta la evaluación numérica del desempeño del observador de estados que se diseñó en el capítulo anterior, utilizando el software Wolfram Mathematica[®], evidenciando la efectividad del esquema de estimación de parámetros para señales CA distorsionadas. Las ganancias del estimador (3.22) son elegidas acorde al método expuesto en [68], pero sintonizadas para la evaluación numérica, resultando en: $k_0 = 5$, $k_1 = 1000$, $k_2 = 3000$, mientras que los valores de γ_i son ganancia unitaria para todos, y condiciones iniciales $\hat{x}_i[0] = 0.1$, siendo $i = 1, \dots, 2N$ y $\hat{\Phi}[0] = 114\pi$. Respecto al diferenciador robusto (3.12), los valores de ganancias que se emplearon fueron $\lambda_0 = 1000$ y $\lambda_1 = 500$. En [56] se pueden encontrar procedimientos y sugerencias para la determinación de las ganancias; no obstante, en esta Tesis se seleccionan dichos valores hasta lograr un desempeño satisfactorio para cumplir con los objetivos del diferenciador robusto. Como aplicación de mayor interés, se trabajará sobre señales de AC monofásicas de baja tensión, con frecuencia de $f = 60 Hz$, representando la frecuencia nominal de un sistema o circuito eléctrico. Estas consideraciones prevalecerán a lo largo del capítulo para todos los casos de estudio, y solo habrá cambios en alguno(s) de los parámetros, que se describirán según corresponda.

4.1. Simulación numérica, caso I: frecuencia constante, sin distorsión armónica y amplitud de armónico constante

El observador de estados propuesto en (3.22) se evaluó mediante el caso más simple considerado, con una señal de CA libre de armónicos, de amplitud constante y frecuencia constante, siendo la señal

$$s(t) = A_1 \sin(\omega t) \quad (4.1)$$

con

$$A_1 = 1$$

y frecuencia angular

$$\omega = 2\pi f.$$

El resultado de estimación del valor de frecuencia angular se muestra en la Figura 4.1. El valor de frecuencia angular estimado por el observador de estados, $\hat{\omega}(t)$, parte desde su condición inicial y converge con el tiempo al valor de frecuencia angular real $\omega(t)$, teniendo un error que conforme avanza el tiempo, éste converge a cero, como se aprecia en la Figura 4.2, donde el porcentaje de error ($E_{\%}$) logra descender a 0.3% en 0.5 segundos aproximadamente. El porcentaje de error se obtiene a partir de la formula $E_{\%} = 100 \left| \frac{V_M - V_R}{V_R} \right|$, donde V_M es el valor medido y V_R es el valor real.

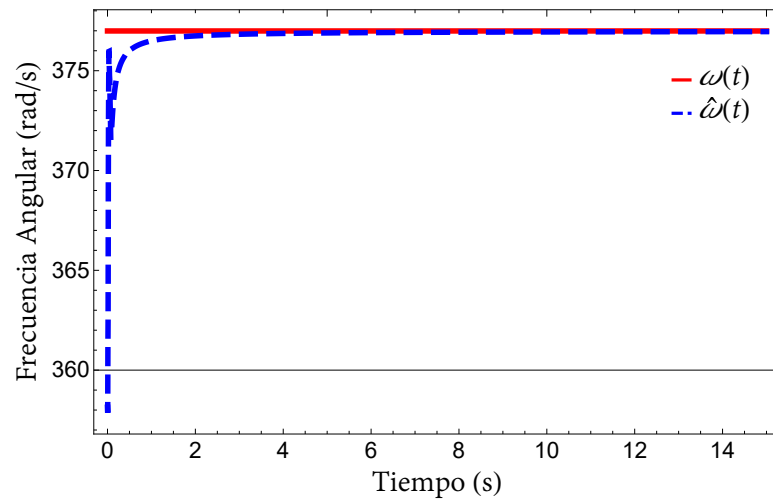


Figura 4.1: Caso I, estimación del valor de frecuencia angular.

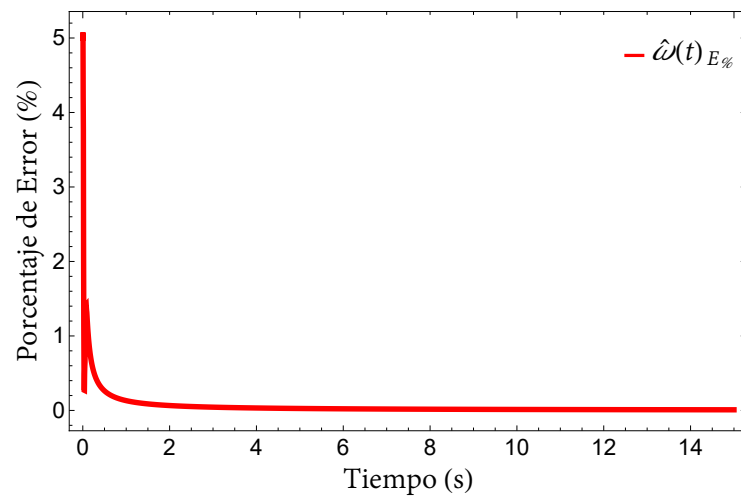


Figura 4.2: Caso I, porcentaje de error de la estimación del valor de frecuencia angular.

En cuanto a la señal estimada $\hat{s}(t)$, ésta converge de manera rápida a los valores de la señal original $s(t)$, que se describió en (4.1), como se aprecia en la Figura 4.3. También en la Figura 4.3 se puede apreciar que la señal estimada correspondiente a los estados del observador ($\hat{x}_1 + \hat{x}_2$), que parte de su condición inicial, para rápidamente converger a la señal original, lo que se cumple en menos de un ciclo de la señal.

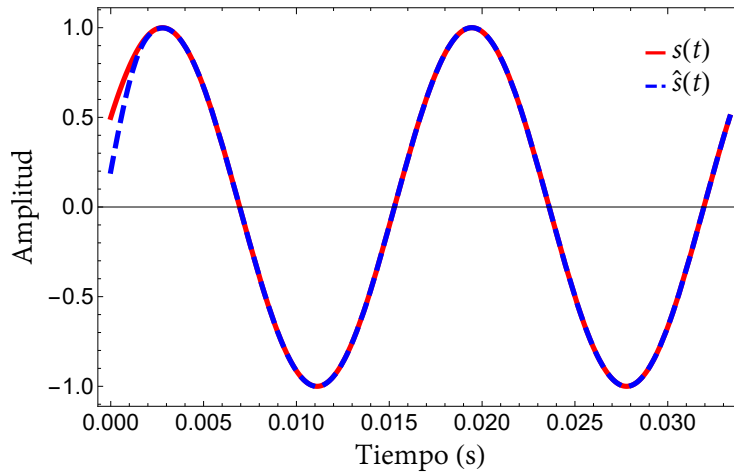


Figura 4.3: Caso I, comparativa de la señal $\hat{s}(t)$ respecto a $s(t)$.

El desempeño de convergencia de la señal estimada hacia la señal original se puede apreciar en la Figura 4.4 que muestra el error absoluto ($E_a = |V_M - V_R|$) existente entre las señales, aquí se aprecia un ligero transitorio debido a la diferencia de condiciones iniciales, y posteriormente converger al valor real, teniendo un valor 0 de error absoluto en un cuarto de ciclo de la señal o 0.004s aproximadamente, esto es, no se requiere un ciclo o ventana de la señal para obtener la información como otros métodos lo requieren.

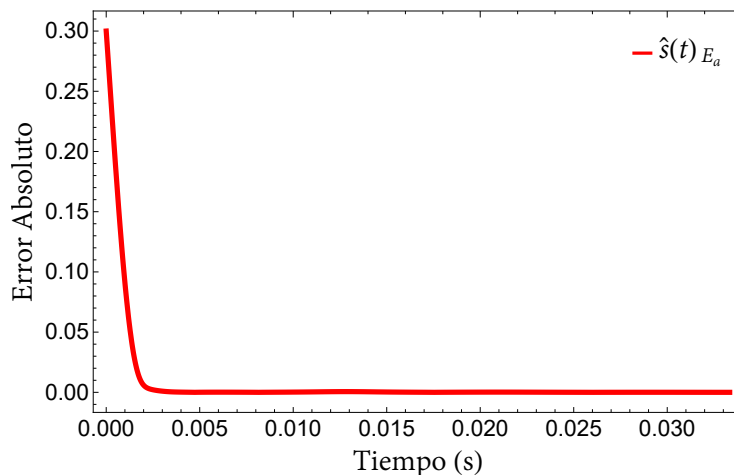


Figura 4.4: Caso I, error absoluto de estimación de la señal.

En lo que respecta a la estimación de la amplitud \hat{A}_1 del armónico A_1 , por medio de los estados del observador, ésta es visualizada en la Figura 4.5, donde rápidamente se logra la convergencia.

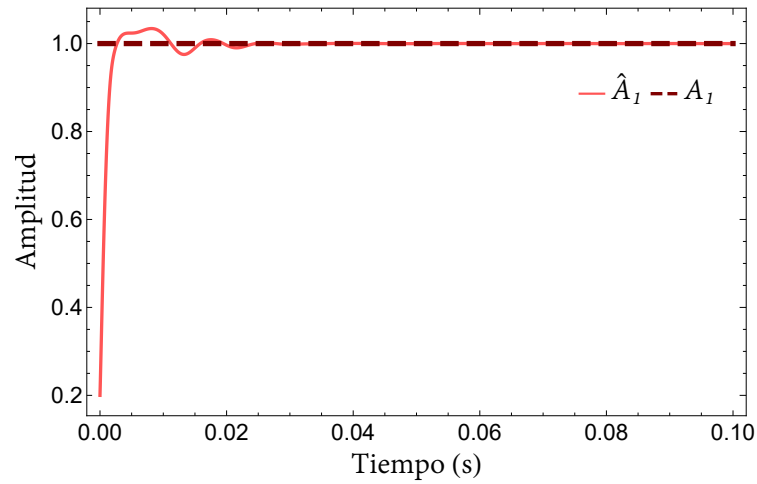


Figura 4.5: Caso I, estimación de las amplitudes de los armónicos.

Mostrando en la Figura 4.6 el porcentaje de error producido por la estimación de los valores, el cual converge a cero rápidamente.

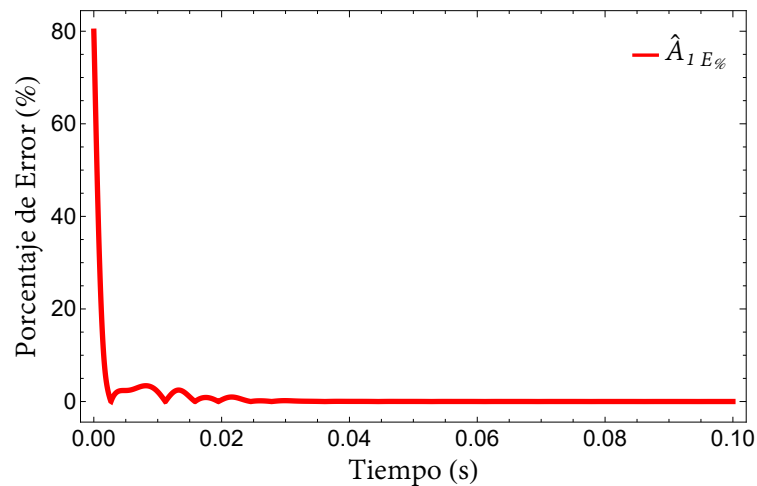


Figura 4.6: Caso I, porcentaje de error de estimación de amplitudes.

4.2. Simulación numérica, caso II: frecuencia variante en el tiempo, sin distorsión armónica y amplitud de armónico constante

El observador (3.22) se evaluó mediante un caso de frecuencia variante con el tiempo, con una señal de CA libre de armónicos, de amplitud constante, expresada como

$$s(t) = A_1 \sin(\omega(t)t) \quad (4.2)$$

con amplitud

$$A_1 = 1$$

y frecuencia angular variante en el tiempo

$$\omega(t) = 2\pi f + 2 \sin(0.5t).$$

El resultado de estimación del valor de la frecuencia se muestra en la Figura 4.7. El valor de frecuencia angular estimado sigue convergiendo con el tiempo y es muy similar su comportamiento a lo expuesto en la Sección 4.1, teniendo un porcentaje de error convergente a cero, como se aprecia en la Figura 4.8 y semejante al caso de frecuencia constante. El porcentaje de error es de 0.27 % ($1 \frac{rad}{s}$) aproximadamente en 0.5 segundos.

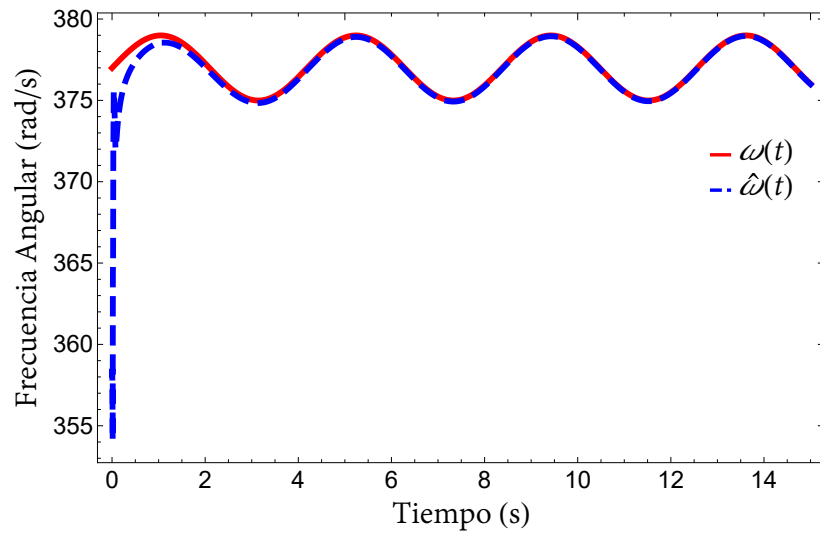


Figura 4.7: Caso II, estimación del valor de frecuencia angular.

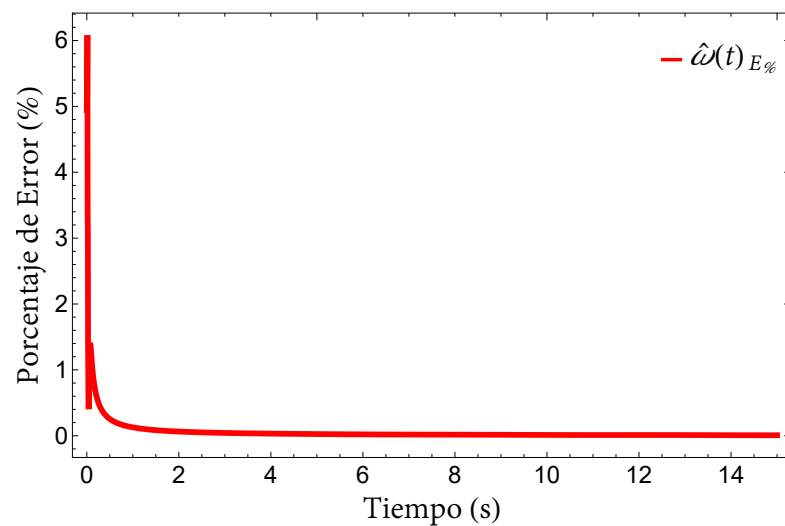


Figura 4.8: Caso II, porcentaje de error de la estimación del valor de frecuencia angular.

En cuanto a la estimación de la señal original (4.2), la salida del observador converge de forma rápida, y mantiene su comportamiento preciso, denotando un error absoluto convergente a cero, a pesar de la variación de la frecuencia, como se puede apreciar en Figura 4.9 y Figura 4.10, respectivamente.

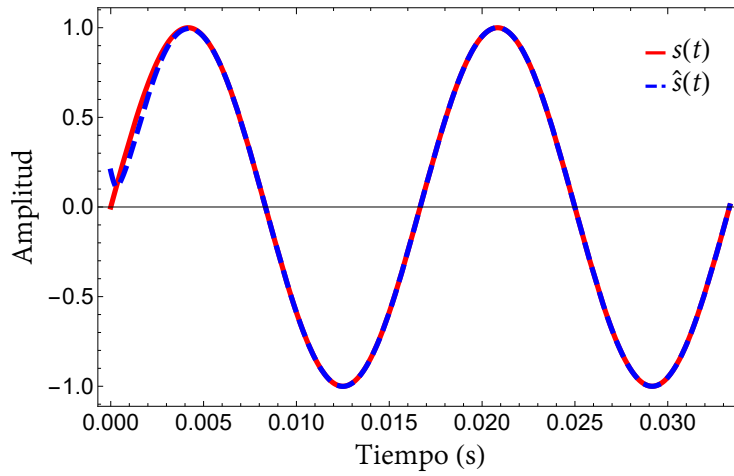


Figura 4.9: Caso II, comparativa de la señal $\hat{s}(t)$ respecto a $s(t)$.

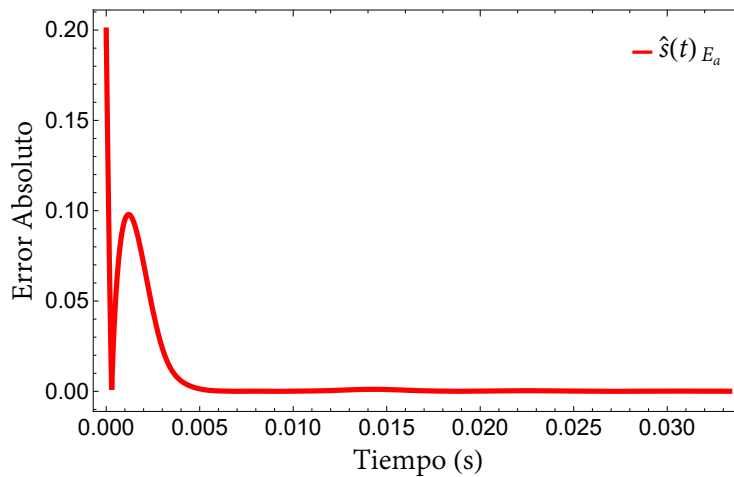


Figura 4.10: Caso II, error absoluto de estimación de la señal.

En lo que respecta al cálculo de la amplitud del armónico \hat{A}_1 por medio de los estados del observador, ésta es visualizada en la Figura 4.11, donde sigue convergiendo de manera rápida. De igual forma se logra un porcentaje de error pequeño y una convergencia a cero, como se aprecia en la Figura 4.12.

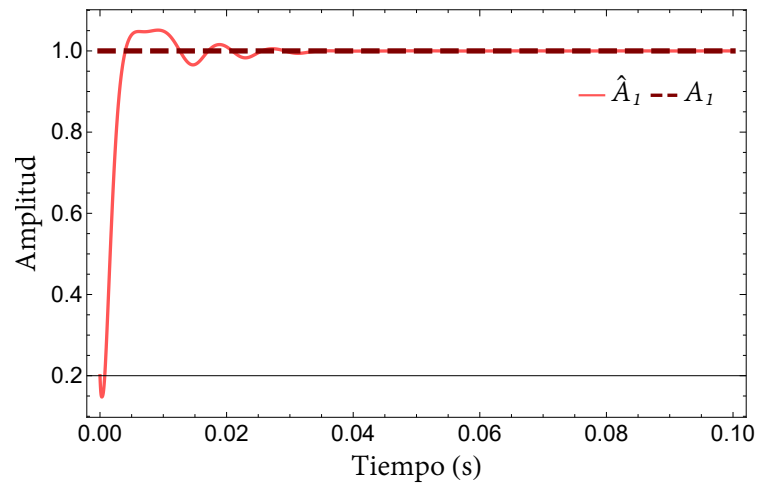


Figura 4.11: Caso II, estimación de las amplitudes de los armónicos.

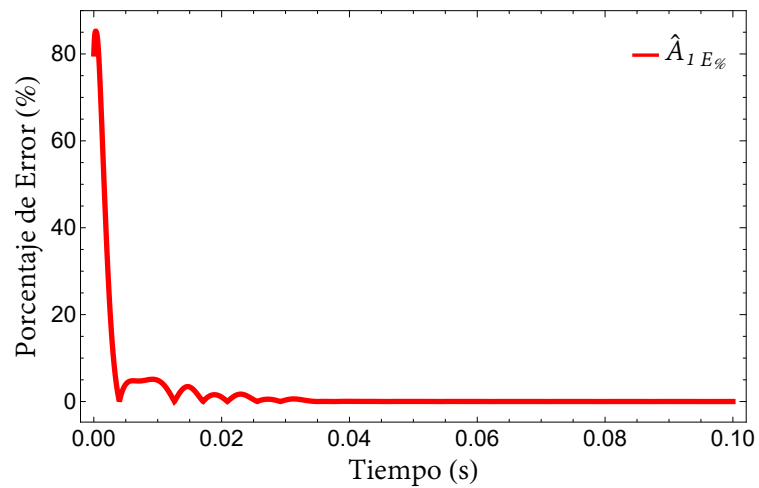


Figura 4.12: Caso II, porcentaje de error de estimación de amplitudes.

4.3. Simulación numérica, caso III: frecuencia variante en el tiempo, con distorsión armónica y amplitud de armónicos constantes

Continuando con las evaluaciones de (3.22), el siguiente caso es una señal de CA con contenido armónico y de amplitud constante, con frecuencia variante con el tiempo, expresada como

$$s(t) = A_1 \sin(\omega(t)t) + A_3 \sin(3\omega(t)t) + A_5 \sin(5\omega(t)t) + A_7 \sin(7\omega(t)t) \quad (4.3)$$

con amplitudes de la fundamental y los armónicos como

$$A_1 = 1, \quad A_3 = 0.5, \quad A_5 = 0.3, \quad A_7 = 0.1$$

y frecuencia angular variante en el tiempo descrita por

$$\omega(t) = \begin{cases} 2\pi f & \text{para } t \leq 1 \\ 2\pi f + 2 \sin(0.5(t-1)) & \text{para } t > 1. \end{cases} \quad (4.4)$$

A pesar de la introducción de contenido armónico, la convergencia de la estimación de la frecuencia por parte del observador se sigue logrando, como se muestra en Figura 4.13. En este caso y respecto al previo, el porcentaje de error del 0.27% ($1 \frac{rad}{s}$) ahora se consigue en 1 segundo aproximadamente, como se puede ver en Figura 4.14.

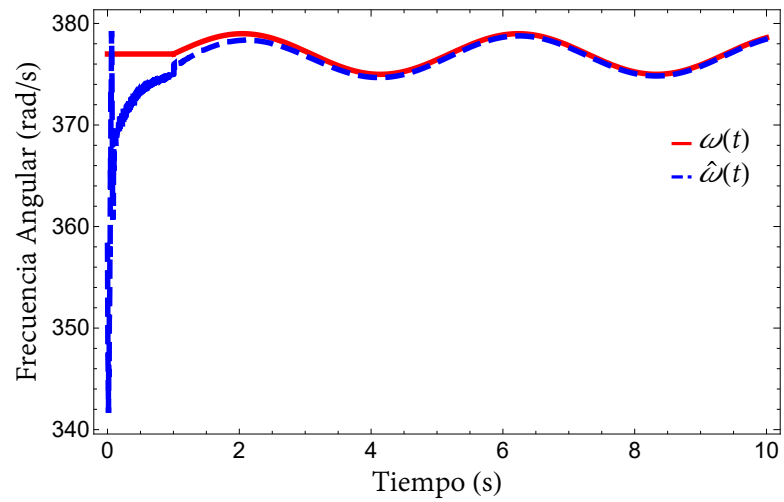


Figura 4.13: Caso III, estimación del valor de frecuencia angular.

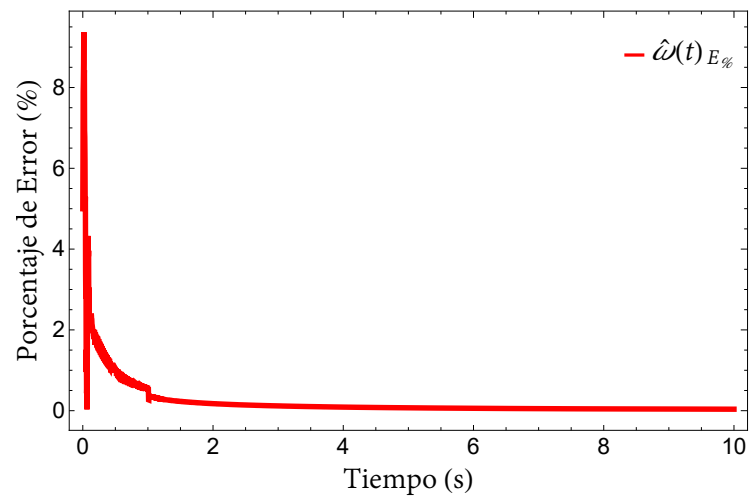


Figura 4.14: Caso III, porcentaje de error de la estimación del valor de frecuencia angular.

La estimación de la señal original (4.3) continua haciéndose en menos de un ciclo (Figura 4.15, y manteniendo su error absoluto cero con el transcurso del tiempo (ver la Figura 4.16), como en el caso I y II.

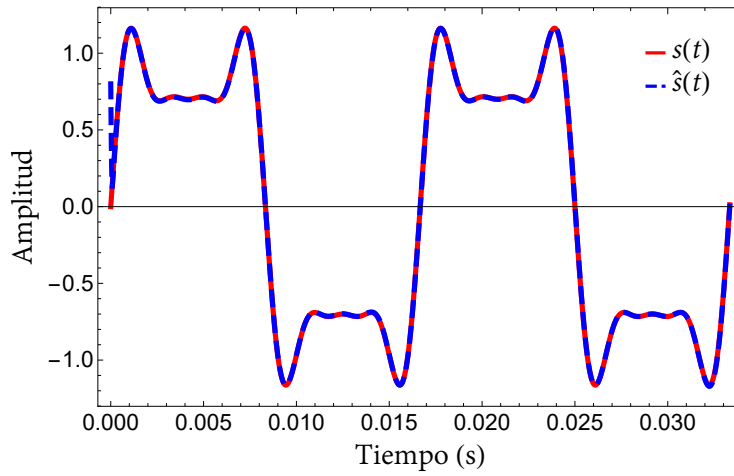


Figura 4.15: Caso III, comparativa de la señal $\hat{s}(t)$ respecto a $s(t)$.

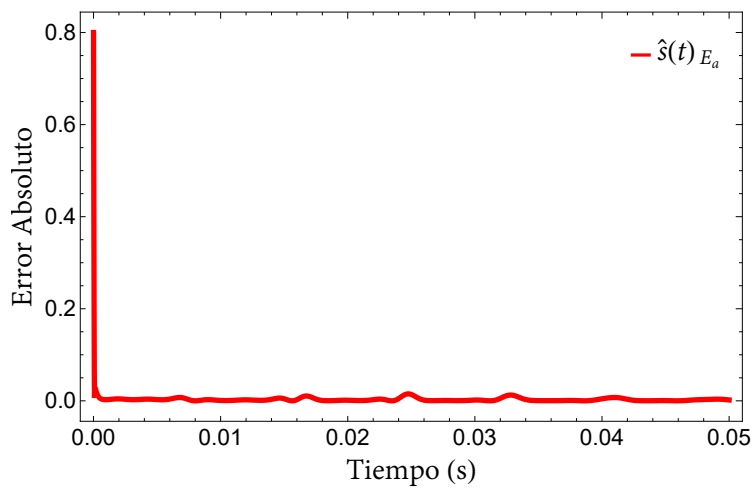


Figura 4.16: Caso III, error absoluto de estimación de la señal.

Para el cálculo de la amplitud de los armónicos \hat{A}_1 , \hat{A}_3 , \hat{A}_5 y \hat{A}_7 por medio de los estados del observador, ésta es visualizada en la Figura 4.17, donde rápidamente se logra la convergencia al valor real, y en consecuencia, el porcentaje de error a cero (ver la Figura 4.18).

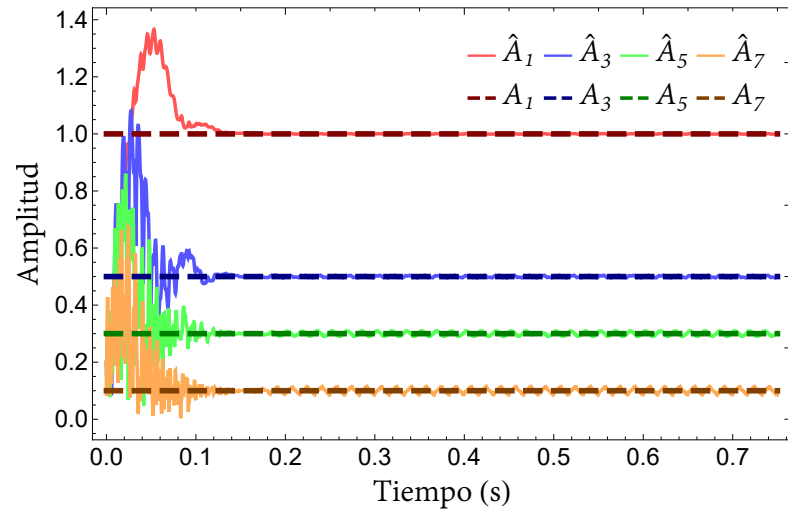


Figura 4.17: Caso III, estimación de las amplitudes de los armónicos.

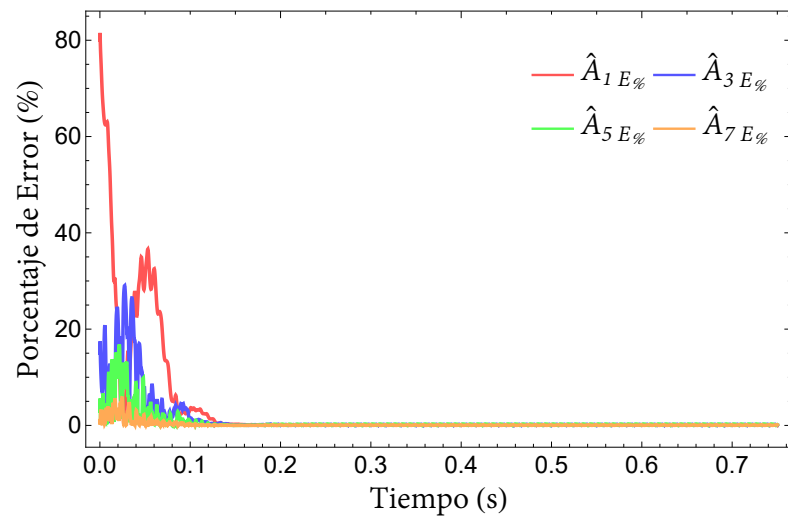


Figura 4.18: Caso III, porcentaje de error de estimación de amplitudes.

4.4. Simulación numérica, caso IV: frecuencia variante en el tiempo, con distorsión armónica, amplitud de armónicos VT y con presencia de ruido

Como último caso, el observador (3.22) se somete a una señal de CA, con contenido armónico de amplitudes variantes en el tiempo y otras constantes, con frecuencia variante con el tiempo, además de ruido aditivo, expresada como

$$s(t) = A_1(t) \sin(\omega(t) t) + A_3 \sin(3\omega(t) t) + A_5(t) \sin(5\omega(t) t) + A_7 \sin(7\omega(t) t) + R(t) \quad (4.5)$$

siendo $R(t)$ el ruido de la señal y con

$$A_1(t) = 1 + 0.2 \sin(5t), \quad A_3 = 0, \quad A_5(t) = 0.3 + 0.1 \sin(2.5t), \quad A_7 = 0.1.$$

La frecuencia angular considerada es la expuesta en (4.4).

Como se aprecia en la Figura 4.19 y Figura 4.20, se logra la estimación de la frecuencia angular, con un porcentaje de error que converge a cero, a pesar de la introducción de contenido armónico con amplitudes variantes con el tiempo, donde se tienen cambios con aumentos y disminuciones de amplitudes (a describirse más adelante), adicionalmente ruido Gaussiano añadido a la señal $s(t)$.

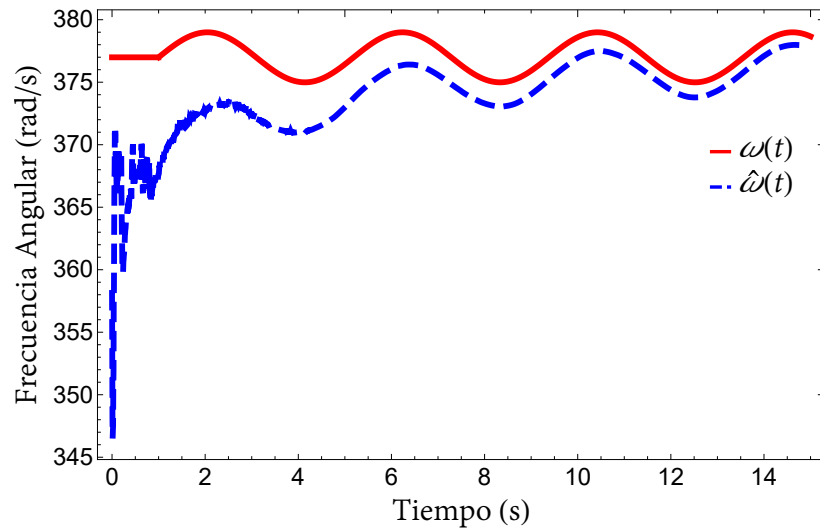


Figura 4.19: Caso IV, estimación del valor de frecuencia angular.

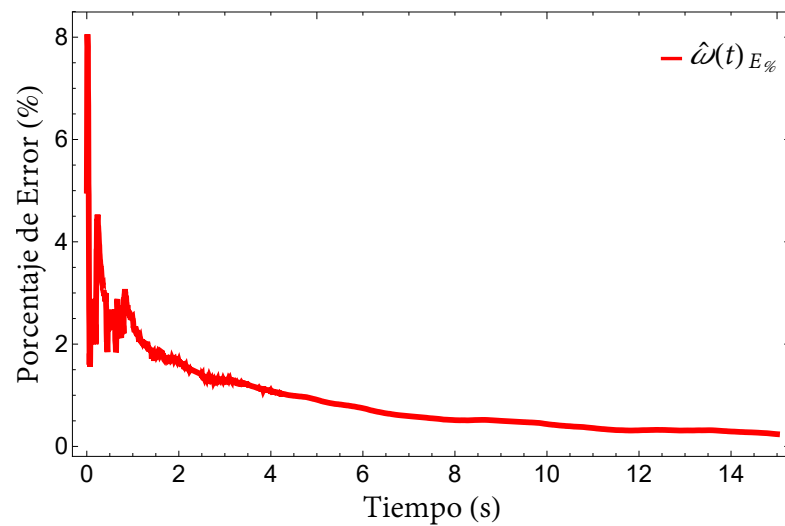


Figura 4.20: Caso IV, porcentaje de error de la estimación del valor de frecuencia angular.

La estimación de la señal real se muestra en la Figura 4.21, donde se aprecia que el estimador no requiere de un ciclo completo (a diferencia de la transformada de Fourier, u otros métodos [10]), para poder determinarla y converge a pesar del ruido y las variaciones. En la misma figura, se exhibe una ampliación de la señal, con el fin

de mostrar la respuesta transitoria de convergencia del observador.

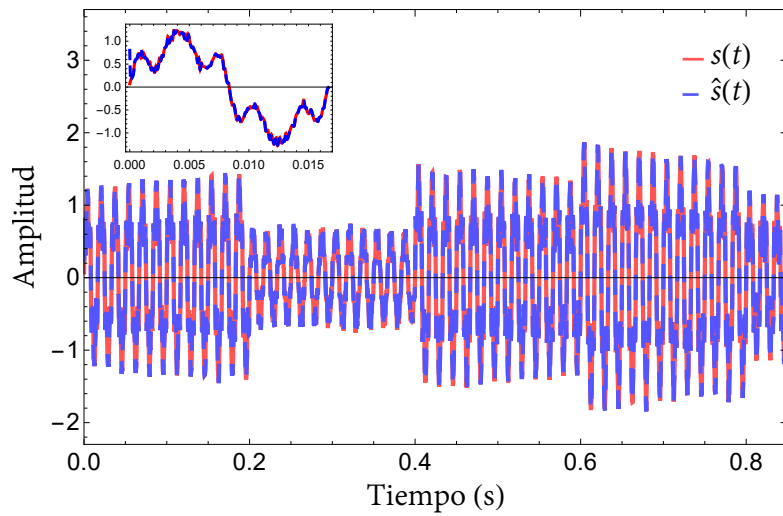


Figura 4.21: Caso IV, comparativa de la señal $\hat{s}(t)$ respecto a $s(t)$.

El error absoluto de la estimación de la señal se puede apreciar en la Figura 4.22.

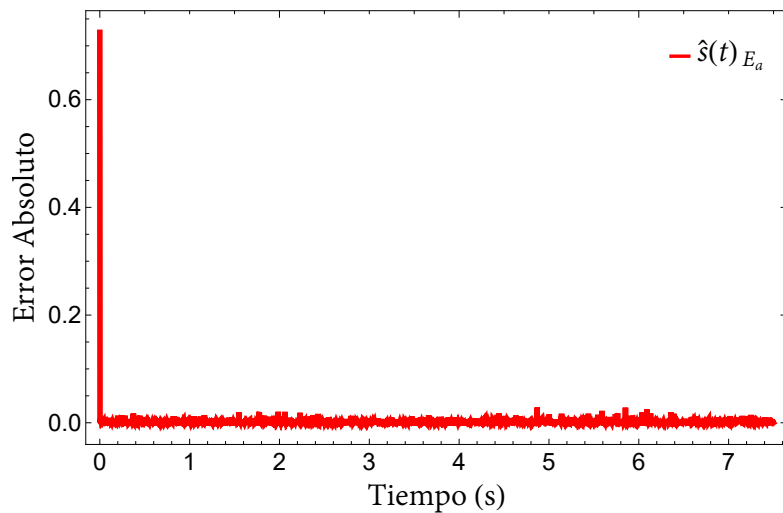


Figura 4.22: Caso IV, error absoluto de estimación de la señal.

Finalmente, la Figura 4.23 muestra la estimación de las componentes armónicas VT, con los efectos de aumentos y disminuciones de las amplitudes correspondientes a cada armónico. En la Figura 4.24 se puede apreciar el porcentaje de error correspon-

diente a dichas estimaciones, notando que únicamente hay picos de variación donde la señal tuvo los cambios drásticos (tipo escalón), que con el tiempo vuelven a converger a valores cercanos a cero.

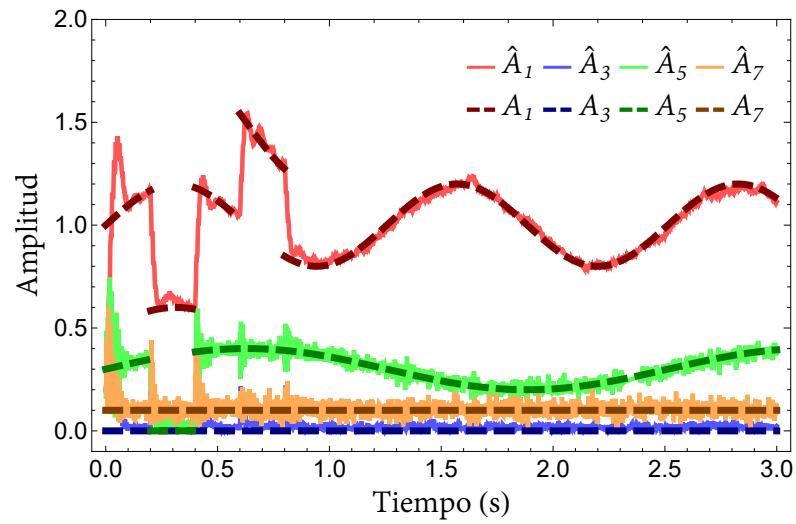


Figura 4.23: Caso IV, estimación de las amplitudes de los armónicos.

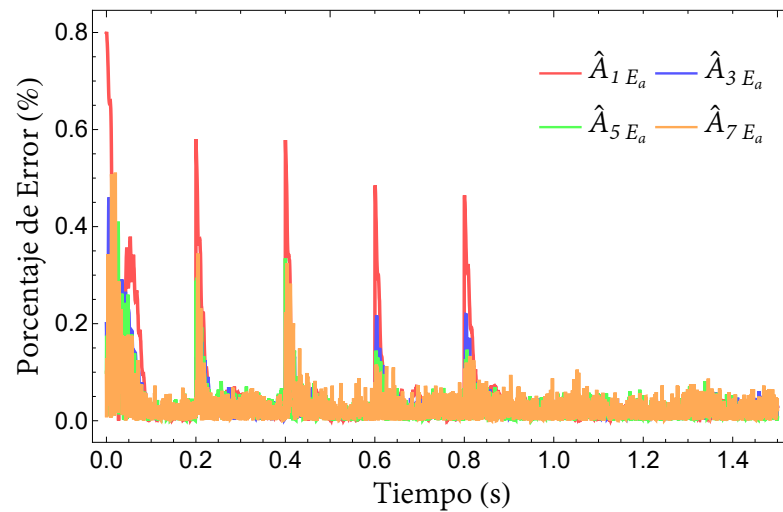


Figura 4.24: Caso IV, porcentaje de error de estimación de amplitudes.

4.5. Resultados Experimentales

La experimentación es un paso muy importante dentro del método científico, dado que permite poner a prueba una hipótesis y comprobar su validez; en este caso, permite comprobar la funcionalidad del estimador ya implementado en simulación numérica, pero ahora a nivel experimental mediante un prototipo de laboratorio.

Material Utilizado

1. Generador de señales Tektronix AFG 1062.
2. Tarjeta con microprocesador Texas Instruments TMS320F28379D.
3. Osciloscopio Tektronix TDS3034c.
4. Juegos de cables dupont macho-hembra y macho-macho.
5. Módulo convertidor USB-Serial.

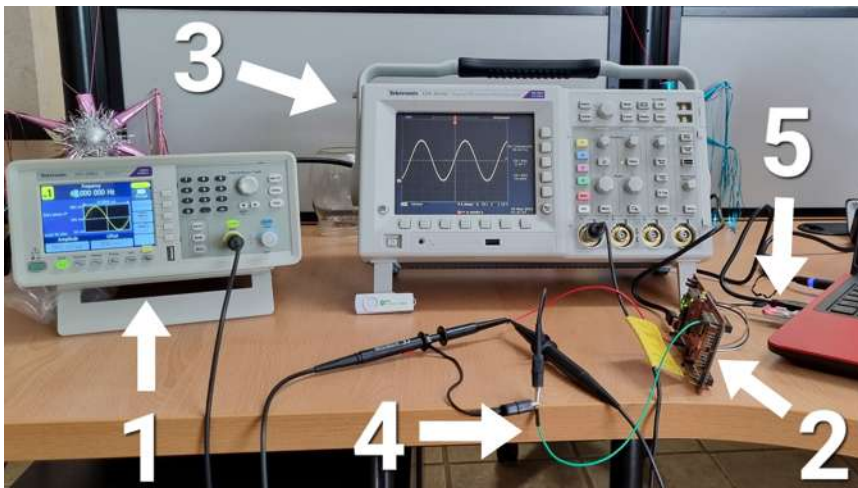


Figura 4.25: Material utilizado para las pruebas experimentales del observador de estados.

4.5.1. Método utilizado

Como se aprecia en la Figura 4.26, la señal creada por el generador de señales es recibida por el convertidor analógico-digital (ADC por sus siglas en inglés) controlado por el CPU 1. El ADC recibe la indicación del reloj interno del microprocesador para tomar una muestra de la señal $s(t)$ cada $20\ \mu s$, por tanto el paso de muestreo es dicho tiempo. El CPU 1 manda a guardar la muestra a la memoria interna, para de inmediato realizar los cálculos requeridos por el estimador, mientras se usa un PIN para indicar el inicio y final de los mismos, permitiendo el uso de este PIN para tomar el tiempo si es necesario. El valor resultante es guardado en la memoria interna, que a la vez es enviado al CPU 2, para posteriormente transmitir el valor por el puerto serial del microprocesador TMS320F28379D.

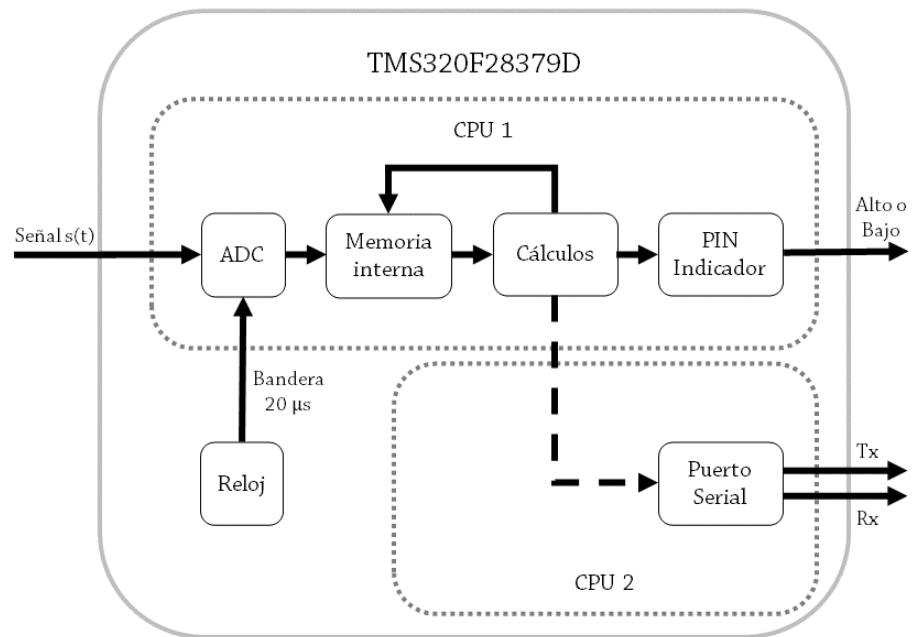


Figura 4.26: Diagrama de flujo de las funciones del microprocesador.

El método de la utilización de los dos CPUs se debe al tiempo que toma transmitir los datos por el puerto serial, el cual es mayor que el tiempo de muestreo, por lo que

el CPU 1 se encarga de la recepción de la señal y todo lo relacionado a los cálculos del observador de estados, mientras que el CPU 2 se encarga de mandar por el puerto serial el valor que se encuentra en la memoria interna, cada vez que termina de mandar el anterior valor. La señal generada por el puerto serial se lleva al convertidor USB-Serial, el cual permite que la computadora la procese y la haga visible. En cuanto al osciloscopio, se usa para asegurar que la señal generada sea la deseada y medir el tiempo que lleva realizar los cálculos del microprocesador en el PIN indicador.

4.5.2. Resultados experimentales, caso I: frecuencia constante, sin distorsión armónica y amplitud de armónico constante

Al igual que en la simulación numérica y considerando que el puerto ADC de la tarjeta de Texas Instruments únicamente permite señales comprendidas entre $0V$ y $3.3V$, con el generador de señales se crea una señal para evaluar el desempeño del observador de manera experimental, generando así

$$s(t) = \sin(\omega t) + 1 \quad (4.6)$$

con $\omega = 2\pi f$ y $f = 60$.

El resultado de estimación de la frecuencia angular se muestra en la Figura 4.27. La frecuencia angular estimada por el observador de estados por medio del microcontrolador (\hat{f}) parte desde su condición inicial y converge con el tiempo a un valor cercano a la frecuencia angular programada (f), teniendo un error decreciente conforme avanza el tiempo. El error de estimación se estabiliza cerca de cero, como se aprecia en la Figura 4.28.

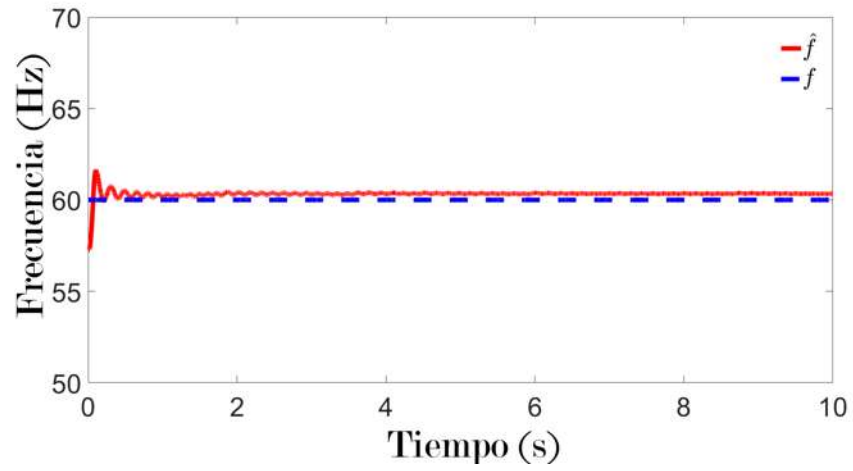


Figura 4.27: Caso I, estimación de la frecuencia angular con microcontrolador.

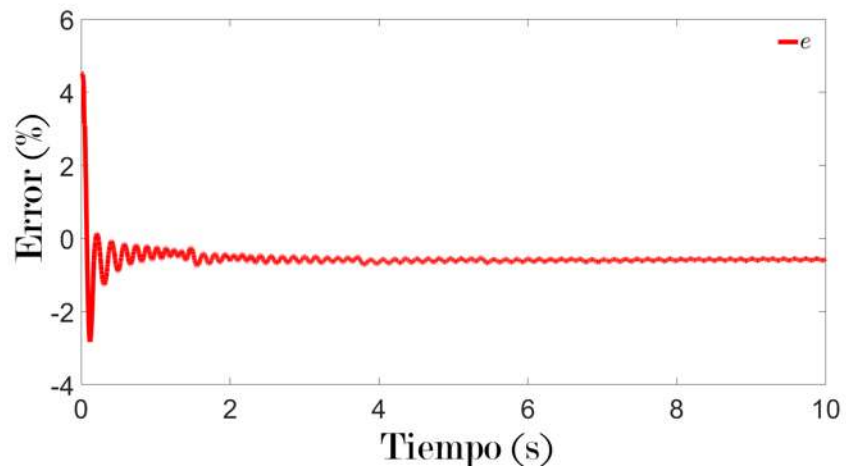


Figura 4.28: Caso I, error de estimación de la frecuencia con microcontrolador, $e = f - \hat{f}$.

4.5.3. Resultados experimentales, caso II: frecuencia variante en el tiempo, sin distorsión armónica y amplitud de armónico constante

En el mismo sentido, el segundo experimento es para una señal con características del caso II de la simulación numérica, donde la señal generada es

$$s(t) = \sin(\omega t) + 1 \quad (4.7)$$

con $\omega = 2\pi f + 2 \sin(0.5t)$ y $f = 60$.

Sin embargo, estimación con el microcontrolador no arroja un resultado claro, ya que como se observa en la Figura 4.29, la señal creada por el generador de señales está compuesta por escalones de aproximadamente $600 \mu s$ de duración, y como se mencionó anteriormente, el paso de muestreo utilizado es de $20 \mu s$, por lo que se necesita crear una señal con paso de $20 \mu s$ o menor, tal que se asemeje a un comportamiento análogo contemplado.

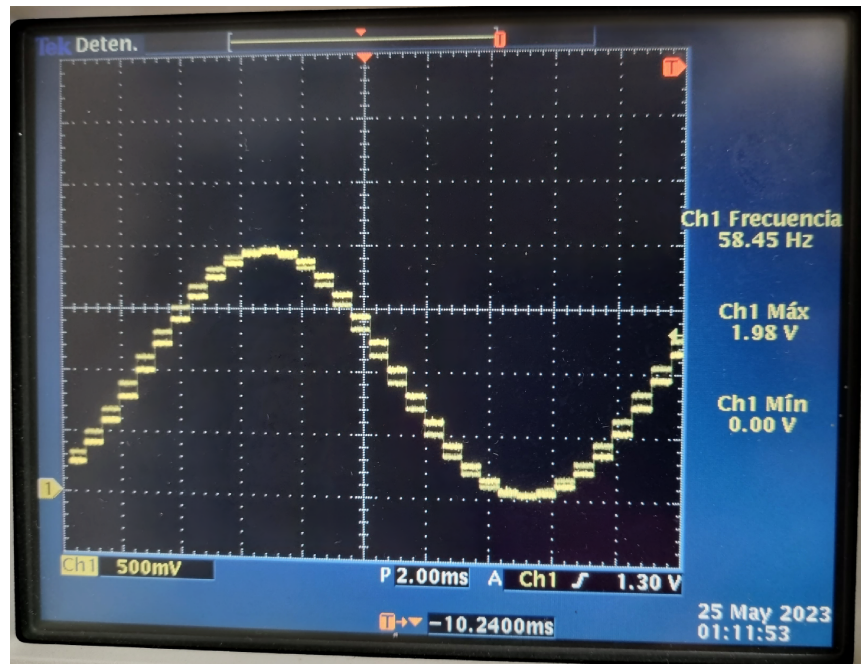


Figura 4.29: Señal correspondiente a (4.7).

4.6. Conclusiones del capítulo

Las simulaciones numéricas arrojan muy buenos resultados, donde se logra que la frecuencia angular converja en los cuatro casos expuestos, de tal manera que el algoritmo puede trabajar con señales eléctricas de CA de frecuencia constante o variante en el tiempo, con amplitud constante o variante en el tiempo, con contaminación armónica de valores constantes o variantes con el tiempo, y con presencia de ruido. De forma particular, el caso I se corroboró experimentalmente; sin embargo, en el resto de los casos, los resultados experimentales quedaron inconclusos por cuestiones de no disponer de un equipo capaz de generar una señal con un valor de frecuencia variable, a un periodo de muestreo de menos de $20 \mu s$, puesto que el equipo con el que se cuenta solo dispone de escalones de $600 \mu s$, lo que hace que los modos deslizantes trabajen inadecuadamente.

Capítulo 5

Aplicaciones del observador de estados en electrónica de potencia

Una aplicación se puede definir como la acción de emplear o poner en práctica un conocimiento, procedimiento, etc., a fin de obtener un determinado efecto. Es por ello que para el observador de estados propuesto en este trabajo de Tesis, se consideran las siguientes aplicaciones, como parte del uso que puede tener.

5.1. Inversor controlado, comparativa PLL de Simulink vs observador de estados

La primer aplicación propuesta para el observador es utilizarlo como PLL, debido a que muchos de los usados comúnmente en software y equipos comerciales, no están diseñados considerando que la frecuencia sea variante en el tiempo. En el caso particular del PLL de Simulink/Matlab, cuenta con un controlador PID para el procesamiento de la señal [69], lo cual no es adecuado si la variable a determinar o controlar es variante en el tiempo.

El diagrama de bloques generalizado de un inversor aislado de CD-CA, controlado a lazo abierto, se muestra en la Figura 5.1. En el diagrama se encuentra un inversor siendo alimentado por una fuente de CD, que posteriormente transforma esa energía en CA a través de un inversor controlado por un generador de pulsos, que antes de interconectarlo a la carga, pasa por un filtro para reducir el contenido armónico de los componentes que conmutan en el inversor [70].

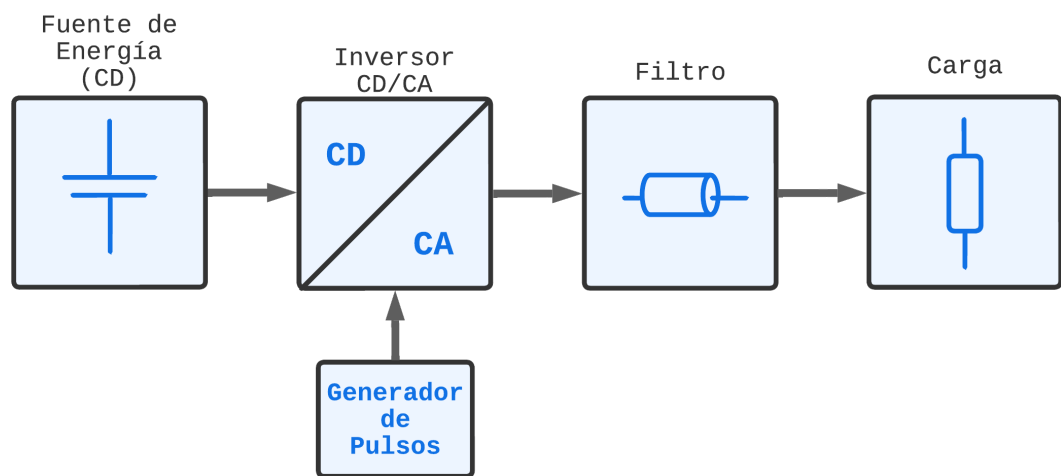


Figura 5.1: Diagrama de flujo de inversor CD a CA en lazo abierto.

A diferencia de un inversor aislado, un inversor interconectado a la red o circuito eléctrico de CA, requiere de una retroalimentación que permita el acoplamiento sincronizado de la señal generada por el inversor con el circuito al que se va a acoplar. Para este acoplamiento se usa comúnmente el PLL. El diagrama de bloques que representa el acoplamiento, particularmente usando control óptimo para la generación de pulsos en combinación con el PLL del inversor, se aprecia en la Figura 5.2. El circuito eléctrico de AC al que se acoplará el inversor es representado por un Bus infinito, con voltaje dado por V_s .

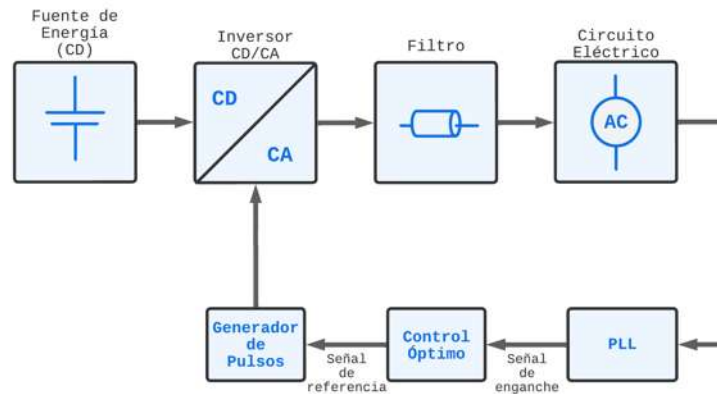


Figura 5.2: Diagrama de flujo de inversor acoplado por PLL al circuito eléctrico de CA, con control óptimo.

Considerando que el PLL usual no es eficiente ante una señal medida V_s que tiene valor de frecuencia variante en el tiempo, entonces se procede a la aplicación del observador propuesto para ser usado como PLL, como se muestra en la Figura 5.3, donde previamente se normaliza la señal para el correcto funcionamiento del observador. Tanto el PLL como el observador de estados sirven para generar una señal de enganche que pueda ser utilizada por el sistema de control para la sincronización. El diseño del controlador para el inversor se describe a continuación.

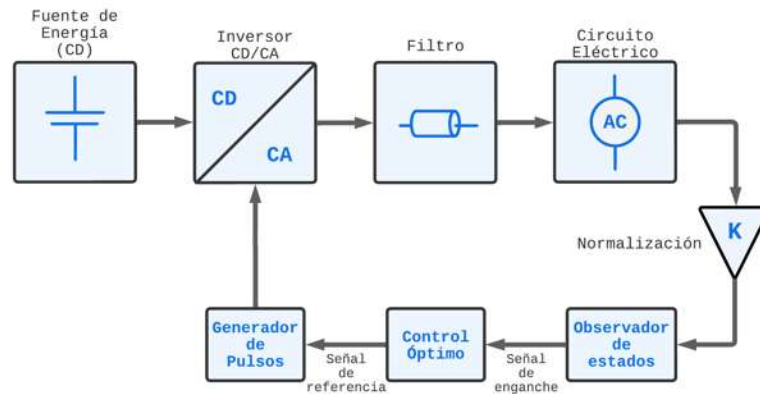


Figura 5.3: Diagrama de flujo de inversor acoplado por observador de estados al circuito eléctrico de CA, con control óptimo.

5.1.1.1. Diseño de control óptimo

Para el diseño del control óptimo que permita el acoplamiento y control de variables (potencia) entre el inversor y el circuito eléctrico de CA, se parte de lo visto en la Sección 2.4.3, estableciendo primeramente el espacio de estado por (2.12). En la Figura 5.3, se considera un inversor monofásico que proporciona una potencia de $500W$ y una salida de voltaje del mismo nivel que el circuito al que se conectará, siendo un valor de CA de $V_s = 180V$ de pico. Se contempla una fuente de energía de CD que alimenta al inversor, teniendo una magnitud de $V_{DC} = 400V$ y un filtro resistivo-inductivo RL , con valores $R_s = 1\Omega$ y $L = 5mH$. De esta forma, las matrices del sistema dinámico en representación en espacio de estados (2.12), del inversor con filtro son:

$$A = -\frac{R_s}{L}, \quad B = \frac{V_{DC}}{L}, \quad C = 1, \quad D = -\frac{V_s(t)}{L}$$

que generan la dinámica del inversor como

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= -\frac{R_s}{L}x + \frac{V_{DC}}{L}u - \frac{V_s}{L}, \\ y(t) &= x. \end{aligned} \tag{5.1}$$

Para (5.1) se diseña el controlador óptimo (2.13), dado por $u = -R^{-1}B [P(t)x - z(t)]$. Considerando una potencia fija a generar por el inversor de $P_{inv} = 500W$, y un voltaje $V_s = 180V$, entonces la señal de referencia para la corriente en el controlador resulta en

$$r(t) = \frac{2P_{inv}\hat{s}(t)}{V_s}$$

la cual se utiliza para resolver (2.15), que es parte de la solución del control óptimo.

Por su parte, al tener con matrices con dimensión 1×1 , la solución de la ecuación diferencial de Riccati (2.14) es

$$\dot{P}(t) = AP(t) + P(t)A - P(t)BR^{-1}B^T P(t) + Q$$

mientras que la solución de la ecuación diferencial (2.15) está dada por

$$\dot{z}(t) = [A - BR^{-1}B^T P(t)]^T z(t) + Qr(t) - P(t)D.$$

La ley de control óptima anterior u es utilizada en el generador de pulsos con el propósito de acoplar y sincronizar el inversor al circuito de CA.

5.1.2. PLL vs observador de estados para acoplamiento de inversor al circuito eléctrico de CA con control óptimo

El circuito PLL es un sistema retroalimentado cuyo objetivo principal consiste en la generación de una señal de salida que coincida con la de entrada [71], pero que adicionalmente determina la frecuencia o fase de la señal. Es por eso que en esta aplicación se compara el PLL de Simulink MathWorks® con el observador de estados propuesto en este trabajo. La manera de comparar es usando a ambos para la generación de una señal de enganche de fase para la operación de un inversor interconectado a un circuito de CA, bajo condiciones semejantes y observando los resultados arrojados por ambos esquemas de amarre de fase.

Teniendo en cuenta lo anterior, el comportamiento de la circuito eléctrico de CA para este caso está descrito por una señal sinusoidal de amplitud $A = 180V$ y una

frecuencia angular descrita como

$$\omega(t) = \begin{cases} 2\pi f & \text{para } t \leq 0.5 \\ 2\pi f + 2 \sin(1.3(t - 0.5)) & \text{para } t > 0.5, \end{cases} \quad (5.2)$$

siendo $f = 60 \text{ Hz}$. Tanto el PLL como el observador de estados serán receptores de esta señal para establecer un lazo cerrado con control óptimo.

Los resultados de esta aplicación se muestran a continuación a través de gráficos obtenidos por medio de una simulación numérica realizada en Simulink. En la comparativa se contrasta la generación de señales de voltaje ($V\text{-Inv}$) y corriente ($I\text{-Inv}$) que genera el inversor. En la Figura 5.4 y Figura 5.6, se visualizan las señales generadas por el circuito que usa el PLL para acoplamiento; mientras que en la Figura 5.5 y Figura 5.7, se observan las señales generadas por el circuito que usa el observador para el mismo propósito. Como se aprecia en la Figura 5.4 y Figura 5.5, cuando la frecuencia angular no presenta cambios ($0 < t \leq 0.5$), las señales de corriente y voltaje permanecen en fase, tanto para el método por PLL como el método por el observador de estados; sin embargo, cuando la frecuencia angular varía ($0.5 > t$), como se dicta en (5.2), comienza a existir un desfase entre las señales de voltaje y corriente generadas por el inversor con el PLL, produciendo potencia reactiva no planeada; mientras que las señales de voltaje y corriente generadas por el inversor con el observador de estado continúan en fase, lo que implica que no genera potencia reactiva no planificada.

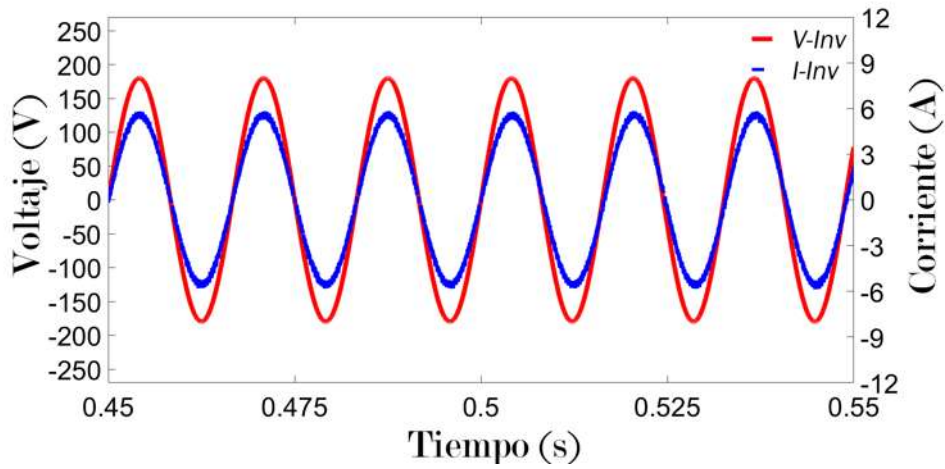


Figura 5.4: Voltaje y corriente de Inversor en lazo cerrado con PLL ($0.45 < t < 0.55$).

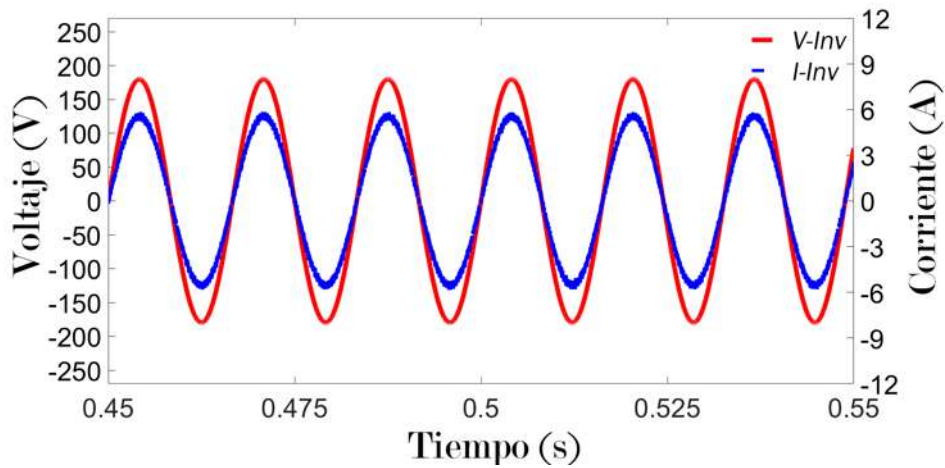


Figura 5.5: Voltaje y corriente de Inversor en lazo cerrado con observador de estados ($0.45 < t < 0.55$).

En la Figura 5.6 se puede observar con mayor facilidad el desfase existente entre la señal de corriente y voltaje en el circuito con PLL en la medida que el tiempo avanza, resultando que incluso existe la generación de contenido armónico en la señal de corriente. Por otro lado, en la Figura 5.7, se aprecia como las señales mantienen su fase y correcta forma de onda. La interconexión de un inversor a un circuito

eléctrico de CA con desfase en sus señales produce una reducción de la potencia activa suministrada, con la posibilidad de daños en el circuito del inversor.

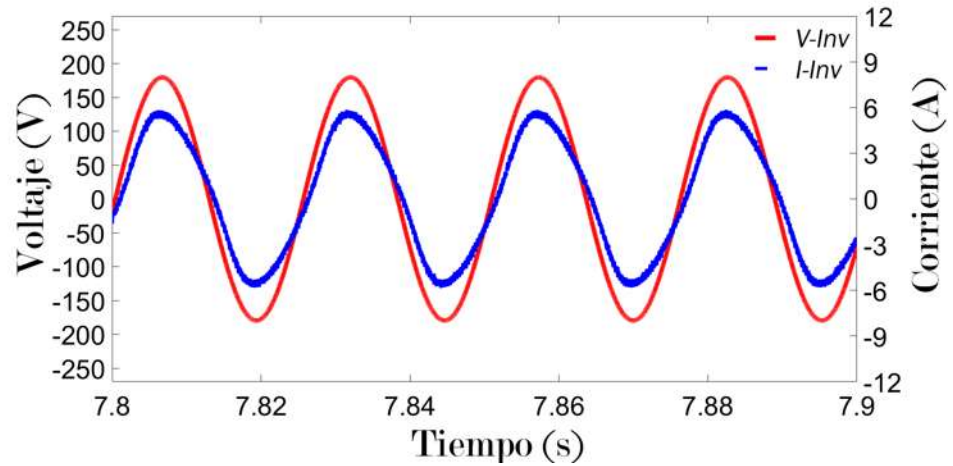


Figura 5.6: Voltaje y corriente de Inversor en lazo cerrado con PLL ($7.8 < t < 7.9$).

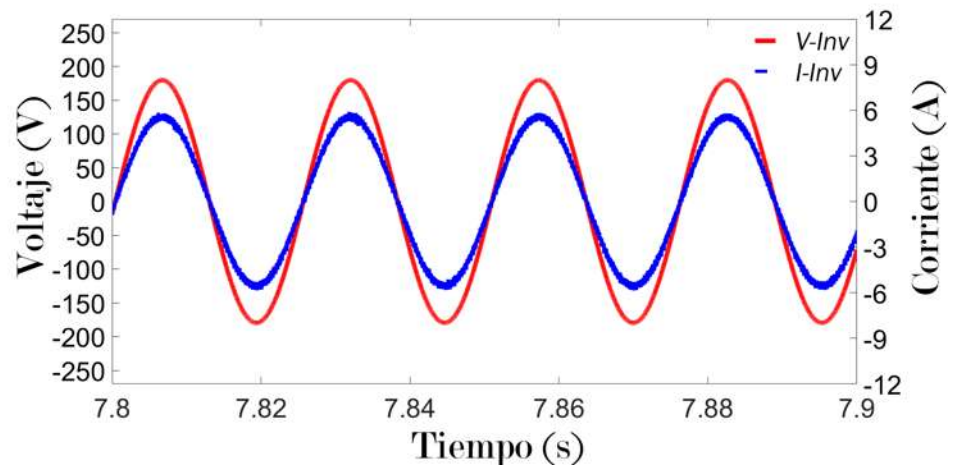


Figura 5.7: Voltaje y corriente de Inversor en lazo cerrado con observador de estados ($7.8 < t < 7.9$).

En la Figura 5.8 se puede apreciar la comparativa entre las estimaciones de la frecuencia generadas por el PLL (\hat{f}_{PLL}), el observador de estados (\hat{f}_{obs}) y la frecuencia original (f) propia de la señal. Estas estimaciones son usadas para la retroalimentación

por control óptimo del inversor conectado al circuito de CA.

En cuanto a la estimación del bloque de PLL se puede apreciar que si la frecuencia de la señal recibida es constante, entonces los valores estimados tienen un valor muy preciso, en comparación al valor de frecuencia real; no obstante, en el momento en que la frecuencia deja de ser un valor constante, el valor estimado por el PLL deja de ser confiable, produciendo una señal de estimación inadecuada respecto al valor real. Por su parte, la frecuencia estimada por el observador de estados, conforme avanza el tiempo, su estimación comienza a converger con los valores de frecuencia de la señal real, tanto para valores constantes como variantes con el tiempo, resultando más confiable.

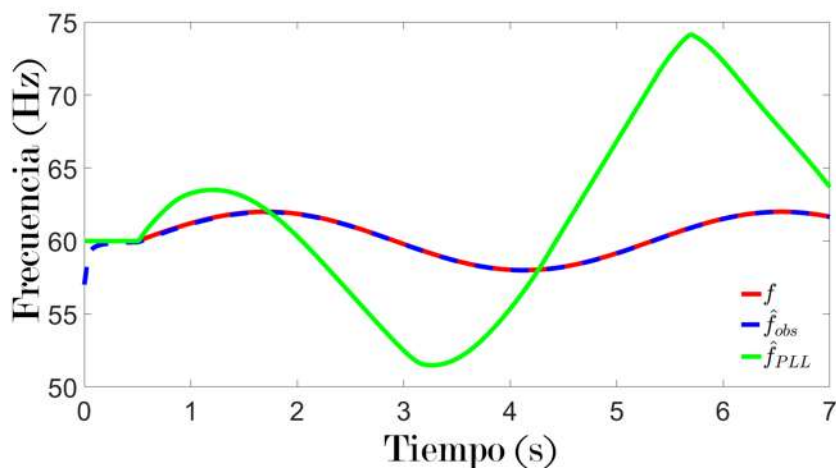


Figura 5.8: Frecuencia real de la señal y frecuencias estimadas.

El desempeño de los métodos se muestra mediante el error entre los valores de la frecuencia real menos la frecuencia estimada ($f - \hat{f}$). Por un lado, en la Figura 5.9 se muestra el error resultante de la obtención de la frecuencia de la señal por el observador de estados, mientras que en la Figura 5.10 se despliega el error de la señal generada por el bloque de PLL.

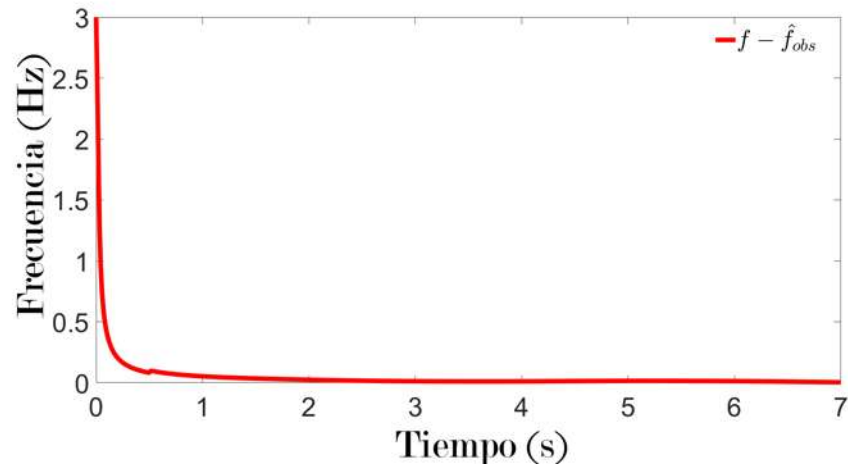


Figura 5.9: Frecuencia real de la señal menos frecuencia estimada por el observador de estados.

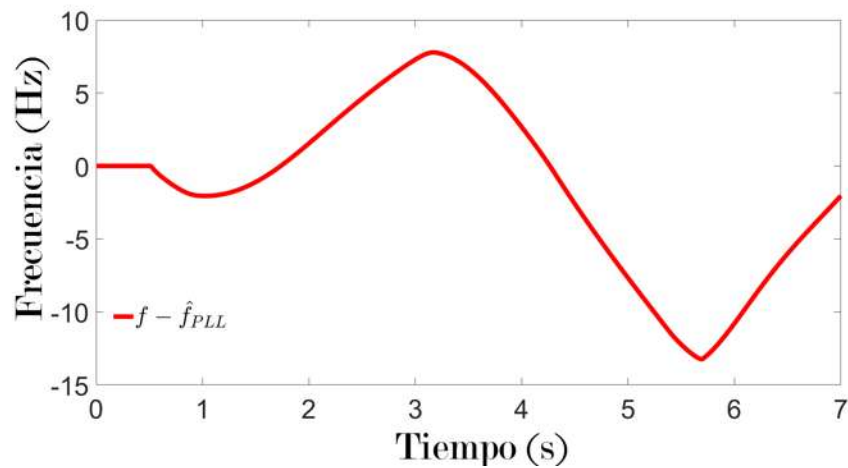


Figura 5.10: Frecuencia real de la señal menos frecuencia estimada por el PLL de Simulink.

En la Figura 5.9 se observa la convergencia del error a cero por parte del valor de frecuencia estimada por medio del observador de estados, únicamente produciéndose una ligera alteración cuando la frecuencia de la señal comienza a variar (en 0.5 segundos), para posteriormente seguir su trayectoria a cero, a pesar de las variaciones de la

frecuencia. En comparativa, la Figura 5.10 muestra como el error de la estimación que produce el PLL está en la línea del valor cero cuando la frecuencia es constante, no obstante, en cuanto la frecuencia de la señal comienza sufrir variaciones, la estimación varía también, produciéndose un comportamiento del error que tiende a incrementarse de manera oscilatoria conforme avanza el tiempo. Los resultados de estimación de la frecuencia por parte del PLL se comprenden debido a que éste está diseñado para una frecuencia constante, mientras que el observador de estado está diseñado para funcionar a frecuencia constante y variante en el tiempo, como se analizó en el capítulo 4.

5.2. Obtención de parámetros ante frecuencia variante en el tiempo: amplitud de armónicos y valor RMS

Otra aplicación es en calidad de la energía, donde el objetivo es que la energía generada y distribuida al usuario final, cumpla con ciertos parámetros reglamentados [72]. Dentro de los parámetros a verificar están la amplitud de armónicos y el valor RMS de la señal. Estos valores sirven, entre otras cosas, para la detección de caídas o subidas de voltaje que vulneren la operación del propio sistema suministrador de energía, así como de los equipos conectados al mismo [64]. Por lo anterior, el observador de estados también cuenta con la capacidad de mostrar estos parámetros de la señal medida, resultados que adicionalmente serán comparados con bloques existentes en Simulink destinados a ese fin.

El bloque existente para la obtención de la magnitud de los armónicos de una señal es el bloque "Fourier" [73]. Éste realiza un análisis de Fourier de la señal de entrada en una ventana de ejecución de un ciclo de la frecuencia fundamental de la señal. En cuanto a la obtención del valor RMS, en Simulink existe un bloque nombrado "RMS",

el cual obtiene el valor RMS verdadero de la señal de entrada $s(t)$, que se calcula sobre una ventana de un ciclo de la frecuencia fundamental especificada, siguiendo el mecanismo

$$RMS(s(t)) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t-T}^t s(t)^2 dt} \quad (5.3)$$

donde T es periodo calculado como $\frac{1}{f_f}$, y f_f es la frecuencia fundamental, que a su vez se asume constante [74].

Ahora bien, para la obtención del valor RMS de una señal con frecuencia variante en el tiempo, se puede usar (5.3) con la modificación del periodo, de forma que resulte en

$$RMS(s(t)) = \sqrt{\frac{1}{T(t)} \int_{t-T(t)}^t s(t)^2 dt} \quad (5.4)$$

siendo $T(t)$ el periodo variante en el tiempo, ya que la frecuencia es variante en el tiempo. En (5.4), se presenta una ecuación que contiene una integral con limites de integración variables, lo cual complica su uso, por lo que la propuesta que se presenta en esta Tesis para la obtención del valor RMS, de manera más sencilla es la siguiente: utilizar el armónico fundamental obtenido por el observador para establecer el tiempo de integración, con el fin de usar este armónico a través de su flanco de subida, entonces tener una señal $s(t)$ como la mostrada en la Figura 5.11, durante todo un ciclo del armónico fundamental \hat{H}_1 obtenido por el observador se hace una sumatoria de la señal al cuadrado $\sum s(t)^2$ como se ve en la Figura 5.12, para posteriormente hacer la división sobre el número de muestras, y finalmente se obtiene su raíz cuadrada. Esto se vuelve a repetir en cada ciclo, obteniendo un valor RMS de cada ciclo de la señal $s(t)$.

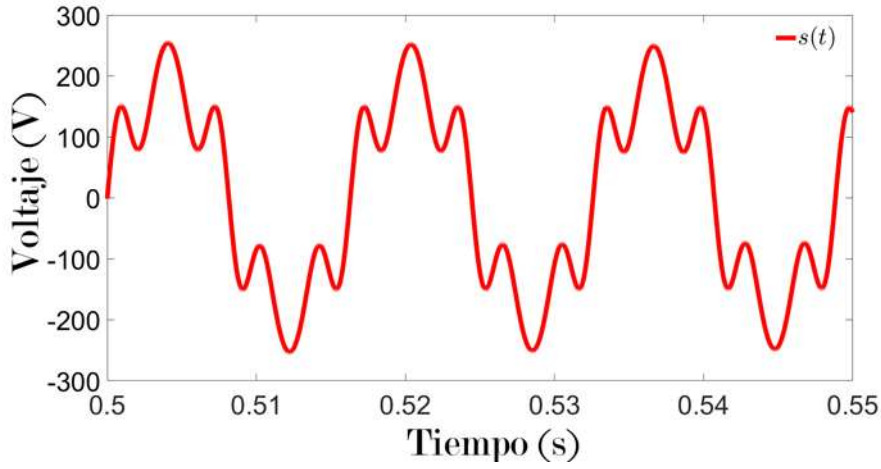


Figura 5.11: Señal $s(t)$ ejemplo.

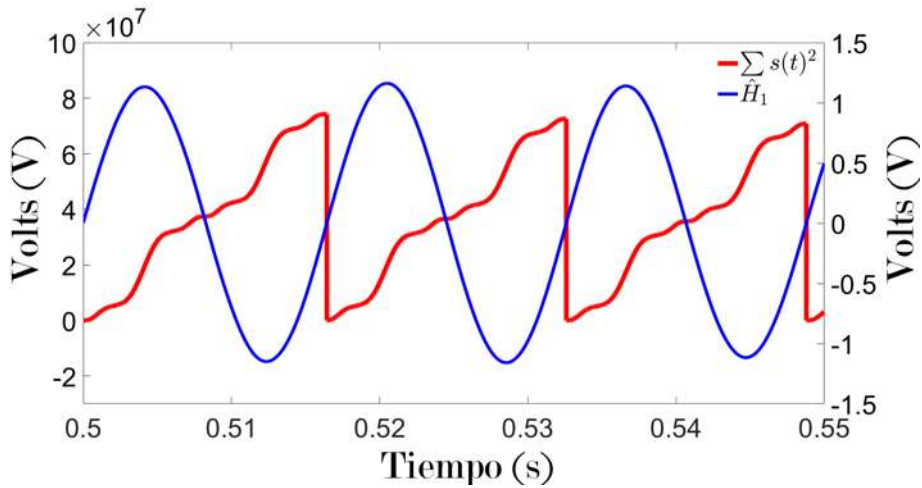
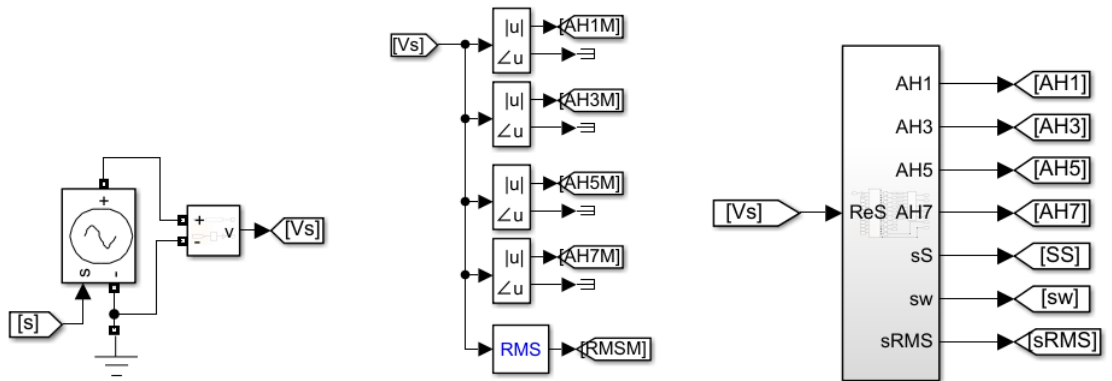


Figura 5.12: Sumatoria de $s(t)^2$ y armónico fundamental.

La obtención de los parámetros (contenido armónico y RMS) con el observador se verificarán mediante una señal de prueba generada por una fuente de voltaje controlada [75], la cuál permite señales de voltaje con parámetros programables, que en el caso de la frecuencia, ésta será la misma descrita en (5.2), y la señal $s(t)$ estará contaminada por tres armónicos impares. En la Figura 5.13(a) se aprecia el circuito con la fuente controlada de voltaje, la cual generará la señal $s(t)$, representada por

V_s . En la Figura 5.13(b), la señal V_s es enviada a los bloques de Fourier y RMS de Simulink, para la obtención de la amplitud de cada uno de los armónicos de la señal. En la Figura 5.13(c) se aprecia el bloque del observador de estados propuesto, que también recibe la misma señal V_s , para posteriormente desplegar la amplitud de los armónicos y al valor RMS de la señal. Las salidas sS y sw , representan a la estimación de la señal $\hat{s}(t)$ y la frecuencia angular estimada $\hat{\omega}$, respectivamente. La obtención de los parámetros de los armónicos será puesta a prueba en dos casos: considerando que las amplitudes, tanto de la fundamental como de los armónicos, son constantes; el segundo caso considera que las amplitudes pueden ser cero o variantes en el tiempo.



(a) Fuente de voltaje controlada. (b) Estimación por bloques de Fourier. (c) Estimación por observador de estados.

Figura 5.13: Diagramas en Simulink, para estimación de parámetros.

5.2.1. Amplitudes constantes

Para este caso, se usan las amplitudes descritas en la Sección 4.3, siendo

$$A_1 = 180, \quad A_3 = 0.5A_1 = 90, \quad A_5 = 0.3A_1 = 54, \quad A_7 = 0.1A_1 = 18.$$

Las amplitudes de cada uno de los armónicos se expresan en Volts (V), generando una señal como la que se observa en la Figura 5.14.

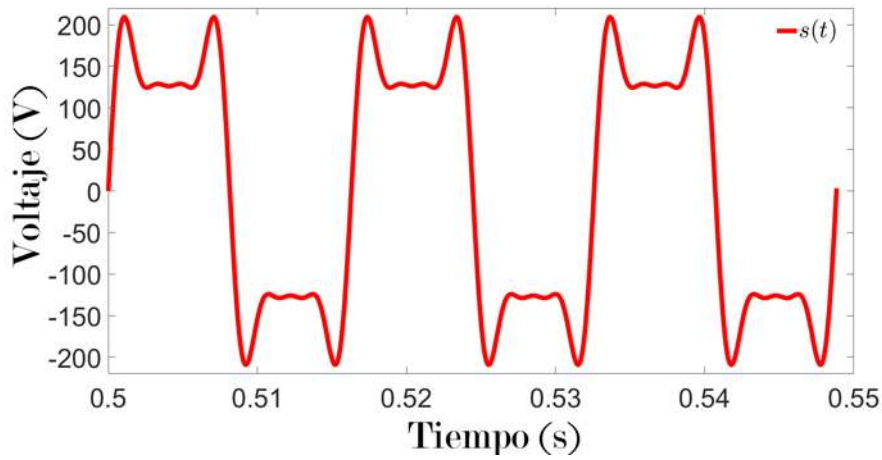


Figura 5.14: Señal generada para estimación de parámetros con amplitudes de armónicos constantes.

En la Figura 5.15, al observador de estado le toma una fracción de segundo converger a los valores establecidos, haciendo que la amplitud estimada de la onda fundamental (\hat{A}_1) corresponda con la amplitud la onda fundamental real (A_1) de 180V. De la misma manera, la amplitud estimada del tercer armónico (\hat{A}_3), concuerda con la amplitud real (A_3). Lo mismo ocurre con el quinto (\hat{A}_5 y A_5) y séptimo (\hat{A}_7 y A_7) armónico, respectivamente. Otra aspecto que se puede observar de la Figura 5.15 es que en todas las estimaciones de amplitud hay una ligera variación cuando la frecuencia comienza a variar ($t > 0.5s$); sin embargo, las estimaciones vuelven a estabilizarse a los valores correspondientes de manera rápida, semejante a como ocurre en la simulación numérica descrita en la Sección 4.3.

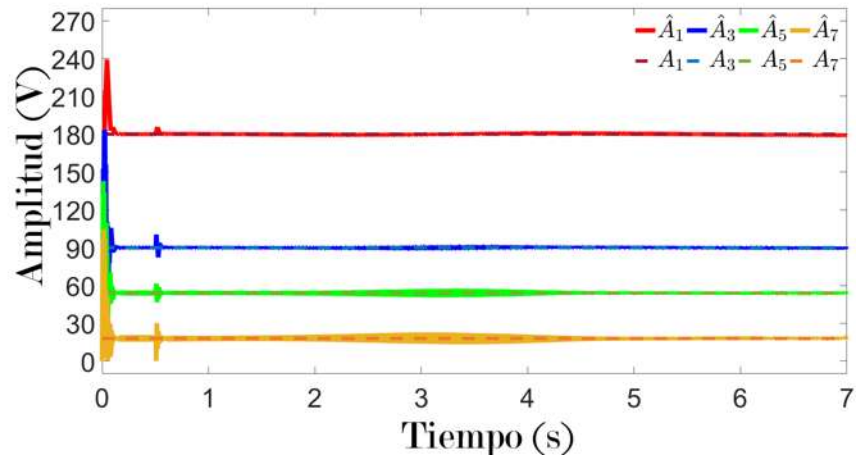


Figura 5.15: Amplitudes constantes, amplitud de armónicos por observador de estados y real.

Por otro lado, cuando se utiliza el bloque de Fourier para la obtención de cada una de las amplitudes de los armónicos de la señal, las estimaciones son precisas para cada una, siempre y cuando la frecuencia sea constante ($t \leq 0.5s$), no obstante, cuando la frecuencia comienza a tener variaciones, las estimaciones comienzan a comportarse de manera errada, como se observa en la Figura 5.16.

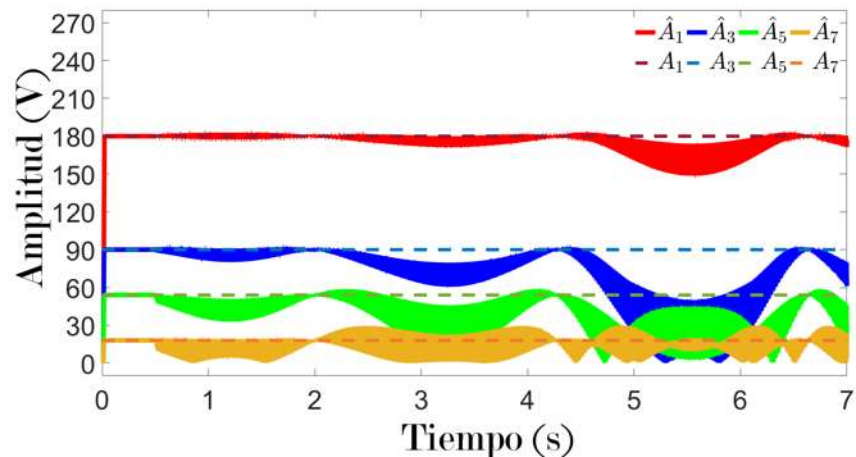


Figura 5.16: Amplitudes constantes, amplitud de armónicos por bloque de Fourier y real.

En cuanto a los valores RMS de la señal $s(t)$, en la Figura 5.17 se puede observar como el valor obtenido por el bloque RMS de Simulink ($\hat{V}_{RMS_{SL}}$) es correcto cuando la frecuencia es constante; sin embargo, cuando la frecuencia comienza a variar, los valores comienzan a verse afectados. Por otro lado, el valor RMS obtenido por el observador de estados ($\hat{V}_{RMS_{OE}}$), muestra un comportamiento constante en la mayoría del tiempo, a pesar de la variación de la frecuencia, y solamente tiene una desviación cuando el observador inicia (debido a su condición inicial), y un breve transitorio cuando existe la variación de la frecuencia ($t > 0.5s$). En la misma figura, para fines comparativos, se añade el valor RMS real del voltaje (V_{RMS}), para contrastar con lo obtenido con el bloque RMS y al observador de estados propuesto.

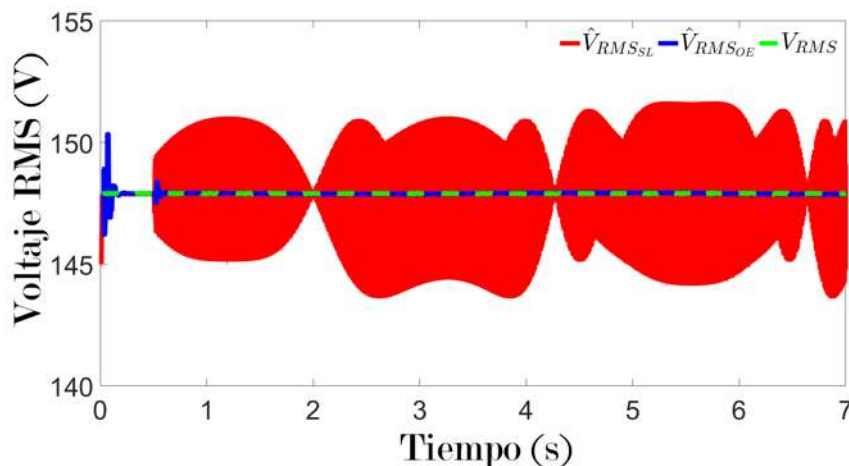


Figura 5.17: Amplitudes constantes, valores RMS estimados y real.

Adicionalmente, la Figura 5.18 muestra la obtención de la frecuencia en presencia de múltiples armónicos, obteniendo un comportamiento semejante a lo visto en la Figura 5.8. Siendo f la frecuencia real, f_{obs} la frecuencia estimada por el observador de estados y f_{PLL} la frecuencia estimada por el bloque de PLL.

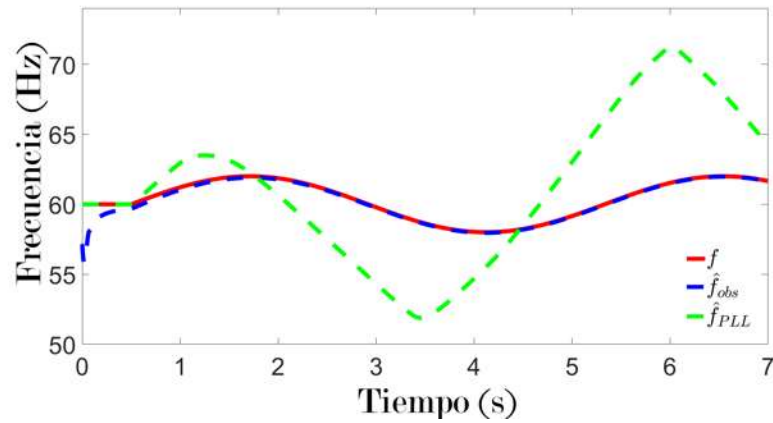


Figura 5.18: Amplitudes constantes, frecuencias real y estimadas.

5.2.2. Amplitudes variantes en el tiempo

Para el caso de amplitudes variantes en el tiempo, ahora se usan las descritas en la Sección 4.4, siendo

$$A_1(t) = [1 + 0.2 \sin(5t)]A_F, \quad A_3 = 0, \quad A_5(t) = [0.3 + 0.1 \sin(2.5t)]A_F, \quad A_7 = 0.1A_F.$$

Las amplitudes de cada uno de los armónicos expresadas en Volts (V) y $A_F = 180V$, generando una señal de amplitud variable como la que se muestra en la Figura 5.19.

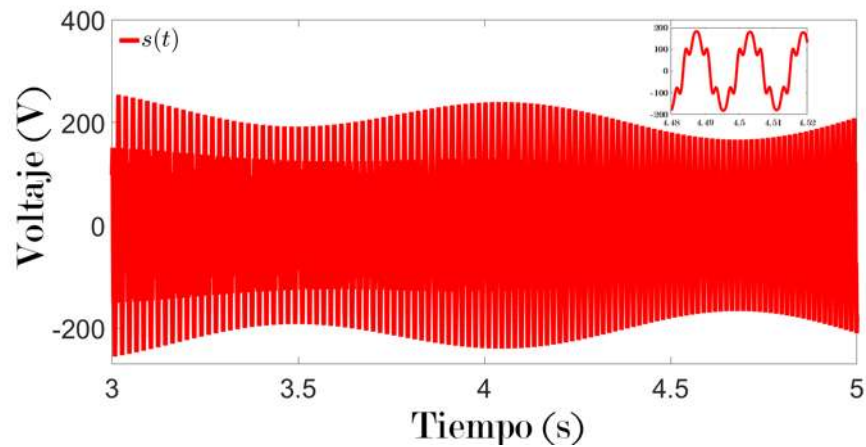


Figura 5.19: Amplitudes variantes en el tiempo, señal generada para estimación de parámetros.

Como se aprecia en la Figura 5.20, a pesar de que haya amplitudes de armónicos variantes en el tiempo, o amplitudes nulas, la obtención de los valores por parte del observador de estados se logra como en la Sección 4.4, tomando una fracción de segundo para la estimación. Al tiempo de 0.5 s se observa un breve transitorio, que ocurre cuando la frecuencia pasa de constante a variante con el tiempo, pero la estimación nuevamente converge.

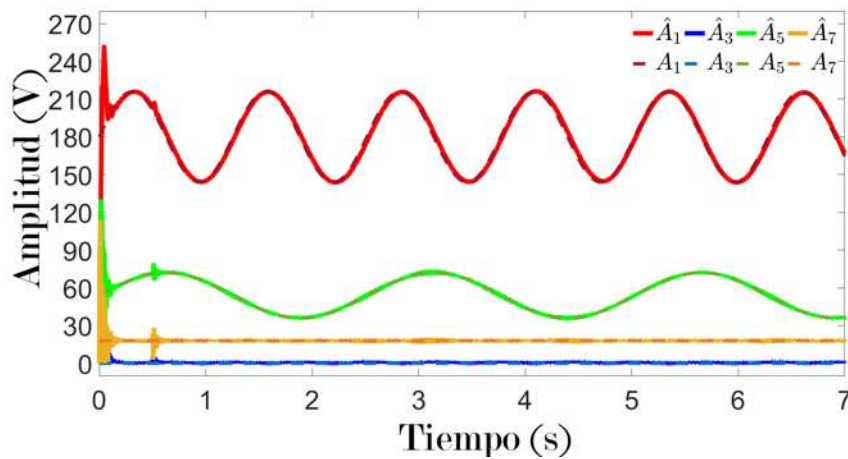


Figura 5.20: Amplitudes variantes en el tiempo, amplitud de armónicos estimados por el observador de estados.

En la Figura 5.21, cuando se usa el bloque de Fourier en Simulink, la estimación de la señal $s(t)$ se logra a pesar de que las amplitudes varíen en el tiempo; sin embargo, cuando la frecuencia de la señal comienza a variar, la estimación comienza a ser errónea, produciendo incluso que los valores de las amplitudes de los armónicos se pierdan totalmente de los valores reales, como pasa en el caso del armónico 5.

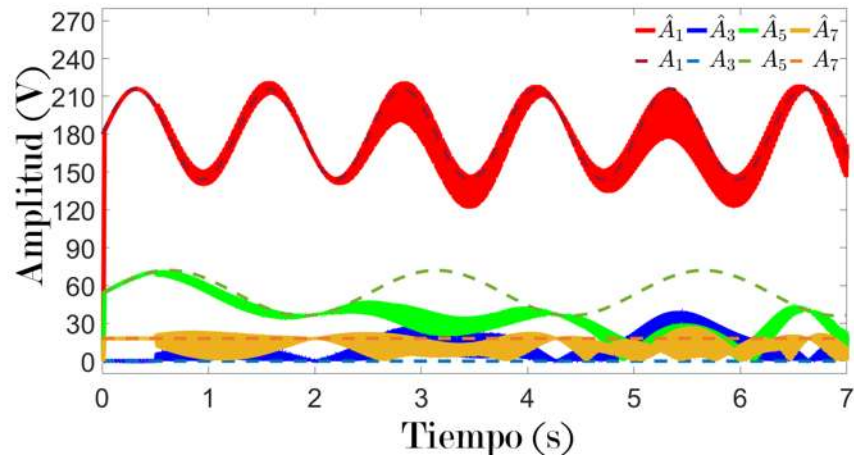


Figura 5.21: Amplitudes variantes en el tiempo, amplitud de armónicos estimados por el bloque de Fourier de Simulink.

La obtención de los valores RMS es semejante a lo visto en la Sección 5.2.1. Se observan los resultados en la Figura 5.22, tanto para el valor RMS real (V_{RMS}), como para el del observador de estados (OE) y del bloque RMS de Simulink. el bloque RMS ($\hat{V}_{RMS_{SL}}$) logra la obtención del parámetro RMS mientras la frecuencia es constante, y corresponde al valor RMS real; no obstante, cuando la frecuencia comienza a tener variaciones en el tiempo, el valor obtenido comienza a tener desviaciones respecto al real. Por el lado del observador de estados ($\hat{V}_{RMS_{OE}}$), también converge de manera rápida al valor RMS real, y se mantiene sin importar el valor de la frecuencia.

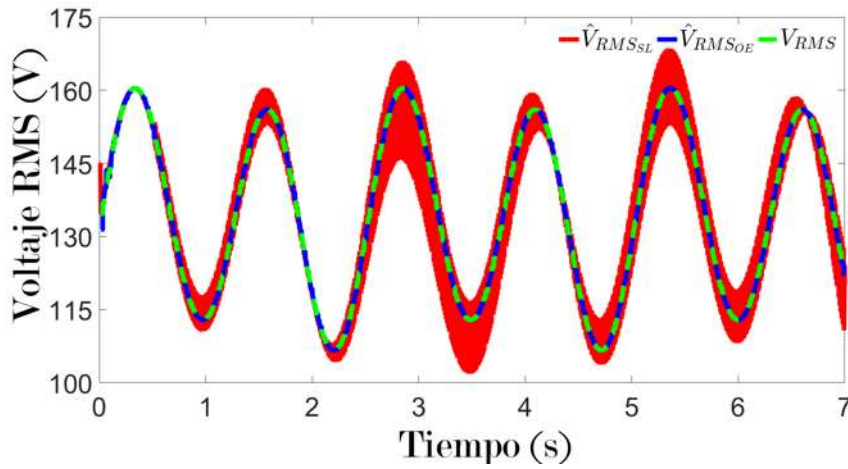


Figura 5.22: Amplitudes variantes en el tiempo, valores RMS estimados y real.

La estimación de la frecuencia para el caso de amplitudes variantes en el tiempo se puede apreciar en la Figura 5.23 y su comportamiento es similar a la Figura 5.8 de la Sección 5.1, y a la Figura 5.18 de la Sección 5.2.1, siendo la frecuencia estimada por el observador (f_{obs}) la que converge con la frecuencia real (f), y la estimada por el PLL (f_{PLL}) converge solo para valores de frecuencia constante, mientras comienza a tener valores no correspondientes cuando la frecuencia comienza a variar.

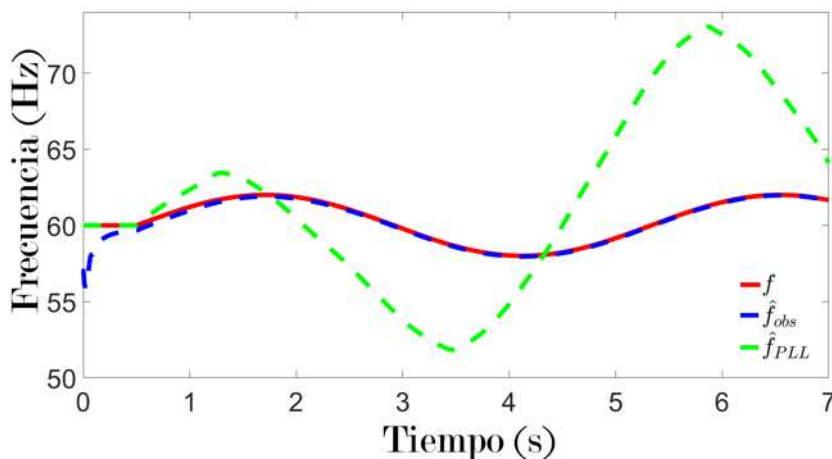


Figura 5.23: Amplitudes variantes en el tiempo, frecuencia real de la señal, frecuencias estimadas.

5.3. Conclusiones del capítulo

Es común que al momento de utilizar un software especializado, como lo es Simulink/Matlab®[®], se dé por sentado que las herramientas programadas proporcionarán siempre datos correctos; sin embargo, esta suposición puede ser incorrecta en algunos casos, dependiendo de las aplicaciones o condiciones particulares. Por ejemplo, los bloques de Simulink usados en este capítulo funcionan de manera correcta cuando la frecuencia de la señal es constante; sin embargo, presentan problemas cuando existen variaciones en la frecuencia. Lo anterior se debe a que su programación está diseñada considerando tener una frecuencia constante. Es así que el observador de estados se presenta como una alternativa o solución cuando se tiene frecuencia variable en el tiempo.

Capítulo 6

Conclusiones

6.1. Conclusiones generales

De lo expuesto en esta Tesis se puede concluir que se logra la estimación de la frecuencia, esto es, $\hat{\omega}(t) \rightarrow \omega(t)$, cuando $t \rightarrow \infty$. De igual forma, se observa una estimación prácticamente instantánea de la señal $s(t)$ mediante $\hat{s}(t)$, a partir de lo cual se pueden estimar las amplitudes de los componentes armónicas, incluyendo la fundamental, que puede contener una señal de CA distorsionada, cuyos armónicos pueden incluso ser variantes en el tiempo. Obsérvese que en la estimación de los parámetros de la señal de CA, no se requiere de periodicidad, a diferencia de otras metodologías, y también puede trabajar con múltiples armónicos a la vez, independientemente que estén variando de amplitud o tengan amplitud cero. De los resultados numéricos mediante simulaciones, se aprecia que el observador converge rápidamente hacia los parámetros de la señal $s(t)$, necesitando una fracción de segundo para converger hacia la señal medida, mientras que le toma un poco más de tiempo para estimar la frecuencia angular; sin embargo, una vez lograda la convergencia, ambas estimaciones continúan a la par de su señal real, incluso en presencia de ruido. De los resultados experimentales se puede observar que se consigue con éxito la estimación de la frecuencia constante. En cuanto a las aplicaciones de uso del estimador, en los

resultados se puede apreciar como éste funciona adecuadamente, y se ha realizado una comparación respecto a herramientas semejantes existentes comerciales, donde éstas últimas presentan imprecisiones cuando la frecuencia es variante en el tiempo. Esta Tesis presenta un estimador que puede ser utilizado en tiempo real, para monitorio y compensación de armónicos, o bien, para la regulación de frecuencia mediante sistemas que lo requieran, siendo un tema de trabajo futuro, al igual que otras pruebas experimentales de laboratorio a que haya lugar. Otro aspecto relevante de la tesis, es la obtención de un valor RMS cuando la frecuencia o periodo de la señal es variante en el tiempo, recordando que la definición matemática usual de RMS considera que la frecuencia es constante.

Es de resaltar que la mayor parte de los circuitos y componentes de CA están diseñados considerando que la frecuencia es constante, pero que ante condiciones de variación considerable de frecuencia, varios componentes dejarían de operar correctamente, o bien, entrarían etapas de protección, dejando de operar parte de los circuitos. De ahí que tome relevancia una estimación rápida de frecuencia, que permita tomar acciones para corregir problemas en su regulación, o bien, donde sea posible, modificar los esquemas que hacen operar a elementos eléctricos para que puedan funcionar con frecuencia variable (conocida a partir del estimador).

6.2. Trabajos futuros

1. Trabajo futuro 1: Desarrollar la experimentación para señales con frecuencia variante en el tiempo y con contenido armónico.
2. Trabajo futuro 2: Realizar análisis de Lyapunov para demostrar formalmente la convergencia del observador.
3. Trabajo futuro 3: Proponer y demostrar más aplicaciones viables, como podrían ser la regulación de frecuencia, o monitoreo y compensación de armónicos en

circuitos eléctricos más complejos, o en la misma red eléctrica.

4. Trabajo futuro 4: Mejorar la obtención de valores RMS para señales con frecuencia variante en el tiempo.

Bibliografía

- [1] D. O. Johnson y K. A. Hassan, “Issues of power quality in electrical systems,” *International Journal of Energy and Power Engineering*, vol. 5, n.º 4, págs. 148-154, 2016.
- [2] M. D. Kusljevic, “A simple recursive algorithm for frequency estimation,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 53, n.º 2, págs. 335-340, 2004.
- [3] I. Boldea, *Synchronous generators*. CRC press, 2015.
- [4] K. Schipman y F. Delincé, “The importance of good power quality,” *ABB Power Qual. Prod., Charleroi, Belgium, ABB Review*, 2010.
- [5] W. Su, J. Wang y J. Roh, “Stochastic energy scheduling in microgrids with intermittent renewable energy resources,” *IEEE Transactions on Smart grid*, vol. 5, n.º 4, págs. 1876-1883, 2013.
- [6] P. M. Anderson, *Power System Protection*. New York, NY: Wiley-IEEE Press, 1999.
- [7] Real-Academia-Española. “frecuencia — Diccionario de la lengua española.” (s.f.), dirección: <https://dle.rae.es/frecuencia> (visitado 16-02-2023).
- [8] Rscientific-Committees. “Frecuencia.” (s.f.), dirección: https://ec.europa.eu/health/scientific_committees/opinions_layman/es/campos-electromagnetico-glosario/def/frecuencia.htm (visitado 16-02-2023).

-
- [9] Fluke-Corporation. “¿Qué es la frecuencia?” (s.f.), dirección: <https://dlerae.es/frecuencia> (visitado 16-02-2023).
- [10] H. Karimi, M. Karimi-Ghartemani y M. R. Iravani, “Estimation of frequency and its rate of change for applications in power systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, n.º 2, págs. 472-480, 2004.
- [11] A. A. Girgis y F. M. Ham, “A new FFT-based digital frequency relay for load shedding,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-101, n.º 2, págs. 433-439, 1982.
- [12] A. A. Girgis y W. L. Peterson, “Adaptive estimation of power system frequency deviation and its rate of change for calculating sudden power system overloads,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 5, n.º 2, págs. 585-594, 1990.
- [13] M. S. Sachdev y M. Giray, “A least error squares technique for determining power system frequency,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-104, n.º 2, págs. 437-444, 1985.
- [14] M. Giray y M. Sachdev, “Off-nominal frequency measurements in electric power systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 4, n.º 3, págs. 1573-1578, 1989.
- [15] J. Thorp, A. Phadke, S. Horowitz y M. Begovic, “Some applications of phasor measurements to adaptive protection,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 3, n.º 2, págs. 791-798, 1988.
- [16] I. Kamwa y R. Grondin, “Adaptive schemes for tracking voltage phasor and local frequency in transmission and distribution systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 7, págs. 789-795, 1991.
- [17] M. Kezunovic, E. Soljanin, B. Perunicic y S. Levi, “New approach to the design of digital algorithms for electric power measurements,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, n.º 2, págs. 516-523, 1992.

-
- [18] M. Kezunovic, P. Spasojevic y B. Perunicic, "New digital signal processing algorithms for frequency deviation measurement," *IEEE transactions on power delivery*, vol. 7, n.º 3, págs. 1563-1573, 1992.
- [19] M. M. Begovic, P. Djuric, S. Dunlap y A. Phadke, "Frequency tracking in power networks of harmonics," en *ICHPS V International Conference on Harmonics in Power Systems.*, IEEE, Atlanta, GA, USA, 1992, págs. 151-157.
- [20] L. Hsu, R. Ortega y G. Damm, "A globally convergent frequency estimator," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, n.º 4, págs. 698-713, 1999.
- [21] L. Lai, W. Chan, C. Tse y A. So, "Real-time frequency and harmonic evaluation using artificial neural networks," *IEEE Transactions on power delivery*, vol. 14, n.º 1, págs. 52-59, 1999.
- [22] S.-K. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Transactions on Power electronics*, vol. 15, n.º 3, págs. 431-438, 2000.
- [23] R. Marino y P. Tomei, "Global estimation of n unknown frequencies," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 47, n.º 8, págs. 1324-1328, 2002.
- [24] X. Xia, "Global frequency estimation using adaptive identifiers," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 47, n.º 7, págs. 1188-1193, 2002.
- [25] B. Wu y M. Bodson, "A magnitude/phase-locked loop approach to parameter estimation of periodic signals," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 48, n.º 4, págs. 612-618, 2003.
- [26] M. Karimi-Ghartemani y A. K. Ziarani, "A nonlinear time-frequency analysis method," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, n.º 6, págs. 1585-1595, 2004.

-
- [27] J. R. Trapero, H. Sira-Ramírez y V. F. Batlle, “An algebraic frequency estimator for a biased and noisy sinusoidal signal,” *Signal processing*, vol. 87, n.º 6, págs. 1188-1201, 2007.
- [28] G. Pin, “A direct approach for the frequency-adaptive feedforward cancellation of harmonic disturbances,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, n.º 7, págs. 3523-3530, 2010.
- [29] A. A. Pyrkin, A. A. Bobtsov, D. Efimov y A. Zolghadri, “Frequency estimation for periodical signal with noise in finite time,” en *2011 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference*, IEEE, Orlando, FL, USA, 2011, págs. 3646-3651.
- [30] M. Hou, “Parameter identification of sinusoids,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 57, n.º 2, págs. 467-472, 2011.
- [31] H. Hajimolahoseini, M. R. Taban y H. Soltanian-Zadeh, “Extended Kalman filter frequency tracker for nonstationary harmonic signals,” *Measurement*, vol. 45, n.º 1, págs. 126-132, 2012.
- [32] L. Angrisani, M. D’Apuzzo, D. Grillo, N. Pasquino y R. S. L. Moriello, “A new time-domain method for frequency measurement of sinusoidal signals in critical noise conditions,” *Measurement*, vol. 49, págs. 368-381, 2014.
- [33] S. V. Aranovskiy, A. A. Bobtsov, A. A. Pyrkin y P. A. Gritcenko, “Adaptive filters cascade applied to a frequency identification improvement problem,” *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 30, n.º 5, págs. 677-689, 2016.
- [34] B. Chen, G. Pin, W. M. Ng, S. Y. Hui y T. Parisini, “An adaptive-observer-based robust estimator of multi-sinusoidal signals,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 63, n.º 6, págs. 1618-1631, 2017.

- [35] G. Pin, Y. Wang, B. Chen y T. Parisini, "Identification of multi-sinusoidal signals with direct frequency estimation: An adaptive observer approach," *Automatica*, vol. 99, págs. 338-345, 2019.
- [36] S. Liu, F. Ding, L. Xu y T. Hayat, "Hierarchical principle-based iterative parameter estimation algorithm for dual-frequency signals," *Circuits, Systems, and Signal Processing*, vol. 38, págs. 3251-3268, 2019.
- [37] Y. Li, "A fundamental frequency estimation method based on esprit," en *2019 IEEE 2nd International Conference on Electronics Technology (ICET)*, IEEE, Chengdu, China, 2019, págs. 224-228.
- [38] Y. Bansal, M. V. Reddy y R. Sodhi, "An open loop frequency estimator for adversely distorted signals encompassing interharmonics," *Electric Power Components and Systems*, vol. 47, n.º 13, págs. 1218-1229, 2019.
- [39] S.-H. Kang, W.-S. Seo y S.-R. Nam, "A frequency estimation method based on a revised 3-Level discrete Fourier transform with an estimation delay reduction technique," *Energies*, vol. 13, n.º 9, pág. 2256, 2020.
- [40] L. Fan, G. Qi, J. Xing, J. Jin, J. Liu y Z. Wang, "Accurate frequency estimator of sinusoid based on interpolation of FFT and DTFT," *IEEE Access*, vol. 8, págs. 44 373-44 380, 2020.
- [41] G. H. Hardy y W. W. Rogosinski, *Fourier series*. Courier Corporation, 2013, vol. 1.
- [42] L. Sevgi, "Fourier transform and Fourier series," 2014.
- [43] A. N. Akansu e Y. Liu, "On-signal decomposition techniques," *Optical Engineering*, vol. 30, n.º 7, págs. 912-920, 1991.
- [44] D. Stashuk, "EMG signal decomposition: how can it be accomplished and used?" *Journal of Electromyography and Kinesiology*, vol. 11, n.º 3, págs. 151-173, 2001.

- [45] G. Tolstov y R. Silverman, *Fourier Series* (Dover Books on Mathematics). Dover Publications, 1976, ISBN: 9780486633176. dirección: <https://books.google.com.mx/books?id=XqqNDQeLfAkC>.
- [46] C. A. Evangelista, “Control de sistemas no lineales por modos deslizantes de segundo orden. Aplicación a la conversión de energía eólica,” *Universidad Nacional de la Plata, Argentina*, 2012.
- [47] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman, A. Levant et al., *Sliding mode control and observation*. Springer, 2014, vol. 10.
- [48] S. Gambhire, D. R. Kishore, P. Londhe y S. Pawar, “Review of sliding mode based control techniques for control system applications,” *International Journal of dynamics and control*, vol. 9, págs. 363-378, 2021.
- [49] V. I. Utkin, *Sliding modes in control and optimization*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [50] A. Levant, “Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control,” *International journal of control*, vol. 58, n.º 6, págs. 1247-1263, 1993.
- [51] L. Fridman y A. Levant, “Higher order sliding modes as a natural phenomenon in control theory,” en *Robust Control via variable structure and Lyapunov techniques*, Springer, 2005, págs. 107-133.
- [52] I. Nagesh y C. Edwards, “A multivariable super-twisting sliding mode approach,” *Automatica*, vol. 50, n.º 3, págs. 984-988, 2014.
- [53] Y. B. Shtessel, J. A. Moreno, F. Plestan, L. M. Fridman y A. S. Poznyak, “Super-twisting adaptive sliding mode control: A Lyapunov design,” en *49th IEEE conference on decision and control (CDC)*, IEEE, 2010, págs. 5109-5113.
- [54] R. Pintelon y J. Schoukens, “Real-time integration and differentiation of analog signals by means of digital filtering,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, n.º 6, págs. 923-927, 1990.

- [55] A. Levant, “Exact differentiation of signals with unbounded higher derivatives,” en *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control*, IEEE, 2006, págs. 5585-5590.
- [56] A. Levant, “Robust exact differentiation via sliding mode technique,” *automatica*, vol. 34, n.º 3, págs. 379-384, 1998.
- [57] D. S. Naidu, *Optimal control systems*, 1st. Idaho, EE.UU.: CRC press, 2002.
- [58] R. J. Mantz, “Introducción al control óptimo,” *Universidad Nacional de La Plata*, 2003.
- [59] B. D. Anderson y J. B. Moore, *Optimal control: linear quadratic methods*. Courier Corporation, 2007.
- [60] A. Valera Fernández, *Modelado y control en el espacio de estados*, 1st. Valencia, España: Universitat Politècnica de València, 2002.
- [61] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 2nd. Michigan, EE.UU.: Prentice Hall, 1996.
- [62] C. C. Remsing. “Optimal Control.” (2006), dirección: `file:///C:/Users/Equipo/AppData/Local/Temp/MicrosoftEdgeDownloads/351a08b0-ad15-440a-a6ca-09cce0b604f4/AM32LC5OptimalCtrl.pdf` (visitado 27-02-2023).
- [63] J. F. Hernández, “Cálculo simplificado del valor medio y eficaz de una forma de onda,” *Técnica Industrial*, vol. 271, pág. 67, 2007.
- [64] M. Albu y G. T. Heydt, “On the use of RMS values in power quality assessment,” *IEEE transactions on power delivery*, vol. 18, n.º 4, págs. 1586-1587, 2003.
- [65] F. R. Rubio y M. J. L. Sánchez, *Control adaptativo y robusto*, 1st. Universidad de Sevilla, 1996, vol. 9.
- [66] I. D. Landau, R. Lozano, M. M’Saad y A. Karimi, *Adaptive control: algorithms, analysis and applications*, 2nd. Springer Science & Business Media, 2011.

- [67] J. G. Rueda-Escobedo y J. A. Moreno, “Discontinuous gradient algorithm for finite-time estimation of time-varying parameters,” *International Journal of Control*, vol. 89, n.º 9, págs. 1838-1848, 2016.
- [68] J. G. Rueda-Escobedo, J. A. Moreno y J. Schiffer, “Finite-time estimation of time-varying frequency signals in low-inertia power systems,” en *2019 18th European Control Conference (ECC)*, IEEE, 2019, págs. 2108-2114.
- [69] MathWorks®. “PLL.” (2013), dirección: <https://la.mathworks.com/help/sps/powersys/ref/pl1.html> (visitado 15-02-2023).
- [70] H. Komurcugil, S. Biricik, S. Bayhan y Z. Zhang, “Sliding mode control: Overview of its applications in power converters,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 15, n.º 1, págs. 40-49, 2020.
- [71] R. Pindado, “Phase locked-loop (pll): Fundamento y aplicaciones,” *Universitat Politecnica de Catalunya Departament dEnginyeria Electronica*, 2001.
- [72] M. Bollen, “What is power quality?” *Electric Power Systems Research*, vol. 66, n.º 1, págs. 5-14, 2003, Power Quality, ISSN: 0378-7796. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0378-7796\(03\)00067-1](https://doi.org/10.1016/S0378-7796(03)00067-1). dirección: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779603000671>.
- [73] MathWorks®. “Fourier.” (2013), dirección: <https://la.mathworks.com/help/sps/powersys/ref/fourier.html> (visitado 15-02-2023).
- [74] MathWorks®. “RMS.” (2013), dirección: <https://la.mathworks.com/help/sps/powersys/ref/rms.html> (visitado 15-02-2023).
- [75] MathWorks®. “Controlled Voltage Source.” (2006), dirección: <https://la.mathworks.com/help/sps/powersys/ref/controlledvoltage.html> (visitado 15-02-2023).