

Control de Inversores Fotovoltaicos Conectados a la Red Ante Hundimientos de Tensión
Considerando Distorsión Armónica

Wilmar Alejandro Sotelo Rueda

Trabajo de Investigación para optar al título de Magíster en Ingeniería Eléctrica

Director

David Javier Rincón Adarme

Magister en Ingeniería Eléctrica

Codirector

María Alejandra Mantilla Villalobos

Doctora en Ingeniería, Área Ingeniería Electrónica

Codirector

Juan Manuel Rey López

Doctor en Ingeniería Electrónica

Universidad Industrial de Santander

Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones (E3T)

Bucaramanga

2025

Dedicatoria

A Dios por su infinita bondad y por todas las bendiciones que recibo de él.

A mi madre Marina.

A Rocío por su invaluable compañía.

A mis hermanos Jhon e Ivan.

Agradecimientos

A lo largo de este arduo trabajo, he contado con el apoyo invaluable de personas e instituciones. A todos y cada uno de ellos les dedico estas palabras de agradecimiento.

A mi director David, por su generosidad al compartir su conocimiento y su tiempo. Gracias por su valiosa guía permitiéndome crecer tanto personal como profesionalmente.

A mi codirectora María, expresarle mis más sinceros agradecimientos por su colaboración en hacer realidad mi ponencia en Bélgica y la estancia en Canadá.

A mi codirector Juan, por su apoyo en la realización del proyecto y disposición a ayudar.

Por último, agradezco a todas aquellas personas que, de una u otra forma, contribuyeron a que este proyecto se materializara. Este trabajo representa el esfuerzo colectivo de muchas manos y corazones que me impulsaron a superar mis propios límites.

Tabla de Contenido

Introducción	17
1. Estado del arte	22
1.1. Modelo del sistema	22
1.2. Requerimientos de red	23
1.3. Algoritmos de sincronización	27
1.3.1. Double Decoupled Synchronous Reference Frame with Cascaded Delayed Signal Cancellation filter	29
1.3.2. Adaptive Butterworth - Extended Kalman Filter	32
1.3.3. Two-Sample Sequence Extractor with Butterworth filter and Recursive Least Mean Square	35
1.3.3.1. Two-Sample Sequence extractor	35
1.3.3.2. Estimador de frecuencia RLMS	38
1.3.4. Cascaded Delayed Signal Cancellation and a Two-Sample Sequence Extractor	39
1.4. Generador de la señal de referencia	40
1.4.1. Optimal Voltage-Support Control for Distributed Generation Inverters in RL Grid- Faulty Networks (Estrategia I - SI)	42
1.4.1.1. Estrategia de soporte óptimo de tensión	43

CONTROL DE INVERSORES ANTE HUNDIMIENTOS DE TENSIÓN	5
1.4.1.2. Limitación de corriente	45
1.4.2. Control Strategy for Three-Phase Grid-Connected PV Inverters Enabling Current Limitation Under Unbalanced Faults (Estrategia II - SII)	47
1.4.2.1. Generación de la corriente de referencia	47
1.4.2.2. Método de limitación de la corriente	49
1.4.3. Flexible Positive Negative Sequence Control (FPNSC) (Estrategia III - SIII)	50
1.5. Controlador de corriente y técnica de modulación	53
1.5.1. Controlador proporcional resonante (PR)	53
2. Resultados de los algoritmos de sincronización	56
2.1. Escenarios de hundimientos de tensión y distorsión armónica.	57
2.2. Resultados experimentales	60
3. Análisis y evaluación del control del inversor	70
3.1. Resultados de simulación	71
3.1.1. Análisis de resultados de simulación	74
3.2. Resultados Experimentales	82
3.2.1. Descripción del prototipo experimental	82
3.2.1.1. Descripción de las etapas	83
3.2.2. Análisis de resultados experimentales	87
4. Conclusiones	95

CONTROL DE INVERSORES ANTE HUNDIMIENTOS DE TENSION	6
4.1. Trabajos futuros	97
4.2. Publicaciones realizadas	98
4.3. Posters	98
4.4. Pasantía de investigación	98
Referencias Bibliográficas	99
Apéndices	110

Lista de Figuras

Figura 1.	Esquema de un inversor conectado a la red	23
Figura 2.	Perfiles LVRT de tensión	24
Figura 3.	Clasificación de los algoritmos	28
Figura 4.	Algoritmo DDSRF-CDSC	30
Figura 5.	Filtro CDSC	31
Figura 6.	Algoritmo recursivo Kalman	33
Figura 7.	Filtro adaptativo Butterworth - Kalman (AB-EKF)	33
Figura 8.	Algoritmo TSSE-RLMS propuesto	36
Figura 9.	Algoritmo CDSC-TSSE propuesto	40
Figura 10.	Esquema de un inversor conectado a la red	44
Figura 11.	Esquema de la implementación de los algoritmos de sincronización	56
Figura 12.	Amplitud de la componente de secuencia positiva para los hundimientos de tensión	58
Figura 13.	Amplitud de la componente de secuencia negativa para los hundimientos de tensión	58
Figura 14.	Hundimientos de tensión del grupo I generados por la fuente CHROMA	59
Figura 15.	Hundimientos de tensión del grupo II generados por la fuente CHROMA	59

- Figura 16. Resultados experimentales para el *Grupo I* sin distorsión armónica. a) V^+ [V_{pu}]
b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad] 61
- Figura 17. Resultados experimentales para el *Grupo II* sin distorsión armónica. a) V^+
[V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad] 62
- Figura 18. Resultados experimentales para el *Grupo I* con THD = 13,23%. a) V^+ [V_{pu}]
b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad] 65
- Figura 19. Resultados experimentales para el *Grupo II* con THD = 13,23%. a) V^+ [V_{pu}]
b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad] 66
- Figura 20. Esquema de control del inversor en simulación 73
- Figura 21. Resultados de simulación para THD = 0%. a) Secuencia positiva b) Secuencia
negativa c) Tensión bus-DC d) Potencias SI e) Potencias SII f) Potencias SIII 75
- Figura 22. Resultados de simulación para THD = 13,23%. a) Secuencia positiva b) Se-
cuencia negativa c) Tensión bus-DC d) Potencias SI e) Potencias SII f) Potencias SIII 76
- Figura 23. Resultados de simulación. Corrientes inyectadas para THD = 0%. a) SI b) SII
c) SIII y para una THD = 13,23% d) SI e) SII f) SIII. 80
- Figura 24. Diagrama del prototipo experimental 83
- Figura 25. Fuentes programables AC y DC 84
- Figura 26. Montaje experimental 85
- Figura 27. Carga global. (a) Esquema. (b) Fotografía 85

- Figura 28. Fotografía del sistema de control. (a) Tarjeta dSPACE 1104. (b) Panel de conexión. 86
- Figura 29. Resultados experimentales para THD = 0%. a) Secuencia positiva b) Secuencia negativa c) Potencias SI d) Potencias SII e) Potencias SIII 88
- Figura 30. Resultados experimentales para THD = 13,23%. a) Secuencia positiva b) Secuencia negativa c) Potencias SI d) Potencias SII e) Potencias SIII 89
- Figura 31. Resultados experimentales. Corrientes inyectadas para THD = 0%. a) SI b) SII c) SIII y para una THD = 13,23% d) SI e) SII f) SIII 92
- Figura 32. Resultados de simulación para *Grupo I* sin distorsión armónica. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad] 112
- Figura 33. Resultados de simulación para *Grupo II* sin distorsión armónica. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad] 113
- Figura 34. Resultados de simulación para *Grupo I* con THD = 7,35%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad] 115
- Figura 35. Resultados de simulación para *Grupo II* con THD = 7,35%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad] 116
- Figura 36. Resultados de simulación para *Grupo I* con THD = 10,00%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad] 118
- Figura 37. Resultados de simulación para *Grupo II* con THD = 10,00%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad] 119

- Figura 38. Resultados de simulación para *Grupo I* con THD = 13,23%. a) V^+ [V_{pu}] b)
 V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad] 121
- Figura 39. Resultados de simulación para *Grupo II* con THD = 13,23%. a) V^+ [V_{pu}] b)
 V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad] 122
- Figura 40. Resultados experimentales para *Grupo I* con THD = 7,35%. a) V^+ [V_{pu}] b)
 V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad] 124
- Figura 41. Resultados experimentales para *Grupo II* con THD = 7,35%. a) V^+ [V_{pu}] b)
 V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad] 126
- Figura 42. Resultados experimentales para *Grupo I* con THD = 10,00%. a) V^+ [V_{pu}] b)
 V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad] 128
- Figura 43. Resultados experimentales para *Grupo II* con THD = 10,00%. a) V^+ [V_{pu}] b)
 V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad] 129
- Figura 44. Resultados de simulación - THD = 7,35%. a) Secuencia positiva b) Secuencia
negativa c) Tensión bus-DC 131
- Figura 45. Resultados de simulación - THD = 7,35%. a) Potencias SI b) Potencias SII c)
Potencias SIII 132
- Figura 46. Resultados de simulación para la THD = 7,35%. Corrientes inyectadas: a) SI
b) SII c) SIII. 133
- Figura 47. Resultados experimentales - THD = 7,35%. a) Secuencia positiva b) Secuencia
negativa 134

Figura 48. Resultados experimentales - THD = 7,35 %. a) Potencias SI b) Potencias SII c)
Potencias SIII. 135

Figura 49. Resultados experimentales - THD = 7,35 %. Corrientes inyectadas a) SI b) SII
c) SIII. 136

Lista de Tablas

Tabla 1.	Limites de distorsión armónica en la tensión	25
Tabla 2.	Alternativas para la sincronización del inversor	29
Tabla 3.	Alternativas para el cálculo de las corrientes de referencia del inversor	41
Tabla 4.	Hundimientos de tensión para evaluar el desempeño de los algoritmos de sincronización	58
Tabla 5.	Casos de distorsión armónica	59
Tabla 6.	Configuración de los parámetros de los algoritmos	60
Tabla 7.	Resultado experimental - Sin distorsión armónica	63
Tabla 8.	Resultado experimental - Distorsión armónica THD - 13,23 %	67
Tabla 9.	Tiempo de ejecución de los algoritmos	69
Tabla 10.	Casos de hundimientos de tensión para el control del inversor	70
Tabla 11.	Parámetros del sistema para el control del inversor	71
Tabla 12.	Resultados de simulación - Control del Inversor	78
Tabla 13.	Resultados de simulación - TRD de las corrientes	81
Tabla 14.	Resultados experimentales - Control del Inversor	90
Tabla 15.	Resultados experimentales - TRD de las corrientes	93
Tabla 16.	Resultados simulación - Sin distorsión armónica	114

Tabla 17.	Resultados simulación - Distorsión armónica THD - 7,35 %	117
Tabla 18.	Resultados simulación - Distorsión armónica THD - 10,0 %	120
Tabla 19.	Resultados simulación - Distorsión armónica THD - 13.23 %	123
Tabla 20.	Resultado experimental - Distorsión armónica THD - 7,35 %	127
Tabla 21.	Resultado experimental - Distorsión armónica THD - 10,00 %	130

Lista de Apéndices

	pág.
Apéndice A. Resultados de simulación de los algoritmos de sincronización	110
Apéndice B. Resultados experimentales de los algoritmos de sincronización.	124
Apéndice C. Resultados del control del inversor para la THD 7,35 %.	131

Resumen

Título: Control de inversores fotovoltaicos conectados a la red ante hundimientos de tensión considerando distorsión armónica *

Autor: Wilmar Alejandro Sotelo Rueda **

Palabras Clave: Control de inversores de potencia, algoritmos de sincronización, soporte de tensión, hundimientos de tensión, distorsión armónica.

Descripción: Los sistemas de generación distribuida son los protagonistas de la transición energética a nivel mundial. Desconectar los sistemas de generación distribuida basados en inversores cuando se presentan fallas de corta duración, reduciría la estabilidad y confiabilidad de los sistemas de distribución. Por esto, varios países han implementado códigos de red estrictos para regular la conexión y operación de los sistemas de generación distribuida ante condiciones de falla. Para cumplir con los requerimientos de red se debe realizar un adecuado control del inversor durante hundimientos de tensión proporcionando soporte a la red. En este contexto, este trabajo de investigación presenta la evaluación y comparación de algoritmos de sincronización y control de inversores. Una de las contribuciones de este trabajo es la verificación de un algoritmo de sincronización propuesto que realiza una sincronización rápida y estable durante hundimientos de tensión considerando distorsión armónica. Adicionalmente, se realizó el estudio del efecto que produce la distorsión armónica en la operación y control del inversor. Se presentan resultados de pruebas de simulación realizadas en MATLAB/SIMULINK y pruebas de experimentación realizadas en el Laboratorio de Integración Energética del Parque Tecnológico de Guatiguará para evaluar el rendimiento de los algoritmos de control y el comportamiento del inversor ante hundimientos de tensión considerando distorsión armónica en la red.

* Tesis de maestría

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: David Javier Rincón Adarme, Magister en Ingeniería Eléctrica.

Abstract

Title: Control grid-connected photovoltaic converters under voltages sags considering harmonic distortion. *

Author: Wilmar Alejandro Sotelo Rueda **

Keywords: Converter control, synchronization algorithms, voltage support, low voltage ride-through, harmonic distortion.

Description: Distributed generation systems are the protagonists of the energy transition worldwide. Disconnecting inverter-based distributed generation systems when short-duration faults occur would reduce the stability and reliability of distribution systems. For this reason, several countries have implemented strict network codes to regulate the connection and operation of distributed generation systems under fault conditions. To meet the grid requirements, appropriate converter control must be carried out during voltage sags with grid support. In this context, this research evaluates and compares converter synchronization and control algorithms. One of the contributions of this work is the verification of a synchronization algorithm proposal that performs fast and stable synchronization during voltage sags considering harmonic distortion. Additionally, this thesis presents an study of the harmonic distortion effect on the converter operation and control. Finally, results of simulation test carried out in MATLAB/SIMULINK and experimental tests carried out in the Energy Integration Laboratory of the Guatiguará Technological Park are presented for evaluating of the power converter performance under voltage sags considering harmonic distortion in the network.

* MSc Thesis

** Faculty of Physic-Mechanical Engineering. Department of Electrical, Electronic and Telecommunications Engineering. Director: David Javier Rincón, MSc in Electrical Engineering.

Introducción

Los sistemas de generación basados en recursos renovables han tomado protagonismo durante la última década por su creciente contribución a la red, impulsados por factores ambientales, geográficos y de flexibilidad de control (Nasiri et al., 2022),(Ji et al., 2021). Sin embargo, la integración de los sistemas de generación distribuida (SGD) plantea desafíos para la estabilidad, confiabilidad y calidad de la energía eléctrica debido a su naturaleza intermitente y baja inercia (Peyghami et al., 2020),(Alam et al., 2020). En ese orden de ideas, varios países con altos niveles de penetración de SGD han implementado requerimientos en sus códigos de red (GCs, *Grid codes*) para regular la conexión de los mismos (Sosa et al., 2016), (Rodriguez et al., 2007).

Estos códigos tienen como objetivo principal garantizar la integridad de la red y dotarla de la capacidad técnica para mitigar problemas asociados a perturbaciones como hundimientos o elevaciones de tensión, armónicos, variaciones de frecuencia, entre otras condiciones anormales que afectan el sistema de distribución (Garnica et al., 2020). Específicamente, los hundimientos de tensión representan uno de los desafíos más significativos en lo que respecta a la estabilidad y calidad de la energía eléctrica. Si los SGD no están acondicionados, al presentarse un hundimiento de tensión, estos podrían desconectarse de manera simultánea, lo que representa un problema en la estabilidad de la red eléctrica (Garnica López et al., 2018). Por lo tanto, diferentes operadores de red buscan que los SGD permanezcan conectados a la red eléctrica dentro de un rango de operación seguro, y proporcionen servicios auxiliares para contribuir a superar la falla (Tarafdar Hagh and Khalili, 2019). Por otra parte, la distorsión armónica también representa un problema en la calidad

de la energía eléctrica. Cada día se conectan más y más dispositivos no lineales, los cuales son la fuente principal de las componentes armónicas en las señales de tensión y corriente del sistema de distribución (Chanedeau et al., 2012). Esta distorsión puede llegar a producir diferentes efectos, por ejemplo sobrecalentamiento de conductores de fase y neutro en la operación de los sistemas de distribución con SGD, lo cual debe ser tomado en cuenta.

De esta manera, en cualquier circunstancia, sea operación normal o durante la ocurrencia de un hundimiento de tensión, se debe sincronizar el inversor con la red (Garnica López et al., 2018). Para lograr esto es necesario contar con algoritmos de sincronización robustos, rápidos y eficaces que permitan la estimación de los parámetros de las señales de tensión tales como componentes de secuencia positiva (v^+), negativa (v^-), la frecuencia y el argumento de la componente fundamental de la tensión en el punto de acoplamiento común (PCC, *Point Common Coupling*) del sistema de distribución (Rodriguez et al., 2007), (Yang et al., 2016).

Por lo tanto, la sincronización juega un papel vital en el control de inversores conectados a la red (Golestan et al., 2017). En el estado del arte se presentan diversas técnicas de sincronización de estimación en tiempo real de los parámetros de señales eléctricas considerando distorsión armónica. Estos algoritmos pueden ser categorizados de diferentes maneras dependiendo de los requerimientos propios de la aplicación. En este trabajo se estudiaron, analizaron y compararon diferentes algoritmos de sincronización. Además, se presentan dos algoritmos basados en un nuevo extractor de secuencia de dos muestras. Los algoritmos son utilizados para la estimación en tiempo real de componentes de secuencia, frecuencia, amplitud y argumento de la componente fundamental de señales de tensión trifásicas, ante diferentes tipos de hundimientos de tensión considerando

distorsión armónica en la red.

Por otro lado, este trabajo de investigación aborda el control del inversor con capacidades de soporte ante hundimientos de tensión. En este sentido, algunos GCs establecen el requerimiento LVRT (*Low Voltage Ride Throught*), el cual está relacionado con situaciones en la que los SGD deben resistir el hundimiento de tensión y operar continuamente para evitar pérdida de generación de energía y la ocurrencia de eventos de desconexión en cascada de múltiples SGD (Al-Shetwi et al., 2018), (Camacho et al., 2015). Además, en algunos casos se requiere la inyección de corriente reactiva (RCI, *Reactive Current Injection*) para dar soporte de tensión durante la falla, lo cual permite mejorar la estabilidad de la red en tales condiciones. De acuerdo con lo anterior, en este trabajo se consideraron 3 diferentes estrategias de control para la generación de la señal de corriente de referencia incorporando las capacidades de soporte de tensión e inyección de corriente reactiva durante la ocurrencia de hundimientos de tensión.

A partir de pruebas de simulación en MATLAB/SIMULINK y pruebas experimentales realizadas en el Laboratorio de Integración Energética del Parque Tecnológico de Guatiguará, se evaluaron los algoritmos de sincronización seleccionados por medio de criterios de comparación y desempeño ante la ocurrencia de 6 diferentes tipos de hundimientos de tensión (simétricos, asimétricos y rampa de amplitud), considerando 4 casos de distorsión armónica en las tensiones del PCC. De igual manera, las estrategias para la generación de las corrientes de referencia seleccionadas fueron evaluadas ante la ocurrencia de 3 diferentes tipos de hundimientos de tensión considerando 3 casos de distorsión armónica en las tensiones del PCC.

Se debe resaltar que este trabajo de investigación es desarrollado en el marco del proyecto

de investigación 9832 financiado por Minciencias titulado "Diseño de estrategias alternativas de operación y control para sistemas fotovoltaicos multifuncionales en redes de distribución con alta penetración de energías renovables" código 70416, desarrollado dentro del "Programa de Investigación en Tecnologías Emergentes para Microrredes Eléctricas Inteligentes con Alta Penetración de Energías Renovables" contrato 80740-542-2020. El objetivo general de este proyecto es proponer, diseñar estrategias y esquemas alternativos de operación y control para sistemas fotovoltaicos (SFV) multifuncionales que incluyan compensación de carga y capacidades de LVRT ante hundimientos de tensión de corta duración en redes de distribución con alta penetración de energías renovables.

Este documento está constituido por cuatro capítulos. El capítulo 1 presenta generalidades sobre los SGD interconectados a la red por medio de inversores de potencia; los requerimientos para la conexión de estos sistemas a la red y la capacidad de LVRT. Además, se presentan diferentes alternativas para el control del inversor, especificando los algoritmos de sincronización y las estrategias de generación de señal de referencia a analizar y evaluar en este trabajo. También, se describe el controlador de corriente utilizado. El capítulo 2 presenta los criterios de comparación y desempeño, los escenarios de hundimientos de tensión, los casos de distorsión armónica, y los resultados experimentales de los algoritmos de sincronización. En el capítulo 3 se presentan los parámetros del sistema para el control del inversor, resultados de simulación y de pruebas experimentales del sistema para los casos de hundimientos de tensión y distorsión armónica estudiados. Por último, el capítulo 4 presenta las conclusiones y posibles trabajos que podrían dar continuación a esta investigación.

Objetivos

Este trabajo de investigación de maestría aborda el estudio de algoritmos de sincronización y estrategias de control para la generación de la corriente de referencia en SGD interconectados a la red mediante inversores de potencia, ante la ocurrencia de hundimientos de tensión considerando distorsión armónica en el PCC. En relación con lo anterior, este trabajo tiene los siguientes objetivos:

Objetivo general

- Evaluar algoritmos de sincronización y control de inversores fotovoltaicos conectados a la red ante hundimientos de tensión considerando distorsión armónica en las tensiones de red.

Objetivos específicos

- Seleccionar diferentes algoritmos de sincronización y estrategias de control del inversor durante hundimientos de tensión considerando distorsión armónica en el PCC.
- Modelar el sistema interconectado y los algoritmos de control seleccionados en el software MATLAB/SIMULINK.
- Realizar el montaje experimental del sistema en el Laboratorio de Integración Energética del Parque Tecnológico de Guatiguará.
- Evaluar el comportamiento del sistema interconectado a la red ante hundimientos de tensión considerando distorsión armónica en el PCC para las estrategias de control seleccionadas.

1. Estado del arte

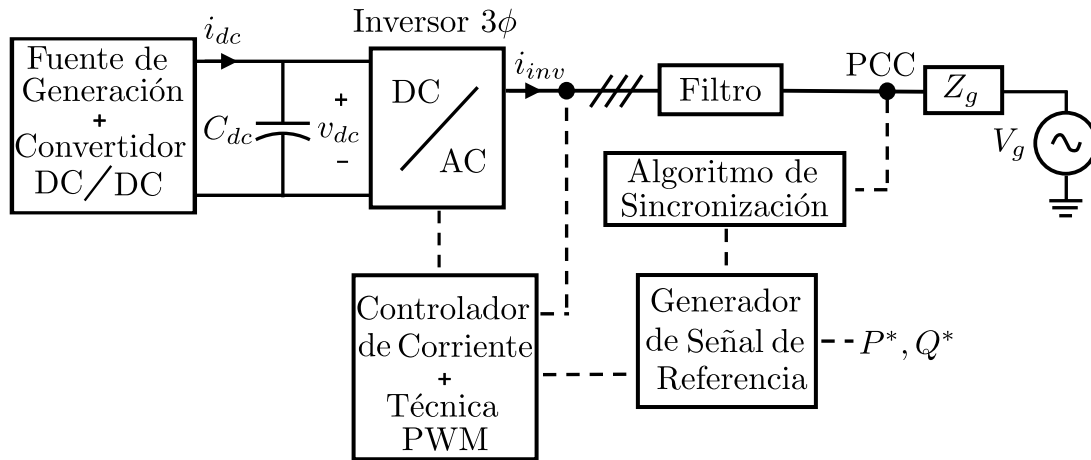
En este capítulo se presenta una breve descripción del esquema de un inversor conectado a la red, los elementos que lo conforman y sus lazos de control. Se exponen los requerimientos técnicos de los operadores de red para los SGD ante perturbaciones como los hundimientos de tensión y la distorsión armónica. Además, se muestra el estado del arte de los algoritmos de sincronización, generación de la señal de referencia y el controlador de corriente utilizado.

1.1 Modelo del sistema

En la Figura 1 se presenta un esquema general de conexión de un inversor a la red. La etapa AC se encuentra compuesta por: un inversor trifásico puente completo de tres hilos, un filtro LCL pasa bajas, y un modelo de la red eléctrica representado por un equivalente de Thevenin, con una fuente de tensión V_g y una impedancia de red Z_g . La impedancia está conformada por una resistencia R_g en serie con una inductancia L_g que suele tener valores de decenas de $[\mu H]$ a unidades de $[mH]$ (Zhong et al., 2021),(Mohammed et al., 2019a). Además se muestran los diferentes lazos de control del inversor los cuales son enunciados a continuación.

- **Algoritmo de Sincronización:** Estima los parámetros fundamentales de la señal de tensión en el PCC.
- **Generador de la Señal de Referencia:** Calcula las corrientes de referencia para el inversor.
- **Controlador de Corriente y técnica PWM:** Se encarga de generar los pulsos del inversor de manera que la corriente inyectada por el inversor siga la de referencia.

Figura 1. Esquema de un inversor conectado a la red



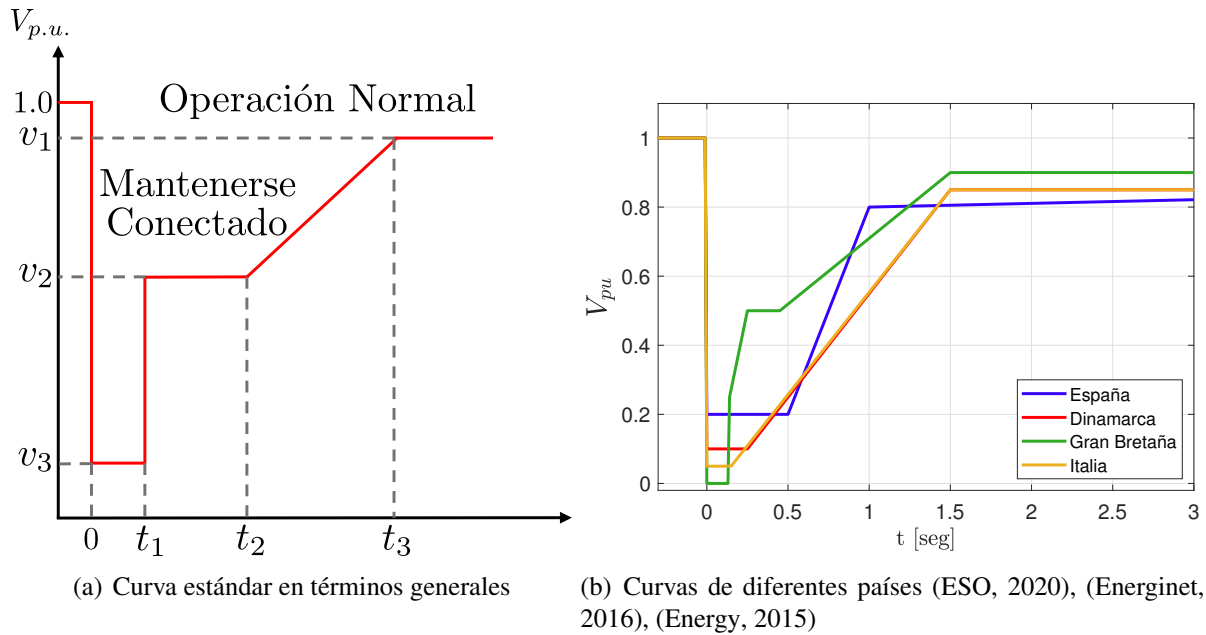
Finalmente, la etapa DC puede ser modelada de diferentes maneras. Por ejemplo como una fuente de tensión constante, una fuente de corriente dependiente, una fuente de corriente independiente con una resistencia controlada o un arreglo de paneles fotovoltaicos (FV) con un convertidor DC/DC (Rincón et al., 2021).

1.2 Requerimientos de red

La capacidad de LVRT es un requerimiento que establece cómo los SGD deben permanecer conectados a la red ante hundimientos de tensión. En la Figura 3(a) se muestra en términos generales un perfil LVRT de tensión en *p.u.* El inversor debe permanecer conectado mientras la tensión se mantenga por encima de la curva roja, pero se le permite desconectarse cuando la tensión cae por debajo de este umbral (Bhunja et al., 2021),(Khan et al., 2017).

Para tensiones superiores a v_1 , la red opera de manera normal. Los valores de magnitud de tensión v_1 , v_2 y v_3 varían en función de cada país, ya que son definidos particularmente por el operador de red (Hassan et al., 2020). Por ejemplo, en la Figura 3(b) se puede observar los valores

Figura 2. Perfiles LVRT de tensión



de tensión y los tiempos del hundimiento t_1 , t_2 y t_3 para diferentes países, con valores típicos de 0.4, 1 y 1.5 [seg], respectivamente. Según el estándar *IEEE 1159-2019* el valor de v_1 es 0.9 p.u. y un hundimiento de tensión puede tener una duración que varía entre 0.5 ciclos fundamentales de la tensión a 1 minuto (*IEEE-1159, 2019*). Además, algunos códigos de red establecen el requerimiento de inyección de corriente reactiva para dar soporte de tensión a la red durante la falla (*Garnica López et al., 2018*).

Por otro lado, la distorsión armónica ha estado presente en los sistemas eléctricos a lo largo del tiempo. Sin embargo, durante las últimas décadas han aumentado los niveles de distorsión armónica en las redes eléctricas debido al uso generalizado de dispositivos electrónicos de potencia (*Baggini, 2008*). Las componentes armónicas provienen generalmente de equipos con características de tensión/corriente no lineal. Estos equipos pueden ser cargas industriales, comerciales y/o

domésticas lo que hace que el nivel de distorsión armónica total (THD, *Total Harmonic Distortion*) en la red sea tan alta que puede representar un problema para el sistema (Baggini, 2008). Para delimitar este problema los niveles de distorsión armónica permisibles son establecidos por normas internacionales como la IEEE-519-2022, CIGRE-1981, IEEE-1547-2018. En el caso de Colombia la norma la NTC 5001 toma como referencia la norma IEEE-519-2022. Estas definen los límites individuales y totales de distorsión armónica presentes en la red para diferentes niveles de tensión. Por ejemplo, el estándar IEEE 519-2022 establece los siguientes límites de distorsión armónica en la tensión del PCC:

Tabla 1

Límites de distorsión armónica en la tensión

Tensión PCC	IHD (%)	THD (%)
$V \leq 1,0 \text{ kV}$	5,0	8,0
$1 \text{ kV} < V \leq 69 \text{ kV}$	3,0	5,0
$69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$	1,5	2,5
$161 \text{ kV} < V$	1,0	1,5

IHD: Distorsión armónica individual

Las normas establecen diferentes maneras de calcular la distorsión armónica en las corrientes inyectadas. Por ejemplo, la distorsión armónica con respecto a la demanda (TDD, *Total Demand Distortion*) de la norma IEEE-519-2022 y la distorsión armónica con respecto a la nominal (TRD, *Total Rated Distortion*) de la norma IEEE-1547-2018, se pueden calcular de la siguiente manera:

$$TDD = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_1^2}}{I_{demanda}} * 100 \% \quad (1)$$

$$TRD = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_1^2}}{I_{nominal}} * 100 \% \quad (2)$$

Donde I_{rms} representa el valor eficaz de la corriente total, I_1 es el valor eficaz de la corriente en la frecuencia fundamental, $I_{demanda}$ corresponde al valor eficaz de la corriente demandada, y $I_{nominal}$ se refiere al valor eficaz de la corriente nominal. Con el fin de considerar esta perturbación, a continuación se presentan las tensiones de fase en el PCC que se caracterizan por medio de las siguientes expresiones:

$$v_a(t) = \sum_{h=1}^M [v_h^+ \cos(\omega_h t + \phi_h^+) + v_h^- \cos(\omega_h t + \phi_h^-) + v_h^0 \cos(\omega_h t + \phi_h^0)] \quad (3)$$

$$v_b(t) = \sum_{h=1}^M [v_h^+ \cos(\omega_h t + \phi_h^+ - 120^\circ) + v_h^- \cos(\omega_h t + \phi_h^- + 120^\circ) + v_h^0 \cos(\omega_h t + \phi_h^0)] \quad (4)$$

$$v_c(t) = \sum_{h=1}^M [v_h^+ \cos(\omega_h t + \phi_h^+ + 120^\circ) + v_h^- \cos(\omega_h t + \phi_h^- - 120^\circ) + v_h^0 \cos(\omega_h t + \phi_h^0)] \quad (5)$$

En las ecuaciones (3) a (5), cada componente armónica de la tensión en el PCC a la frecuencia ω_h (donde $h = 1, 2, 3, \dots, M$ es el orden de cada componente armónica) tiene una componente de secuencia positiva de amplitud v_h^+ y un ángulo de fase ϕ_h^+ , una componente de secuencia negativa de amplitud v_h^- y un ángulo de fase ϕ_h^- , y una componente de secuencia cero de amplitud v_h^0 y un ángulo de fase ϕ_h^0 .

Para el caso de tensiones ideales sinusoidales puras con frecuencia fundamental de un sistema de tres hilos, las tensiones de red se pueden representar por medio de la transformada de Clarke en el marco $\alpha\beta$ de la siguiente manera:

$$v_\alpha = v_\alpha^+ + v_\alpha^- = V^+ \cos(\omega t + \phi^+) + V^- \cos(\omega t + \phi^-) \quad (6)$$

$$v_\beta = v_\beta^+ + v_\beta^- = V^+ \sin(\omega t + \phi^+) - V^- \sin(\omega t + \phi^-) \quad (7)$$

Donde, v_{α}^{+} y v_{β}^{+} son las componentes de la tensión de secuencia positiva, v_{α}^{-} y v_{β}^{-} son las negativas, y ω la frecuencia fundamental de la red. El ángulo de fase ϕ es la diferencia entre las fases ϕ^{+} y ϕ^{-} , el cual puede ser determinado de la siguiente manera (Garnica et al., 2020):

$$\cos(\phi) = \frac{v_{\alpha}^{+}v_{\alpha}^{-} - v_{\beta}^{+}v_{\beta}^{-}}{V^{+}V^{-}} \quad (8)$$

$$\sin(\phi) = \frac{v_{\alpha}^{+}v_{\beta}^{-} + v_{\beta}^{+}v_{\alpha}^{-}}{V^{+}V^{-}} \quad (9)$$

$$\phi = \text{atan}\left(\frac{\sin\phi}{\cos\phi}\right) \quad (10)$$

Adicionalmente, se define el factor de desbalance como la relación de V^{-} a V^{+} :

$$u = \frac{V^{-}}{V^{+}} = \frac{\sqrt{(v_{\alpha}^{-})^2 + (v_{\beta}^{-})^2}}{\sqrt{(v_{\alpha}^{+})^2 + (v_{\beta}^{+})^2}} \quad (11)$$

1.3 Algoritmos de sincronización

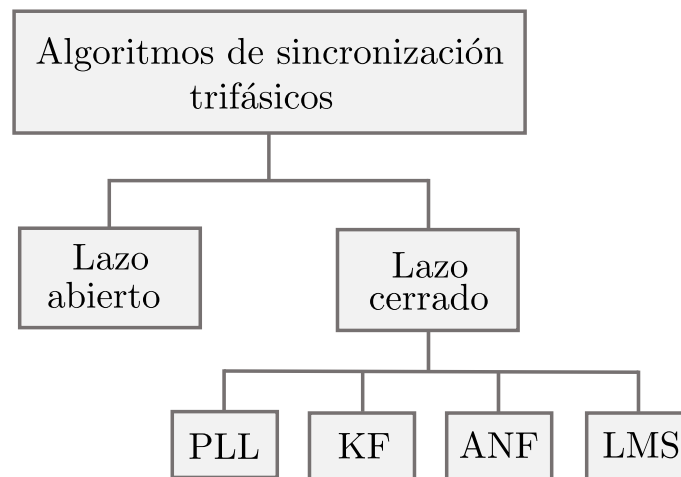
Las técnicas o algoritmos de sincronización son fundamentales para el control de los inversores, ya que permiten estimar los parámetros de las señales de tensión de la red, como lo son las componentes de secuencia positiva y negativa con sus respectivos argumentos fundamentales y la frecuencia (Yang et al., 2016). Existen diversos algoritmos de estimación en tiempo real de estos parámetros, por ejemplo el Phase Locked Loop (PLL), el Kalman Filter (KF), el Adaptive Notch Filter (ANF) y el Least Mean Square (LMS). Estos trabajan directamente en el dominio del tiempo y son presentados en la Figura 3 (Cai et al., 2018),(Ahmed et al., 2021).

Los algoritmos de sincronización pueden ser monofásicos o trifásicos. Estos se podrían clasificar, desde el punto de vista del control, en lazo abierto y lazo cerrado. Los de lazo abierto

incluyen la transformada discreta de Fourier, el filtrado de vectores espaciales, y los basados en la transformada de Hilbert, entre otros (Takao et al., 2020). Sin embargo, el rendimiento de estos algoritmos no es el deseado si la señal de entrada presenta saltos en la frecuencia fundamental. Por otro lado, en aplicaciones prácticas, los algoritmos de lazo cerrado son comúnmente utilizados debido a su estabilidad (Liu et al., 2015).

Por esta razón, en la Figura 3 se muestran algunos algoritmos de sincronización de lazo cerrado. Este trabajo de investigación, estará enfocado en cada una de las categorías presentadas en dicha figura, en las cuales se encuentran diferentes algoritmos propuestos en la literatura (Golestan et al., 2017),(Pei and Xia, 2019),(Ahmed et al., 2021).

Figura 3. Clasificación de los algoritmos



En la Tabla 2 se presentan algunas alternativas propuestas en la literatura para el lazo de sincronización del inversor. Estas alternativas han sido reducidas a los algoritmos abordados en este trabajo que se describen en las secciones 1.3.1 a la 1.3.4. Estos algoritmos han sido seleccionados considerando el estudio realizado por Sotelo et al. (2022), donde se evaluó ante diversos escena-

Tabla 2

Alternativas para la sincronización del inversor

Etapa de Control	Algoritmos, método o estrategia
Algoritmos de sincronización	Filtro Butterworth - Kalman (Mantilla et al., 2021)
	Filtro LMS y LMS Recursivo (Alsayari et al., 2017),(Pei and Xia, 2019)
	Phase-Locked Loop (PLL) (Mojdehipoor and Mardaneh, 2019)
	Filtro Adaptativo Notch (Yin et al., 2013) Basados en la transformada de Fourier

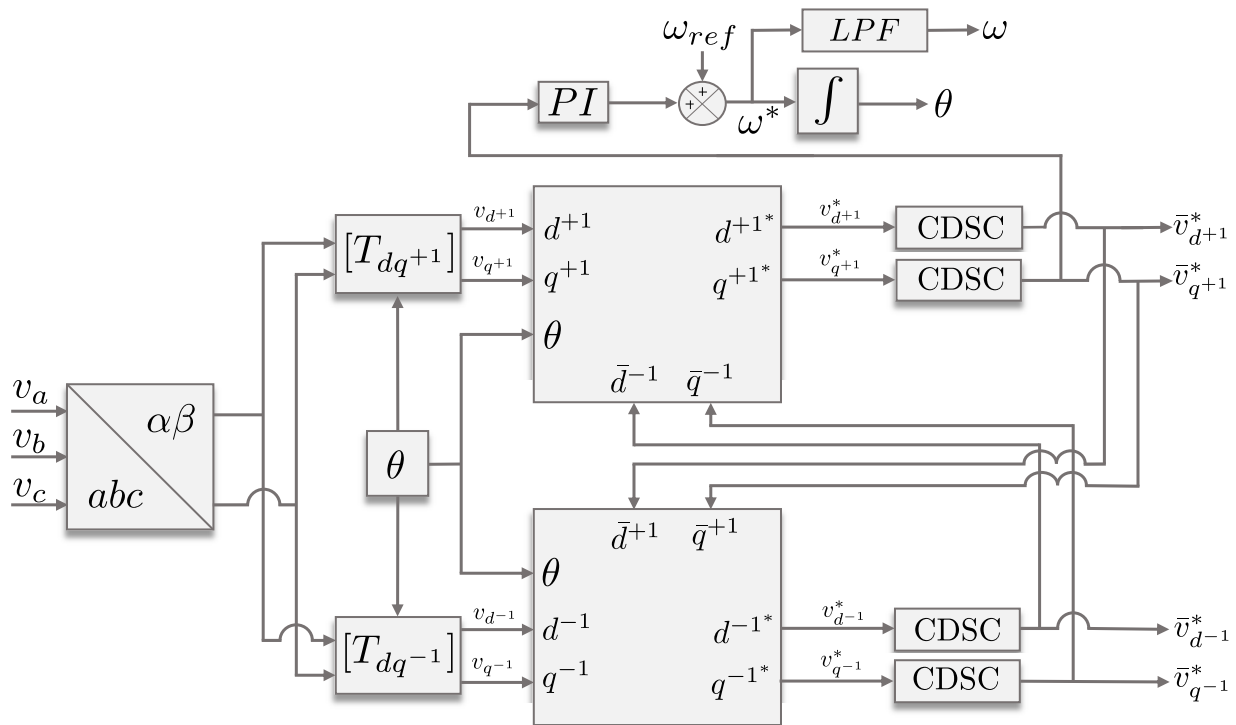
rios de hundimientos de tensión, el desempeño de diferentes tipos de algoritmos de sincronización trifásicos de lazo cerrado cuya formulación no considera distorsión armónica en las tensiones de entrada. Como resultado de esa comparación, se identificaron los algoritmos con mejor desempeño como el algoritmo Kalman extendido, el DDSRF-PLL, el DSOGI-PLL y el RLMS. A continuación se presentan los algoritmos de sincronización seleccionados, analizados y desarrollados en este trabajo.

1.3.1 Double Decoupled Synchronous Reference Frame with Cascaded Delayed Signal Cancellation filter

El algoritmo Double Decoupled Synchronous Reference Frame with Cascaded Delayed Signal Cancellation filter (DDSRF-CDSC) utiliza el sistema de referencia síncrono doble desacoplado (DDSRF) para separar las secuencias positiva y negativa de la tensión. El DDSRF se implementa llevando la tensión de red a marcos de referencia síncronos positivo y negativo, como se

muestra en la Figura 4. Los marcos de referencia empleados son dq^{+1} para la secuencia positiva y dq^{-1} para la secuencia negativa rotando a la velocidad angular fundamental ω_1 y $-\omega_1$, respectivamente. Posterior a la transformación, se emplea una red de desacoplamiento para eliminar el efecto de las secuencias positivas y negativas entre sí, permitiendo así extraer cada una de las secuencias positiva (v_{d+1}^* , v_{q+1}^*) y negativa (v_{d-1}^* , v_{q-1}^*) por separado (Ali et al., 2018).

Figura 4. Algoritmo DDSRF-CDSC



Después de desacoplar las secuencias positiva y negativa se utiliza un filtro de cancelación de señal retrasada en cascada (CDSC) para suprimir la distorsión armónica que pueda existir en la tensión de la red. En el dominio de Laplace, la función de transferencia de un filtro DSC está dado por (Huang and Rajashekara, 2017):

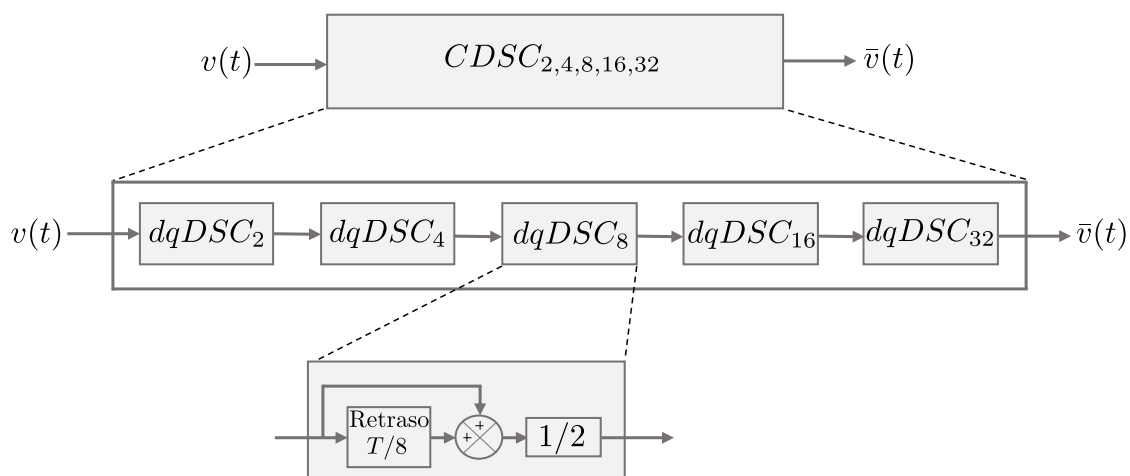
$$dqDSC_n = \frac{1}{2} \left(1 + e^{-\frac{T}{n}s} \right) \quad (12)$$

Donde n es el factor de retraso y T es el periodo fundamental de la señal de entrada. Un solo operador $dqDSC_n$ es capaz de filtrar algunas componentes de distorsión armónica de acuerdo con el factor de retraso. Por lo tanto, dependiendo de la distorsión armónica presente en la red, se podrían emplear varios operadores $dqDSC_n$ en cascada según sea necesario, cada uno con diferentes factores de retraso. De esta manera, la siguiente ecuación describe m operadores en cascada (CDSC) en el dominio de s (Golestan et al., 2014b):

$$CDSC_{n_1, n_2, \dots, n_m}(s) = dqDSC_{n_1}(s) \times dqDSC_{n_2}(s) \times \dots \times dqDSC_{n_m}(s) \quad (13)$$

En este trabajo de investigación se implementó un filtro CDSC en cascada diseñado para atenuar las componentes armónicas, las cuales son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental presentes en la tensión de la red. Este operador se presenta en la Figura 5, con $n = 2, 4, 8, 16$ y 32 (Golestan et al., 2014b). Finalmente, la componente \bar{v}_{q+1}^* de secuencia positiva es utilizada en el lazo de bloqueo de fase (PLL, Phase Locked Loop), para estimar la frecuencia y el argumento fundamental de la secuencia positiva.

Figura 5. Filtro CDSC



1.3.2 Adaptive Butterworth - Extended Kalman Filter

El algoritmo *Adaptive Butterworth - Extended Kalman Filter (AB-EKF)* está enfocado en la estimación de variables por estados. En la Figura 6 se muestra el algoritmo general del filtro Kalman extendido (Mantilla et al., 2021). Este realiza la estimación de variables de un sistema con un estado inicial $\hat{x}^-(n)$ y una covarianza inicial P^- . La ganancia del algoritmo $K(n)$ actualiza la medida $\hat{x}(n)$ y la covarianza del error $P(n)$, los cuales se proyectan para calcular nuevamente la ganancia del filtro, de esta manera funciona el algoritmo. Para un análisis más detallado se recomienda revisar la referencia Suárez (2007).

En este trabajo de investigación se considera el algoritmo adaptativo propuesto por Mantilla et al. (2021). El esquema del algoritmo se presenta en la Figura 7. El algoritmo está compuesto por dos subsistemas. El primer subsistema corresponde a un filtro Butterworth de tercer orden, el cual tiene la función de transferencia dada por (14), donde ω_f es la frecuencia angular de corte que en este caso es equivalente a la frecuencia fundamental estimada. Dicho filtro es utilizado para extraer la componente fundamental de las tensiones de línea con el propósito de evitar distorsión armónica y componentes de secuencia cero como entrada para el filtro Kalman.

$$B(s) = \frac{\omega_f^3}{s^3 + 2\omega_f s^2 + 2\omega_f^2 s + \omega_f^3} \quad (14)$$

El segundo subsistema es un EKF, el cual se encarga de estimar las componentes de secuencia positiva y negativa de las tensiones de entrada, la frecuencia y el argumento fundamental de cada una de las secuencias. Así, en este trabajo se define el vector de estados como:

Figura 6. Algoritmo recursivo Kalman

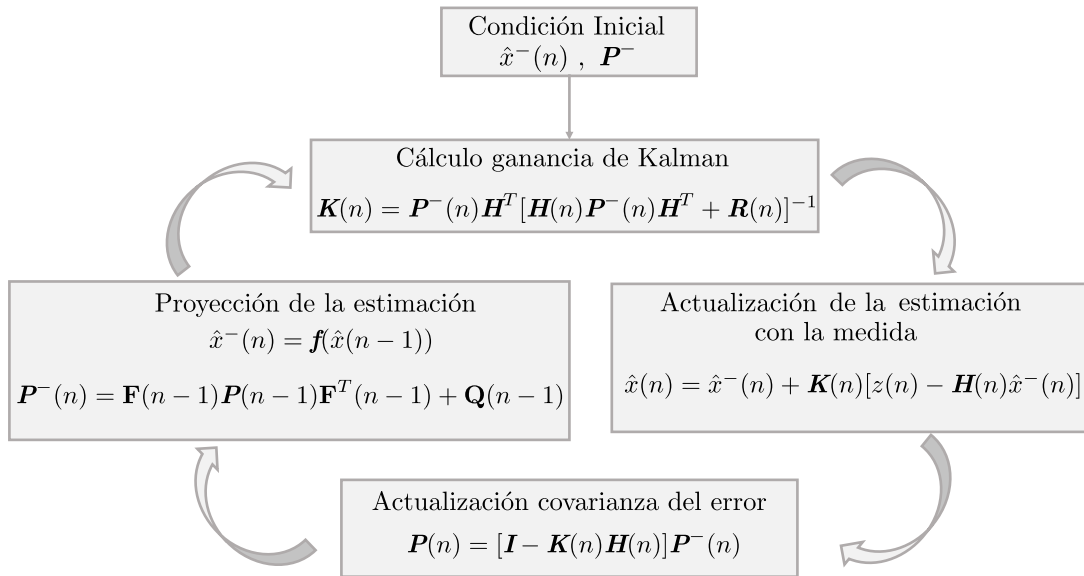
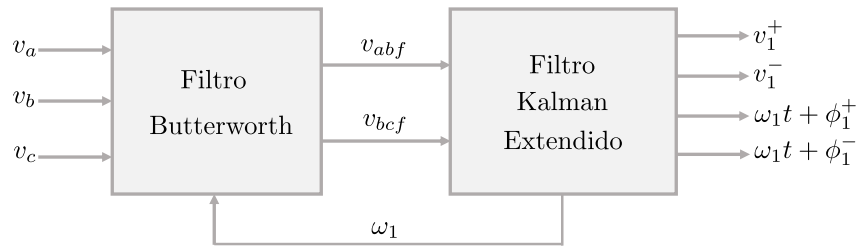


Figura 7. Filtro adaptativo Butterworth - Kalman (AB-EKF)



$$x(n) = \begin{pmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ x_3(n) \\ x_4(n) \\ x_5(n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1^+ \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1^+) \\ v_1^+ \text{cos}(\omega_1 t + \phi_1^+) \\ v_1^- \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1^-) \\ v_1^- \text{cos}(\omega_1 t + \phi_1^-) \\ \omega_1 \end{pmatrix} \quad (15)$$

Donde los estados x_1 y x_2 corresponden a la componente de secuencia positiva v^+ , los otros dos estados x_3 y x_4 son los estados de la componente de secuencia negativa v^- . El último estado corresponde con la frecuencia fundamental de la señal de entrada. Considerando la anterior definición, se tiene la ecuación de estado del sistema en el instante $n + 1$ dada por la ecuación:

$$\begin{pmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \\ x_3(n+1) \\ x_4(n+1) \\ x_5(n+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1(n) \cos(x_5(n) T_s) + x_2(n) \operatorname{sen}(x_5(n) T_s) \\ -x_1(n) \operatorname{sen}(x_5(n) T_s) + x_2(n) \cos(x_5(n) T_s) \\ x_3(n) \cos(x_5(n) T_s) + x_4(n) \operatorname{sen}(x_5(n) T_s) \\ -x_3(n) \operatorname{sen}(x_5(n) T_s) + x_4(n) \cos(x_5(n) T_s) \\ (1 - \varepsilon)x_5(n) \end{pmatrix} \quad (16)$$

Donde T_s es el periodo de muestreo al cual opera el algoritmo (Mantilla et al., 2021), el parámetro ε es una constante que permite la estabilidad en la convergencia del algoritmo ($\varepsilon \geq 0$, del orden de 10^{-15} a 10^{-17}) (Bittanti and Savaresi, 2000). Aplicando (17) en la ecuación de estados (16), se obtiene la expresión para la matriz jacobiana dada en (18).

$$\mathbf{F}(n) = \left. \frac{\partial f(x)}{\partial x} \right|_{\hat{x}(n)} \quad (17)$$

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} \cos(x_5 T_s) & \operatorname{sen}(x_5 T_s) & 0 & 0 & -x_1 T_s \operatorname{sen}(x_5 T_s) + x_2 T_s \cos(x_5 T_s) \\ -\operatorname{sen}(x_5 T_s) & \cos(x_5 T_s) & 0 & 0 & -x_1 T_s \cos(x_5 T_s) - x_2 T_s \operatorname{sen}(x_5 T_s) \\ 0 & 0 & \cos(x_5 T_s) & \operatorname{sen}(x_5 T_s) & -x_3 T_s \operatorname{sen}(x_5 T_s) + x_4 T_s \cos(x_5 T_s) \\ 0 & 0 & -\operatorname{sen}(x_5 T_s) & \cos(x_5 T_s) & -x_3 T_s \cos(x_5 T_s) - x_4 T_s \operatorname{sen}(x_5 T_s) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (1 - \varepsilon) \end{pmatrix} \quad (18)$$

Con respecto a la ecuación de medida del sistema, esta puede ser determinada por medio de las tensiones de entrada del EKF expresadas en función de los estados y haciendo uso de la identidad trigonométrica (19), la ecuación de medida está dada por (20).

$$\operatorname{sen}(\alpha + \beta) = \operatorname{sen}(\alpha) \cos(\beta) + \operatorname{sen}(\beta) \cos(\alpha) \quad (19)$$

$$\begin{pmatrix} z_1(n) \\ z_2(n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{abf}(n) \\ v_{bcf}(n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{3}-3}{4} & \frac{-\sqrt{3}-3}{4} & \frac{-\sqrt{3}-3}{4} & \frac{\sqrt{3}-3}{4} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ x_3(n) \\ x_4(n) \\ x_5(n) \end{pmatrix} + \mathbf{U}_2(n) \quad (20)$$

1.3.3 Two-Sample Sequence Extractor with Butterworth filter and Recursive Least Mean Square

Este algoritmo fue propuesto en la tesis doctotal actualmente en desarrollo titulada "Control of Three Phase Inverters Under Voltage Sags", realizada por el estudiante de doctorado David Javier Rincón Adarme, y el aporte de esta tesis de maestría corresponde a la implementación y verificación experimental del algoritmo propuesto.

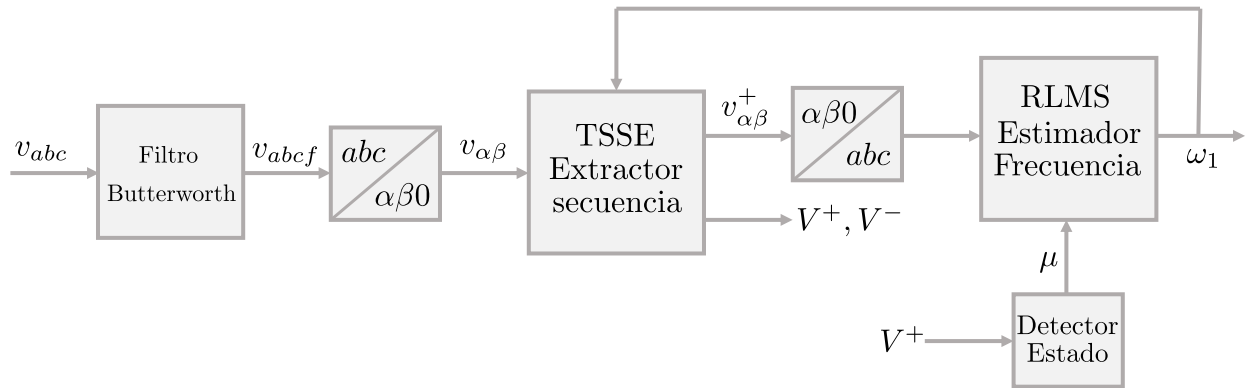
En la Figura 8 se muestra el diagrama esquemático del algoritmo propuesto basado en un nuevo extractor de secuencia, un estimador de frecuencia y una etapa de filtrado. Primero las tensiones de entrada pasan a través del filtro Butterworth presentado en la Sección 1.3.2 para eliminar la distorsión armónica de la tensión. Luego, las tensiones filtradas son transformadas al marco de referencia $\alpha\beta 0$ y la secuencia cero es desacoplada (O'Rourke et al., 2019). El extractor Two-Sample Sequence Extractor (TSSE) estima las componentes de secuencia positiva y negativa. Además, el algoritmo Recursive Least Mean Square (RLMS) utiliza las tensiones de secuencia positiva en el marco abc para estimar la frecuencia de la red (Pei and Xia, 2019). Por último, se utiliza un estado detector para identificar cambios en V^+ (Suárez, 2007), con el fin de mejorar la velocidad de respuesta del algoritmo RLMS.

1.3.3.1 Two-Sample Sequence extractor. El TSSE está basado en la definición de las tensiones en el marco de referencia $\alpha\beta 0$ en términos de las componentes de secuencia positiva y negativa (O'Rourke et al., 2019). Estas componentes pueden ser expresadas como:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^+ \cos(\omega t + \phi^+) + V^- \cos(\omega t + \phi^-) \\ V^+ \sin(\omega t + \phi^+) - V^- \sin(\omega t + \phi^-) \end{bmatrix} \quad (21)$$

Donde V^+ , V^- , ϕ^+ y ϕ^- son las amplitudes y las fases de las componentes de secuencia

Figura 8. Algoritmo TSSE-RLMS propuesto



positiva y negativa de la tensión, respectivamente, y ω es la frecuencia angular de la red. De (21) se puede observar que es un sistema indeterminado porque hay 2 ecuaciones y 4 incógnitas ya que ω es considerada como una entrada. El TSSE toma valores de la tensión en los instantes t_1 y t_2 para formar el siguiente sistema de ecuaciones (Rincón et al., 2024).

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}(t_1) \\ v_{\beta}(t_1) \\ v_{\alpha}(t_2) \\ v_{\beta}(t_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^+ \cos(\omega t_1 + \phi^+) + V^- \cos(\omega t_1 + \phi^-) \\ V^+ \sin(\omega t_1 + \phi^+) - V^- \sin(\omega t_1 + \phi^-) \\ V^+ \cos(\omega t_2 + \phi^+) + V^- \cos(\omega t_2 + \phi^-) \\ V^+ \sin(\omega t_2 + \phi^+) - V^- \sin(\omega t_2 + \phi^-) \end{bmatrix} \quad (22)$$

El sistema es reescrito por la definición de los estados X_i y los coeficientes C_j como:

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \\ C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^+ \cos(\omega t_2 + \phi^+) \\ V^+ \sin(\omega t_2 + \phi^+) \\ V^- \cos(\omega t_2 + \phi^-) \\ V^- \sin(\omega t_2 + \phi^-) \\ \cos(\omega \Delta t) \\ \sin(\omega \Delta t) \end{bmatrix} \quad (23)$$

Donde $\Delta t = t_2 - t_1$. La expresión (24) presenta el sistema de ecuaciones al sustituir (23) en (22).

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}(t_1) \\ v_{\beta}(t_1) \\ v_{\alpha}(t_2) \\ v_{\beta}(t_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 & C_2 & C_1 & C_2 \\ -C_2 & C_1 & C_2 & -C_1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} \quad (24)$$

De esta manera las variables X_i se pueden resolver a partir de la multiplicación de la matriz de coeficientes inversa por el vector de muestras como:

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} = \frac{0.5}{C_2} \begin{bmatrix} 0 & -1 & C_2 & C_1 \\ 1 & 0 & -C_1 & C_2 \\ 0 & 1 & C_2 & -C_1 \\ 1 & 0 & -C_1 & -C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha}(t_1) \\ v_{\beta}(t_1) \\ v_{\alpha}(t_2) \\ v_{\beta}(t_2) \end{bmatrix} \quad (25)$$

Entonces las amplitudes y argumentos de las componentes de secuencia positiva y negativa son calculados como:

$$\begin{bmatrix} V^+ \\ V^- \\ \omega t + \phi^+ \\ \omega t + \phi^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{X_1^2 + X_2^2} \\ \sqrt{X_3^2 + X_4^2} \\ \text{atan}(X_2/X_1) \\ \text{atan}(X_4/X_3) \end{bmatrix} \quad (26)$$

Finalmente, para estimar v_{α}^+ y v_{β}^+ , y proporcionar las tensiones de entrada al estimador de frecuencia RLMS, la ecuación (27) muestra estas tensiones en términos de las variables del sistema de acuerdo al conjunto de ecuaciones seleccionadas para estimar los parámetros. Las tensiones v_{α}^+ y v_{β}^+ son divididas por V^+ y convertidas al marco de referencia abc para mejorar el rendimiento del RLMS.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^+(t_2) \\ v_{\beta}^+(t_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix}_{(25)} \quad (27)$$

1.3.3.2 Estimador de frecuencia RLMS. El algoritmo RLMS es un filtro adaptativo basado en (28)¹, (29) y (30)², donde n representa el número de iteración en el tiempo, $\hat{\mathbf{w}}(n)$ es el vector de pesos estimado, μ es el parámetro de tamaño de paso, $\mathbf{u}(n)$ es el vector de entrada, y $\mathbf{e}(n)$ es el error entre la señal deseada $\mathbf{d}(n)$ y la salida del filtro $\mathbf{y}(n)$ (Haykin, 2014).

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu \mathbf{u}(n) \mathbf{e}^*(n) \quad (28)$$

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{y}(n) \quad (29)$$

$$\mathbf{y}(n) = \hat{\mathbf{w}}^H(n) \mathbf{u}(n) \quad (30)$$

Debido a su rechazo de ruido, se adopta el enfoque de ventana deslizante (Pei and Xia, 2019) para la estimación de la frecuencia. Por lo tanto, las ecuaciones del RLMS se expresan como:

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu \mathbf{e}^T(n) (\mathbf{V}_{3p}(n-k_1) - \mathbf{V}_{3p}(n-k_2)) \quad (31)$$

$$\mathbf{e}(n) = (\mathbf{V}_{3p}(n) - \mathbf{V}_{3p}(n-k_3)) - \mathbf{y}(n) \quad (32)$$

$$\mathbf{y}(n) = (\mathbf{V}_{3p}(n-k_1) - \mathbf{V}_{3p}(n-k_2)) \hat{\mathbf{w}}(n) \quad (33)$$

Donde $\mathbf{V}_{3p}(n-k_i)$ es un vector de tamaño $3 \times M$, con M siendo el número de muestras usadas para la estimación. Por lo tanto, los vectores $\mathbf{V}_{3p}(n-k_i)$ son actualizados en cada iteración n con las medidas de las tensiones en la iteración $n-k_i \therefore k_i = i * \Delta T_{RLMS} / f_s$ para $i = 1, 2, \dots, M$, donde f_s es la frecuencia de muestreo y ΔT_{RLMS} es el intervalo de tiempo entre muestras usadas para la

¹ El asterisco * denota el vector conjugado

² El superíndice H denota el vector hermitiano

estimación. La ecuación (34) define la frecuencia en términos de \hat{w} .

$$w(n) = \frac{1}{\Delta T_{RLMS}} \cos^{-1} \left(\frac{\hat{w}(n) - 1}{2} \right) \quad (34)$$

Se debe notar que el algoritmo RLMS solo estima la frecuencia del sistema. Al acoplar el TSSE, la estimación realizada por el filtro RLMS mejora. Esto debido a que la tensión de secuencia positiva estimada por el TSSE es balanceada y normalizada, lo cual mejora la estabilidad y velocidad de respuesta del RLMS.

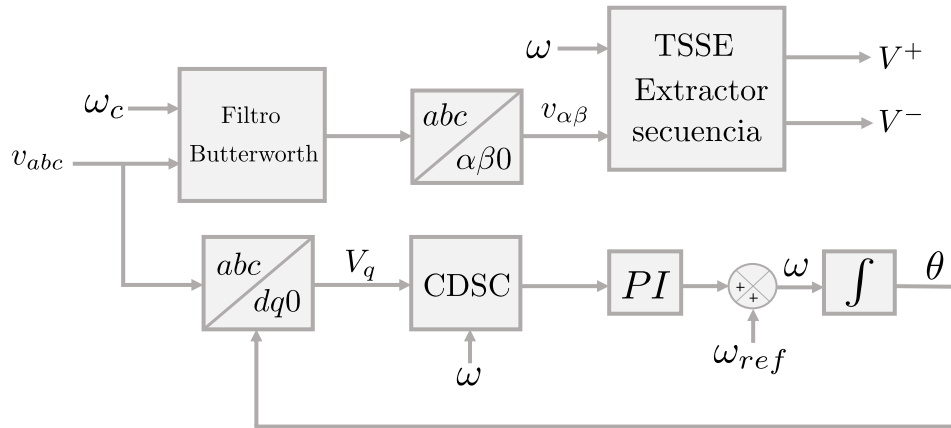
1.3.4 Cascaded Delayed Signal Cancellation and a Two-Sample Sequence Extractor

Este algoritmo fue propuesto en la tesis doctoral actualmente en desarrollo titulada "Control of Three Phase Inverters Under Voltage Sags", realizada por el estudiante de doctorado David Javier Rincón Adarme, y el aporte de esta tesis de maestría corresponde a la implementación y verificación experimental del algoritmo propuesto.

En la Figura 9 se muestra el diagrama esquemático del segundo algoritmo propuesto, un Cascaded Delayed Signal Cancellation and a Two-Sample Sequence Extractor (CDSC-TSSE). Este tiene una etapa de filtrado, un TSSE para estimar las componentes de secuencia y un CDSC-PLL que estima la frecuencia y el argumento fundamental. Así, las tensiones de entrada pasan a través del filtro Butterworth presentado en la Sección 1.3.2, con una frecuencia de corte fija ω_c para eliminar la distorsión armónica de la tensión. Luego, las tensiones filtradas son transformadas al marco de referencia $\alpha\beta 0$ y la secuencia cero es desacoplada (O'Rourke et al., 2019). El TSSE (descrito en la Sección 1.3.3.1), extrae las componentes de secuencia positiva y negativa. Por otro lado, el algoritmo CDSC-PLL (utilizado en la Sección 1.3.1) utiliza la transformada de Park para obtener

la tensión V_q , la cual es filtrada por el CDSC para que el PLL estime la frecuencia fundamental de la tensión de la red (Pei and Xia, 2019).

Figura 9. Algoritmo CDSC-TSSE propuesto



1.4 Generador de la señal de referencia

El generador de señal de referencia se encarga de calcular las corrientes de referencia que deben ser inyectadas en el PCC por el inversor. En la Tabla 3 se presentan diferentes alternativas para realizar el control de la generación de la señal de referencia. Una alternativa corresponde al uso de estrategias basadas en variables eléctricas del sistema, las cuales utilizan la tensión del bus de DC y las tensiones de la red para definir la inyección de potencia activa y reactiva, respectivamente. Esto es realizado por medio de controladores PI y conociendo la impedancia de la red (Joshi et al., 2021), (Nasiri et al., 2022).

Por ejemplo, un controlador resonante (PR) no lineal es utilizado para el cálculo de la corriente en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$, con el fin de realizar compensación armónica selectiva para mejorar la calidad de la energía y dar soporte de tensión a la red (Bhunia et al., 2021). El esquema de estrategias basadas en controladores PI es simple y útil para llevar el error de estado

Tabla 3

Alternativas para el cálculo de las corrientes de referencia del inversor

Etapa de Control	Algoritmos, método o estrategia
Generador de la corriente de referencia	Basados en variables eléctricas del sistema (Radwan et al., 2021),(Bhunja et al., 2021),(Gulur et al., 2019) Controles basados en la teoría de la potencia instantánea (Garnica López et al., 2018),(Ghahderijani et al., 2020),(Teodorescu et al., 2017),(Ji et al., 2021)

estable a cero, sin embargo su rendimiento es reducido ante desbalances y perturbaciones que existen en la red (Gulur et al., 2019). Otra estrategia propuesta en Khan et al. (2017) da soporte de tensión a la red, limita la corriente de salida del inversor e inyecta potencia activa cuando la relación X/R de la impedancia de la red es baja. Sin embargo, estas técnicas necesitan conocer la impedancia vista desde el PCC. Además, la operación y la estabilidad dinámica del controlador PI y PR se deteriora significativamente cuando la impedancia equivalente de la red está sujeta a cambios (Radwan et al., 2021). Una dificultad del controlador PR es que no puede hacer distinción entre la secuencia positiva y negativa fundamental (Golestan et al., 2019).

Por otro lado, se tienen técnicas basadas en la teoría de la potencia instantánea. Por ejemplo el control activo-reactivo instantáneo (IARC, por sus siglas en inglés), el control de secuencia positiva y negativa (PNSC, por sus siglas en inglés), el control activo-reactivo promedio (AARC, por sus siglas en inglés) y el control de secuencia positiva balanceada (BPSC, por sus siglas en inglés). En estos la corriente de referencia calculada está en función de las componentes de secuencia positiva y negativa de la tensión de red (Teodorescu et al., 2017).

Existen estrategias avanzadas que permiten un control flexible de generación de la corriente de referencia. Estas permiten lograr múltiples características de control simultáneamente y en algunos casos necesitan estimadores de la impedancia de la red para calcular las corrientes. En Garnica et al. (2020) se presenta una estrategia de soporte óptimo de tensión para generación distribuida en redes RL que busca lograr diversas características de control de manera simultánea, estas son: 1) dar soporte de tensión en secuencia positiva y negativa, 2) inyección de potencia activa sin oscilaciones y 3) limitación de la corriente del inversor. Por otro lado, en Afshari et al. (2017) se propone una estrategia de control flexible que busca: 1) generar corrientes de referencia sinusoidales, 2) limitar la amplitud de la corriente al valor máximo permitido por el inversor y 3) eliminar las oscilaciones de potencia activa. También Teodorescu et al. (2017) propone una estrategia de control flexible durante hundimientos de tensión no balanceados.

Teniendo en cuenta la aplicación de este trabajo, donde se evaluará el soporte de tensión, la limitación de corriente al valor nominal, la mitigación de las oscilaciones en la potencia activa y en la tensión del bus de DC para las estrategias de control durante hundimientos de tensión, se seleccionaron las siguientes estrategias.

1.4.1 Optimal Voltage-Support Control for Distributed Generation Inverters in RL Grid-Faulty

Networks (Estrategia I - SI)

Esta estrategia de control propone una solución global a los requerimientos de red LVRT. Reducir el desbalance de tensión por medio de la maximización y la minimización de la amplitud de la tensión de secuencia positiva y negativa, respectivamente. Esto para mejorar la capacidad de soporte de tensión del inversor (Garnica et al., 2020).

1.4.1.1 Estrategia de soporte óptimo de tensión.

Durante un hundimiento de tensión las corrientes inyectadas por el inversor pueden ser escritas como (Garnica et al., 2020):

$$i_{\alpha} = I_p^+ \left(\frac{v_{\alpha}^+}{V^+} \right) + I_p^- \left(\frac{v_{\alpha}^-}{V^-} \right) + I_q^+ \left(\frac{v_{\beta}^+}{V^+} \right) + I_q^- \left(\frac{v_{\beta}^-}{V^-} \right) \quad (35)$$

$$i_{\beta} = I_p^+ \left(\frac{v_{\beta}^+}{V^+} \right) + I_p^- \left(\frac{v_{\beta}^-}{V^-} \right) - I_q^+ \left(\frac{v_{\alpha}^+}{V^+} \right) - I_q^- \left(\frac{v_{\alpha}^-}{V^-} \right) \quad (36)$$

Donde I_p^+ e I_p^- son las amplitudes de las corrientes activas de secuencia positiva y negativa, respectivamente, y I_q^+ e I_q^- son las contrapartes reactivas. Considerando esto, las potencias instantáneas activa y reactiva que el inversor inyecta a la red están definidas como:

$$p = \frac{3}{2}(v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta}) \quad (37)$$

$$q = \frac{3}{2}(v_{\beta}i_{\alpha} - v_{\alpha}i_{\beta}) \quad (38)$$

Luego, sustituyendo (6), (7), (35) y (36) en (37) y (38), los términos oscilantes de las potencias activas y reactivas instantáneas pueden ser obtenidos como:

$$\tilde{p} = \frac{3}{2}V^+(uI_p^+ - I_p^-)\cos(2\omega t + \phi^+ + \phi^-) + \frac{3}{2}V^+(uI_q^+ - I_q^-)\sin(2\omega t + \phi^+ + \phi^-) \quad (39)$$

$$\tilde{q} = \frac{3}{2}V^+(uI_q^+ + I_q^-)\cos(2\omega t + \phi^+ + \phi^-) - \frac{3}{2}V^+(uI_p^+ + I_p^-)\sin(2\omega t + \phi^+ + \phi^-) \quad (40)$$

Donde u es el factor de desbalance (11). De (39) se puede determinar que las oscilaciones de la potencia activa instantánea son cero si I_p^- e I_q^- son seleccionadas como:

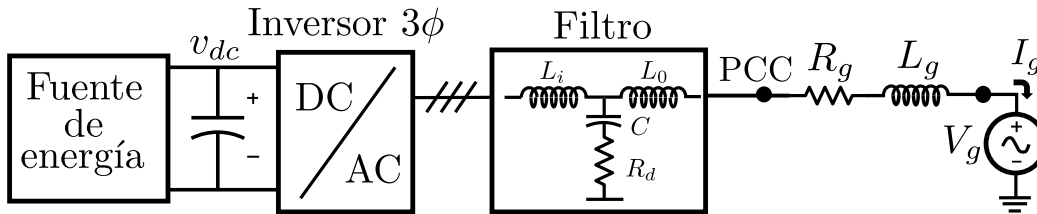
$$I_p^- = uI_p^+ \quad (41)$$

$$I_q^- = uI_q^+ \quad (42)$$

De esta manera, se pueden evitar las oscilaciones de potencia activa ($\tilde{p} = 0$). Adicionalmente, se debe mencionar que aparecerán mayores oscilaciones en la potencia reactiva cuando (41) y (42) sean implementadas. Por otro lado, en la Figura 10 se presenta un esquema simplificado de un inversor conectado a la red, de acuerdo con ello la tensión en el PCC es $V_{PCC} = Z_g I_g + V_g$ donde I_g es expresada como (Rincon et al., 2023):

$$I_g = \begin{bmatrix} |I^+| \angle \phi^+ \\ |I^-| \angle \phi^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{(I_p^+)^2 + (I_q^+)^2} \angle \text{atan} \left(\frac{-I_q^+}{I_p^+} \right) \\ \sqrt{(I_p^-)^2 + (I_q^-)^2} \angle \text{atan} \left(\frac{I_q^-}{I_p^-} \right) \end{bmatrix} \quad (43)$$

Figura 10. Esquema de un inversor conectado a la red



Con el fin de establecer el soporte de tensión, este trabajo utiliza el enfoque del estándar IEEE-241-1990, que lleva a las siguientes expresiones de la magnitud de la tensión de secuencia positiva y negativa en el PCC:

$$|V_{PCC}^+| = R_g I_p^+ + \omega L_g I_q^+ + \sqrt{(V_g^+)^2 - (\omega L_g I_p^+ - R_g I_q^+)^2} \quad (44)$$

$$|V_{PCC}^-| = R_g I_p^- - \omega L_g I_q^- + \sqrt{(V_g^-)^2 - (\omega L_g I_p^- + R_g I_q^-)^2} \quad (45)$$

De (44) y (45) se puede establecer que si el ángulo de la corriente inyectada es igual al ángulo de la impedancia de la red, $\omega L_g I_p^+ - R_g I_q^+ = 0$, y $|V_{PCC}^+|$ es maximizado. Por otro lado, $|V_{PCC}^-|$ es minimizado dado que $\omega L_g I_p^- + R_g I_q^-$ aumenta (Rincon et al., 2023). De esta manera, una

solución óptima al soporte de tensión está relacionada a la impedancia equivalente de la red. Por lo tanto, el ángulo de inyección de la corriente θ_{inj} se elige como el ángulo de la impedancia de la red θ_g :

$$\theta_{inj} = \theta_g = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_g}{R_g} \right) \quad (46)$$

Así, las amplitudes $|I_p^+|$ e $|I_q^+|$ son definidas como (Garnica et al., 2020):

$$I_p^+ = I_{p\ opt}^+ = I \cos \theta_{inj} \quad ; \quad I_q^+ = I_{q\ opt}^+ = I \sin \theta_{inj} \quad (47)$$

Donde I es la amplitud a la que se limitará la corriente del inversor para un valor establecido, como se muestra a continuación en la limitación de corriente.

1.4.1.2 Limitación de corriente. Asumiendo que las corrientes inyectadas siguen las de referencia, las amplitudes de las corrientes en el marco de referencia abc pueden ser calculadas por la aplicación de la transformada de Clarke a (35), (36) y reemplazando en ellas (41) y (42), entonces las amplitudes de fase resultantes quedan en función de las características del hundimiento de tensión y las magnitudes de I_p^+ e I_q^+ .

$$I_a = \sqrt{(1 - 2u \cos(\phi) + u^2) ((I_p^+)^2 + (I_q^+)^2)} \quad (48)$$

$$I_b = \sqrt{(1 - 2u \cos(\phi - 120^\circ) + u^2) ((I_p^+)^2 + (I_q^+)^2)} \quad (49)$$

$$I_c = \sqrt{(1 - 2u \cos(\phi + 120^\circ) + u^2) ((I_p^+)^2 + (I_q^+)^2)} \quad (50)$$

De acuerdo con (48)-(50), la fase con la máxima amplitud de corriente está relacionada al mínimo valor de la correspondiente función coseno:

$$x = \min\{\cos(\phi), \cos(\phi - 120^\circ), \cos(\phi + 120^\circ)\}. \quad (51)$$

Por lo tanto, la amplitud máxima de corriente por fase (I_{max}) puede ser determinada a través de la siguiente expresión:

$$I_{max} = \sqrt{(1 - 2ux + u^2)} \sqrt{(I_p^+)^2 + (I_q^+)^2} \quad (52)$$

Por consiguiente, se requiere que $I_{max} \leq I_{nom}$ (corriente nominal del inversor) para evitar daños o la desconexión debido a sobrecorrientes. Finalmente, para determinar I se reemplazan las corrientes I_p^+ y I_q^+ de (47) en (52) y se hace $I_{max} = I_{nom}$, de esa manera la amplitud de I es:

$$I = \frac{I_{nom}}{\sqrt{(1 - 2ux + u^2)}} \quad (53)$$

Los desarrollos previos hacen posible un soporte de tensión óptimo y la limitación de corriente máxima sin oscilaciones en la potencia activa. Si al realizar este soporte de tensión la potencia generada es mayor que la potencia inyectada de acuerdo con las corrientes óptimas, se hará una reducción de potencia activa con el fin de evitar sobretensión en el bus de DC. Por el contrario, si la potencia generada por la fuente no es lo suficiente para alcanzar el valor óptimo $I_{p_{opt}}^+$, entonces I_p^+ será calculado de acuerdo con (54) en función de la potencia generada (P_G) y, por lo tanto, I_q^+ se recalculará para inyectar la máxima corriente del inversor de acuerdo con la ecuación (55).

$$I_p^+ = \frac{2}{3} \frac{V^+}{(V^+)^2 + (V^-)^2} P_G \quad (54)$$

$$I_q^+ = \sqrt{\frac{I_{nom}^2}{1 - 2ux + u^2} - (I_p^+)^2} \quad (55)$$

Bajo estas condiciones, en un escenario de baja potencia, las corrientes activa y reactiva de secuencia negativa se calculan utilizando las ecuaciones (41) y (42), respectivamente. Esto permite cancelar las oscilaciones de potencia activa y limitar adecuadamente las corrientes de salida del

inversor. En escenarios de alta producción de potencia, la reducción de potencia estará basada en la comparación entre I_p^+ e $I_{p_{opt}}^+$. De hecho, esta última es la referencia que implica la cantidad de potencia activa que se entregará a la red.

1.4.2 Control Strategy for Three-Phase Grid-Connected PV Inverters Enabling Current Limitation Under Unbalanced Faults (Estrategia II - SII)

Esta estrategia de control propone un método para la generación de las corrientes de referencia para un inversor trifásico fotovoltaico conectado a la red durante fallas desbalanceadas (Afshari et al., 2017).

1.4.2.1 Generación de la corriente de referencia. La formulación de la estrategia es realizada en el marco $\alpha\beta$, donde las tensiones están dadas por (6), (7). La potencia compleja puede ser escrita como:

$$S = v \cdot i^* = P + jQ \quad (56)$$

Donde v e i son los vectores de tensión y corriente en el marco $\alpha\beta$, y P , Q son las potencias activa y reactiva, respectivamente. Bajo condiciones normales de red, no aparecerán componentes oscilatorias en las potencias instantáneas ya que las tensiones son balanceadas, por consiguiente las corrientes también. Sin embargo, ante fallas desbalanceadas habrá componente de secuencia negativa en la tensión y las corrientes de la red. Entonces, la potencia compleja es escrita como:

$$S = v_{\alpha\beta} \cdot i_{\alpha\beta}^* = \left(v_{\alpha\beta}^+ + v_{\alpha\beta}^- \right) \cdot \left(i_{\alpha\beta}^+ + i_{\alpha\beta}^- \right)^* = v_{\alpha\beta}^+ \cdot i_{\alpha\beta}^{+*} + v_{\alpha\beta}^+ \cdot i_{\alpha\beta}^{-*} + v_{\alpha\beta}^- \cdot i_{\alpha\beta}^{+*} + v_{\alpha\beta}^- \cdot i_{\alpha\beta}^{-*} \quad (57)$$

Donde $v_{\alpha\beta}^+$ y $v_{\alpha\beta}^-$ son derivados como:

$$v_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -a \\ a & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta} \quad y \quad v_{\alpha\beta}^- = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & a \\ -a & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta} \quad (58)$$

Donde $a = e^{-j\pi/2}$ es un operador de atraso de fase de 90° aplicado en el dominio del tiempo. De igual manera, $i_{\alpha\beta}^+$ e $i_{\alpha\beta}^-$ son obtenidas aplicando (58). Resolviendo en (57), los cuatro términos son escritos como componentes de las potencias activa y reactiva instantáneas p_n y q_n , donde n varía de 1 a 4:

$$P_1 = v_{\alpha}^+ i_{\alpha}^+ + v_{\beta}^+ i_{\beta}^+, \quad p_2 = v_{\alpha}^+ i_{\alpha}^- + v_{\beta}^+ i_{\beta}^-, \quad p_3 = v_{\alpha}^- i_{\alpha}^+ + v_{\beta}^- i_{\beta}^+, \quad P_4 = v_{\alpha}^- i_{\alpha}^- + v_{\beta}^- i_{\beta}^-, \quad (59)$$

$$Q_1 = v_{\beta}^+ i_{\alpha}^+ - v_{\alpha}^+ i_{\beta}^+, \quad q_2 = v_{\beta}^+ i_{\alpha}^- - v_{\alpha}^+ i_{\beta}^-, \quad q_3 = v_{\beta}^- i_{\alpha}^+ - v_{\alpha}^- i_{\beta}^+, \quad Q_4 = v_{\beta}^- i_{\alpha}^- - v_{\alpha}^- i_{\beta}^-, \quad (60)$$

La multiplicación de dos términos con la misma secuencia dará un término constante en la potencia instantánea. Las partes oscilatorias en las potencias activa y reactiva instantáneas son producidas por la multiplicación de términos con diferente secuencia. Por lo tanto, las partes constantes y oscilatorias de las potencias instantáneas se pueden escribir como:

$$\bar{P} = P_1 + P_4, \quad \tilde{p} = p_2 + p_3 \quad (61)$$

$$\bar{Q} = Q_1 + Q_4 \quad \tilde{q} = q_2 + q_3 \quad (62)$$

Donde $P = \bar{P} + \tilde{p}$ y $Q = \bar{Q} + \tilde{q}$ son las potencias activa y reactiva instantáneas totales. La potencia activa instantánea está conformada por una parte constante (\bar{P}) y otra oscilatoria (\tilde{p}). Análogamente, \bar{Q} y \tilde{q} son las partes constante y oscilatoria de la potencia reactiva instantánea. Las potencias \bar{P} y \bar{Q} son igual a la potencia activa y reactiva de referencia, respectivamente. Estas corresponden a la potencia generada desde la etapa DC y la potencia reactiva determinada por el código de red.

Con el objetivo de eliminar las oscilaciones en la potencia activa instantánea, se permite

que la potencia reactiva instantánea oscile con el doble de la frecuencia fundamental de la red. En ese sentido, las ecuaciones de la corriente de referencia se escriben como:

$$i_{\alpha P} = \frac{v_{\alpha}^{+} - v_{\alpha}^{-}}{V^{+2} + k_{\alpha P} V^{-2}} P_{ref} \quad (63)$$

$$i_{\beta P} = \frac{v_{\beta}^{+} - v_{\beta}^{-}}{V^{+2} + k_{\beta P} V^{-2}} P_{ref} \quad (64)$$

$$i_{\alpha Q} = \frac{v_{\alpha\perp}^{+} + v_{\alpha\perp}^{-}}{V^{+2} + k_{\alpha Q} V^{-2}} Q_{ref} \quad (65)$$

$$i_{\beta Q} = \frac{v_{\beta\perp}^{+} + v_{\beta\perp}^{-}}{V^{+2} + k_{\beta Q} V^{-2}} Q_{ref} \quad (66)$$

Donde $v_{\alpha\perp}$ y $v_{\beta\perp}$ son los voltajes ortogonales (90° en atraso) de los voltajes en el marco $\alpha\beta$.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha\perp} \\ v_{\beta\perp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (67)$$

Durante la falla, P_{ref} es el valor de la potencia activa que se inyectará de acuerdo con el balance de potencia y Q_{ref} es el valor promedio de la potencia reactiva de referencia de acuerdo con los códigos de red. La formulación propuesta se personaliza para diferentes características de control mediante la definición de los parámetros: $k_{\alpha P}$, $k_{\beta P}$, $k_{\alpha Q}$ y $k_{\beta Q}$. Existen 16 modos de operación para estos parámetros, se selecciona el modo en el que todos los parámetros son iguales a -1, con el propósito de aprovechar la máxima capacidad del inversor.

1.4.2.2 Método de limitación de la corriente. Cuando se detecta un hundimiento de tensión, se actualiza la potencia nominal del convertidor, lo que se conoce como nueva potencia nominal (NNP). Durante condiciones de falla, la NNP es menor que la potencia nominal del convertidor, y esto depende de la profundidad del hundimiento. Por lo tanto, la NNP se define como (Afshari et al., 2017):

$$NNP = \frac{V^+ - V^-}{V_{base}} S \quad (68)$$

Donde S es la potencia nominal del convertidor, y V_{base} es la tensión base. Por otro lado, de acuerdo con la profundidad del hundimiento, la potencia reactiva es calculada según los requerimientos de red de China (Afshari et al., 2017):

$$\begin{cases} Q = 0; & \text{Si } V_{pu} > 0.9 \\ Q = S \times 1.5 \times (0.9 - V_{pu}); & \text{Si } 0.2 < V_{pu} < 0.9 \\ Q = 1.05 \times S; & \text{Si } V_{pu} < 0.2 \end{cases} \quad (69)$$

con V_{pu} calculado como:

$$V_{pu} = \frac{\sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}}{V_{base}} \quad (70)$$

De esta manera, la máxima potencia activa permitida (P_{max}) que podría inyectar el inversor a la red evitando la sobrecorriente es obtenida como:

$$P_{max} = \sqrt{NNP^2 - Q^2} \quad (71)$$

Durante la operación del convertidor ante un hundimiento de tensión lo suficientemente profundo, es posible que $Q > NNP$, entonces $Q = NNP$ siendo $P_{max} = 0$ para evitar problemas por sobrecorriente.

1.4.3 Flexible Positive Negative Sequence Control (FPNSC) (Estrategia III - SIII)

En esta estrategia se presenta un método para ajustar de manera flexible la relación entre las componentes simétricas de las corrientes de referencia, denominada como estrategia flexible de control de secuencia positiva y negativa (FPNSC). Según Teodorescu et al. (2017), el vector de corriente activa de referencia se define como:

$$\mathbf{i}_p^* = G^+ \mathbf{v}^+ + G^- \mathbf{v}^- \quad (72)$$

donde,

$$G^+ = \frac{P}{|\mathbf{v}^+|^2}; \quad G^- = \frac{P}{|\mathbf{v}^-|^2} \quad (73)$$

Sin embargo, es necesario regular la cantidad de potencia activa que aporta cada componente de secuencia. Con este fin, se introduce un parámetro escalar k_1 que regula la contribución de cada componente de secuencia en las corrientes activas de referencia de la forma:

$$\mathbf{i}_p^* = k_1 \frac{P}{|\mathbf{v}^+|^2} \mathbf{v}^+ + (1 - k_1) \frac{P}{|\mathbf{v}^-|^2} \mathbf{v}^- \quad (74)$$

Al ajustar el valor de k_1 en un rango entre 0 y 1, es posible modificar la proporción de las corrientes activas de secuencia positiva y negativa que contribuyen a la potencia activa suministrada a la red. Por ejemplo, si $k_1 = 1$, la potencia activa se inyecta únicamente a través de la secuencia positiva, mientras que si $k_1 = 0$, se obtendrían corrientes balanceadas de secuencia negativa. De manera similar, se puede realizar un razonamiento análogo para determinar las corrientes de referencia de potencia reactiva, como sigue:

$$\mathbf{i}_q^* = k_2 \frac{Q}{|\mathbf{v}^+|^2} \mathbf{v}_\perp^+ + (1 - k_2) \frac{Q}{|\mathbf{v}^-|^2} \mathbf{v}_\perp^- \quad (75)$$

En este caso un parámetro escalar k_2 es usado para el control de la proporción entre las componentes de secuencia positiva y negativa de las corrientes de referencias de la potencia reactiva.

Finalmente, el vector de corriente de referencia total está dado por:

$$\mathbf{i}^* = P \left(\frac{k_1}{|\mathbf{v}^+|^2} \mathbf{v}^+ + \frac{(1 - k_1)}{|\mathbf{v}^-|^2} \mathbf{v}^- \right) + Q \left(\frac{k_2}{|\mathbf{v}^+|^2} \mathbf{v}_\perp^+ + \frac{(1 - k_2)}{|\mathbf{v}^-|^2} \mathbf{v}_\perp^- \right) \quad (76)$$

Por otro lado, la expresión para la potencia activa instantánea suministrada a la red cuando

se emplea la estrategia para configurar las corrientes de referencia puede formularse como:

$$p = P + \tilde{p} \quad (77)$$

Donde ambas componentes de potencia están dadas por:

$$P = \frac{Pk_1}{|\mathbf{v}^+|^2} \cdot \mathbf{v}^+ \cdot \mathbf{v}^+ + \frac{P(1-k_1)}{|\mathbf{v}^-|^2} \cdot \mathbf{v}^- \cdot \mathbf{v}^- \quad (78)$$

$$\tilde{p} = \left(\frac{Pk_1}{|\mathbf{v}^+|^2} + \frac{P(1-k_1)}{|\mathbf{v}^-|^2} \right) \mathbf{v}^+ \cdot \mathbf{v}^- + \left(\frac{Qk_2}{|\mathbf{v}^+|^2} - \frac{Q(1-k_2)}{|\mathbf{v}^-|^2} \right) \mathbf{v}_\perp^+ \cdot \mathbf{v}^- \quad (79)$$

De acuerdo con (79), para eliminar las oscilaciones en la potencia activa, se deben escoger las variables escalares k_1 y k_2 de la siguiente manera:

$$k_1 = \frac{|\mathbf{v}^+|^2}{|\mathbf{v}^+|^2 - |\mathbf{v}^-|^2} \quad y \quad k_2 = \frac{|\mathbf{v}^+|^2}{|\mathbf{v}^+|^2 + |\mathbf{v}^-|^2} \quad (80)$$

Dado que la estrategia no define un modo de inyección de potencia activa o reactiva, para este trabajo durante hundimientos de tensión solo se considerará inyección de potencia reactiva, la cual tomará toda la capacidad disponible del inversor. Por otro lado, para la limitación de corriente se usó el siguiente método descrito en Rincon et al. (2023), donde la corriente máxima instantánea por fase se define como:

$$I_{max}^2 = I_q^{+2} + I_q^{-2} - 2I_q^+ I_q^- \cos(\phi^+ - \phi^- + \phi_{abc}) \quad (81)$$

La corriente máxima I_{max} está determinada por el valor de $\phi_{abc} = [0, 2\pi/3, -2\pi/3]$ la cual maximiza la ecuación (81). Si el valor de I_{max} es mayor a la corriente nominal del inversor (I_{nom}), un factor de reducción de potencia (σ_i) debe ser aplicado. Este factor es calculado en (82), y es usado para recalculer la potencia de referencia, en este caso, $Q_{reduccion} = \sigma_i Q_{ref}$.

$$\sigma_i = \frac{I_{nom}}{I_{max}} \quad (82)$$

Por otro lado, si I_{max} es menor que I_{nom} , la amplitud de la corriente reactiva inyectada puede ser incrementada con el fin utilizar toda la capacidad del inversor. Por lo tanto, una nueva potencia reactiva de referencia (Q_{com}) debe ser calculada a partir de (81), con $I_{max} = I_{nom}$. De esta manera, resolviendo para Q_{com} se obtiene:

$$Q_{com} = \frac{3 I_{nom}}{2 \sqrt{A}} \quad (83)$$

donde,

$$A = \frac{k_2^2}{(V^+)^2} + \frac{(1-k_2)}{(V^-)^2} - \frac{2k_2(1-k_2)\cos(\phi^+ - \phi^- + \phi_{abc})}{V^+V^-} \quad (84)$$

1.5 Controlador de corriente y técnica de modulación

El controlador de corriente junto con la técnica de modulación se encargan de determinar las señales de conmutación de los dispositivos semiconductores del inversor con el fin de que las señales de corriente inyectadas sigan las de referencia. En este trabajo se analiza el controlador proporcional resonante amortiguado por su rendimiento al rechazar perturbaciones de la red. (Teodorescu et al., 2017), (Pal et al., 2018).

1.5.1 Controlador proporcional resonante (PR)

El controlador proporcional resonante busca alcanzar un error en estado estable igual a cero para las señales sinusoidales de referencia cuando este se ha sintonizado correctamente, esta característica representa una ventaja respecto al controlador proporcional integral (PI) convencional (Teodorescu et al., 2017). De esa manera, el controlador PR presenta una ganancia infinita en su frecuencia de resonancia (ω_0) y obtiene como salida una señal periódica a la frecuencia de resonancia. En el dominio de Laplace, el controlador PR se define como:

$$G_{PR}(s) = K_P + \frac{sK_i}{s^2 + \omega_0^2} \quad (85)$$

En este caso se proporciona una ganancia infinita a la frecuencia ω_0 . Este comportamiento puede provocar problemas como desestabilizar un sistema dinámico. Para evitar esto, se puede adicionar un término de amortiguamiento que limita la ganancia del controlador y ensancha la campana de resonancia (sensibilidad reducida para ligeros cambios de frecuencia) como sigue:

$$G_{PRA}(s) = K_P + \frac{sK_i}{s^2 + s\omega_a + \omega_0^2} \quad (86)$$

Donde:

- K_P : Es la ganancia proporcional la cual determina la dinámica del controlador.
- K_i : Ganancia resonante que determina la amplitud de ganancia a la frecuencia deseada.
- ω_0 : Frecuencia de resonancia.
- ω_a : Ancho de la campana de resonancia.

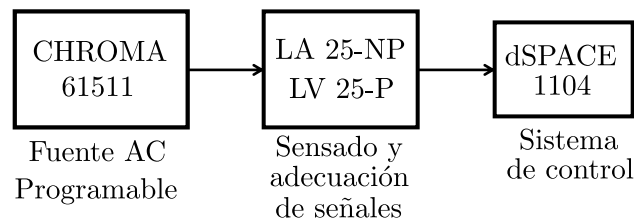
Adicionalmente, este controlador necesita de una estrategia de modulación para sintetizar la tensión obtenida a su salida. Para esto, las estrategias de modulación permiten controlar el ancho de los pulsos de disparo requeridos por el inversor de manera que el valor medio de la señal de tensión generada por este sea igual al valor medio de la señal de referencia de tensión en cada periodo de conmutación (Villalobos, 2016), (Trzynadlowski et al., 1994). Existen diferentes técnicas para obtener los pulsos de disparo, una de ellas es la modulación por ancho de pulso con señal de referencia sinusoidal (SPWM, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) (Villalobos, 2016), (Wu and

Narimani, 2017). En este trabajo se emplea el controlador PR amortiguado con modulación SPWM para el sistema implementado en MATLAB/SIMULINK y el montaje experimental.

2. Resultados de los algoritmos de sincronización

En este capítulo se presentan los resultados experimentales de los algoritmos de sincronización descritos en la Sección 1.3, considerando diferentes casos de hundimientos de tensión con distorsión armónica. La Figura 11 muestra el esquema del montaje experimental de los algoritmos de sincronización. La fuente AC programable CHROMA 61511 genera los hundimientos de tensión. El sensado y adecuación de señales adapta las tensiones para ser recibidas por el sistema de control implementado en la tarjeta de control dSPACE 1104. Estos elementos son detallados más adelante en la Sección 3.2.1. Por otro lado, todos los algoritmos han sido ejecutados a una frecuencia de muestreo de 10 [kHz].

Figura 11. Esquema de la implementación de los algoritmos de sincronización



Los algoritmos son usados para estimar las amplitudes de las componentes de secuencia (ACS) positiva y negativa, frecuencia y argumento ($\theta = \omega t + \phi^+$), de la componente fundamental de las tensiones que emulan el comportamiento del PCC durante la ocurrencia de hundimientos de tensión. Por otro lado, los criterios de comparación y desempeño (CD) para evaluar el rendimiento de los algoritmos son presentados a continuación:

- Tiempo de establecimiento (t_s , *settling time*): Es el tiempo requerido para alcanzar y man-

tenerse alrededor del $\pm 2\%$ del valor de referencia después de ocurrida la perturbación. Sin embargo, un criterio más estricto es considerado para la estimación de la frecuencia con un rango de $\pm 0,1$ [Hz] para el valor de referencia (IEEE-1547, 2018). Se considera un desempeño satisfactorio si el t_s es menor a 50 [ms] para la estimación de las ACS de la tensión y 100 [ms] para la frecuencia (3 y 6 ciclos de la señal fundamental, respectivamente). Este criterio evalúa la rapidez de la estimación.

- Error en estado estable (SSE, *Stable state error*): El CD para el SSE se establece en un error menor a 1 % de V_{nom} y 0,02 [Hz] para las ACS y la frecuencia, respectivamente. Este criterio de comparación está relacionado a la exactitud del algoritmo.
- Sobreimpulso (OS, *Overshoot*): En este criterio de comparación, se considera un desempeño satisfactorio para valores de OS menores a 20 % de V_{nom} para las ACS o 2 % de la frecuencia de referencia. Este criterio de comparación está relacionado a la estabilidad.

2.1 Escenarios de hundimientos de tensión y distorsión armónica.

Seis escenarios de hundimientos de tensión son considerados para evaluar el rendimiento de los algoritmos de sincronización. Los escenarios son separados en dos grupos, como se muestra en la Tabla 4. El grupo I está compuesto por los casos del 1 al 3, los cuales representan una falla simétrica, una falla asimétrica y un hundimiento tipo rampa de tensión, respectivamente. Los casos del 4 al 6 del grupo II, contemplan fallas desbalanceadas con cambios de frecuencia y fase (Bollen, 2000).

Tabla 4

Hundimientos de tensión para evaluar el desempeño de los algoritmos de sincronización

Parámetro	Grupo I - Casos			Grupo II - Casos		
	1	2	3	4	5	6
V^+ [V_{pu}]	0,3	0,4	0,4 - 0,9	0,7	0,7	0,7
V^- [V_{pu}]	0	0,4	0,1 - 0,21	0,2	0,2	0,2
f [Hz]	60	60	60	60	55	55
ϕ^+ [rad]	0	0	0	$\pi/12$	0	$\pi/12$
ϕ^- [rad]	0	0	$-\pi$	0	0	0
t [seg]	0,3-0,6	0,9-1,2	1,5-1,8	2,1-2,4	2,7-3,0	3,3-3,6

Estos casos de hundimientos de tensión se muestran en las Figuras 12 y 13 para las componentes de secuencia, y en las Figuras 14 y 15 para el marco de referencia abc . Los hundimientos son generados por la fuente CHROMA 61511, se debe mencionar que entre los hundimientos la tensión tiene los parámetros $V^+ = 1pu$, $V^- = 0$, $\phi^+ = 0$ y $\phi^- = 0$.

Figura 12. Amplitud de la componente de secuencia positiva para los hundimientos de tensión

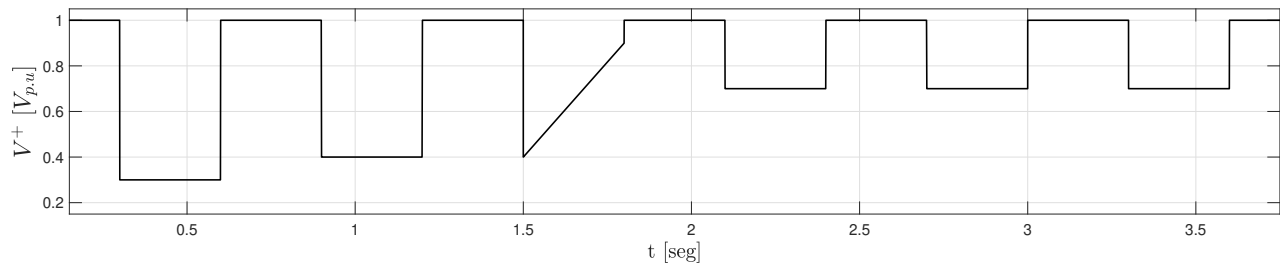


Figura 13. Amplitud de la componente de secuencia negativa para los hundimientos de tensión

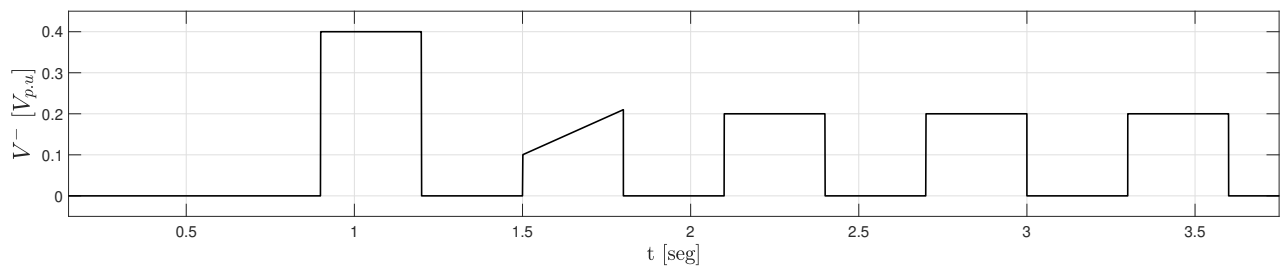


Figura 14. Hundimientos de tensión del grupo I generados por la fuente CHROMA

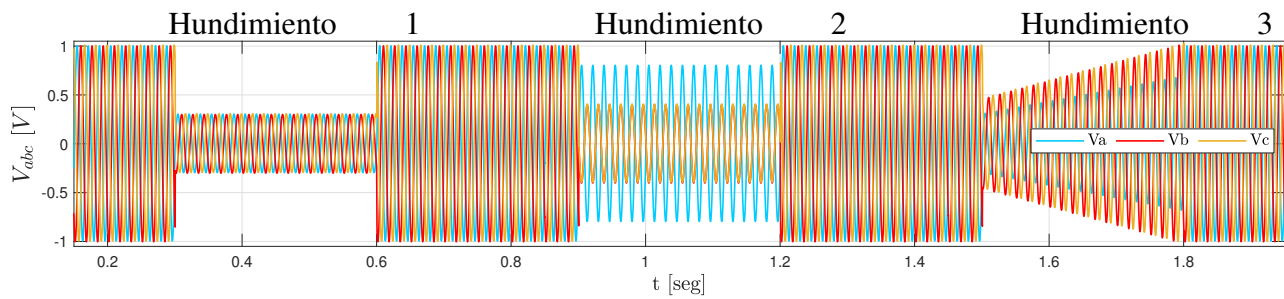
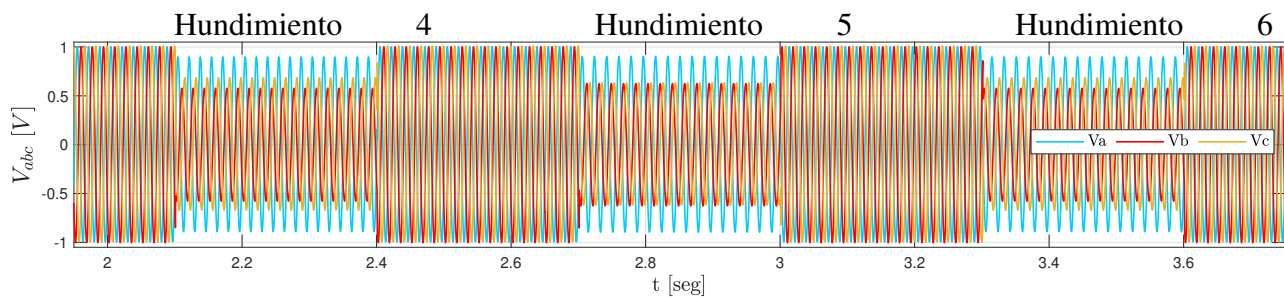


Figura 15. Hundimientos de tensión del grupo II generados por la fuente CHROMA



Por otro lado, los casos de distorsión armónica considerados para la evaluación de los algoritmos de sincronización se listan a continuación.

Tabla 5

Casos de distorsión armónica

Casos	Referencia	Distorsión armónica (%)						THD (%)
		3ro	5to	7mo	9no	11vo	13vo	
1	Hui et al. (2021)	0	10	5	0	5	5	13,23
2	Golestan et al. (2014a)	0	5	5	0	5	5	10,00
3	Rodríguez et al. (2010)	2	5	4	0	3	0	7,35

Adicionalmente, los parámetros usados por cada uno de los algoritmos son presentados en la Tabla 6. Estos fueron sintonizados empíricamente buscando obtener el mejor desempeño de cada algoritmo. Los parámetros se mantuvieron fijos durante todos los casos de estudio.

Tabla 6

Configuración de los parámetros de los algoritmos

AB-KF	DDSRF-CDSC	TSSE-RLMS	CDSC-TSSE
$Q = 0,1$		$\Delta T = 3 \times 10^{-3}$	
$R = 0,01$	$k_p = 100$	$M = 4$	$k_p = 100$
$P = 1 \times 10^{-2}$	$k_i = 2500$	$\mu_{ss} = 0,0015$	$k_i = 2500$
$\varepsilon = 1 \times 10^{-17}$		$\mu_f = 0,001$	

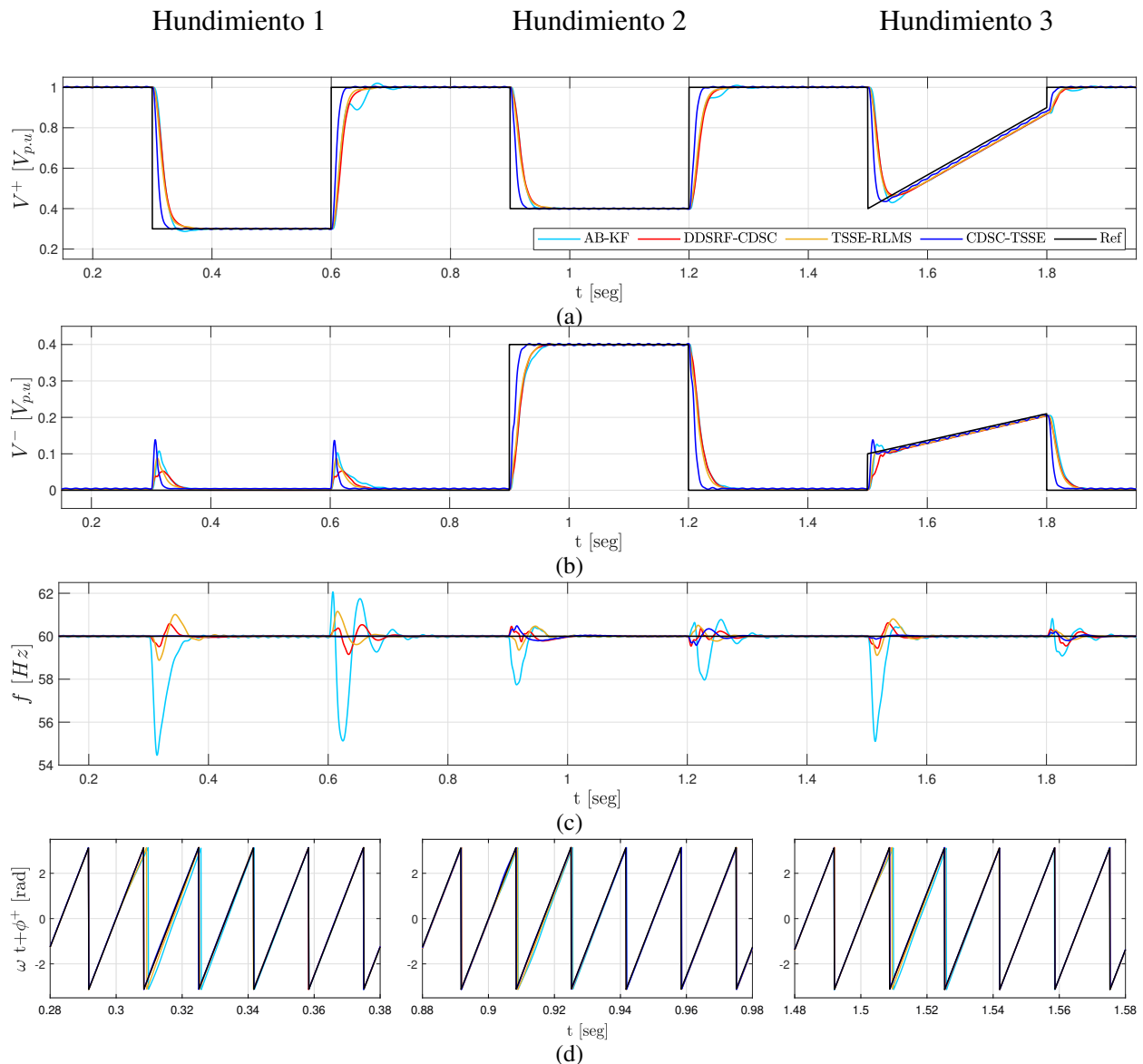
2.2 Resultados experimentales

En esta sección se exponen los resultados experimentales de los algoritmos de sincronización durante los hundimientos de tensión de la Tabla 4. Primero se presentarán los resultados sin distorsión armónica y luego los resultados correspondientes al caso 1 de la Tabla 5, el cual corresponde al caso de mayor distorsión armónica con una THD = 13,23 %.

Se debe mencionar que en este trabajo se obtuvieron resultados de simulación los cuales presentan un comportamiento similar a los experimentales. Por esta razón, los resultados no son incluidos en este capítulo sino en el apéndice A, para consulta detallada del lector. Dado que los resultados experimentales para los casos de distorsión armónica son similares entre sí, este capítulo presenta los resultados para el caso de mayor contenido armónico y los resultados correspondientes a los casos 2 y 3 de distorsión armónica se presentan en el apéndice B.

De esta manera, las Figuras 16 y 17 presentan los resultados de la estimación de V^+ , V^- , frecuencia y argumento fundamental durante los casos de hundimientos de tensión sin distorsión armónica. Adicionalmente, en la Tabla 7 se presentan los resultados acorde a los criterios de comparación y desempeño. Si el algoritmo no cumple con lo establecido en los CD el parámetro estará sobreado en color gris.

Figura 16. Resultados experimentales para el Grupo I sin distorsión armónica. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad]



El algoritmo CDSC-TSSE estima V^+ y V^- entre 11 y 21 [ms], y sus valores de OS son menores al 15%. A su vez, su SSE es menor a 1% cumpliendo con todos los CD durante los 6 casos de hundimientos de tensión. Por otro lado, el DDSRF-CDSC tiene un comportamiento estable en la estimación de V^+ y V^- con un OS de hasta 5%, y un t_s máximo de 46,2 [ms] durante

todos los hundimientos excepto por el caso 3. Para este caso en particular el algoritmo DDSRF-CDSC no alcanzó el rango de $\pm 2\%$ de acuerdo con el criterio de comparación manteniendo un SSE de 3,08%.

Figura 17. Resultados experimentales para el Grupo II sin distorsión armónica. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad]

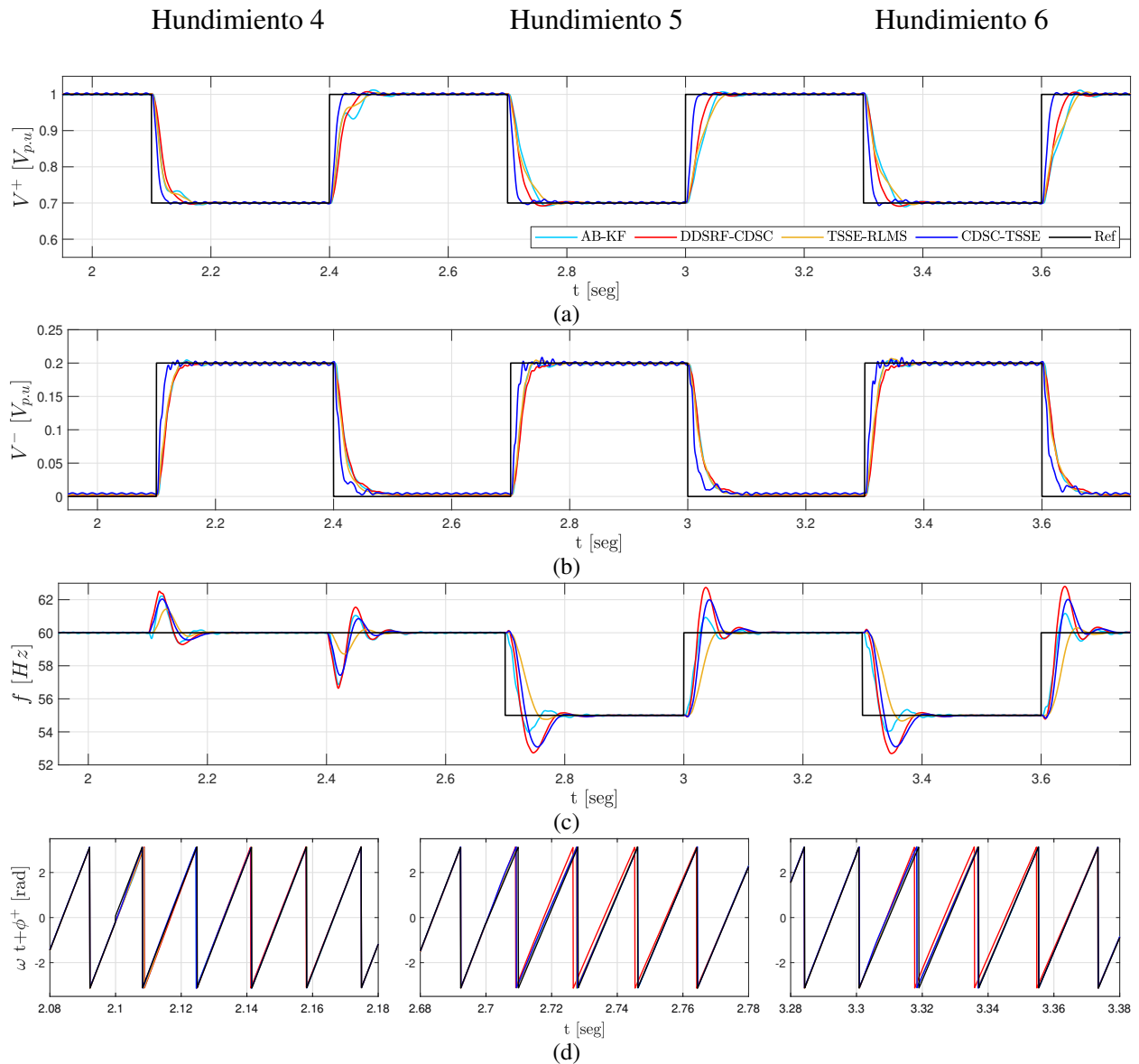


Tabla 7
 Resultado experimental - Sin distorsión armónica

Algoritmo	AB-EKF			DDSRF-CDSC			TSSE-RLMS			CDSC-TSSE		
	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*
Caso 1												
V^+	35,40	0,59	0,01	46,20	0,22	0,00	41,90	0,41	0,00	21,50	2,84	0,00
V^-	38,60	3,18	0,11	38,40	0,41	0,05	29,30	2,89	0,09	17,40	4,64	0,14
f	101,6	34,9	5,40	50,10	4,70	0,60	70,10	31,60	0,60	0,00	2,00	0,00
Caso 2												
V^+	36,70	0,80	0,00	43,40	0,23	0,00	41,20	0,41	0,00	21,50	2,69	0,00
V^-	47,70	1,25	0,00	39,70	0,18	0,00	39,00	0,66	0,00	19,50	2,50	0,00
f	87,80	39,70	1,80	64,70	2,60	0,00	34,40	27,60	0,00	84,40	7,80	0,00
Caso 3												
V^+	-	28,40	0,03	-	30,80	0,03	-	26,30	0,03	18,80	17,91	0,01
V^-	16,10	5,95	0,02	19,20	6,20	0,01	9,50	5,95	0,01	11,20	5,95	0,02
f	49,60	54,60	4,80	49,90	1,90	0,60	33,33	7,00	0,00	19,40	2,50	0,00
Caso 4												
V^+	30,40	0,75	0,00	28,80	0,35	0,01	30,90	0,68	0,00	19,50	3,19	0,00
V^-	29,30	1,51	0,00	31,90	1,04	0,00	31,10	1,26	0,00	15,37	1,99	0,00
f	73,70	42,40	1,80	86,10	2,00	2,40	75,50	16,40	0,60	95,50	5,00	1,80
Caso 5												
V^+	49,40	0,98	0,01	36,80	0,57	0,01	56,00	1,16	0,00	16,80	3,37	0,00
V^-	27,70	1,51	0,00	32,90	0,91	0,00	29,10	1,09	0,01	17,90	2,02	0,01
f	113,20	34,60	0,55	107,3	1,90	1,65	80,3	16,30	0,00	90,70	6,70	1,10
Caso 6												
V^+	51,40	0,98	0,01	37,80	0,57	0,00	57,80	1,16	0,01	17,80	3,28	0,01
V^-	26,60	1,81	0,00	32,20	0,91	0,00	27,90	1,29	0,01	18,40	2,18	0,01
f	106,20	32,20	0,55	109,30	1,90	1,65	82,60	16,80	0,00	92,70	6,70	1,10

(*) Las unidades para el OV , SSE son [V_{pu}] y [Hz] de acuerdo al caso.

Los algoritmos TSSE-RLMS y AB-EKF presentan un OS menor a 9 y 11 % en la estimación de V^+ y V^- , respectivamente, para todos los hundimientos de tensión. Por otra parte, el TSSE-

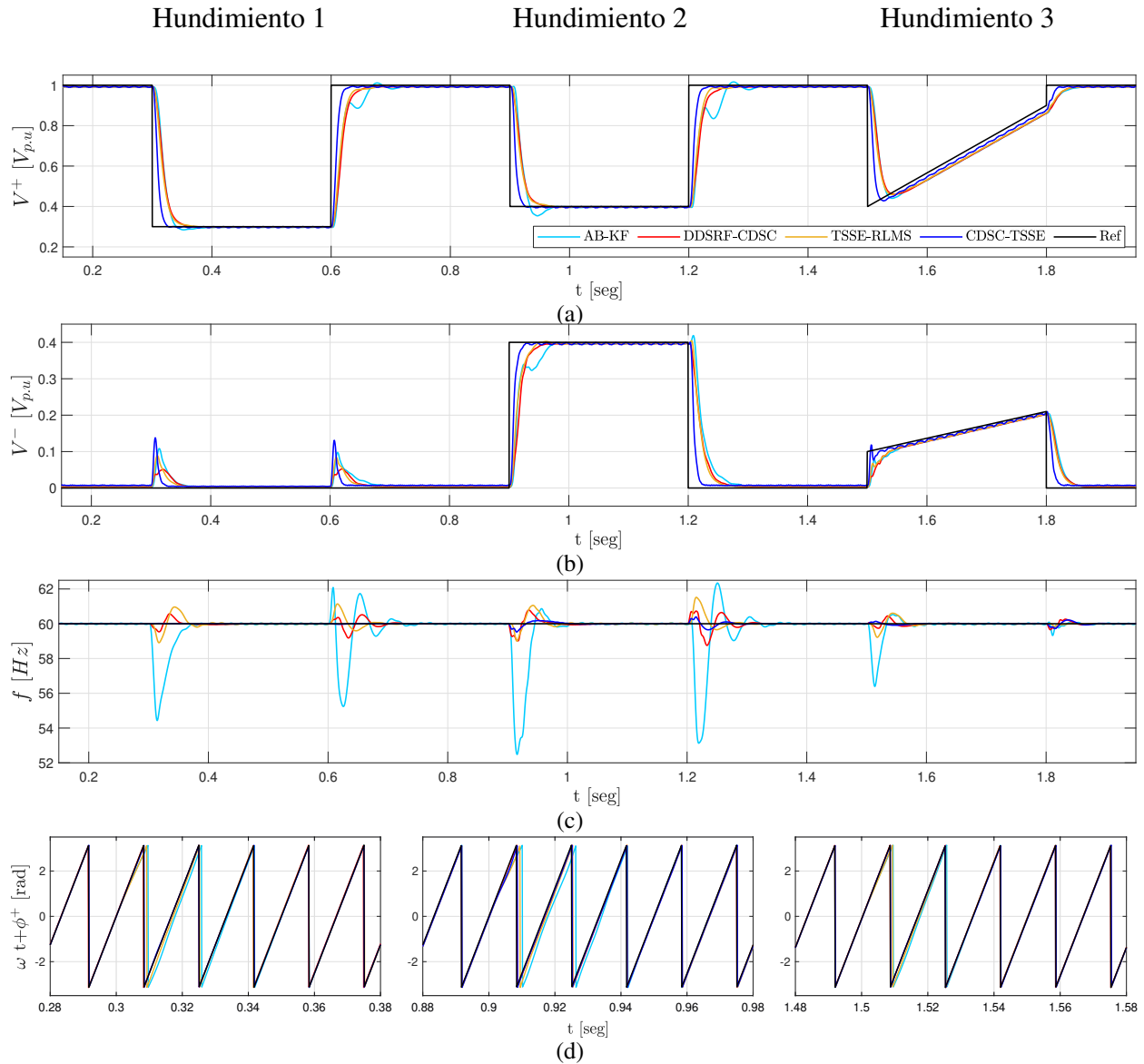
RLMS estimó V^+ con un t_s superior al definido en los CD para los casos de hundimientos 3, 5 y 6. Igualmente, el AB-EKF tiene un t_s mayor a 50 [ms] en los casos 3 y 6 en la estimación de V^+ . Además, el algoritmo CDSC-TSSE presenta un mejor desempeño en el hundimiento tipo rampa de tensión comparado con los demás algoritmos según los CD con un t_s menor a 20 [ms] y un OS máximo de 2%.

Con respecto a la estimación de la frecuencia, el algoritmo CDSC-TSSE la estima correctamente durante todos los hundimientos de tensión excepto por el OS de 3% en el caso 4 de acuerdo con los CD. El algoritmo DDSRF-CDSC tiene un OS mayor al 2% durante los hundimientos con cambio de frecuencia y fase, lo cual está por fuera del CD. Por su parte, el AB-EKF no presenta un desempeño satisfactorio considerando que tiene un SSE mayor a 0,02 [Hz] en la estimación de la frecuencia durante todos los hundimientos de tensión, su t_s es mayor a 100 [ms] para el primer hundimiento y los casos que tienen cambio de frecuencia, además su OS es mayor a 2% en los 4 primeros hundimientos de tensión. Por otro lado, el TSSE-RLMS realiza la estimación de la frecuencia correctamente de acuerdo con los CD en todos los hundimientos de tensión excepto por su SSE que supera la CD en los casos 1 y 2.

Considerando que el argumento de las señales de tensión es requerido en aplicaciones como inversores conectados a la red, en las Figuras 17(d) y 18(d) se muestra la estimación del argumento de los algoritmos de sincronización. El algoritmo propuesto CDSC-TSSE estima el argumento en alrededor de 20 [ms] después de cada hundimiento. Por otra parte, los algoritmos AB-EKF y TSSE-RLMS estiman el argumento en 2 periodos fundamentales durante los hundimientos de grupo I, y el algoritmo DDSRF-CDSC toma el mismo tiempo para estimar el argumento ante los

hundimientos del grupo II, presentando un desempeño inferior comparados con el CDSC-TSSE.

Figura 18. Resultados experimentales para el Grupo I con THD = 13,23%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad]



En las Figuras 18 y 19 se presentan los resultados para una THD = 13,23% durante los casos de hundimientos de tensión de la Tabla 4. Además en la Tabla 8, se presentan los resultados para los criterios de comparación y desempeño de los algoritmos. En la Tabla se puede observar

que el CDSC-TSSE estima las ACS en máximo 21,6 [ms] en todos los casos de hundimientos de tensión, excepto en el caso 3 donde no alcanzó un SSE menor al 2%. También su máximo OS presente es de 0,14 [V_{pu}] en la secuencia negativa durante el primer hundimiento el cual está dentro de los CD.

Figura 19. Resultados experimentales para el Grupo II con THD = 13,23%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad]

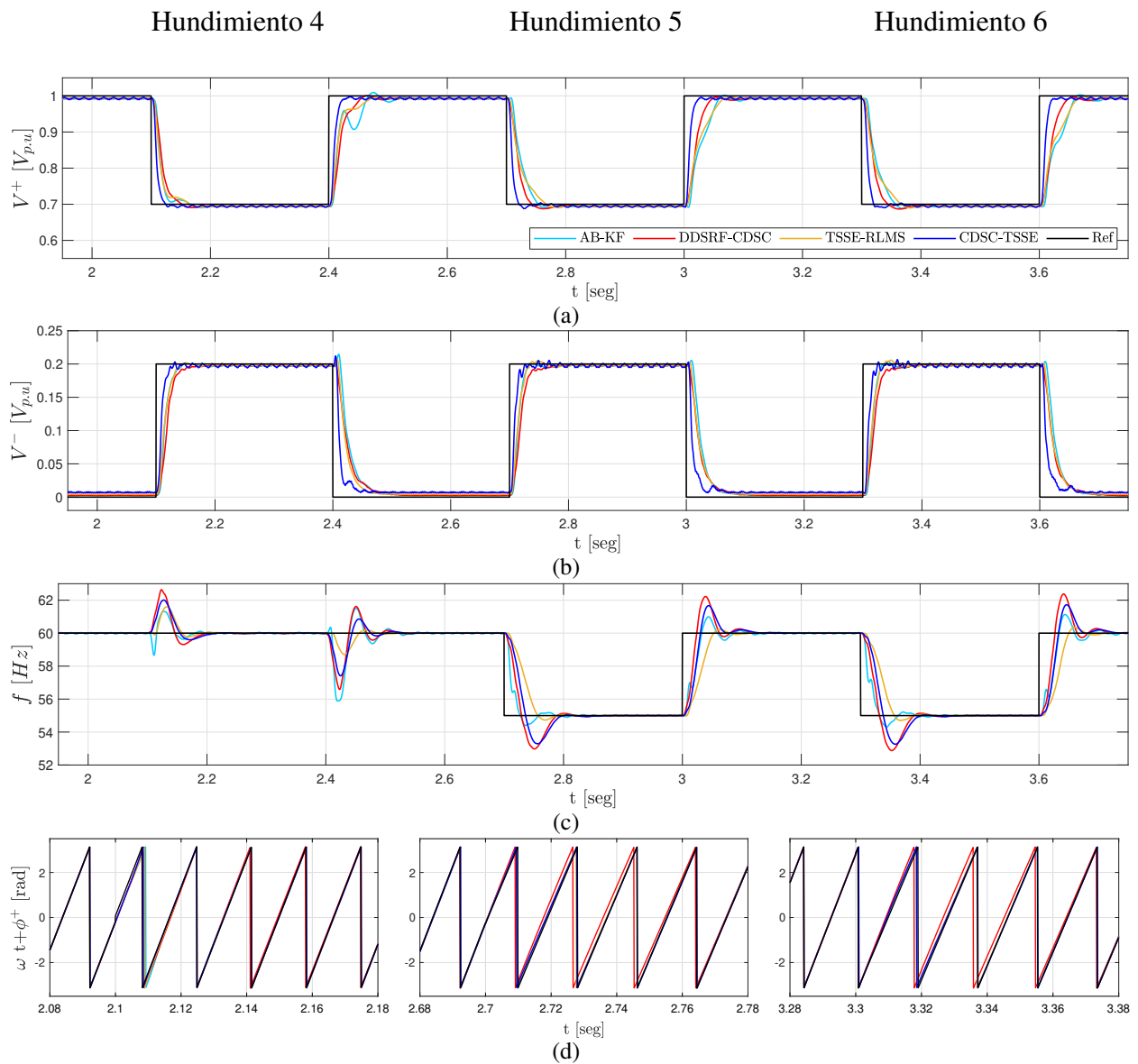


Tabla 8

Resultado experimental - Distorsión armónica THD - 13,23%

Algoritmo	AB-EKF			DDSRF-CDSC			TSSE-RLMS			CDSC-TSSE		
Parámetro	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*
Caso 1												
V^+	36,00	3,57	0,01	45,40	2,49	0,00	42,60	3,21	0,00	21,60	5,21	0,00
V^-	39,60	3,63	0,11	38,30	0,88	0,05	31,90	3,08	0,09	16,40	5,14	0,14
f	108,20	64,20	5,40	50,60	5,50	0,60	69,90	31,00	0,60	0,00	1,80	0,00
Caso 2												
V^+	60,30	4,49	0,05	43,40	3,51	0,00	41,60	4,24	0,00	20,50	6,59	0,00
V^-	63,40	4,73	0,00	41,50	3,59	0,00	38,30	4,40	0,00	19,90	6,46	0,00
f	102,0	58,60	7,20	61,40	12,10	0,60	35,70	32,90	0,60	78,20	16,40	0,60
Caso 3												
V^+	-	36,99	0,03	-	36,99	0,03	-	34,63	0,03	-	24,78	0,02
V^-	36,40	6,88	0,02	32,30	7,07	0,01	32,10	6,66	0,01	12,60	7,01	0,02
f	52,90	58,20	3,60	74,70	17,40	0,60	32,80	13,80	0,60	17,40	16,00	0,00
Caso 4												
V^+	26,10	6,42	0,01	36,90	5,55	0,00	29,70	6,17	0,00	17,50	8,31	0,00
V^-	28,30	3,74	0,00	32,10	2,59	0,00	29,70	3,27	0,00	18,10	5,82	0,00
f	74,00	55,30	1,20	89,90	16,90	2,40	77,20	27,00	0,60	99,30	13,50	1,80
Caso 5												
V^+	45,40	6,66	0,01	33,20	5,48	0,01	53,70	6,37	0,01	17,40	8,33	0,01
V^-	24,70	3,72	0,00	31,40	2,47	0,00	26,10	3,33	0,01	15,20	5,19	0,02
f	113,20	43,60	0,55	107,30	2,20	1,65	80,30	16,60	0,00	92,70	4,60	1,65
Caso 6												
V^+	48,40	6,78	0,01	34,20	5,56	0,01	55,70	6,46	0,01	17,40	8,51	0,01
V^-	25,70	3,72	0,00	33,40	2,47	0,00	26,10	3,33	0,01	16,20	5,19	0,02
f	106,20	42,20	0,55	109,30	3,40	1,65	82,60	16,60	0,00	92,70	4,90	1,10

(*) Las unidades para el OV , SSE son [V_{pu}] y [Hz] de acuerdo al caso.

Durante el hundimiento tipo rampa de tensión, se puede observar en la Tabla 8 y en la

Figura 19(a), que los algoritmos no estiman adecuadamente la componente de secuencia positiva debido a que no alcanzan un $\pm 2\%$ del valor referencia en estado estable, por lo tanto no poseen tiempo de establecimiento y su SSE está por fuera de los CD. En cambio, la secuencia negativa es estimada correctamente de acuerdo con los CD. Por otra parte, el DDSRF-CDSC se comportó de manera similar al caso sin distorsión armónica con un tiempo de establecimiento máximo de 46,3 [ms], a excepción del hundimiento 3 donde no se alcanza el criterio de desempeño de SSE establecido y durante los hundimientos su OS fue menor a 5 % en la estimación de las ACS.

Se debe mencionar que debido a la distorsión armónica, el SSE en la estimación de las ACS de todos los algoritmos aumentó comparado con los resultados sin distorsión armónica, aún así este criterio sigue estando dentro de los CD. Vale la pena resaltar que durante el hundimiento 3, el algoritmo propuesto CDSC-TSSE es el único que cumple los CD en la estimación de V^+ sin distorsión armónica. Sin embargo, con distorsión armónica ya no cumple con los CD para el t_s y el SSE para este hundimiento. Con respecto a la estimación de la frecuencia, los algoritmos CDSC-TSSE y DDSRF-CDSC tienen un OS mayor a 2% durante los hundimientos 4 y 5. Por otro lado, el AB-EKF en todos los casos de hundimientos de tensión presenta un SSE para la frecuencia mayor a 0,02 [Hz] lo cual está por fuera de los CD. Además, la distorsión afectó mayormente al TSSE-RLMS ya que tiene un SSE mayor a 0,02 [Hz] para los casos 1, 2 y 4.

Se destaca que el CDSC-TSSE tiene un menor tiempo de establecimiento en la estimación de los parámetros de señal comparado con los otros algoritmos, aproximadamente de 2 periodos fundamentales. En el caso de aplicaciones de inversores conectados a la red ante fallas de corta duración se prioriza la rapidez de respuesta del algoritmo de sincronización, con el fin de que el

controlador de corriente pueda seguir más rápido la corriente de referencia y dar soporte a la red. También se debe notar que a pesar que el algoritmo CDSC-TSSE tiene un error mayor en estado estable, este no es el caso durante el hundimiento 3 ya que presenta un error 30% menor que los demás algoritmos, el cual se debe resaltar porque representa un caso cercano a la realidad, ya que es una recuperación de tensión.

Por otra parte, en la Tabla 9 se puede observar los tiempos de ejecución de los algoritmos de sincronización. El algoritmo TSSE-RLMS tiene el menor tiempo de ejecución, los algoritmos DDSRF-CDSC y CDSC-TSSE presentan tiempos similares de ejecución con aproximadamente 5% más que el tiempo del TSSE-RLMS. Sin embargo, en el DDSRF-CDSC no se ha considerado la estimación del argumento fundamental de la secuencia negativa, por lo tanto su tiempo de ejecución es mayor. El AB-EKF es el algoritmo con mayor tiempo de ejecución, alrededor de un 28% mayor que el tiempo del TSSE-RLMS.

De acuerdo con el análisis de resultados y considerando el rendimiento en la estimación de parámetros presentado anteriormente, se selecciona el CDSC-TSSE como el algoritmo que realizará la sincronización para el control del inversor en lazo cerrado. Se debe resaltar la rapidez y estabilidad del CDSC-TSSE en la estimación de las componentes de secuencia considerando que estas son muy relevantes en perturbaciones de corta duración. Además, la exactitud del algoritmo cumple con los CD establecidos.

Tabla 9

Tiempo de ejecución de los algoritmos

Algoritmo	AB-EKF	DDSRF-CDSC	TSSE-RLMS	CDSC-TSSE
Tiempo [μ seg]	64,70	52,72	50,54	52,51

3. Análisis y evaluación del control del inversor

Para evaluar el funcionamiento del sistema y los algoritmos de control, se obtuvieron resultados de simulación realizados en MATLAB/SIMULINK. Así mismo, con el fin de verificar las estrategias de control del inversor, se implementó un prototipo experimental. En este capítulo se presentan los casos de distorsión armónica, hundimientos de tensión y los parámetros del sistema para el control del inversor. Además, se presentan los resultados obtenidos que evidencian el correcto funcionamiento de los algoritmos de control y del sistema implementado.

De esta manera, el caso sin distorsión armónica (THD = 0%) y los casos con una THD de 7,35% y 13,23% de la Tabla 5 son considerados para evaluar el control. Adicionalmente, se definen los siguientes casos de hundimientos de tensión:

Tabla 10

Casos de hundimientos de tensión para el control del inversor

Parámetros	Hundimientos de tensión		
	1	2	3
V^+ [V _{pu}]	0,5	0,7	0,5 - 0,8
V^- [V _{pu}]	0	0,2	0,13 - 0,21
ϕ^+ [rad]	0	$\pi/6$	$\pi/12$
ϕ^- [rad]	0	0	$\pi/12$
$t_{simulación}$ [seg]	0,3-0,6	0,9-1,2	1,5-1,8
$t_{experimental}$ [seg]	0,5-0,8	1,8-2,1	3,1-3,4

Por otro lado, en la Tabla 11 se presentan los parámetros de simulación y del prototipo experimental del sistema.

Tabla 11

Parámetros del sistema para el control del inversor

Símbolo	Descripción	Valores nominales
V, f	Tensión y frecuencia nominal de la red	110 [V_{rms}], 60 [Hz]
f_s	Frecuencia de muestreo	10 [kHz]
I_{nom}	Corriente nominal del inversor	6,428 [A_{pico}]
V_{dc}	Tensión del bus de DC del inversor	450 [V]
C_{dc}	Condensador del bus de DC del inversor	1,1 [mF]
L_g	Inductancia de la red	2,5 [mH]
R_g	Resistencia de la red	0,53 [Ω]
L_i	Inductancia del inversor	5 [mH]
L_0	Inductancia de salida del filtro	5 [mH]
C	Condensador del filtro	4,7 [μF]
R_d	Resistencia de amortiguamiento	5 [Ω]
P_g	Potencia de generación	1000 [W]
S	Potencia nominal trifásica del inversor	1,5 [kVA]

3.1 Resultados de simulación

Para evaluar el funcionamiento del sistema y de las estrategias de control seleccionadas, se realizaron simulaciones del inversor conectado a la red a través de un filtro LCL. Para este trabajo de investigación la red de distribución se modeló como un equivalente de Thevenin, con una tensión de red V_g y una impedancia equivalente de red conformada por una resistencia R_g y una inductancia L_g como se muestra en la Figura 20. Los valores de la inductancia de red tienen valores típicos entre 0.1 [mH] y 5 [mH] (Camacho et al., 2012), (Camacho et al., 2014) (Zhong et al., 2020), (Mohammed et al., 2019b). También, se tuvo en cuenta la relación X/R lo más cercana posible a 1 para evaluar el soporte de tensión en redes cuya componente resistiva es significativa.

Además, la fuente de generación se modeló como una fuente DC independiente de corriente con

una resistencia de corte (R_{dc}) (Rincón et al., 2021). Bajo condiciones normales de red el sistema opera en el modo MPPT (*Maximum power point tracking*), por esta razón el valor de la corriente I_{dc} se determina con la potencia generada. Sin embargo en condiciones de falla, al presentarse un escenario de operación donde la potencia activa inyectada por el inversor sea menor a la potencia generada, una resistencia de corte es usada para disipar la potencia restante, y es controlada por medio de un transistor que se encuentra en serie con la misma R_{dc} (Naresh and Kumar, 2020). Las ecuaciones (87) y (88) son usadas para calcular el ciclo útil ($d_i = P_{R_{dc}}^*/p_{R_{dc}}$) de los pulsos del transistor y con un PWM se generaron los mismos.

$$P_{R_{dc}}^* = -P_{dc}^*(1 - \sigma_i) \quad (87)$$

$$p_{R_{dc}} = \frac{v_{dc}^2}{R_{dc}} \quad (88)$$

Donde $p_{R_{dc}}$ es la potencia disipada por la resistencia de corte. Esta resistencia se diseña con la potencia nominal de generación y la tensión nominal del bus de DC como sigue:

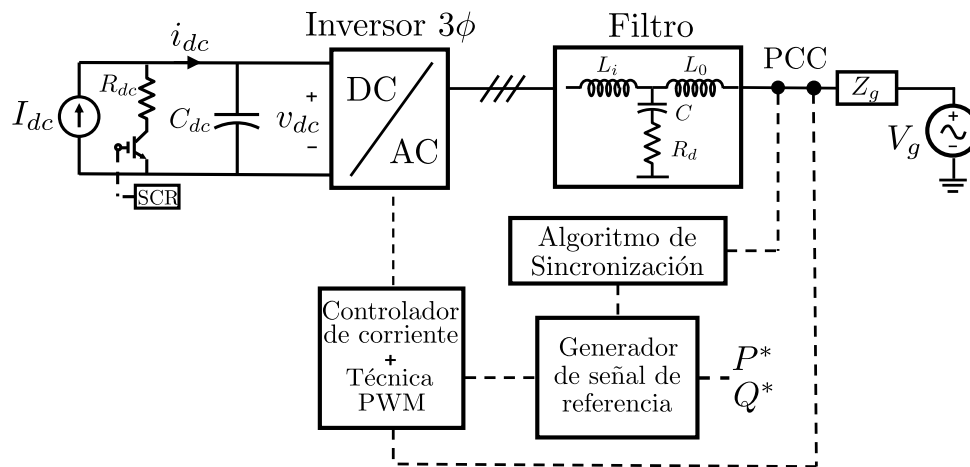
$$R_{dc} = \frac{V_{dc}^2}{P_{nom}} \quad (89)$$

Por otro lado, si bien durante condiciones de falla el balance de potencia activa lo realiza la resistencia de corte. Existen otras estrategias para realizar el balance de potencia como los algoritmos PPT (*Power Point Traking*) para arreglos de paneles fotovoltaicos en el cual el inversor sigue una referencia de potencia dada por el PPT. Otra estrategia consiste en utilizar un convertidor bidireccional para almacenar y suministrar energía, manteniendo la energía en el capacitor y la tensión del bus DC (Naresh and Kumar, 2020), (Mohammedsaeed and Jia, 2017).

Las simulaciones del sistema fueron ejecutadas en el software MATLAB/SIMULINK con-

considerando un inversor trifásico en puente completo de tres hilos. El funcionamiento de las estrategias de control se evalúa ante la ocurrencia de los hundimientos de tensión para las distorsiones armónicas con THD de 0%, 7,35% y 13,23%. Adicionalmente, la Figura 20 presenta los lazos de control del inversor utilizado en las simulaciones. El algoritmo de sincronización es el CDSC-TSSE, mientras que los algoritmos de generación de la corriente de referencia y controlador de corriente son los descritos en el capítulo 1.

Figura 20. Esquema de control del inversor en simulación



Además, el filtro LCL amortiguado se diseñó de acuerdo con (Pal et al., 2018), donde la función de transferencia entre la tensión de entrada v_i y la corriente de salida i_g del filtro está dada por la ecuación (90).

$$H(s) = \frac{I_g(s)}{V_i(s)} = \frac{R_d C s + 1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) R_d C s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (90)$$

Para el diseño del capacitor del filtro, se considera que la potencia reactiva absorbida por éste debe ser menor al 5% de la potencia activa entregada por el inversor con el fin de mantener un factor de potencia alto.

$$C = \frac{0.05P}{3\omega V_{red}^2} \quad (91)$$

Donde V_{red} es la tensión eficaz de la red, P la potencia activa a inyectar y ω es la frecuencia angular fundamental de la red. El cálculo de la inductancia L_1 viene dado por (Pal et al., 2018):

$$L_1 = \frac{V_{DC}}{6\Delta I_{max}f_{sw}} \quad (92)$$

Donde V_{DC} es la tensión del lado DC del inversor, f_{sw} es la frecuencia de conmutación del inversor, e ΔI_{max} es el rizo pico a pico de la corriente del inversor. Por otro lado, la inductancia L_2 es calculada como (Pal et al., 2018):

$$L_2 = \frac{L_1}{\omega_{res}^2 L_1 C - 1} \quad (93)$$

Donde $\omega_{res} = 2\pi f_{res} = \frac{\omega_{sw}}{4} - 5\omega$ es la frecuencia de resonancia. Sin embargo, el filtro LCL tiene un pico en la frecuencia de resonancia que puede generar oscilaciones e inestabilidades en el sistema. Es por esto que se emplea una resistencia de amortiguamiento (r_d) para minimizar este efecto (Pal et al., 2018).

$$r_d = \frac{1}{3\omega_{res}C} \quad (94)$$

3.1.1 Análisis de resultados de simulación

Las Figuras 21 y 22 muestran los resultados de las ACS para las tensiones en el PCC, la tensión del bus de DC y las potencias instantáneas activa y reactiva inyectadas por cada una de las estrategias de control (SI,SII,SIII), ante los hundimientos de tensión presentados en la Tabla 10 para los casos de THD = 0% y 13,23% en la tensión de la red, respectivamente. Los resultados para la THD = 7,35% son presentados en el apéndice C debido a que son similares a los resultados de la THD = 13,23% y está última es más representativa al ser más severa.

Figura 21. Resultados de simulación para THD = 0%. a) Secuencia positiva b) Secuencia negativa c) Tensión bus-DC d) Potencias SI e) Potencias SII f) Potencias SIII

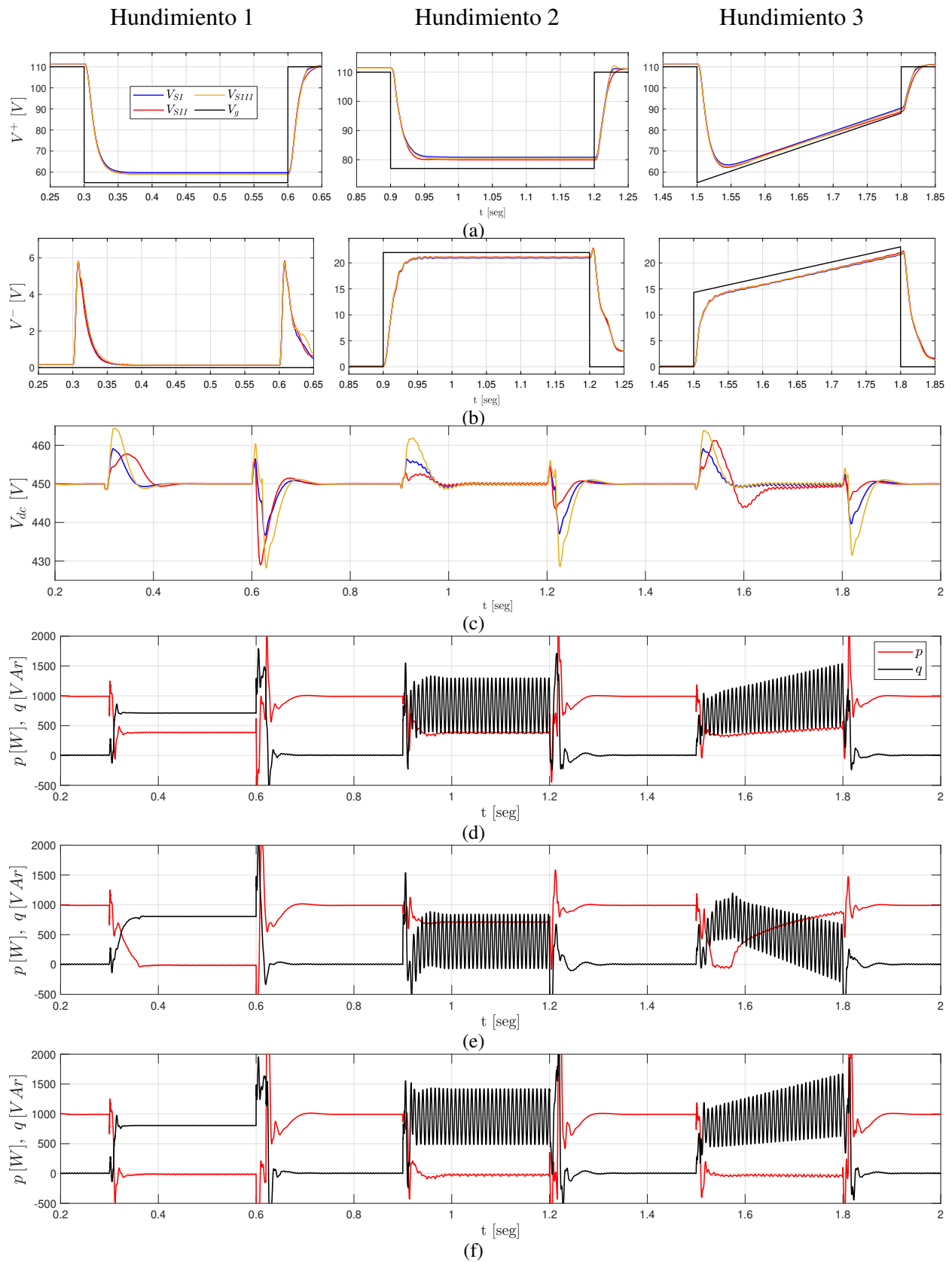
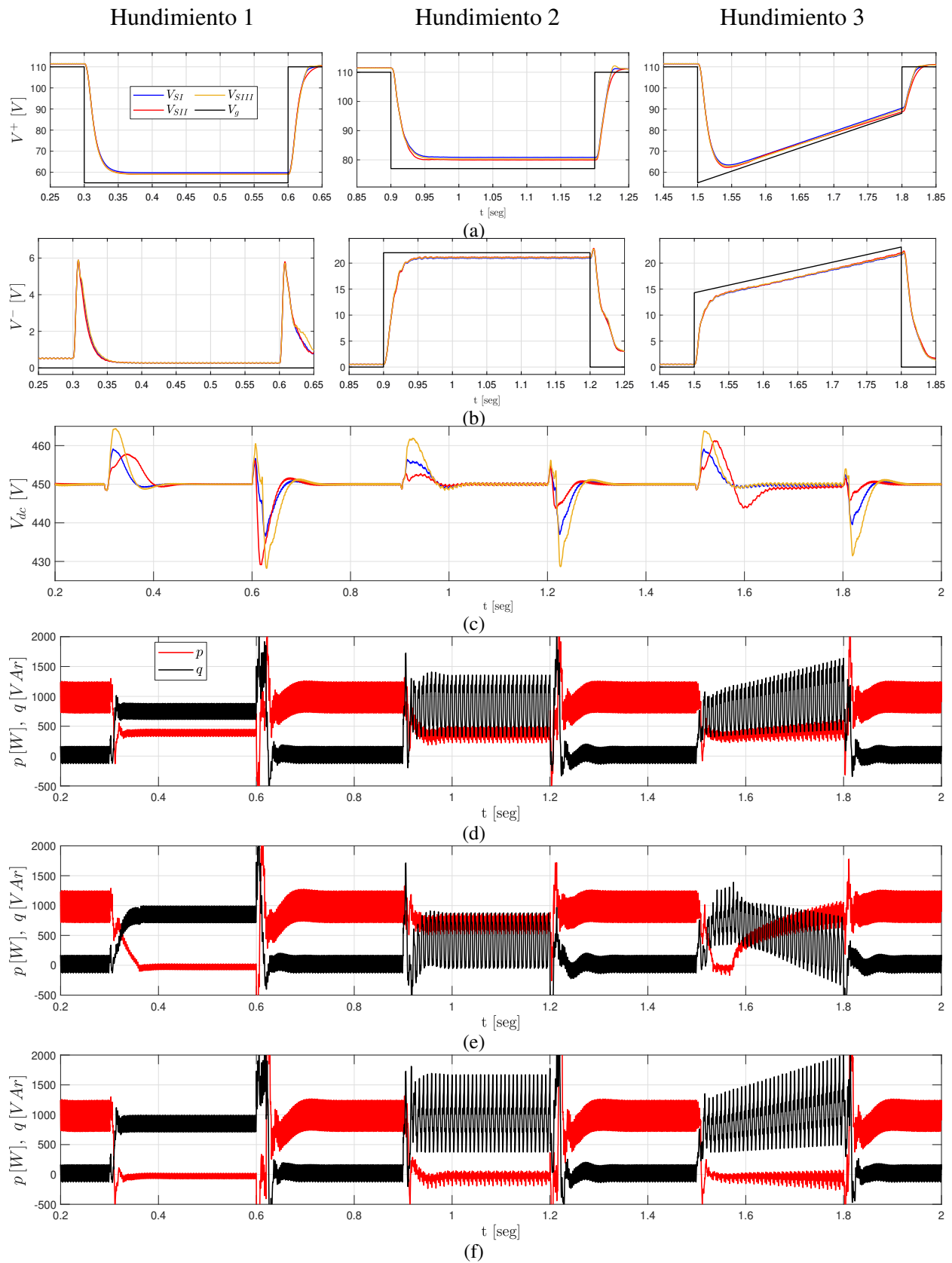


Figura 22. Resultados de simulación para THD = 13,23 %. a) Secuencia positiva b) Secuencia negativa c) Tensión bus-DC d) Potencias SI e) Potencias SII f) Potencias SIII



Igualmente la Tabla 12 presenta los valores promedio de las ACS de la tensión en el PCC, los términos promedio de las potencias activa y reactiva instantáneas inyectadas durante los hundimientos de tensión para los casos de distorsión armónica considerados. De acuerdo con los resultados, el soporte de tensión en las ACS de cada una de las estrategias de control no es afectado negativamente por la distorsión armónica. Además, la estrategia SI posee mejor soporte de tensión en la secuencia positiva y negativa con respecto a las otras estrategias durante todos los hundimientos de tensión.

Se debe aclarar que el soporte de tensión busca aumentar la tensión de secuencia positiva y disminuir la tensión de secuencia negativa. Por lo tanto, durante el hundimiento 3 se midió la capacidad de soporte por medio del cambio en las ACS (ΔV^+ , ΔV^-). Como se puede observar en la Tabla 12, la estrategia SI tiene mayor soporte en ΔV^+ y en ΔV^- con respecto a SII y SIII. Además, en las Figuras 22(c) y 23(c) se presenta la tensión del bus de DC para las THD de 0% y 13,23%, respectivamente. Las tensiones no poseen oscilaciones al doble de la frecuencia, ya que están relacionadas con las oscilaciones de la potencia activa instantánea, las cuales han sido mitigadas por las estrategias de control durante hundimientos desbalanceados. La distorsión armónica provoca un rizado máximo de 620, 400 y 890 [mV] durante el hundimiento 3 en la tensión del bus de DC para las estrategias SI, SII y SIII, respectivamente.

En la Figura 21 se presentan las potencias activa y reactiva instantáneas inyectadas por cada una de las estrategias sin considerar distorsión armónica. Durante el hundimiento 1 no se presentan oscilaciones en las potencias ya que no hay componente de secuencia negativa en la tensión. Durante los hundimientos 2 y 3 se presentan oscilaciones en la potencia reactiva instantánea al do-

ble de la frecuencia fundamental. A medida que la distorsión armónica aumenta la potencia activa promedio disminuye y el término promedio de la potencia reactiva instantánea aumenta. El rizado en las potencias inyectadas se debe mayormente a la distorsión armónica presente en la tensión de la red (ver Figura 22), y en las corrientes inyectadas por el inversor.

Tabla 12

Resultados de simulación - Control del Inversor

Distorsión Armónica Estrategia	THD=0%			THD=7,35%			THD=13,23%		
	SI	SII	SIII	SI	SII	SIII	SI	SII	SIII
Hundimiento 1									
V^+ [V_{pu}]	0,543	0,537	0,537	0,543	0,536	0,536	0,543	0,536	0,536
V^- [V_{pu}]	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001
\bar{P} [W]	399,3	0,800	0,700	393,2	9,520	8,884	379,1	-25,73	-23,46
\bar{Q} [VAr]	712,8	806,2	807,0	732,6	827,0	831,2	756,8	858,2	852,4
Hundimiento 2									
V^+ [V_{pu}]	0,735	0,727	0,730	0,735	0,727	0,730	0,735	0,727	0,730
V^- [V_{pu}]	0,190	0,192	0,192	0,190	0,192	0,192	0,190	0,192	0,192
\bar{P} [W]	407,4	728,2	-1,760	391,0	702,5	-2,360	381,7	680,2	-46,68
\bar{Q} [VAr]	852,3	385,9	953,6	860,6	403,8	1002	865,3	435,9	1075
Hundimiento 3									
ΔV^+ [V_{pu}]	0,021	0,007	0,015	0,021	0,005	0,015	0,021	0,005	0,015
ΔV^- [V_{pu}]	-0,013	-0,010	-0,012	-0,013	-0,010	-0,012	-0,013	-0,010	-0,012
P_{ini} [W]	357,2	5,041	-18,12	353,7	4,404	-16,33	345,4	5,598	-12,98
P_{fin} [W]	471,0	884,4	-30,05	484,8	885,4	-19,26	478,4	891,6	-69,58
\bar{Q}_{ini} [VAr]	615,5	822,6	687,9	661,9	808,3	710,5	624,5	823,9	693,1
\bar{Q}_{fin} [VAr]	1017	127,9	1172	1029	146,0	1197	1070	139,8	1206

P_{ini} y Q_{ini} son los valores medio de las potencias instantáneas durante el inicio del hundimiento.

Así mismo, P_{fin} y Q_{fin} son los valores medio finales.

Además, en todos los escenarios de hundimientos se puede observar que hubo reducción en la potencia activa promedio inyectada, ya que esta fue menor a la potencia generada de 1000 [W]. De esta manera la potencia no inyectada fue regulada desde la etapa DC y consumida por la resistencia de corte.

Por otro lado, la Figura 23 presenta las corrientes inyectadas para cada una de las estrategias durante los hundimientos de tensión para las THD de 0% y 13,23%. Como se puede observar, la limitación de corriente pico del inversor es realizada correctamente en estado estable incluso ante distorsión armónica. En el primer hundimiento de tensión se observan corrientes balanceadas, y en los hundimientos 2 y 3 corrientes desbalanceadas debido a que se hizo inyección de corriente por medio de la secuencia negativa, esto evidencia el correcto funcionamiento de las estrategias de control. Además, se debe mencionar que el máximo valor que alcanzan las corrientes inyectadas durante el estado transitorio del inicio de cada hundimiento de tensión es de 1.5 veces la corriente nominal del inversor en cada una de las estrategias de control para los 3 casos de distorsión armónica estudiados.

Figura 23. Resultados de simulación. Corrientes inyectadas para THD = 0%. a) SI b) SII c) SIII y para una THD = 13,23% d) SI e) SII f) SIII.

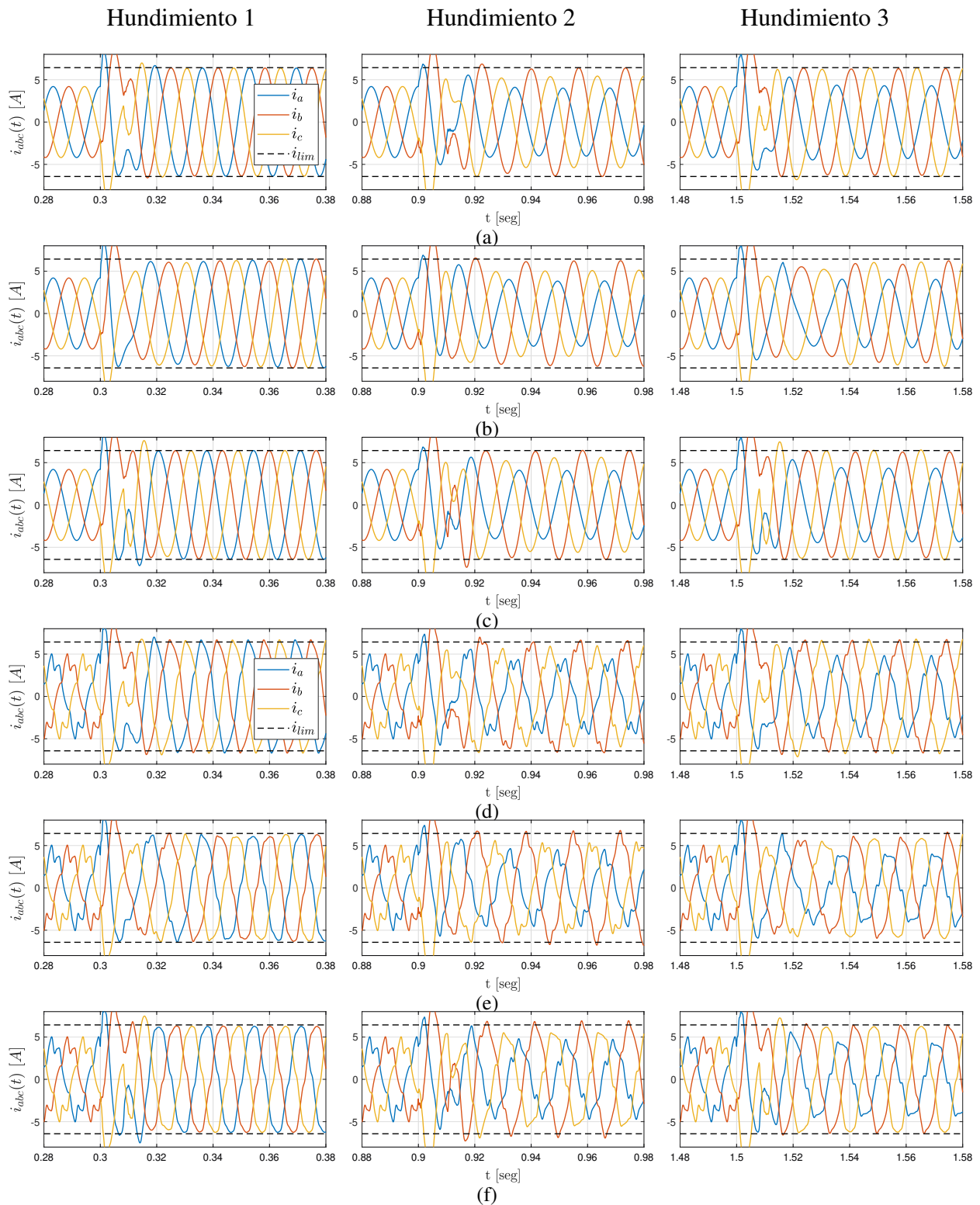


Tabla 13

Resultados de simulación - TRD de las corrientes

Distorsión Armónica Estrategia	THD=0%			THD=7,35%			THD=13,23%		
	SI	SII	SIII	SI	SII	SIII	SI	SII	SIII
Hundimiento 1									
TRD de i_a [%]	0,114	0,113	0,115	3,255	3,357	3,258	6,103	6,286	6,104
TRD de i_b [%]	0,114	0,113	0,115	3,255	3,357	3,258	6,103	6,286	6,104
TRD de i_c [%]	0,114	0,113	0,115	3,255	3,357	3,258	6,103	6,286	6,104
Hundimiento 2									
TRD de i_a [%]	0,271	0,207	0,292	5,248	5,400	5,262	9,721	9,988	9,741
TRD de i_b [%]	0,169	0,149	0,204	4,166	4,287	4,170	7,652	7,822	7,680
TRD de i_c [%]	0,222	0,168	0,206	4,732	4,855	4,741	8,847	9,082	8,879
Hundimiento 3									
TRD de i_a [%]	0,309	-	0,359	5,942*	6,234*	5,968*	10,95*	11,33*	11,01*
TRD de i_b [%]	0,288	-	0,331	4,966*	5,359*	4,939*	9,213*	9,685*	9,278*
TRD de i_c [%]	0,226	-	0,157	4,966*	5,359*	4,939*	9,213*	9,685*	9,278*

(*) Máximo valor de TRD de las corrientes durante el hundimiento 3

(-) No alcanza un valor de estado estable

Por otra parte, el estándar IEEE-1547-2018 define la TRD descrita en el capítulo 1, con el fin de establecer los valores y límites de distorsión armónica en las corrientes inyectadas. De esta manera, la Tabla 13 presenta la TRD de las corrientes inyectadas para cada una de las estrategias durante los casos de hundimientos de tensión y distorsión armónica.

Para el caso sin distorsión armónica, en el estado estable de los hundimientos de tensión se presenta una TRD menor al 1 % para las estrategias SI y SIII. Por el contrario, la corriente inyectada al considerar la estrategia SII durante el hundimiento 3 no alcanza un valor de estado estable de TRD. Por otra parte, la TRD de las corrientes aumenta de acuerdo con la distorsión armónica en la red. Para el caso de THD = 13,23 % la máxima TRD es de 11,31 % durante el hundimiento 3. Este

es un caso extremo de THD en las tensiones, dado que en el estándar IEEE-1547-2018 el límite es de 8 % para tensiones menores a 1 [kV].

De acuerdo con lo anterior, se debe mencionar el caso de THD de 7,35 % en las tensiones, donde la TRD de las corrientes en la Tabla 13 está en alrededor del 5 % en estado estable, lo cual está en los límites establecidos del estándar IEEE-1547-2018. Pero se debe notar que la corriente de la fase *a* de las estrategias presentan una TRD de alrededor de 6 % durante el hundimiento 3, esto es permitido por la norma IEEE-519-2022 para periodos con una duración menor a 3 [seg], se acepta un valor de hasta 10 % de TRD. Los resultados gráficos de simulación del control del inversor para una THD = 7,35 % son presentados en el apéndice C.

3.2 Resultados Experimentales

En esta sección, se describen cada una de las etapas del prototipo experimental implementado. Este prototipo representa un sistema fotovoltaico de conexión a la red empleando un filtro LCL. Además, se presentan los resultados experimentales del funcionamiento del sistema ante diferentes tipos de hundimiento de tensión considerando distorsión armónica en el PCC.

3.2.1 Descripción del prototipo experimental

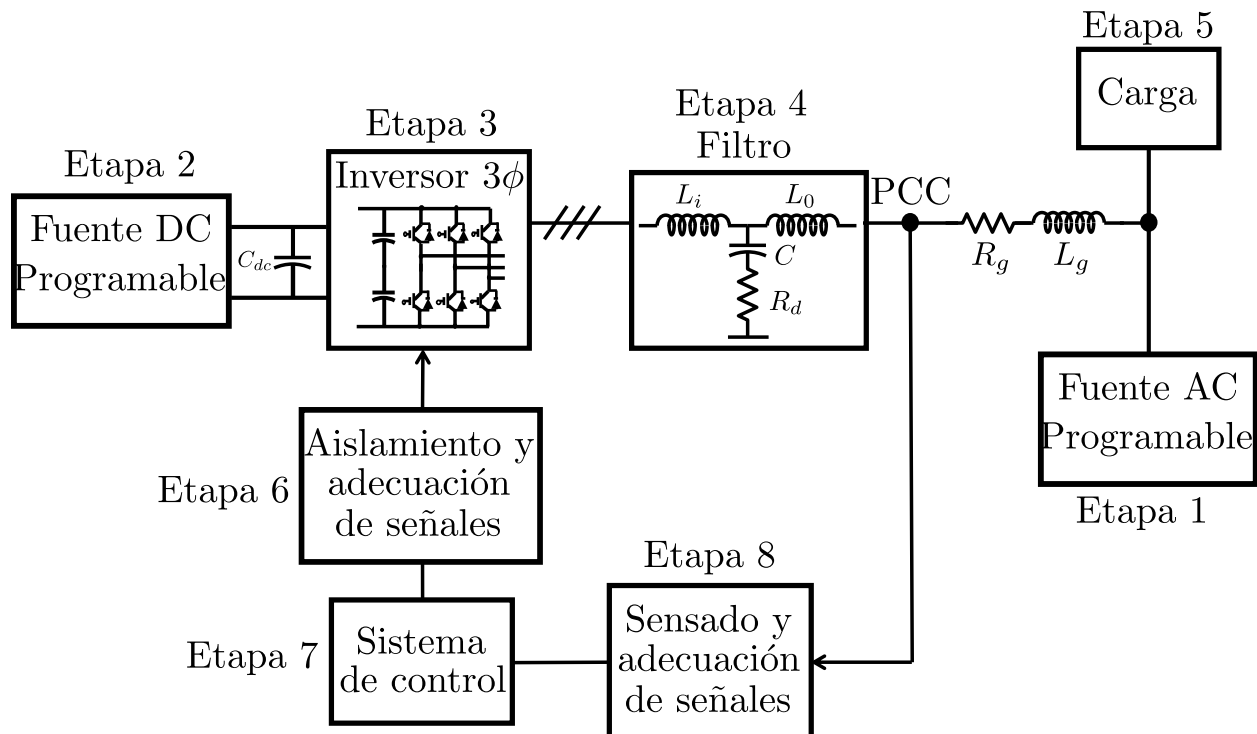
Con el propósito de evaluar el funcionamiento de los algoritmos de sincronización y de las estrategias de control, se llevó a cabo la implementación de un prototipo experimental del inversor con conexión a la red. Esta implementación se realizó con la ayuda de integrantes de grupo GISEL (Grupo de investigación en sistemas de energía) en la cual se desarrollaron las siguientes actividades como: las etapas de medición, aislamiento y adecuación de las señales. También, se calibraron los sensores de estas etapas con pruebas de tensión y corriente. En la Figura 24, se

presenta un diagrama que ilustra las distintas etapas que componen este prototipo. Este integra un total de 8 etapas: una fuente AC programable, una fuente DC programable, un inversor de potencia, un filtro de conexión a la red, una carga, el aislamiento y adecuación de señales, un sistema de control, y el sistema de sensado de señales.

3.2.1.1 Descripción de las etapas. A continuación se describen cada una de las etapas del prototipo experimental:

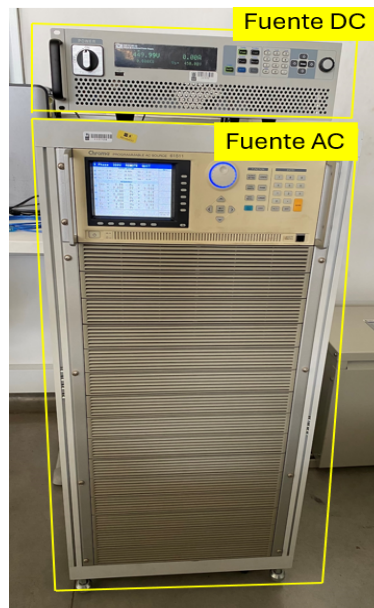
- **Etapa 1 - Fuente AC programable:** Esta etapa corresponde con la fuente AC programable de la serie Chroma 61511 como se muestra en la Figura 25. Esta se encarga de generar las tensiones de la red $V_{g,abc}$.

Figura 24. Diagrama del prototipo experimental



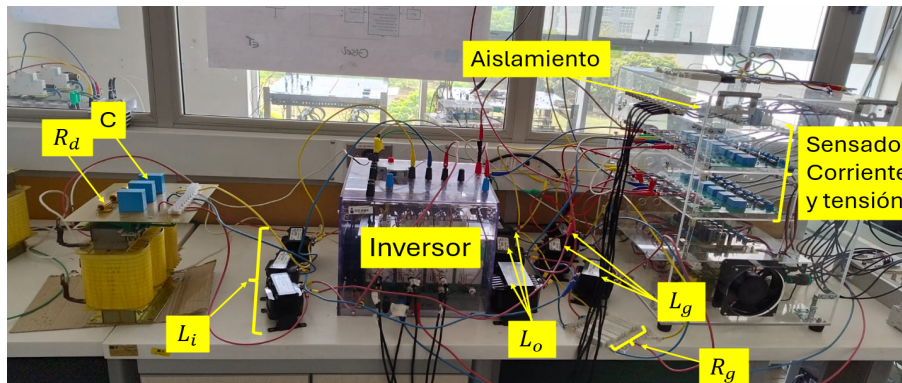
- **Etapa 2 - Fuente DC programable:** Esta etapa corresponde con la fuente DC programable bidireccional ITECH de la serie 6000C (ver Figura 25). Esta se encarga de generar la tensión del bus de DC y realizar el balance de potencia activa.

Figura 25. Fuentes programables AC y DC



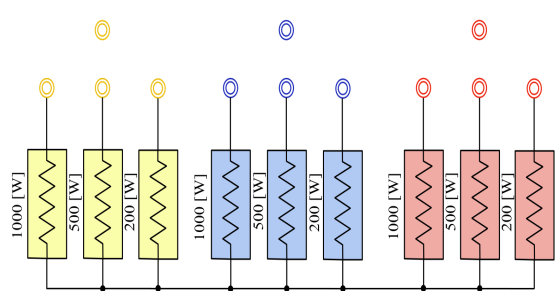
- **Etapa 3 - Inversor de potencia:** En esta etapa se consideró la topología de un inversor trifásico de tres hilos de dos niveles, se empleó un módulo SEMITEACH/IGBT de SEMIKRON, tal como se observa en la Figura 26.
- **Etapa 4 - Filtro de conexión a la red:** El inversor de potencia es conectado a la red por medio de un filtro LCL por fase, como se presenta en la Figura 26. Este filtra las componentes armónicas de alta frecuencia.

Figura 26. Montaje experimental

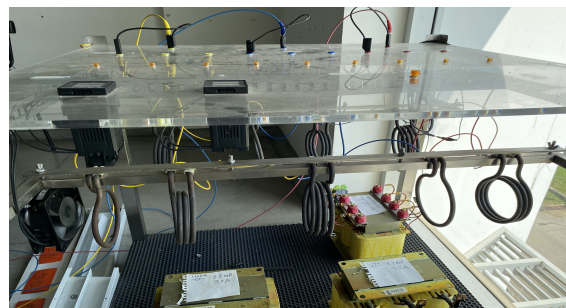


- Etapa 5 - Carga:** La carga considerada para las pruebas experimentales se presenta en la Figura 27. La carga está conformada por tres resistores de 200 W, 500 W y 1000 W por fase a $110 V_{rms}$, lo cual permite obtener distintas potencias según su conexión (200W, 500W, 1000W, 700W, 1200W, 1500W, 1700W). Para este trabajo de investigación se considera una carga resistiva balanceada en conexión Y de 1000 W por fase. Estas cargas se utilizan para consumir la potencia activa entregada por las fuentes programables.

Figura 27. Carga global. (a) Esquema. (b) Fotografía



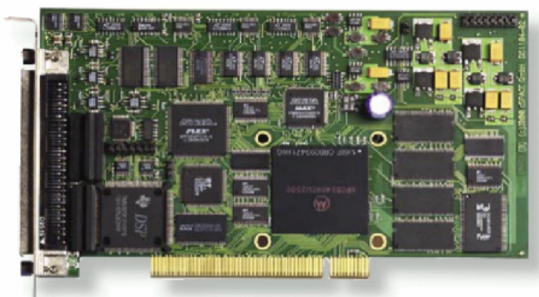
(a)



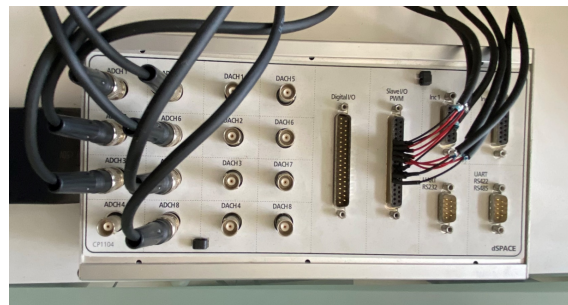
(b)

- **Etapa 6 - Aislamiento y adecuación de señales:** Las señales de conmutación del inversor de potencia se generan mediante la tarjeta de control *dSPACE* 1104, la cual entrega las señales en un rango de tensión de 0 a 5 [V] y con una corriente máxima de salida de ± 5 [mA]. Estas señales de control deben ser adecuadas al nivel de tensión de 0 a 15 [V] requerido por los drivers SKHI 22AR de los IGBT. Para esto se utilizan octoacopladores de referencia HCPL-3120 que adicionalmente proporciona aislamiento entre las señales del sistema de control y las señales entregadas al circuito de potencia.
- **Etapa 7 - Sistema de control:** El sistema de control del prototipo es implementado en la tarjeta de control *dSPACE* 1104 presentada en la Figura 28. Esta tarjeta se conecta por el puerto PCI (*Peripheral Component Interconnect*) al computador para su uso por medio del software ControlDesk.

Figura 28. Fotografía del sistema de control. (a) Tarjeta dSPACE 1104. (b) Panel de conexión.



(a)



(b)

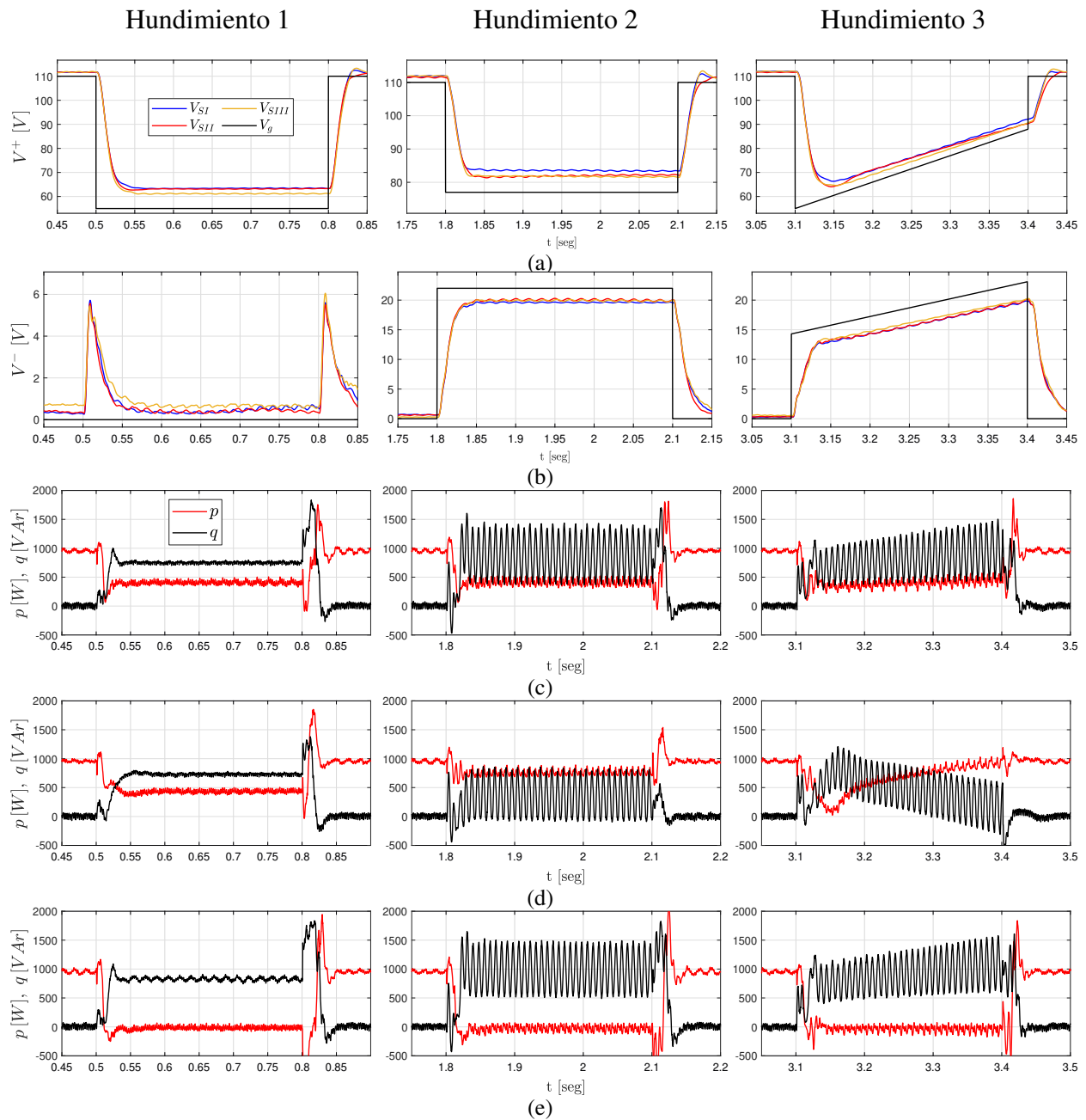
- **Etapa 8 - Sistema de sensado de señales:** Esta etapa se encuentra encargada del sensado

y adecuación de las tensiones (V_a, V_b, V_c) en el PCC y las corrientes inyectadas (i_a, i_b, i_c), para posteriormente ser leídas por el sistema de control del prototipo, cuyo convertidor A/D (Analógico/ Digital) trabaja en el rango de tensión de $\pm 10[V]$. Así mismo, el módulo ofrece aislamiento entre las señales de potencia del circuito y las señales enviadas al sistema de control. El módulo del sistema de sensado y adecuación se presenta en la Figura 26, el cual incluye las tarjetas para el sensado de tensión y corriente, las cuales se alimentan a $\pm 15[V]$. Para el sensado de las señales de corriente y tensión, se utilizan transductores de referencia LA 25-NP y LV 25-P de LEM, respectivamente.

3.2.2 Análisis de resultados experimentales

En las Figuras 29 y 30 se presenta los resultados para las ACS de las tensiones en el PCC (V^+ y V^-), y las potencias activa y reactiva instantáneas inyectadas por cada una de las estrategias de control ante los hundimientos de tensión para los casos de distorsión armónica de THD = 0 % y 13,23 % en la tensión de la red, respectivamente. Como se puede observar en las figuras de las ACS, el soporte de tensión sufre una ligera reducción menor a 1 % a medida que aumenta la distorsión armónica. Esto corrobora los resultados de simulación y verifica el funcionamiento de las estrategias de control. Además, la estrategia SI muestra mejor soporte de tensión con respecto a las estrategias SII y SIII. Por otro lado, la tensión del bus de DC en estos resultados no es mostrada dado que el modulo ITECH-6000C se utilizó de modo que emulara una fuente de tensión constante.

Figura 29. Resultados experimentales para THD = 0%. a) Secuencia positiva b) Secuencia negativa c) Potencias SI d) Potencias SII e) Potencias SIII



Lo anterior se puede evidenciar en la Tabla 14, en esta se muestran los valores promedio de las ACS y los valores promedio de las potencias activa y reactiva instantáneas inyectadas por cada estrategia en los diferentes casos de hundimientos de tensión y distorsión armónica. Además,

durante el hundimiento 3 se midió el soporte como el cambio en las amplitudes de las tensiones de secuencia positiva y negativa (ΔV^+ , ΔV^-) en el PCC respecto a los valores de referencia, en las cuales la estrategia SI presenta mayor capacidad de soporte en la secuencia positiva y negativa.

Figura 30. Resultados experimentales para THD = 13,23 %. a) Secuencia positiva b) Secuencia negativa c) Potencias SI d) Potencias SII e) Potencias SIII

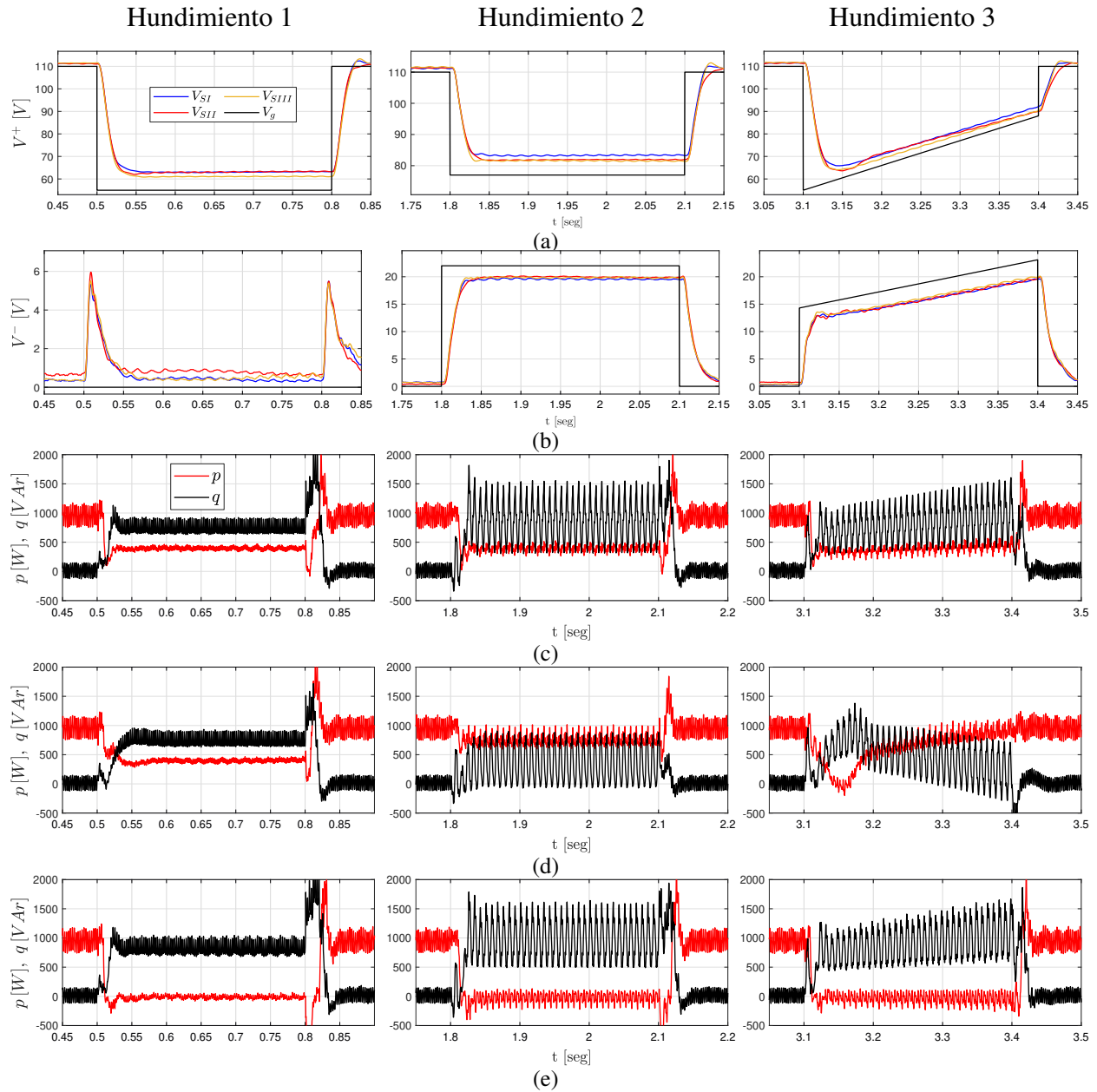


Tabla 14
Resultados experimentales - Control del Inversor

Distorsión Armónica	THD=0%			THD=7,35%			THD=13,23%			
	Estrategia	SI	SII	SIII	SI	SII	SIII	SI	SII	SIII
Hundimiento 1										
V^+ [V_{pu}]	0,578	0,574	0,554	0,575	0,573	0,553	0,570	0,570	0,552	
V^- [V_{pu}]	0,006	0,006	0,006	0,004	0,008	0,006	0,005	0,005	0,007	
\bar{P} [W]	411,3	435,0	-16,50	397,1	422,7	-17,17	394,5	399,6	-20,15	
\bar{Q} [VAr]	746,8	726,7	824,3	750,3	729,7	850,7	788,7	782,6	870,7	
Hundimiento 2										
V^+ [V_{pu}]	0,759	0,747	0,742	0,759	0,746	0,742	0,754	0,743	0,737	
V^- [V_{pu}]	0,178	0,184	0,182	0,176	0,180	0,179	0,175	0,179	0,177	
\bar{P} [W]	415,5	784,0	-32,76	404,0	766,9	-39,82	390,5	756,7	-47,37	
\bar{Q} [VAr]	903,2	377,2	1012	944,4	361,2	1010	938,0	398,9	1089	
Hundimiento 3										
ΔV^+ [V_{pu}]	0,039	0,025	0,025	0,036	0,021	0,021	0,035	0,016	0,016	
ΔV^- [V_{pu}]	-0,027	-0,027	-0,023	-0,030	-0,031	-0,031	-0,031	-0,028	-0,027	
P_{ini} [W]	325,6	95,80	-26,18	329,8	7,545	-29,69	313,7	12,20	-13,47	
P_{fin} [W]	454,5	913,4	-29,53	462,1	914,9	-32,05	462,2	918,1	-27,50	
\bar{Q}_{ini} [VAr]	625,6	813,4	736,5	675,6	846,8	722,8	646,5	876,0	729,3	
\bar{Q}_{fin} [VAr]	1018	117,1	1132	1031	137,7	1118	1051	156,8	1131	

P_{ini} y Q_{ini} son los valores medio de las potencias instantáneas durante el inicio del hundimiento. Así mismo, P_{fin} y Q_{fin} son los valores medio finales.

Por otro lado, la Figura 29 muestra las potencias activa y reactiva instantáneas inyectadas por cada estrategia sin considerar distorsión armónica en la tensión. En todos los escenarios de hundimiento, la potencia activa instantánea inyectada se mantiene con muy bajas oscilaciones, lo cual es de esperarse, dado que esta es una característica planteada por todas las estrategias estudiadas. Además, durante los hundimientos, la potencia inyectada fue menor que la generada, por lo que la diferencia fue regulada por la fuente DC. Se puede observar un rizado en las potencias,

el cual se debe a la distorsión armónica inherente a la conmutación de los IGBT del inversor. Los valores promedio de las potencias activa y reactiva instantáneas se presentan en la Tabla 14.

También se observa que al aumentar la distorsión armónica en la tensión de la red, la potencia activa promedio inyectada disminuye y el término constante de la potencia reactiva instantánea aumenta durante los hundimientos 1 y 2. Esto es congruente ya que el contenido armónico en las corrientes inyectadas también aumenta de acuerdo con la tensión, y se generan potencias activas y reactivas promedio no fundamentales. El rizado en las potencias inyectadas se debe principalmente a la distorsión armónica presente en la tensión de la red y las corrientes inyectadas por el inversor. La ejecución de la estrategia SIII produce un consumo de potencia activa durante los hundimientos de tensión, esto es debido a que la referencia de inyección de potencia es reactiva y los elementos entre el inversor y el PCC consumen energía la cual es proporcionada por la red.

En la Figura 31 se presentan las corrientes inyectadas por el inversor para cada estrategia de control durante los hundimientos de tensión considerando los casos de distorsión armónica de $\text{THD} = 0$ y $13,23\%$. Se puede observar que en algunos casos el límite de corriente se supera ligeramente, más aún cuando hay distorsión armónica en la tensión de la red. Si bien el límite de corriente se cumple para las corrientes sinusoidales de referencia, este límite no se cumple para las corrientes inyectadas debido a la distorsión armónica presente en estas corrientes.

Figura 31. Resultados experimentales. Corrientes inyectadas para THD = 0%. a) SI b) SII c) SIII y para una THD = 13,23% d) SI e) SII f) SIII

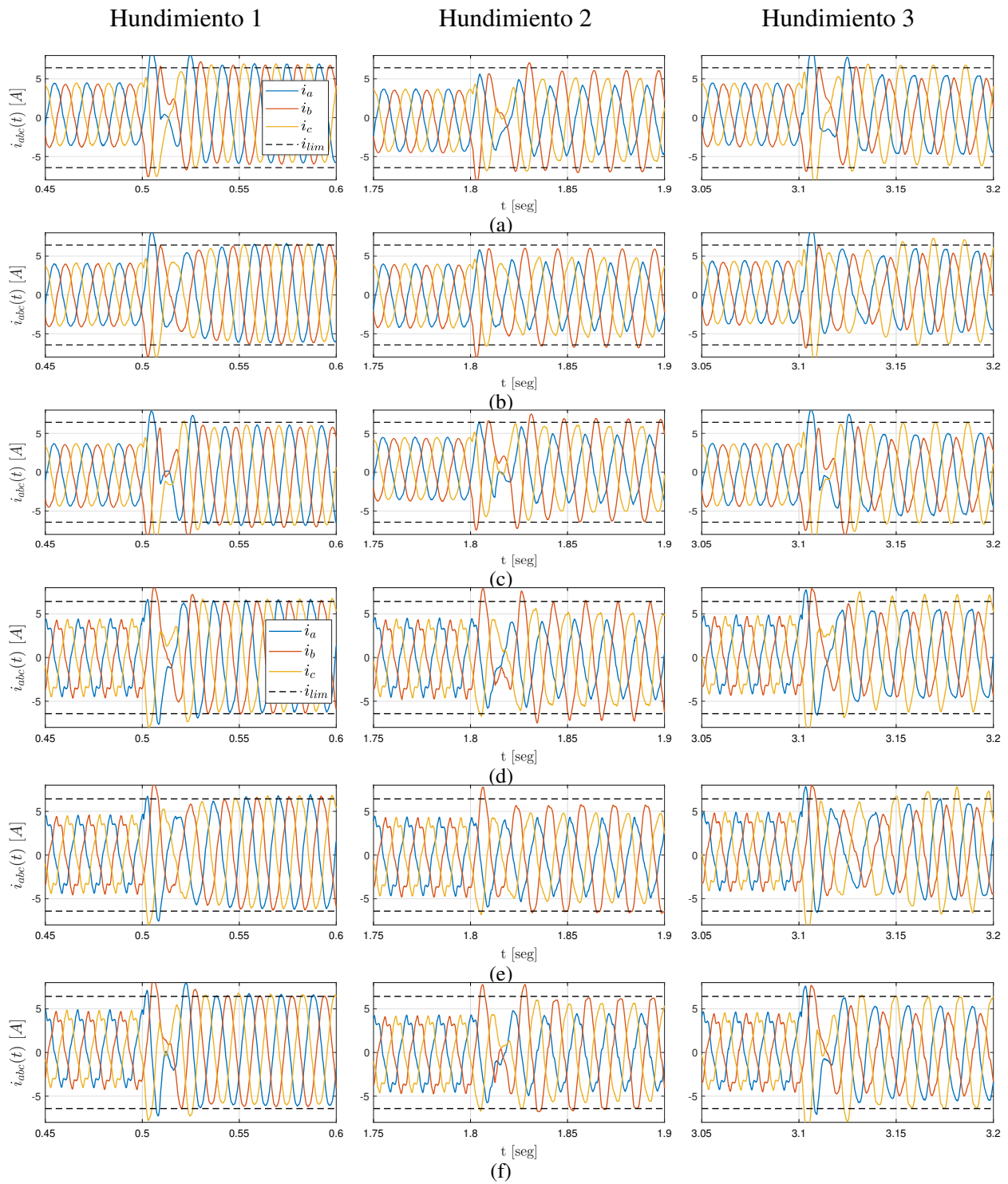


Tabla 15

Resultados experimentales - TRD de las corrientes

Distorsión Armónica Estrategia	THD=0%			THD=7,35%			THD=13,23%		
	SI	SII	SIII	SI	SII	SIII	SI	SII	SIII
Hundimiento 1									
TRD de i_a [%]	3,519	3,318	3,547	4,374	4,184	2,578	5,411	5,516	2,472
TRD de i_b [%]	3,519	3,318	3,547	4,374	4,184	2,578	5,411	5,516	2,472
TRD de i_c [%]	3,519	3,318	3,547	4,374	4,184	2,578	5,411	5,516	2,472
Hundimiento 2									
TRD de i_a [%]	6,492	7,852	6,277	4,244	5,543	5,122	4,660	6,473	5,715
TRD de i_b [%]	5,131	3,863	4,741	4,527	5,057	6,045	6,005	6,089	6,547
TRD de i_c [%]	7,200	8,831	6,856	6,415	7,348	6,841	7,877	6,927	6,453
Hundimiento 3									
TRD de i_a [%]	7,855	9,133*	7,002*	5,825	8,024*	6,447*	7,356	7,869*	6,343*
TRD de i_b [%]	7,415	9,133*	5,941*	4,847	7,243*	5,700*	5,626	7,869*	6,780*
TRD de i_c [%]	3,706	4,237*	3,354*	4,428	5,492*	4,237*	6,862	7,262*	6,339*

(*) Valor máximo de TRD de las corrientes durante el hundimiento 3

Además, se debe mencionar que el valor que alcanzan las corrientes inyectadas durante el estado transitorio esta entre 1.2 y 1.5 veces la corriente nominal del inversor en cada una de las estrategias de control para los 3 casos de distorsión armónica estudiados. Esto se puede solucionar con algoritmos o limitadores que disminuyan la inyección de corriente pero esto no es abordado en este trabajo, ya que para el análisis es de interés observar el comportamiento de las corrientes inyectadas durante el transitorio del hundimiento.

Por otro lado, la distorsión armónica de la corriente se midió por medio de la TRD. En la Tabla 15 se presenta la TRD de las corrientes durante los hundimientos de tensión para los casos de distorsión armónica. Así, al observar todos los valores de TRD de las corrientes inyectadas se

identifica un valor máximo de 9,133 % en la estrategia SII durante el hundimiento 3, lo cual está dentro de los límites de distorsión armónica en corriente, dado que para un tiempo menor a 3 [seg] se permite hasta 10% de TRD de acuerdo con la norma IEEE 519-2018. Es decir, incluso ante el caso de distorsión armónica extremo de THD = 13,23 % en las tensiones, la TRD de las corrientes se mantienen dentro de los límites del estándar.

Adicionalmente, se evidenció que para cada una de las estrategias, la respuesta del sistema de control se estabilizó en alrededor de 38 [ms] después del inicio de cada hundimiento de tensión, como se puede observar en cada una de las gráficas de las ACS presentadas durante este capítulo. Teniendo en cuenta los resultados de los algoritmos de sincronización en lazo abierto (ver Tablas 7 y 8), el tiempo de establecimiento para la estimación de las componentes de secuencia del algoritmo CDSC-TSSE es de alrededor 20 [ms]. Esto significa que al control en lazo cerrado le toma casi 2 veces el tiempo en estabilizarse comparado con el tiempo en lazo abierto. Adicionalmente, se debe resaltar que el OS en las componentes de secuencia es de máximo 5.5 % durante el control en lazo cerrado, lo cual está relacionado a la estabilidad del algoritmo de sincronización en la estimación de las componentes de secuencia (ver Tablas 7 y 8). Finalmente, los resultados gráficos del control del inversor para la THD = 7,35 % son presentados en el apéndice C.

4. Conclusiones

Este trabajo de investigación presenta un análisis comparativo de algoritmos de sincronización para inversores de conexión a la red ante hundimientos de tensión considerando distorsión armónica en las tensiones de la red eléctrica. De acuerdo con los resultados experimentales, el algoritmo CDSC-TSSE presenta un mejor desempeño respecto al tiempo de respuesta, estimando las componentes de secuencia en menos de 1.3 ciclos fundamentales mientras que los algoritmos AB-EKF, DDSRF-CDSC y TSSE-RLMS las estiman en máximo 3.8, 2.8 y 3.5 ciclos, respectivamente. Es de resaltar que el CDSC-TSSE presentó un mejor rendimiento en el hundimiento tipo rampa de tensión en los casos con THD = 0% y 7,35% donde alcanzó un tiempo de establecimiento menor a 20 [ms] para V^+ , mientras que los demás algoritmos no cumplieron el criterio de desempeño para establecer un tiempo de establecimiento. Este caso de hundimiento es representativo ya que este tipo de perfil de amplitud es considerado por diferentes operadores de red para definir los criterios conexión y soporte de tensión de los inversores conectados a la red. Además, se destaca la exactitud del CDSC-TSSE cumpliendo con el criterio de $\pm 1\%$ establecido en el estándar IEEE-1547-2018 para las ACS de las tensiones y 10 [mHz] para la frecuencia fundamental de la red.

Este trabajo también presenta la evaluación de los resultados de 3 estrategias de la generación de la corriente de referencia para inversores de conexión a la red con capacidades de LVRT ante la ocurrencia de hundimientos de tensión, que garantizan el cumplimiento simultáneo de las características de control como la limitación máxima de corriente inyectada, eliminan las oscilaciones en la potencia activa instantánea, y las oscilaciones de tensión en el bus de DC del inversor.

Al comparar las 3 estrategias, SI y SII presentaron un alto desempeño en el soporte de tensión destacando que SI presenta un mejor soporte a la red durante la ocurrencia de los hundimientos analizados. Esto considerando que el soporte de SI siempre fue mayor al de SII en promedio con 1.15% y con máximo 1.9%. Por su parte en la reducción de la secuencia negativa SI y SII mostraron resultados similares con una diferencia máxima de 0.6% y una promedio de 0.37% a favor de SI. Esto se debe a que SI tiene en cuenta la impedancia de la red para definir la inyección de potencia activa y reactiva. Por otro lado, durante el hundimiento tipo rampa de tensión, los algoritmos de control realizan el soporte de tensión aún cuando la estimación del algoritmo de sincronización presenta una exactitud fuera de los criterios de desempeño.

Los resultados de simulación y experimentales del control del inversor muestran que la distorsión armónica en las tensiones de la red no afecta en gran medida el soporte de tensión que realiza cada estrategia, dado que se produjo un cambio menor a 1% en el soporte comparado con el caso sin distorsión armónica. La cantidad de distorsión armónica en las corrientes y el rizado en las potencias activa y reactiva instantáneas inyectadas están relacionadas con el contenido armónico en la tensión de la red. Esto representa un deterioro en la calidad de la energía eléctrica en la red de distribución. Sin embargo, la TRD presente en las corrientes inyectadas en las pruebas experimentales cumplen el estándar IEEE-1547-2018 incluso ante un caso extremo de THD de 13,23%, considerando que la máxima THD para tensiones menores a 1 [kV] es 8% según el estándar IEEE-519-2022.

4.1 Trabajos futuros

A continuación se exponen algunos de los proyectos futuros que podrían dar continuación a esta investigación:

- De acuerdo con el buen rendimiento del algoritmo de sincronización CDSC-TSSE, se podría plantear alguna mejora con respecto al seguimiento de una rampa de tensión (hundimiento 3), debido a que este tipo de perfil de tensión es definido por la mayoría de operadores de red que cuentan con alta integración de energías renovables.
- Analizar, plantear o proponer un método para la sintonización del control PR a partir de los parámetros del filtro LCL considerando el posible acoplamiento magnético entre las inductancias, con el fin de garantizar estabilidad en el sistema y el adecuado seguimiento de la corriente de referencia.
- Considerar casos en que la red experimenta hundimientos de tensión con cambios de frecuencia para evaluar el comportamiento del control del inversor, incluso para sistemas que no son lo suficientemente robustos.
- Analizar otros casos de distorsión armónica, de acuerdo a como se están preparando o deberían preparar las normativas actuales, para situaciones con una mayor penetración de cargas no lineales, generación distribuida, etc.

4.2 Publicaciones realizadas

A continuación, se detallan las publicaciones presentadas durante el desarrollo de esta maestría de investigación.

- Sotelo, W. A., Rincón, D. J., Mantilla, M. A., Rey, J. M., and Zheng, Z. (2022). Performance analysis of three-phase synchronization algorithms under voltage sags. In IECON 2022 - 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pages 1-6.
- Rincón, D. J., Sotelo, W. A., Mantilla, M. A., Rey, J. M., and Iravani, R. (2024). A two-sample algorithm for three-phase voltage parameters estimation under abnormal grid conditions. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 157:109834.
- Rincón, D. J., Sotelo, W. A., Mantilla, M. A., Rey, J. M., and Iravani, R. A two-sample sequence detector for synchronization of three-phase converters under abnormal grid conditions. (Bajo revisión).

4.3 Posters

- Sotelo, W. A. "Performance Analysis of Three-Phase Synchronization Algorithms Under Voltage Sags", en el IEEE Encuentro en Tecnología e Innovación - ETI 2022, Bucaramanga.

4.4 Pasantía de investigación

Durante la ejecución de la maestría, se realizó una pasantía de investigación en el Département de génie électrique et génie informatique, Université du Québec à Trois-Rivières, Canadá, bajo la dirección del Dr. Alben Cardenas. La pasantía tuvo una duración del 24 de enero al 24 de

julio del 2024 y fue financiada por el gobierno de Canadá con el programa Emerging Leaders in the Americas Program (ELAP).

Referencias Bibliográficas

- Afshari, E., Moradi, G. R., Rahimi, R., Farhangi, B., Yang, Y., Blaabjerg, F., and Farhangi, S. (2017). Control strategy for three-phase grid-connected PV inverters enabling current limitation under unbalanced faults. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(11):8908–8918.
- Ahmed, H., Biricik, S., and Benbouzid, M. (2021). Linear Kalman filter-based grid synchronization technique: An alternative implementation. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 17(6):3847–3856.
- Al-Shetwi, A. Q., Sujod, M. Z., and Blaabjerg, F. (2018). Low voltage ride-through capability control for single-stage inverter-based grid-connected photovoltaic power plant. *Solar Energy*, 159:665–681.
- Alam, M. S., Al-Ismail, F. S., Salem, A., and Abido, M. A. (2020). High-level penetration of renewable energy sources into grid utility: Challenges and solutions. *IEEE Access*, 8:190277–190299.
- Ali, Z., Christofides, N., Hadjidemetriou, L., Kyriakides, E., Yang, Y., and Blaabjerg, F. (2018). Three-phase phase-locked loop synchronization algorithms for grid-connected renewable energy systems: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 90:434–452.
- Alsayari, N., Chilipi, R., Al Hosani, K., and Almaskari, F. (2017). Grid synchronization and control

of distributed generation unit with flexible load compensation capabilities using multi-output LMS-filter. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 93:253–265.

Baggini, A. (2008). *Handbook of power quality*. John Wiley & Sons.

Bhunja, J., Kumar, J., and Mukherjee, D. (2021). Low voltage ride-through capability of three-phase PV system connected to low-voltage grid by using adaptive PR controller. In *2021 Asian Conference on Innovation in Technology (ASIANCON)*, pages 1–7.

Bittanti, S. and Savaresi, S. M. (2000). On the parametrization and design of an extended Kalman filter frequency tracker. *IEEE transactions on automatic control*, 45(9):1718–1724.

Bollen, M. H. (2000). *Understanding power quality problems*, volume 3. IEEE press New York.

Cai, X., Wang, C., and Kennel, R. (2018). A fast and precise grid synchronization method based on fixed-gain filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(9):7119–7128.

Camacho, A., Castilla, M., Miret, J., Borrell, A., and de Vicuña, L. G. (2014). Active and reactive power strategies with peak current limitation for distributed generation inverters during unbalanced grid faults. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 62(3):1515–1525.

Camacho, A., Castilla, M., Miret, J., Borrell, A., and de Vicuña, L. G. (2015). Active and reactive power strategies with peak current limitation for distributed generation inverters during unbalanced grid faults. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(3):1515–1525.

Camacho, A., Castilla, M., Miret, J., Vasquez, J. C., and Alarcon-Gallo, E. (2012). Flexible voltage

support control for three-phase distributed generation inverters under grid fault. *IEEE transactions on industrial electronics*, 60(4):1429–1441.

Chanedeau, G., Gaubert, J.-P., Rambault, L., and Tissier, J.-F. (2012). Frequency measurement with high accuracy and method for harmonics identification in polluted distribution power networks. In *2012 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pages 474–479. IEEE.

Energinet (2016). Technical regulation 3.2.2 for pv power plants above 11 kw. *Denmark*.

Energy, T. D. (2015). Grid code chapter 1 section c access to the national transmission service. *Italy*.

ESO, N. G. (2020). The grid code. *Great Britain*.

Garnica, M., de Vicuña, L. G., Miret, J., Castilla, M., and Guzmán, R. (2020). Optimal voltage-support control for distributed generation inverters in RL grid-faulty networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(10):8405–8415.

Garnica López, M. A., García de Vicuña, J. L., Miret, J., Castilla, M., and Guzmán, R. (2018). Control strategy for grid-connected three-phase inverters during voltage sags to meet grid codes and to maximize power delivery capability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(11):9360–9374.

Ghahderijani, M. M., Camacho, A., Moreira, C., Castilla, M., and García de Vicuña, L. (2020). Imbalance-voltage mitigation in an inverter-based distributed generation system using a minimum current-based control strategy. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 35(3):1399–1409.

- Golestan, S., Guerrero, J. M., and Abusorrah, A. M. (2014a). MAF-PLL with phase-lead compensator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(6):3691–3695.
- Golestan, S., Guerrero, J. M., and Vasquez, J. C. (2017). A robust and fast synchronization technique for adverse grid conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4):3188–3194.
- Golestan, S., Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., and Abusorrah, A. M. (2019). Modeling and tuning of adaptive complex current controller for three-phase grid-interfaced power converters. In *2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I CPS Europe)*, pages 1–6.
- Golestan, S., Ramezani, M., Guerrero, J. M., and Monfared, M. (2014b). dq-frame cascaded delayed signal cancellation-based PLL: Analysis, design, and comparison with moving average filter-based PLL. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(3):1618–1632.
- Gulur, S., Iyer, V. M., and Bhattacharya, S. (2019). A dual-loop current control structure with improved disturbance rejection for grid-connected converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(10):10233–10244.
- Hassan, Z., Amir, A., Selvaraj, J., and Rahim, N. (2020). A review on current injection techniques for low-voltage ride-through and grid fault conditions in grid-connected photovoltaic system. *Solar Energy*, 207:851–873.
- Haykin, S. (2014). *Adaptative filter theory*, 5th edition.

- Huang, Q. and Rajashekara, K. (2017). An improved delayed signal cancellation PLL for fast grid synchronization under distorted and unbalanced grid condition. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 53(5):4985–4997.
- Hui, N., Xu, H., and Feng, Y. (2021). A high performance grid synchronization method for renewable energy grid-connected applications. *Energy Reports*, 7:388–394.
- IEEE-1159 (2019). IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality. *IEEE Std 1159-2019 (Revision of IEEE Std 1159-2009)*, pages 1–98.
- IEEE-1547 (2018). IEEE standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces. *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, pages 1–138.
- Ji, L., Shi, J., Hong, Q., Fu, Y., Chang, X., Cao, Z., Mi, Y., Li, Z., and Booth, C. (2021). A multi-objective control strategy for three phase grid-connected inverter during unbalanced voltage sag. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 36(4):2490–2500.
- Joshi, J., Swami, A. K., Jatily, V., and Azzopardi, B. (2021). A comprehensive review of control strategies to overcome challenges during LVRT in PV systems. *IEEE Access*, 9:121804–121834.
- Khan, H., Chacko, S. J., Fernandes, B. G., and Kulkarni, A. (2017). An integrated controller to perform LVRT operation in PV systems connected to a LV grid during balanced and unbalanced faults. In *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEEC 2017 - ECCE Asia)*, pages 2002–2007.

- Liu, B., Zhuo, F., Zhu, Y., Yi, H., and Wang, F. (2015). A three-phase PLL algorithm based on signal reforming under distorted grid conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(9):5272–5283.
- Mantilla, M. A., Petit, J. F., and Ordóñez, G. (2021). Control of multi-functional grid-connected PV systems with load compensation under distorted and unbalanced grid voltages. *Electric Power Systems Research*, 192:106918.
- Mohammed, N., Ciobotaru, M., and Town, G. (2019a). An improved grid impedance estimation technique under unbalanced voltage conditions. In *2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT-Europe)*, pages 1–5.
- Mohammed, N., Ciobotaru, M., and Town, G. (2019b). An improved grid impedance estimation technique under unbalanced voltage conditions. In *2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT-Europe)*, pages 1–5. IEEE.
- Mohammedsaeed, E. K. and Jia, K. (2017). Comparison of some low voltage ride-through strategies. In *IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 152–157. IEEE.
- Mojdehipoor, M. R. and Mardaneh, M. (2019). Performance comparison of synchronous reference frame-based PLLs topologies under power quality disturbances. *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, 43(2):307–321.
- Naresh, P. and Kumar, V. S. S. (2020). Analysis of low voltage ride through techniques for grid-

- connected photovoltaic systems. In *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020)*, pages 1–7. IEEE.
- Nasiri, M., Arzani, A., and McCormack, S. J. (2022). A simple and effective grid-supporting low voltage ride-through scheme for single-stage photovoltaic power plants. *Solar Energy*, 232:248–262.
- O’Rourke, C. J., Qasim, M. M., Overlin, M. R., and Kirtley, J. L. (2019). A geometric interpretation of reference frames and transformations: dq0, Clarke, and Park. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 34(4):2070–2083.
- Pal, B., Sahu, P., and Mohapatra, S. (2018). A review on feedback current control techniques of grid-connected pv inverter system with lcl filter. *2018 Technologies for Smart-City Energy Security and Power (ICSESP)*, pages 1–6.
- Pei, D. and Xia, Y. (2019). Robust power system frequency estimation based on a sliding window approach. *Mathematical Problems in Engineering*, 2019.
- Peyghami, S., Palensky, P., and Blaabjerg, F. (2020). An overview on the reliability of modern power electronic based power systems. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 1:34–50.
- Radwan, A., Jiang, X., Tamai, D., Massey, O., and Khouri, I. (2021). Performance evaluation of grid-connected converters using the mixed sensitivity robust current control. In *2021 29th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED)*, pages 398–402.

- Rincón, D. J., Mantilla, M. A., Rey, J. M., and Garnica, M. (2021). DC stage modelling for LVRT capability in photovoltaic systems. In *IECON 2021—47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1–7. IEEE.
- Rincon, D. J., Mantilla, M. A., Rey, J. M., Garnica, M., and Guilbert, D. (2023). An overview of flexible current control strategies applied to LVRT capability for grid-connected inverters. *Energies*, 16(3):1052.
- Rincón, D. J., Sotelo, W. A., Mantilla, M. A., Rey, J. M., and Iravani, R. (2024). A two-sample algorithm for three-phase voltage parameters estimation under abnormal grid conditions. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 157:109834.
- Rodríguez, P., Luna, A., Candela, I., Mujal, R., Teodorescu, R., and Blaabjerg, F. (2010). Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1):127–138.
- Rodriguez, P., Timbus, A. V., Teodorescu, R., Liserre, M., and Blaabjerg, F. (2007). Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(5):2583–2592.
- Sosa, J. L., Castilla, M., Miret, J., Matas, J., and Al-Turki, Y. A. (2016). Control strategy to maximize the power capability of PV three-phase inverters during voltage sags. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(4):3314–3323.
- Sotelo, W. A., Rincón, D. J., Mantilla, M. A., Rey, J. M., and Zheng, Z. (2022). Performance

- analysis of three-phase synchronization algorithms under voltage sags. In *IECON 2022 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1–6.
- Suárez, J. F. P. (2007). *Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados*. PhD thesis, Universidad Carlos III de Madrid.
- Takao, K., Natori, T., Miyata, T., and Aikawa, N. (2020). An improved method for instantaneous frequency estimation using a finite order Hilbert transformer. In *2020 Asia-Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA ASC)*, pages 1–5.
- Tarafdar Hagh, M. and Khalili, T. (2019). A review of fault ride through of PV and wind renewable energies in grid codes. *International Journal of Energy Research*, 43(4):1342–1356.
- Teodorescu, R., Liserre, M., and Rodriguez, P. (2017). *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons.
- Trzynadlowski, A. M., Blaabjerg, F., Pedersen, J. K., Kirlin, R. L., and Legowski, S. (1994). Random pulse width modulation techniques for converter-fed drive systems—a review. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(5):1166–1175.
- Villalobos, M. A. M. (2016). *Control de generadores fotovoltaicos con funciones de filtrado activo en sistemas trifásicos distorsionados y desequilibrados*. Universidad Industrial de Santander.
- Wu, B. and Narimani, M. (2017). Cascaded H-bridge multilevel inverters.

Yang, Y., Blaabjerg, F., Wang, H., and Simões, M. G. (2016). Power control flexibilities for grid-connected multi-functional photovoltaic inverters. *IET Renewable Power Generation*, 10(4):504–513.

Yin, G., Guo, L., and Li, X. (2013). An amplitude adaptive notch filter for grid signal processing. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(6):2638–2641.

Zhong, P., Sun, J., Tian, Z., Huang, M., Yu, P., and Zha, X. (2020). An improved impedance measurement method for grid-connected inverter systems considering the background harmonics and frequency deviation. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(4):4236–4247.

Zhong, P., Sun, J., Tian, Z., Huang, M., Yu, P., and Zha, X. (2021). An improved impedance measurement method for grid-connected inverter systems considering the background harmonics and frequency deviation. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(4):4236–4247.

Apéndices

Apéndice A. Resultados de simulación de los algoritmos de sincronización

En esta sección se exponen los resultados de simulación de los algoritmos de sincronización ante los hundimientos de tensión de la Tabla 4 durante los casos sin distorsión armónica y los definidos en la Tabla 5. De esta manera, las Figuras 32 y 33 presentan los resultados de la estimación de V^+ , V^- , frecuencia y argumento fundamental durante los casos de hundimientos de tensión sin distorsión armónica. Adicionalmente, en la Tabla 16 se presentan los resultados acorde a los criterios de comparación y desempeño. Si el algoritmo no cumple con lo establecido en los CD el parámetro estará sobreado en color gris.

Para la estimación de las ACS de todos los casos de hundimientos de tensión, el algoritmo CDSC-TSSE las estima entre 11 y 21 [ms], y sus valores de OS son menores al 15%. A su vez, el SSE de este algoritmo es menor a 1% cumpliendo con los CD excepto en el hundimiento 3. Por otro lado, el DDSRF-CDSC tiene un comportamiento estable en la estimación de las ACS con un OS de hasta 5%. Este algoritmo no tiene t_s en el hundimiento 3 ya que no alcanzó el rango de 2% con un SSE de 0,0308 [V_{pu}] de acuerdo a los CD, y en los demás casos tuvo un t_s máximo de 46,4 [ms].

Durante todos los hundimientos el TSSE-RLMS y el AB-EKF tienen un OS máximo de 9% y 11% en las ACS, respectivamente. También la estimación de los algoritmos para la secuencia positiva en los casos 3, 5 y 6 tienen un t_s superior al definido en los CD. Durante la rampa de amplitud, el algoritmo CDSC-TSSE presenta un mejor desempeño comparado con los demás

algoritmos según los CD con un t_s menor a 20 [ms] y un OS máximo de 2%.

En los hundimientos del grupo II, los algoritmos DDSRF-CDSC y CDSC-TSSE tienen un OS mayor al 2% en la estimación de la frecuencia. Por otro lado, el AB-EKF tiene un SSE menor a 0,02 [Hz] en la estimación de la frecuencia en todos los hundimientos de tensión pero un t_s mayor a 100 [ms] para los dos primeros hundimientos y los casos que tienen cambio de frecuencia. Además, su OS es mayor a 2% en los primeros 3 casos de hundimientos de tensión. La estimación de la frecuencia del TSSE-RLMS en los hundimientos de cambio de frecuencia es lenta e inestable ya que su t_s y OS están por fuera de los CD.

Adicionalmente, en la Tabla 16 se presenta el error en la estimación del argumento ($\theta' - \theta$) de los algoritmos de sincronización. Los algoritmos AB-EKF y TSSE-RLMS tienen un OS mayor a 0,2 [rad] en la estimación del argumento en todos los hundimientos de tensión. Con respecto al t_s del argumento, todos los algoritmos lo estiman dentro de los CD en los 3 hundimientos excepto por el AB-EKF en los hundimientos 1 y 2. Se debe notar que el CDSC-TSSE tiene el mejor rendimiento en la estimación del argumento ya que para los CD solo excede el OS en los hundimientos 4 y 6.

De acuerdo con los resultados se destaca el tiempo de establecimiento, la estabilidad y exactitud del algoritmo CDSC-TSSE comparado con los otros algoritmos analizados. En casos como el hundimiento 3 su rendimiento es mejor de acuerdo con los CD y es de interés ya que estos perfiles de tensión son considerados por diferentes operadores de red.

Figura 32. Resultados de simulación para Grupo I sin distorsión armónica. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad]

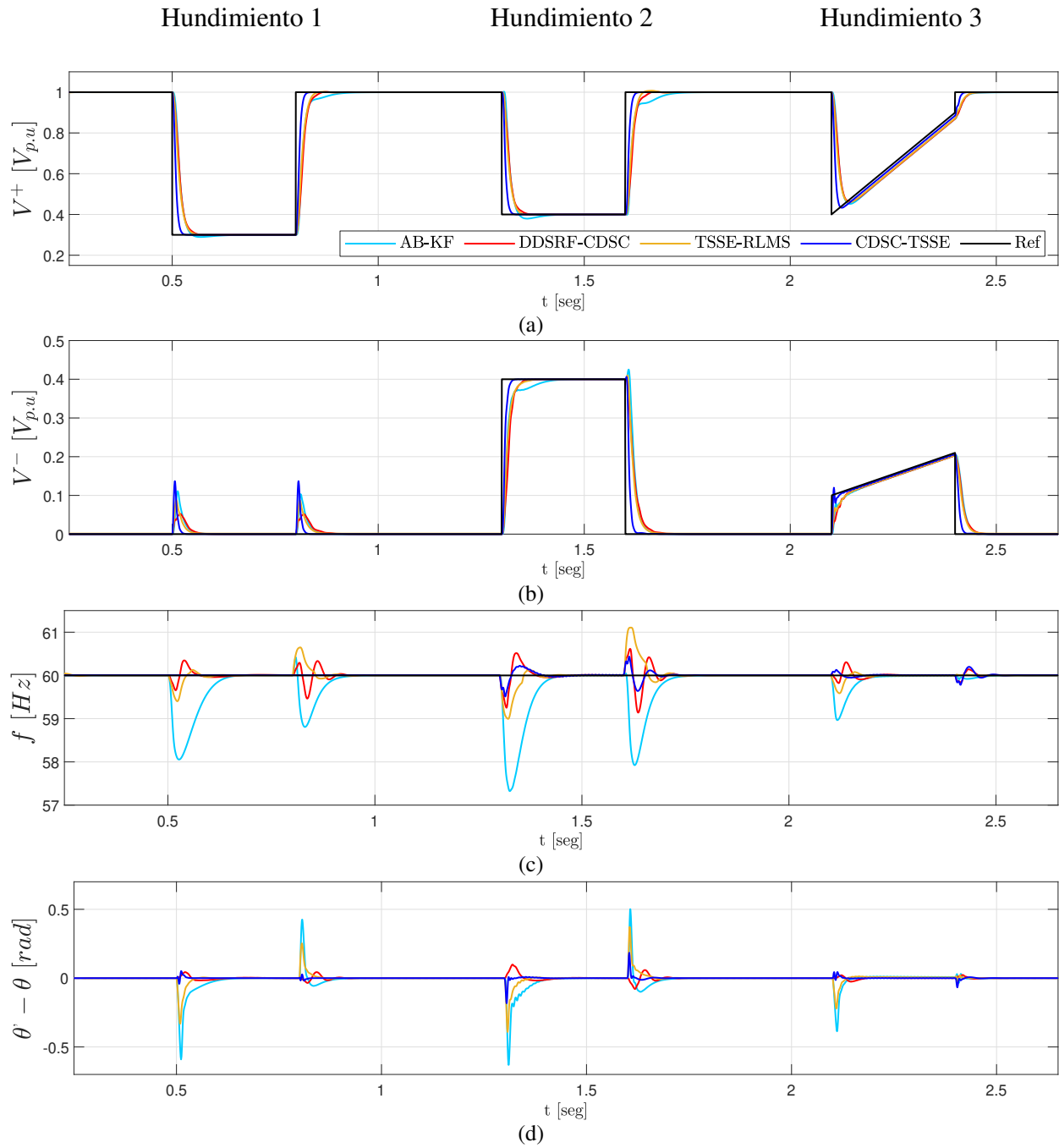


Figura 33. Resultados de simulación para Grupo II sin distorsión armónica. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad]

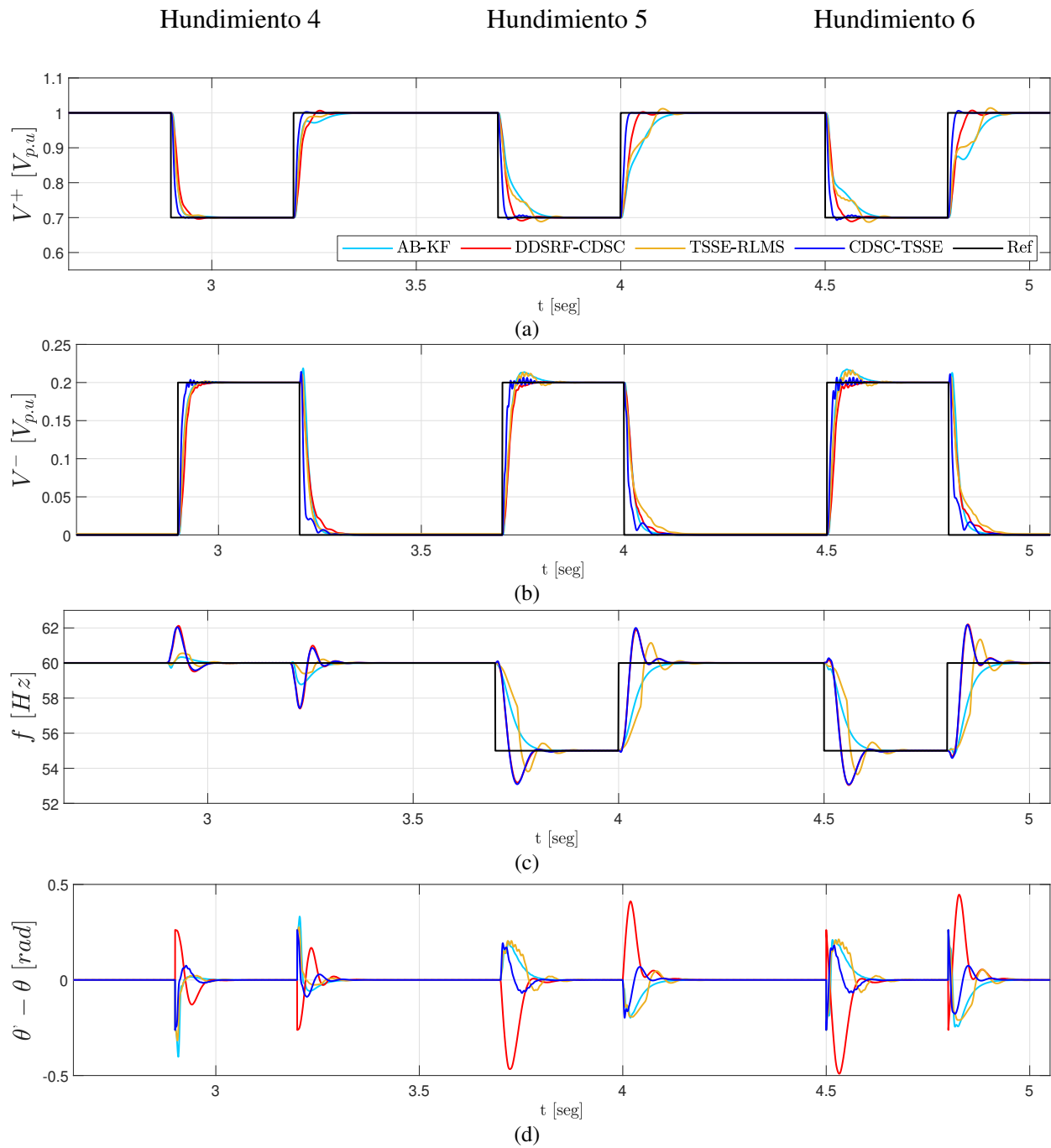


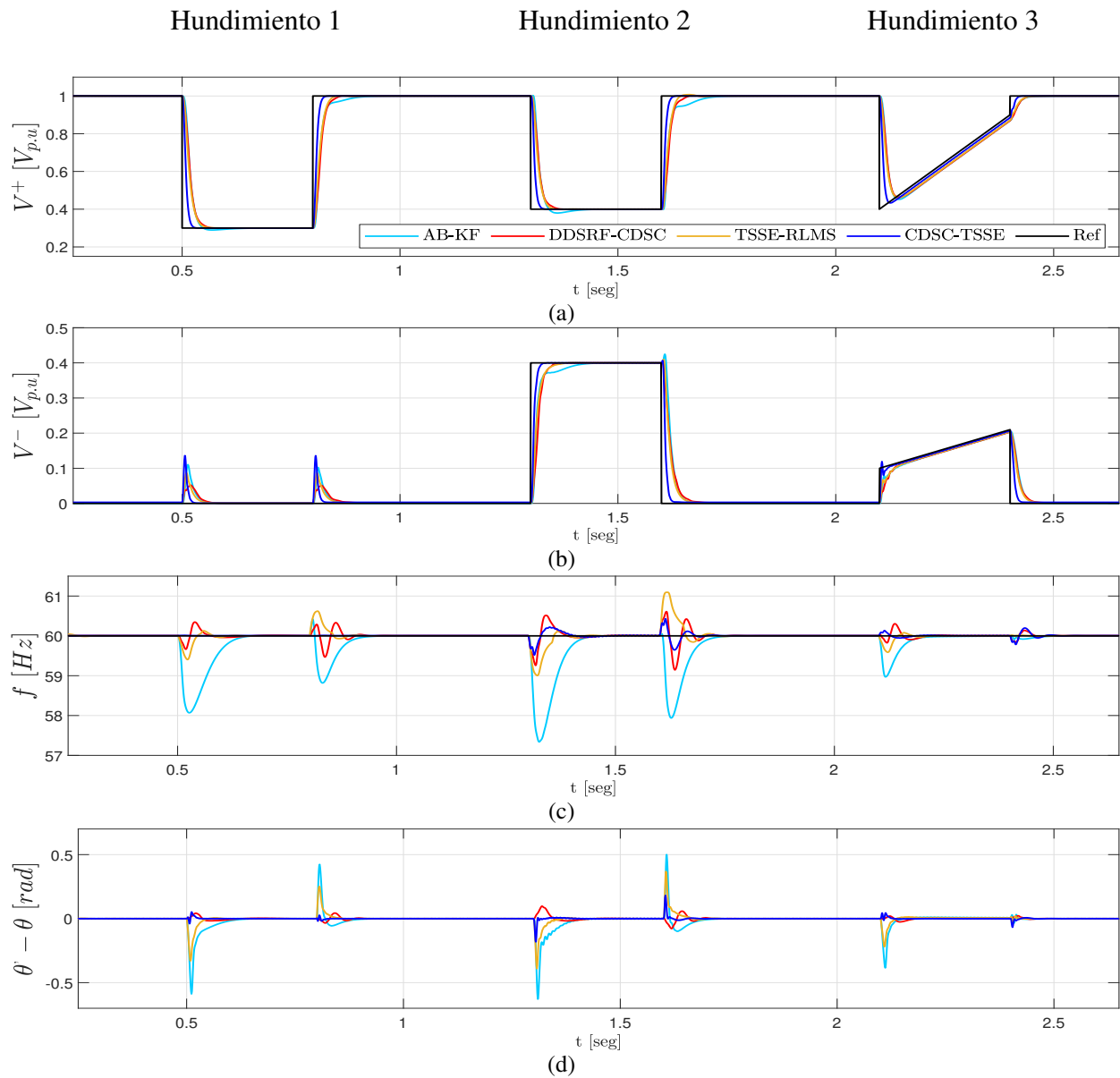
Tabla 16

Resultados simulación - Sin distorsión armónica

Algoritmo	AB-EKF			DDSRF-CDSC			TSSE-RLMS			CDSC-TSSE		
	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*
Caso 1												
V^+	40,21	0,04	0,01	46,41	0,00	0,00	42,22	0,06	0,00	20,85	0,01	0,00
V^-	35,44	0,00	0,11	38,50	0,01	0,05	29,65	1,42	0,09	16,75	0,13	0,11
f	129,64	1,30	1,80	57,92	9,00	0,00	66,15	0,13	0,60	0,00	6,00	0,00
$\theta' - \theta$	95,99	0,28	0,59	31,66	0,90	0,04	35,84	0,30	0,33	19,31	0,03	0,05
Caso 2												
V^+	65,70	0,07	0,02	45,39	0,01	0,00	39,03	0,07	0,00	20,44	0,05	0,00
V^-	71,26	0,07	0,00	38,40	0,02	0,00	37,28	0,07	0,00	17,58	0,05	0,00
f	118,73	0,05	2,40	73,61	7,00	0,60	83,15	0,13	0,60	78,48	13,40	0,60
$\theta' - \theta$	87,65	0,30	0,63	39,48	0,52	0,10	40,72	0,31	0,39	8,61	0,21	0,18
Caso 3												
V^+	-	30,40	0,03	-	30,40	0,03	-	28,30	0,03	18,05	15,00	0,01
V^-	26,34	6,70	0,01	24,52	6,70	0,01	26,01	5,90	0,01	10,64	4,10	0,02
f	78,49	7,00	1,20	50,86	6,00	0,60	36,42	2,00	0,60	17,66	9,00	0,00
$\theta' - \theta$	35,33	9,20	0,38	55,21	0,32	0,03	27,60	6,50	0,22	13,34	0,91	0,05
Caso 4												
V^+	28,28	0,12	0,00	40,20	0,01	0,00	29,69	0,12	0,00	17,07	0,05	0,00
V^-	26,19	0,03	0,00	30,30	0,03	0,00	28,35	0,03	0,00	15,37	0,04	0,00
f	79,34	0,00	0,00	95,35	6,00	1,80	92,77	0,50	0,60	96,72	9,00	1,80
$\theta' - \theta$	20,12	0,29	0,40	71,39	0,50	0,26	56,51	0,32	0,31	45,95	0,75	0,26
Caso 5												
V^+	85,82	0,11	0,00	35,24	0,01	0,01	80,36	0,09	0,01	16,30	0,03	0,01
V^-	26,57	0,03	0,01	23,15	0,03	0,00	27,89	0,03	0,01	16,30	0,02	0,01
f	105,24	0,01	0,00	96,78	4,80	1,65	163,12	5,80	1,10	93,88	9,90	1,65
$\theta' - \theta$	80,65	0,25	0,20	67,22	0,32	0,47	100,78	0,31	0,20	78,77	0,15	0,19
Caso 6												
V^+	91,19	0,11	0,00	37,37	0,01	0,01	82,85	0,09	0,01	17,06	0,03	0,01
V^-	23,67	0,03	0,01	31,39	0,04	0,01	25,03	0,02	0,01	20,03	0,02	0,02
f	110,55	0,01	0,00	97,56	4,80	1,65	166,04	5,80	1,10	94,88	9,90	1,65
$\theta' - \theta$	85,40	0,23	0,21	73,95	0,32	0,48	125,03	0,28	0,22	85,98	0,18	0,25

(*) Las unidades para el OV , SSE son $[V]$, $[Hz]$ y $[rad]$ de acuerdo al caso.

Figura 34. Resultados de simulación para Grupo I con THD = 7,35%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad]



Al observar los resultados de simulación obtenidos para los 3 casos de distorsión armónica presentados en las Tablas 17 - 19 y compararlos con los resultados sin distorsión armónica, se puede afirmar que tienen un comportamiento similar de acuerdo con los CD, ya que las Tablas poseen una distribución de colores semejante, es decir, el rendimiento de los algoritmos se mantuvo

en cada caso de distorsión armónica. De acuerdo con esto, un análisis como el realizado para los resultados sin distorsión armónica es aplicable a los resultados de los casos con distorsión. Los resultados gráficos de la estimación de los parámetros de señal durante los hundimientos de tensión para cada una de las distorsiones armónicas se presentan de la Figuras 34 a la 39.

Figura 35. Resultados de simulación para *Grupo II* con THD = 7,35%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad]

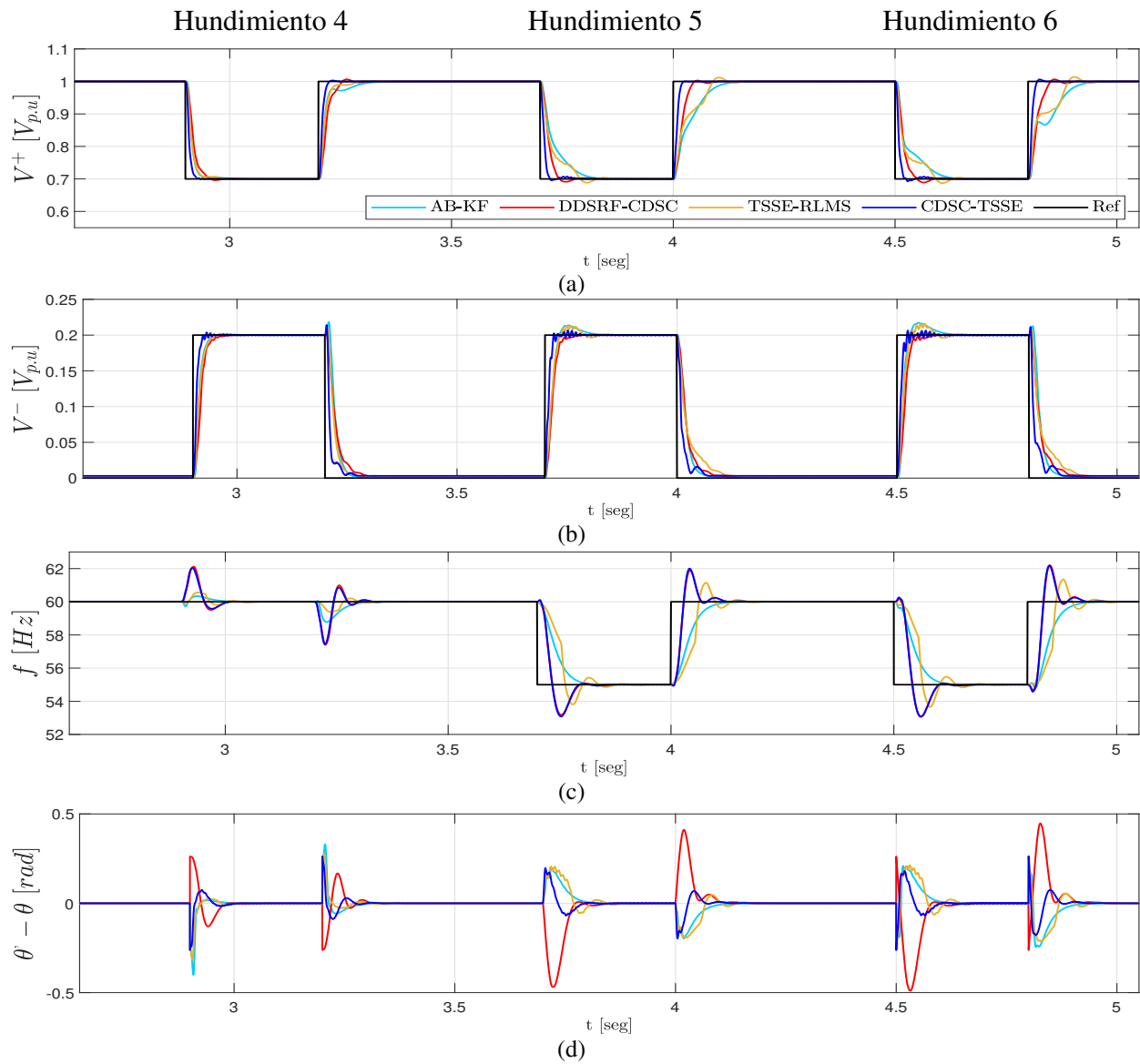


Tabla 17

Resultados simulación - Distorsión armónica THD - 7,35%

Algoritmo	AB-EKF			DDSRF-CDSC			TSSE-RLMS			CDSC-TSSE		
Parámetro	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*
Case 1												
V^+	40,21	0,04	0,01	46,41	0,01	0,00	42,22	0,07	0,00	20,85	0,15	0,00
V^-	35,44	0,14	0,11	38,50	0,72	0,05	29,65	1,42	0,09	16,75	0,96	0,13
f	129,64	1,40	1,80	57,92	9,00	0,00	66,15	0,70	0,60	0,00	6,00	0,00
$\theta' - \theta$	95,99	0,70	0,59	31,66	0,80	0,04	35,84	1,80	0,33	18,64	1,05	0,05
Case 2												
V^+	64,20	0,08	0,02	45,39	0,06	0,00	39,03	0,12	0,00	20,44	0,60	0,00
V^-	71,26	0,08	0,00	38,40	0,07	0,00	37,28	0,15	0,00	17,58	0,70	0,00
f	118,73	0,30	2,40	73,61	7,00	0,60	83,15	1,30	0,60	78,48	13,40	0,60
$\theta' - \theta$	87,65	1,30	0,63	39,48	0,50	0,10	40,72	3,20	0,39	8,61	2,27	0,18
Case 3												
V^+	-	30,50	0,03	-	30,50	0,03	-	28,20	0,03	18,05	15,00	0,01
V^-	26,34	6,50	0,01	24,52	6,50	0,01	26,01	6,10	0,01	10,64	4,10	0,02
f	78,49	9,00	1,20	50,86	6,00	0,06	36,42	3,50	0,06	17,66	9,00	0,00
$\theta' - \theta$	35,33	9,20	0,38	55,21	0,32	0,03	27,60	7,50	0,22	15,27	1,48	0,05
Case 4												
V^+	28,28	0,14	0,00	40,20	0,07	0,00	29,69	0,25	0,01	17,07	0,55	0,00
V^-	26,19	0,06	0,00	30,30	0,12	0,00	28,35	0,14	0,00	15,37	0,72	0,00
f	79,34	0,20	0,00	95,35	6,20	1,80	92,77	1,00	0,06	96,72	9,00	1,80
$\theta' - \theta$	19,48	0,90	0,40	71,39	0,30	0,26	57,18	1,70	0,31	45,95	1,75	0,26
Case 5												
V^+	85,82	0,11	0,00	35,24	0,01	0,01	80,36	0,09	0,01	16,30	0,60	0,01
V^-	26,57	0,03	0,01	30,72	0,03	0,00	27,89	0,03	0,01	16,30	0,82	0,01
f	105,24	0,01	0,00	91,52	4,80	1,65	163,12	5,80	1,10	89,65	9,90	1,65
$\theta' - \theta$	80,65	0,75	0,20	67,22	0,31	0,47	101,78	1,82	0,20	78,77	2,23	0,19
Case 6												
V^+	91,19	0,11	0,00	37,37	0,01	0,01	82,85	0,09	0,01	17,06	0,70	0,01
V^-	23,67	0,03	0,02	31,39	0,04	0,01	25,03	0,02	0,02	20,03	0,02	0,02
f	110,55	0,01	0,00	97,56	4,80	1,65	166,04	5,80	1,10	94,88	9,90	1,65
$\theta' - \theta$	85,40	0,95	0,21	73,95	0,28	0,48	125,03	1,72	0,22	85,98	2,85	0,25

(*) Las unidades para el OV , SSE son $[V]$, $[Hz]$ y $[rad]$ de acuerdo al caso.

Figura 36. Resultados de simulación para Grupo I con THD = 10,00%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad]

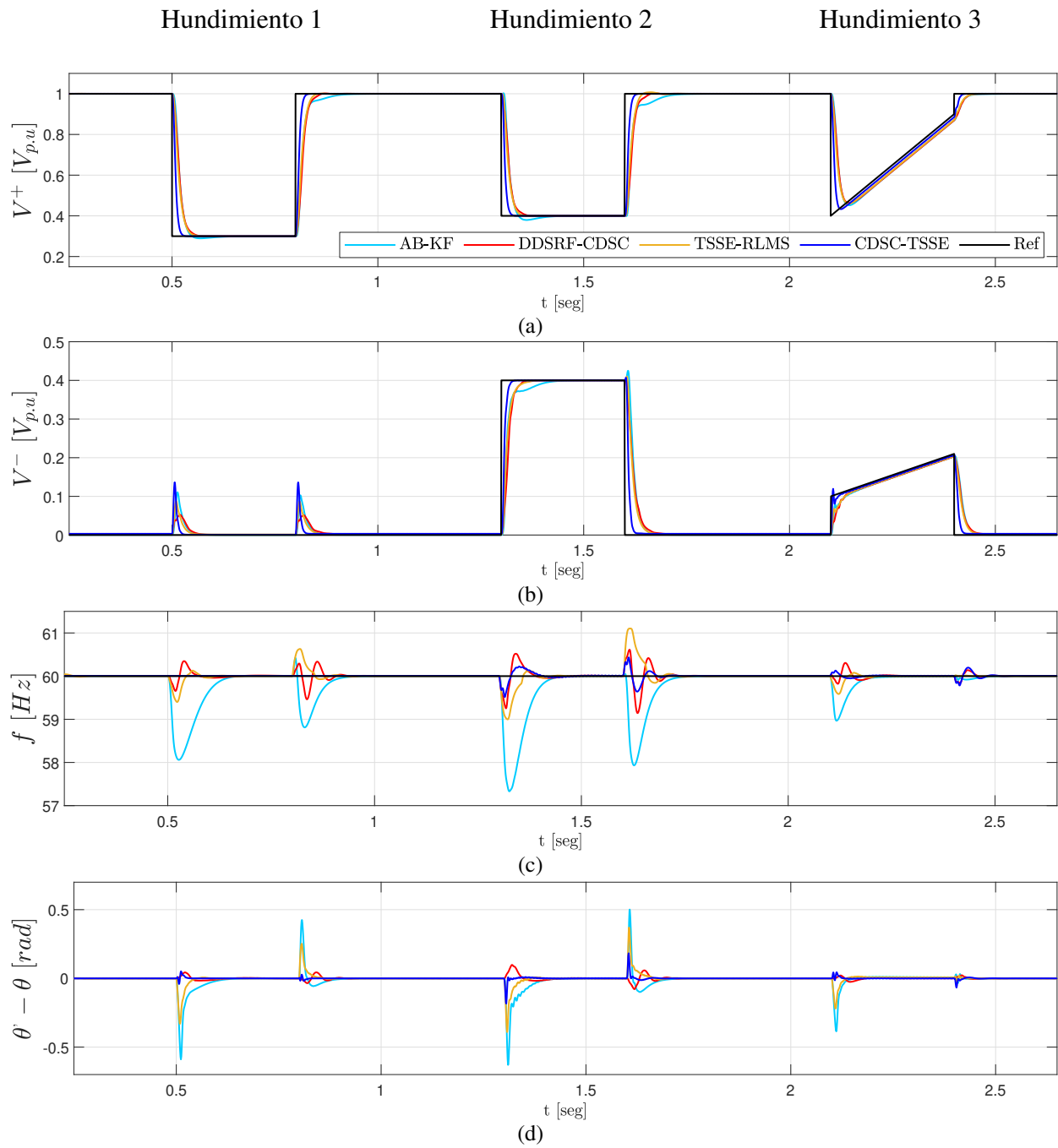


Figura 37. Resultados de simulación para Grupo II con THD = 10,00%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad]

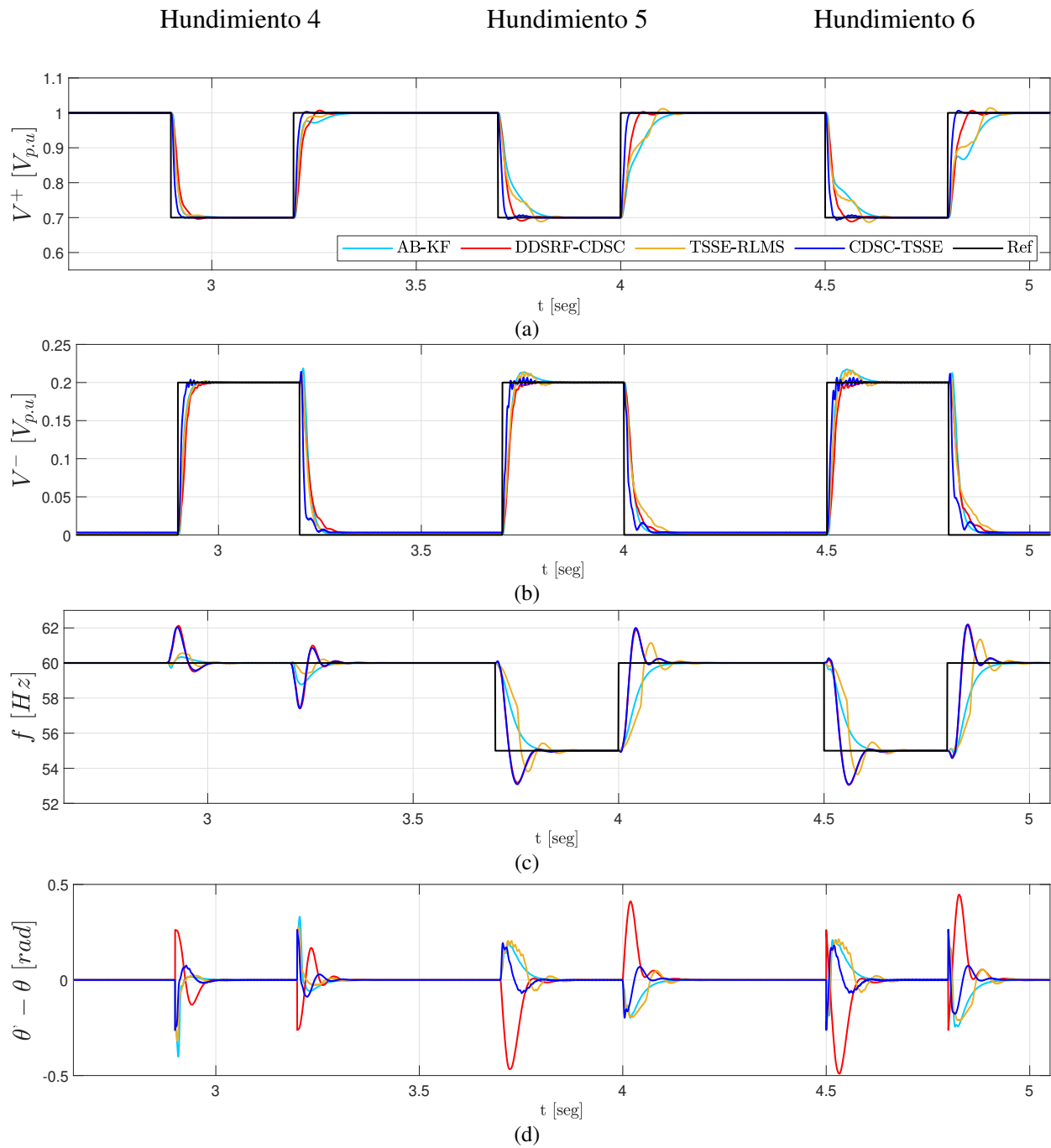


Tabla 18

Resultados simulación - Distorsión armónica THD - 10,0%

Algoritmo	AB-EKF			DDSRF-CDSC			TSSE-RLMS			CDSC-TSSE		
Parámetro	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*
Caso 1												
V^+	40,21	0,04	0,01	46,41	0,01	0,00	42,22	0,07	0,00	20,85	0,17	0,00
V^-	35,44	0,14	0,11	38,50	0,72	0,05	29,65	1,42	0,09	16,75	0,96	0,13
f	129,64	1,40	1,80	57,92	9,00	0,00	66,15	0,70	0,06	0,00	6,00	0,00
$\theta' - \theta$	95,99	0,70	0,59	31,66	0,80	0,04	35,84	1,80	0,33	18,64	0,71	0,05
Caso 2												
V^+	64,20	0,08	0,02	45,39	0,06	0,00	39,03	0,12	0,00	20,44	0,60	0,00
V^-	71,26	0,08	0,00	38,40	0,07	0,00	37,28	0,15	0,00	17,58	0,70	0,00
f	118,73	0,30	2,40	73,61	7,00	0,06	83,15	1,30	0,06	78,48	13,40	0,06
$\theta' - \theta$	87,65	1,30	0,63	39,48	0,50	0,10	40,72	3,20	0,39	8,61	1,87	0,18
Caso 3												
V^+	-	30,50	0,03	-	30,50	0,03	-	28,20	0,03	18,05	15,00	0,01
V^-	26,34	6,50	0,01	24,52	6,50	0,01	26,01	6,10	0,01	10,64	4,10	0,02
f	78,49	9,00	1,20	50,86	6,00	0,06	36,42	3,50	0,06	17,66	9,00	0,00
$\theta' - \theta$	35,33	9,20	0,38	55,21	0,32	0,03	27,60	7,50	0,22	15,27	1,48	0,05
Caso 4												
V^+	28,28	0,14	0,00	40,20	0,07	0,00	29,69	0,25	0,01	17,07	0,55	0,00
V^-	26,19	0,06	0,00	30,30	0,12	0,00	28,35	0,14	0,00	15,37	0,72	0,00
f	79,34	0,20	0,00	95,35	6,20	1,80	92,77	1,00	0,06	96,72	9,00	1,80
$\theta' - \theta$	19,48	0,90	0,40	71,39	0,30	0,26	57,18	1,70	0,31	45,95	1,75	0,26
Case 5												
V^+	85,82	0,11	0,00	35,24	0,01	0,01	80,36	0,09	0,01	16,30	0,60	0,01
V^-	26,57	0,03	0,01	30,72	0,03	0,00	27,89	0,03	0,01	16,30	0,82	0,01
f	105,24	0,01	0,00	91,52	4,80	1,65	163,12	5,80	1,10	89,65	9,90	1,65
$\theta' - \theta$	80,65	0,75	0,20	67,22	0,31	0,47	101,78	1,82	0,20	78,77	1,85	0,19
Case 6												
V^+	91,19	0,11	0,00	37,37	0,01	0,01	82,85	0,09	0,01	17,06	0,70	0,01
V^-	23,67	0,03	0,02	31,39	0,04	0,01	25,03	0,02	0,02	20,03	0,78	0,02
f	110,55	0,01	0,00	98,37	4,80	1,65	166,04	5,80	1,10	97,24	9,90	1,65
$\theta' - \theta$	85,40	0,85	0,21	73,95	0,32	0,48	125,03	1,72	0,22	85,98	3,15	0,25

(*) Las unidades para el OV , SSE son $[V]$, $[Hz]$ y $[rad]$ de acuerdo al caso.

Figura 38. Resultados de simulación para Grupo I con THD = 13,23%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad]

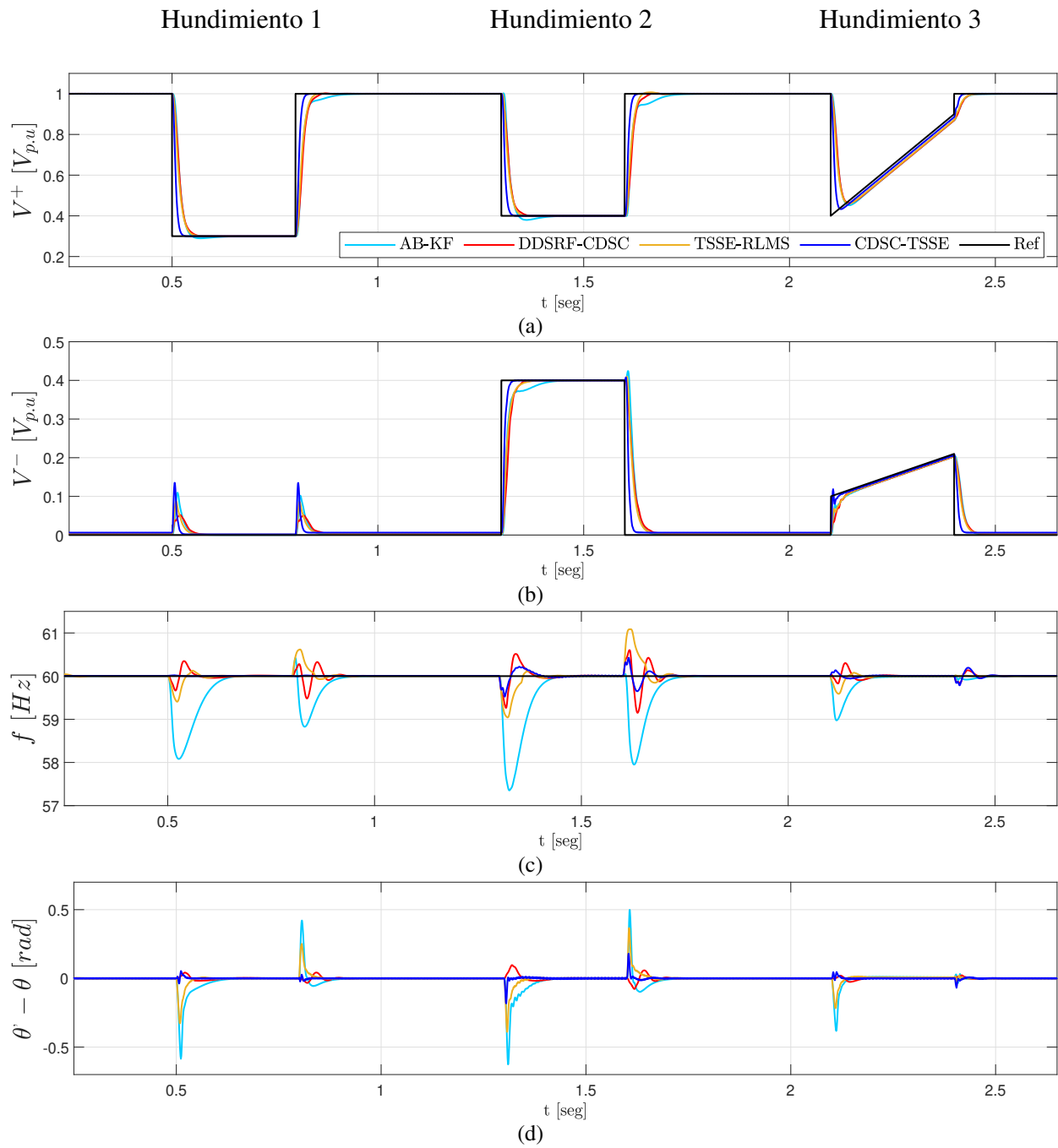


Figura 39. Resultados de simulación para Grupo II con THD = 13,23%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) $\theta' - \theta$ [rad]

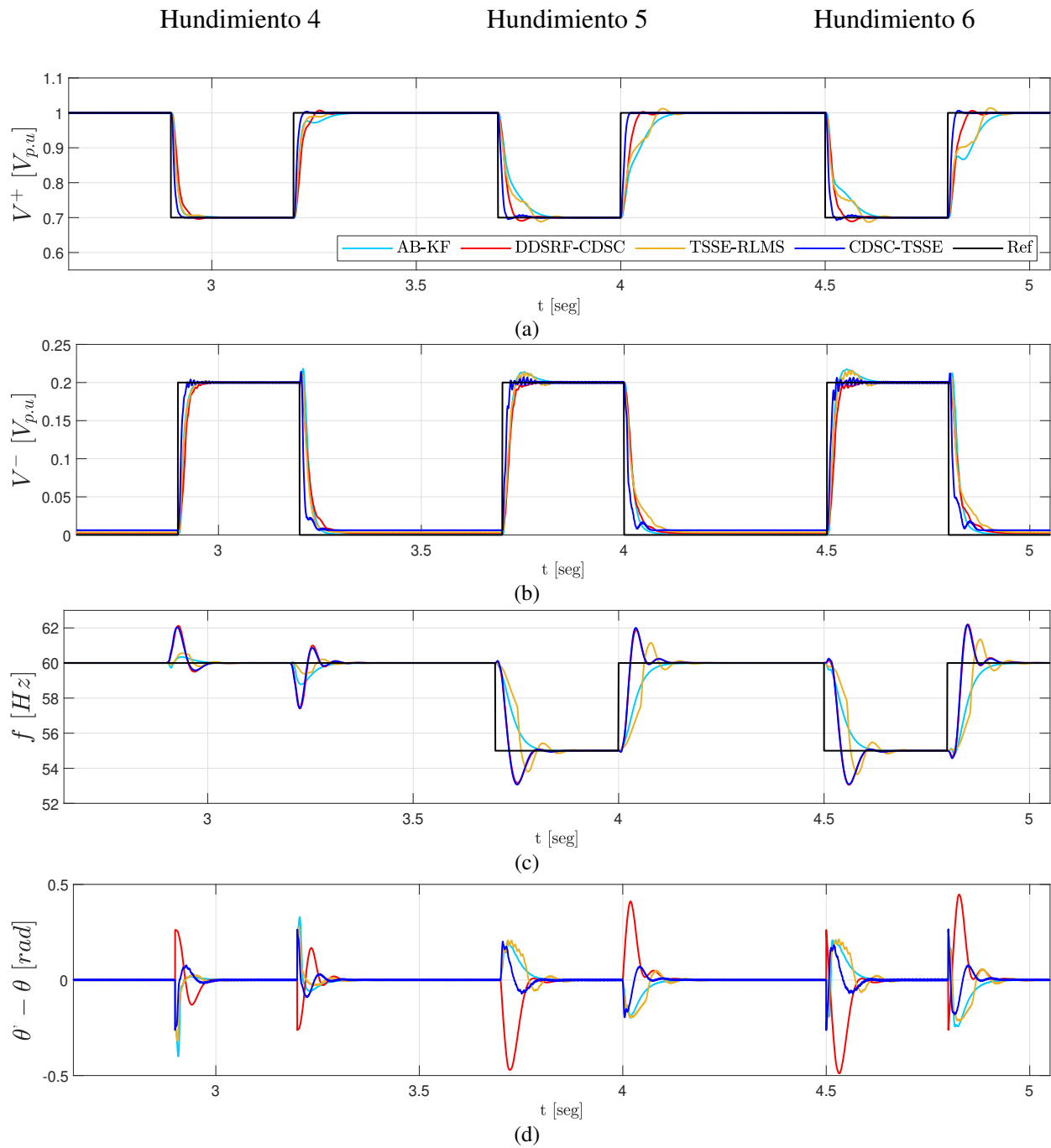


Tabla 19

Resultados simulación - Distorsión armónica THD - 13.23%

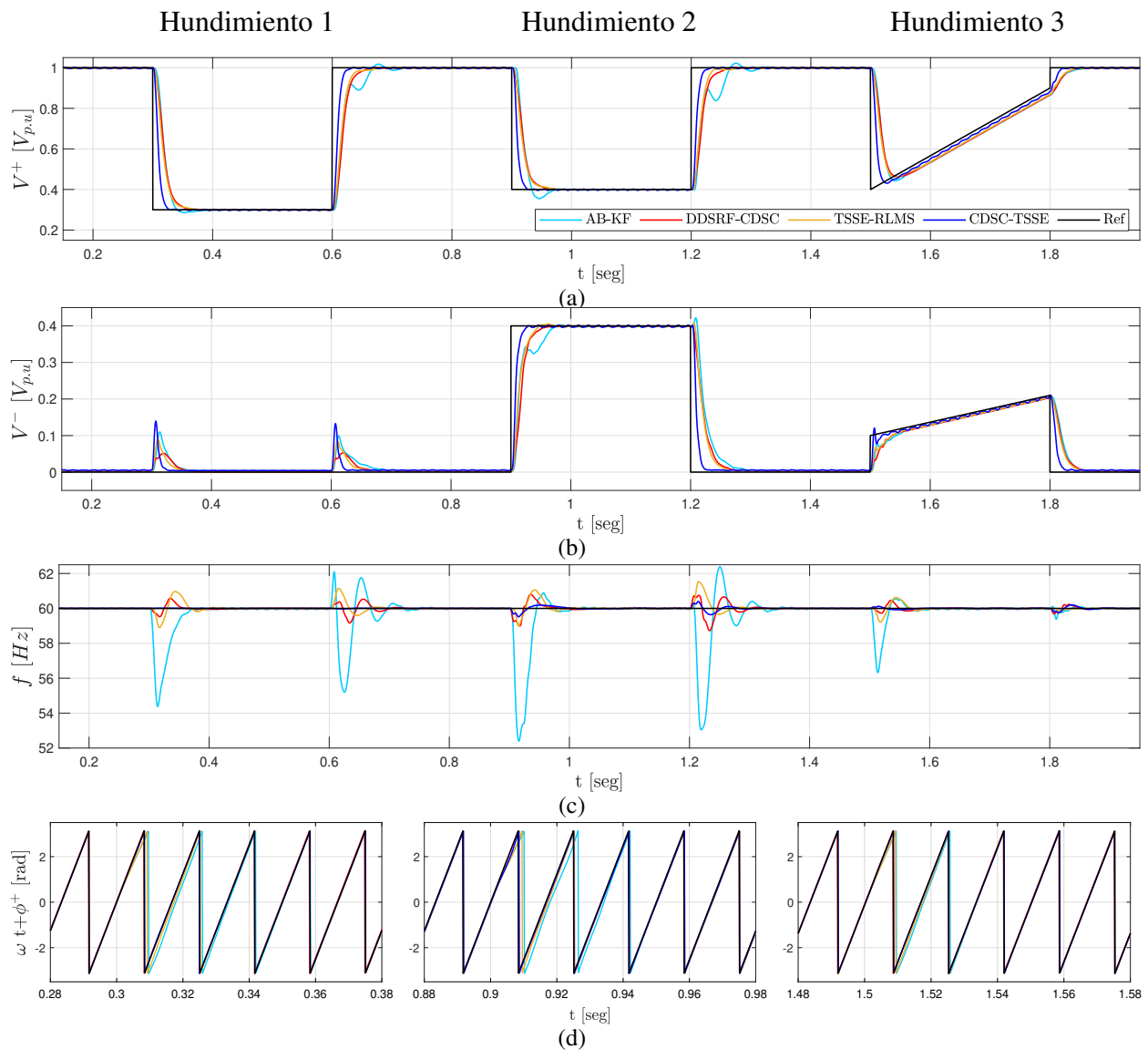
Algoritmo	AB-EKF			DDSRF-CDSC			TSSE-RLMS			CDSC-TSSE		
Parámetro	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*
Caso 1												
V^+	40,21	0,04	0,01	46,41	0,02	0,00	42,22	0,09	0,00	20,85	0,25	0,00
V^-	35,44	0,16	0,11	38,50	0,74	0,05	29,65	1,42	0,09	16,75	1,87	0,13
f	129,64	1,40	1,80	57,92	9,00	0,00	66,15	0,70	0,60	0,00	6,00	0,00
$\theta' - \theta$	95,99	0,50	0,59	31,66	0,90	0,04	35,84	2,80	0,33	18,64	2,71	0,05
Caso 2												
V^+	64,20	0,09	0,02	45,39	0,07	0,00	39,03	0,15	0,00	20,44	0,60	0,00
V^-	71,26	0,10	0,00	38,40	0,08	0,00	37,28	0,20	0,00	17,58	0,90	0,00
f	118,73	0,30	2,40	73,61	7,00	0,60	83,15	1,30	0,60	78,48	13,40	0,60
$\theta' - \theta$	87,65	1,80	0,63	39,48	0,50	0,10	40,72	4,50	0,39	8,61	5,17	0,18
Caso 3												
V^+	-	30,40	0,03	-	30,40	0,03	-	28,30	0,03	18,05	15,00	0,01
V^-	26,34	6,50	0,01	24,52	6,50	0,01	26,01	6,10	0,01	10,64	4,10	0,02
f	78,49	9,00	1,20	50,86	6,00	0,06	36,42	3,50	0,06	18,66	9,00	0,00
$\theta' - \theta$	35,33	9,20	0,38	55,21	0,32	0,03	27,60	7,50	0,22	15,27	3,88	0,05
Caso 4												
V^+	28,28	0,14	0,00	40,20	0,07	0,00	29,69	0,25	0,00	17,07	0,55	0,00
V^-	26,19	0,08	0,00	30,30	0,12	0,00	28,35	0,20	0,00	15,37	1,20	0,00
f	79,34	0,20	0,00	95,35	6,20	1,80	92,77	1,00	0,60	96,72	9,00	1,80
$\theta' - \theta$	20,12	1,29	0,40	71,39	0,30	0,26	57,18	2,20	0,31	45,95	3,65	0,26
Case 5												
V^+	85,82	0,13	0,00	35,24	0,05	0,01	80,36	0,27	0,01	16,30	0,85	0,01
V^-	26,57	0,08	0,01	30,72	0,13	0,00	27,89	0,25	0,01	16,30	1,25	0,01
f	105,24	0,01	0,00	91,52	4,80	1,65	163,12	5,80	1,10	89,65	9,90	1,65
$\theta' - \theta$	80,65	1,25	0,20	67,22	0,31	0,47	101,78	3,02	0,20	78,77	4,45	0,19
Case 6												
V^+	91,19	0,11	0,00	37,37	0,09	0,01	82,85	0,30	0,01	17,06	0,90	0,01
V^-	23,67	0,08	0,02	31,39	0,15	0,01	25,03	0,23	0,02	20,03	1,35	0,02
f	110,55	0,01	0,00	98,37	4,80	1,65	166,04	5,80	1,10	97,24	9,90	1,65
$\theta' - \theta$	85,40	1,35	0,21	73,95	0,32	0,48	125,03	2,42	0,22	85,98	5,85	0,26

(*) Las unidades para el OV , SSE son $[V]$, $[Hz]$ y $[rad]$ de acuerdo al caso.

Apéndice B. Resultados experimentales de los algoritmos de sincronización.

A continuación se presentan los resultados experimentales de los algoritmos de sincronización durante los hundimientos de tensión de la Tabla 4 para los casos de distorsión armónica de 7,35% y 10,0%.

Figura 40. Resultados experimentales para Grupo I con THD = 7,35%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad]



Las Figuras 40 y 41 presentan los resultados de los algoritmos de sincronización para una THD = 7,35%. En éstas se puede observar la estimación de V^+ , V^- , la frecuencia y argumento fundamental de las tensiones. Adicionalmente, la Tabla 20 muestra los resultados de los criterios de comparación y desempeño. De manera similar, las Figuras 42 y 43 presentan los resultados de la estimación de los parámetros de la señal de tensión para una THD = 10,0%. También la Tabla 21 expone los resultados para los criterios comparación y desempeño de los algoritmos.

Al comparar las dos tablas de THD = 7,35% y 10,0% con la tabla de 13,23% (ver Tabla 8) se puede observar que poseen el mismo patrón o distribución de colores, lo cual indica que el rendimiento de los algoritmos se mantuvo en cada uno de los casos de THD. Por lo tanto, el análisis realizado a los algoritmos en el capítulo 2 se puede utilizar para estos dos casos de distorsión armónica.

De esta manera, se destaca el algoritmo de sincronización propuesto CDSC-TSSE por su tiempo de establecimiento, estabilidad y exactitud comparado con los otros algoritmos analizados. Estas características de rendimiento son de interés para aplicaciones como control de inversores de potencia, en los que se necesita de una rápida y estable sincronización ante fallas.

Figura 41. Resultados experimentales para Grupo II con THD = 7,35%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad]

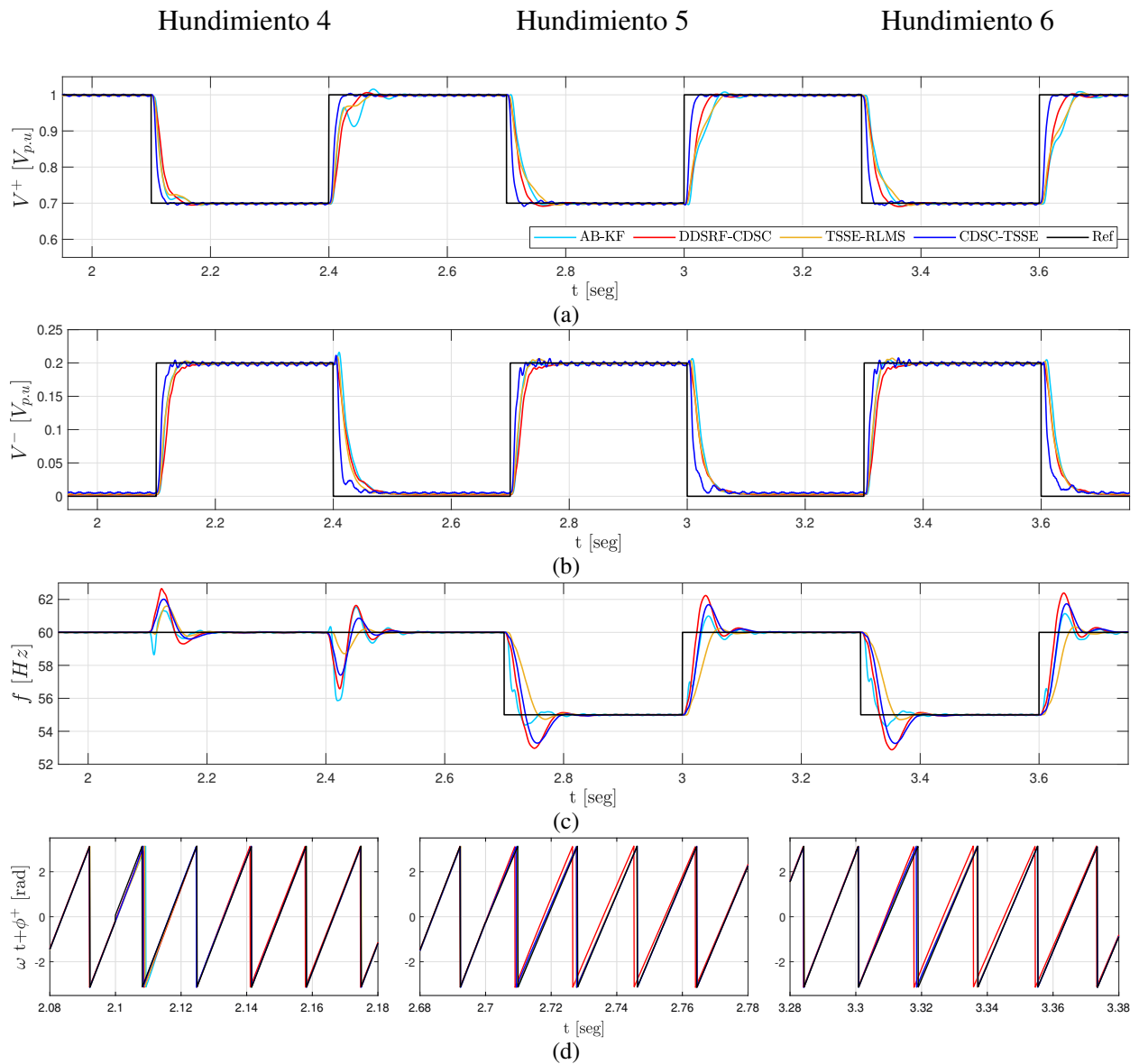


Tabla 20

Resultado experimental - Distorsión armónica THD - 7,35%

Algoritmo	AB-EKF			DDSRF-CDSC			TSSE-RLMS			CDSC-TSSE		
Parámetro	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*
Caso 1												
V^+	36,10	1,77	0,01	46,20	0,27	0,00	43,40	1,37	0,00	21,20	3,37	0,00
V^-	38,60	3,41	0,11	38,30	0,71	0,05	31,90	2,95	0,09	16,40	4,64	0,14
f	101,6	63,2	5,40	49,60	3,30	0,60	69,20	31,70	0,60	0,00	2,00	0,00
Caso 2												
V^+	59,20	2,41	0,03	45,10	1,11	0,00	42,40	2,02	0,00	20,50	4,59	0,00
V^-	62,40	2,66	0,00	39,90	1,25	0,00	37,30	2,17	0,00	19,50	3,90	0,00
f	102,1	37,90	1,80	60,50	12,80	0,60	35,00	34,90	0,60	78,80	14,90	0,00
Caso 3												
V^+	-	27,47	0,03	-	30,90	0,03	-	26,94	0,03	19,30	19,91	0,02
V^-	36,90	7,51	0,02	31,30	7,56	0,01	31,70	7,56	0,01	12,20	7,65	0,02
f	49,60	46,70	4,80	74,70	17,50	0,60	32,50	23,60	0,01	17,40	15,60	0,00
Caso 4												
V^+	27,80	2,93	0,01	38,90	1,57	0,00	48,40	2,31	0,00	18,50	4,51	0,00
V^-	29,30	2,50	0,00	31,80	1,48	0,00	28,70	2,04	0,00	16,37	4,61	0,00
f	73,70	58,10	1,20	89,50	18,70	2,40	76,90	28,30	1,20	98,20	16,60	1,80
Caso 5												
V^+	47,40	2,53	0,01	35,20	1,36	0,01	56,70	2,16	0,01	17,40	4,69	0,01
V^-	24,70	2,51	0,00	31,40	1,41	0,00	26,10	2,09	0,01	15,20	4,62	0,01
f	113,20	46,60	0,55	107,3	4,60	1,65	80,3	16,30	0,00	92,70	5,70	1,65
Caso 6												
V^+	49,40	0,98	0,01	35,80	0,57	0,01	57,80	1,16	0,00	17,80	3,28	0,01
V^-	25,70	2,51	0,00	31,90	1,41	0,00	26,10	2,09	0,01	16,20	4,62	0,01
f	106,20	42,20	0,55	109,30	4,10	1,65	82,60	18,80	0,00	92,70	6,70	1,10

(*) Las unidades para el OV , SSE son [V] y [Hz] de acuerdo al caso.

Figura 42. Resultados experimentales para Grupo I con THD = 10,00%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad]

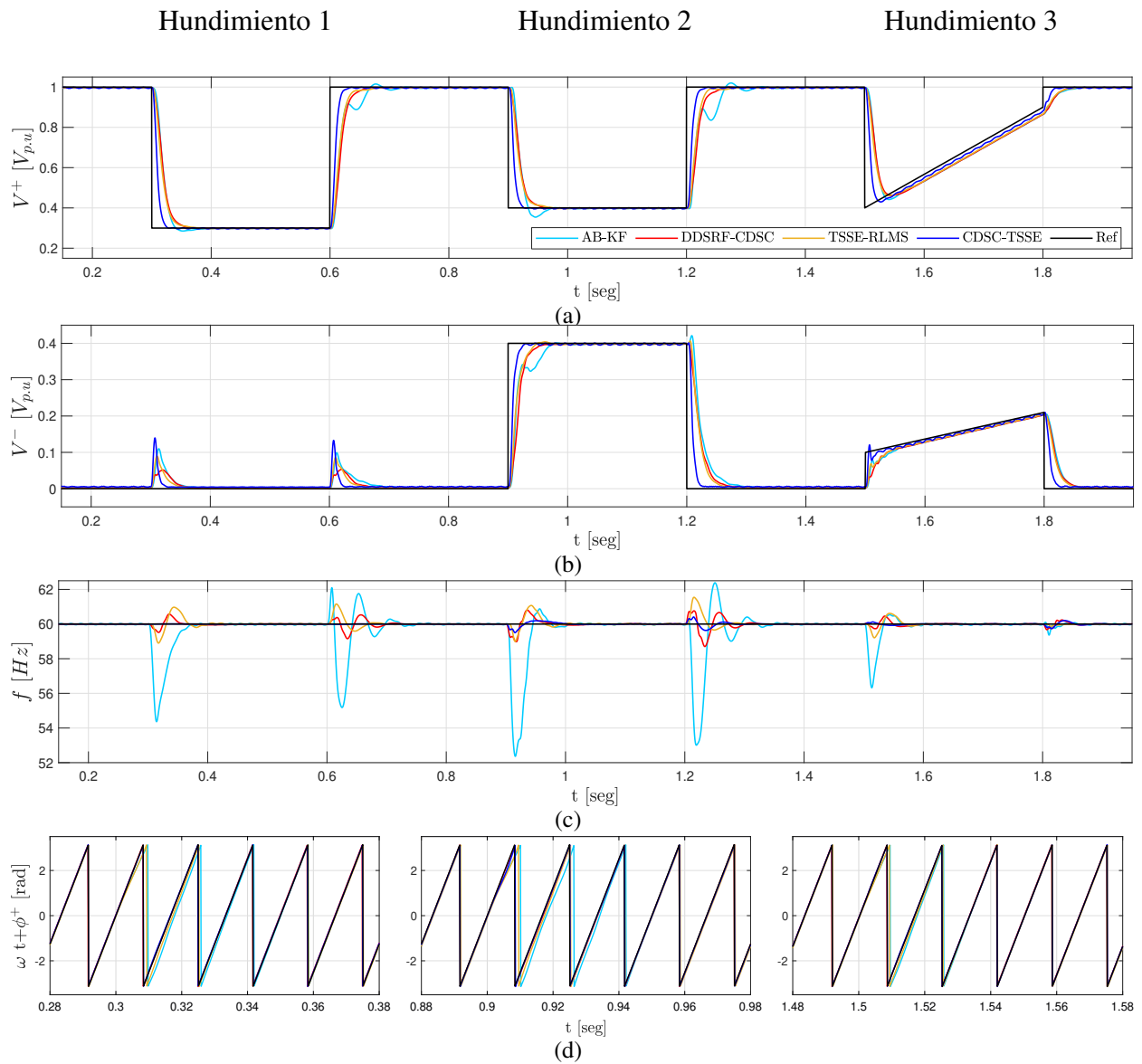


Figura 43. Resultados experimentales para Grupo II con THD = 10,00%. a) V^+ [V_{pu}] b) V^- [V_{pu}] c) f [Hz] d) θ' [rad]

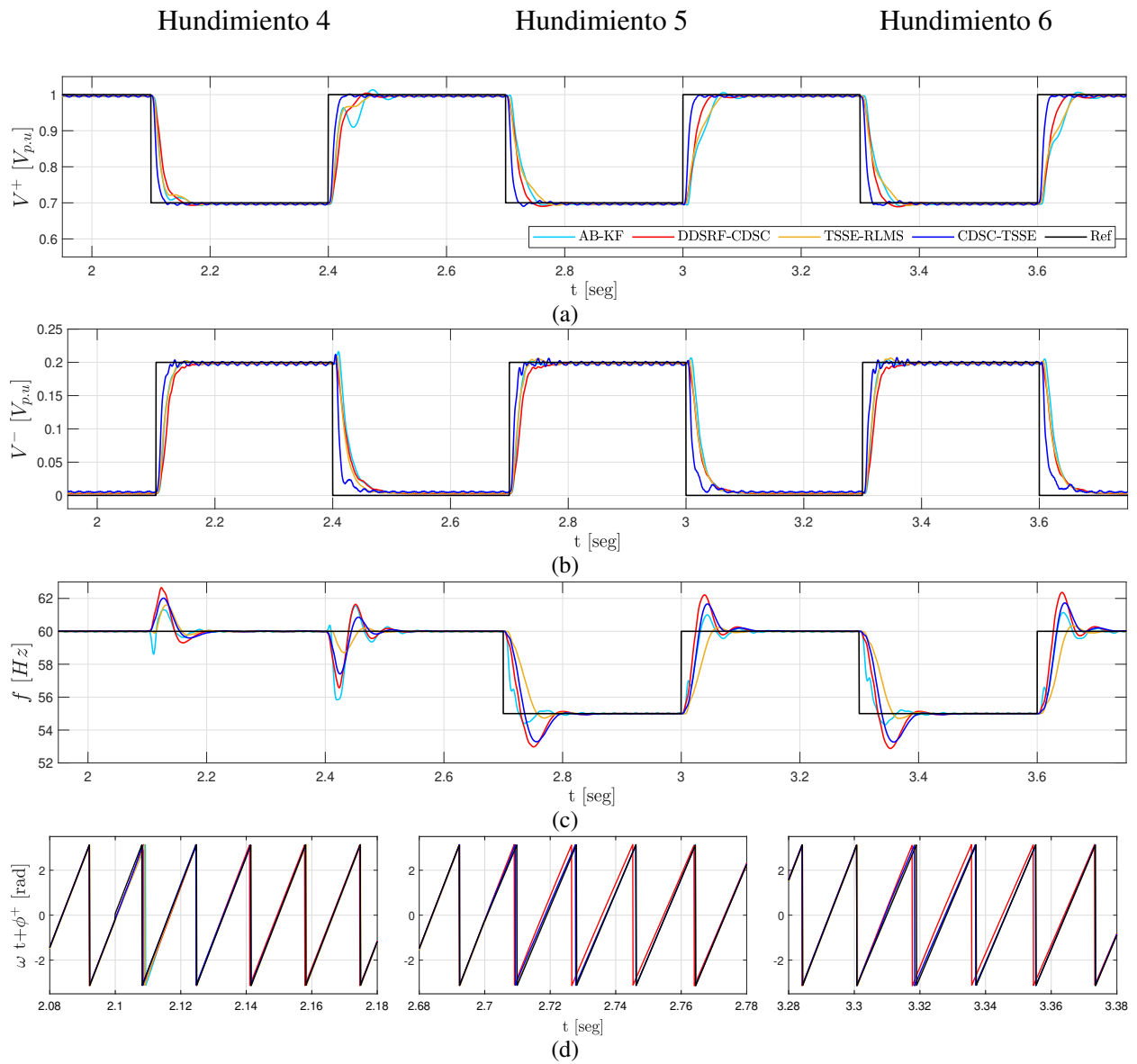


Tabla 21

Resultado experimental - Distorsión armónica THD - 10,00%

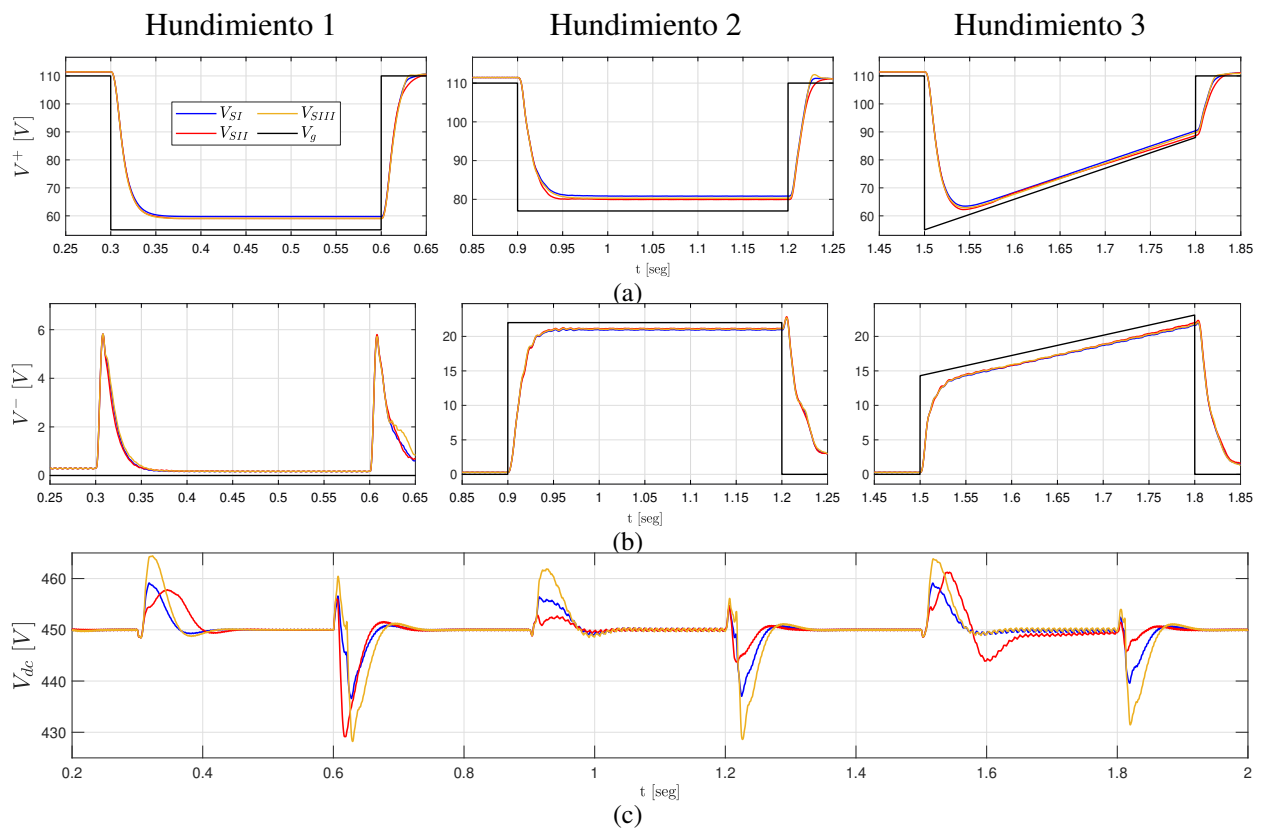
Algoritmo	AB-EKF			DDSRF-CDSC			TSSE-RLMS			CDSC-TSSE		
Parámetro	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*	t_s [ms]	SSE^* $\times 10^{-3}$	OS^*
Caso 1												
V^+	35,00	2,46	0,01	46,40	1,27	0,00	41,60	2,09	0,00	21,20	4,05	0,00
V^-	35,60	3,63	0,11	38,30	0,88	0,05	28,90	3,00	0,09	16,40	4,84	0,14
f	108,20	64,20	5,40	50,60	5,50	0,60	69,90	31,00	0,60	0,00	1,60	0,00
Caso 2												
V^+	60,30	3,30	0,04	44,80	2,01	0,00	39,60	3,04	0,00	20,50	4,83	0,00
V^-	62,40	3,73	0,00	38,90	2,20	0,00	35,30	3,25	0,00	19,50	4,90	0,00
f	101,80	58,60	7,20	61,40	12,10	0,60	35,70	32,90	0,60	79,20	16,40	0,60
Caso 3												
V^+	-	35,09	0,03	-	34,60	0,03	-	30,63	0,03	-	21,80	0,02
V^-	33,40	6,88	0,02	31,30	7,07	0,01	31,10	6,66	0,01	12,60	7,01	0,02
f	52,90	58,20	3,60	74,70	17,40	0,60	32,80	13,80	0,60	17,40	16,00	0,00
Caso 4												
V^+	24,80	4,12	0,01	38,90	3,05	0,00	29,00	3,88	0,00	18,50	5,84	0,00
V^-	25,30	3,01	0,00	30,80	1,95	0,00	28,70	2,55	0,00	17,10	4,82	0,00
f	74,00	55,30	1,20	89,90	16,90	2,40	77,20	27,00	0,60	93,30	13,50	1,80
Caso 5												
V^+	46,40	4,13	0,01	35,20	2,89	0,01	55,70	3,79	0,01	17,40	5,59	0,01
V^-	24,70	2,98	0,00	31,40	1,75	0,00	26,10	2,56	0,01	15,20	4,38	0,01
f	113,20	43,60	0,55	107,30	2,20	1,65	80,30	16,60	0,00	92,70	4,60	1,65
Caso 6												
V^+	47,70	4,13	0,01	35,40	2,89	0,01	56,70	3,79	0,01	17,80	5,59	0,01
V^-	25,00	2,89	0,00	32,00	1,59	0,00	26,20	2,37	0,01	16,20	4,46	0,01
f	106,20	42,20	0,55	109,30	3,40	1,65	82,60	16,60	0,00	92,70	4,90	1,10

(*) Las unidades para el OV , SSE son [V] y [Hz] de acuerdo al caso.

Apéndice C. Resultados del control del inversor para la THD 7,35%.

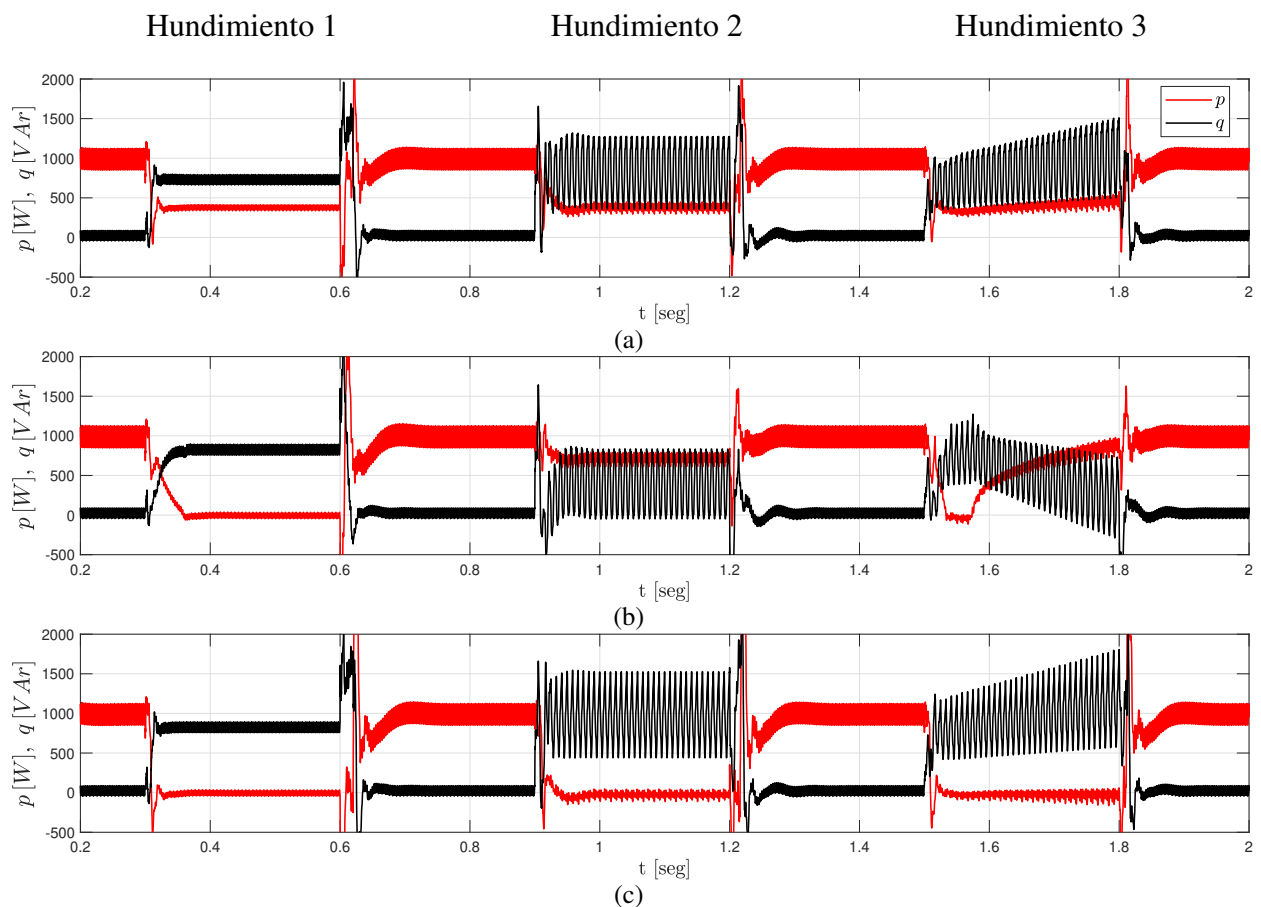
En este apéndice se presentan los resultados de simulación y experimentales del control del inversor en lazo cerrado para la THD de 7,35%. De esta manera, en la Figura 44 se muestran los resultados de simulación obtenidos para esta THD, se observa que el soporte de tensión en cada una de las estrategias es igual comparandolas con el caso sin distorsión armónica para la secuencia positiva y negativa durante los 3 hundimientos de tensión de la Tabla 10. Por otro lado, la potencia activa promedio entregada disminuye y la reactiva aumenta en cada una de las estrategias al incrementar la distorsión armónica.

Figura 44. Resultados de simulación - THD = 7,35%. a) Secuencia positiva b) Secuencia negativa c) Tensión bus-DC



En la Figura 45 se puede observar el rizo en las señales de potencia, este se debe a la distorsión armónica presente en las tensiones de la red y las corrientes inyectadas. No se debe confundir este rizo con las oscilaciones al doble de la frecuencia que posee la potencia reactiva durante tensiones desbalanceadas. La Figura 45(c) muestra la tensión del bus de DC sin oscilaciones al doble de la frecuencia durante los hundimientos de tensión 2 y 3. Además, la tensión DC no es afectada por la distorsión armónica.

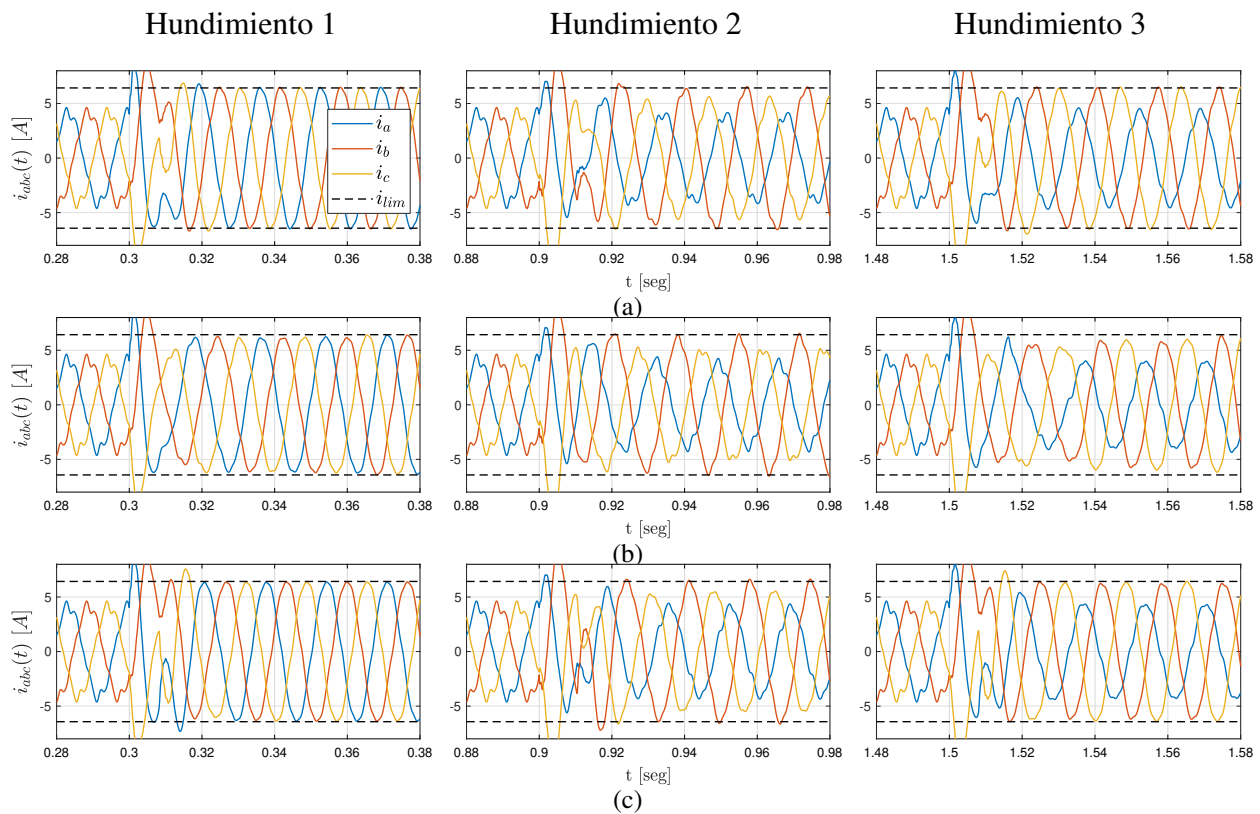
Figura 45. Resultados de simulación - THD = 7,35 %. a) Potencias SI b) Potencias SII c) Potencias SIII



La Figura 46 presenta las corrientes inyectadas a la red. Se muestra que la limitación de corriente se realiza correctamente por cada una de las estrategias. Además, la TRD en las corrientes

aumenta de acuerdo con la THD presente en la tensión de la red en cada una de las estrategias como se observó en la Tabla 13. Se debe resaltar que la distorsión armónica de las corrientes está dentro del límite de 10% permitido por la norma IEEE-519 para periodos de tiempo menores a 3 [seg], como se mencionó en el capítulo 3.

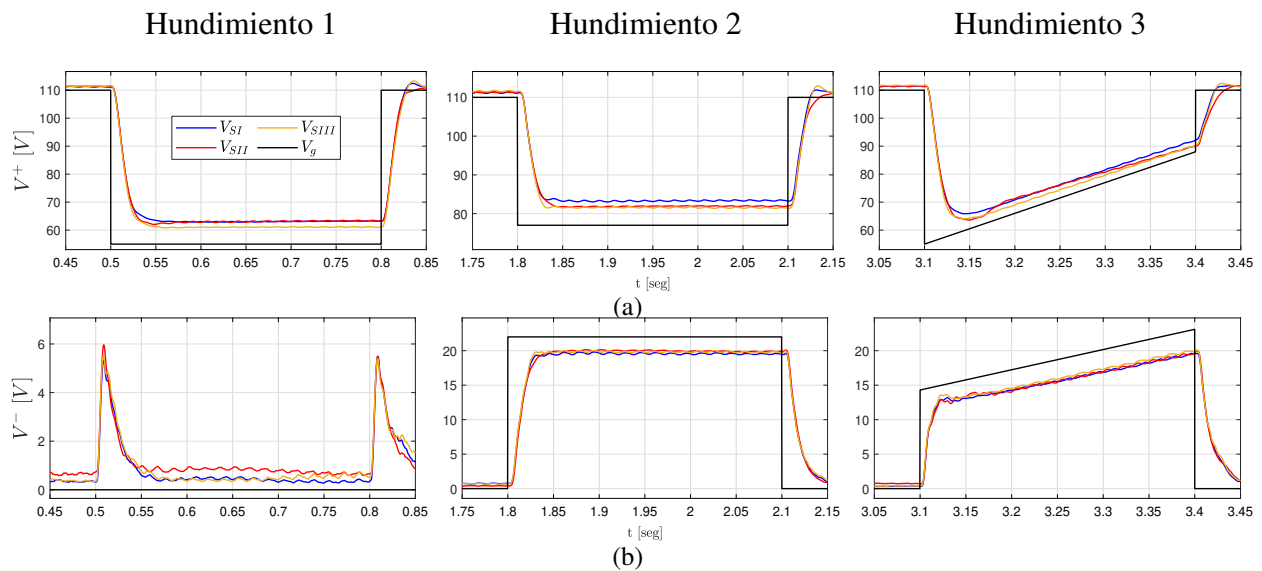
Figura 46. Resultados de simulación para la THD = 7,35%. Corrientes inyectadas: a) SI b) SII c) SIII.



Por otra parte, los resultados experimentales muestran que el comportamiento para la THD de 7,35% es similar a los resultados para la THD de 13,23% analizados en el capítulo 3. Por esta razón, estos resultados no se presentaron en el cuerpo del documento. Sin embargo, se analizan los resultados correspondientes a este caso de THD. De esta manera, las estrategias de control realizan el soporte de tensión tanto en la secuencia positiva como negativa. La estrategia SI realiza tiene un

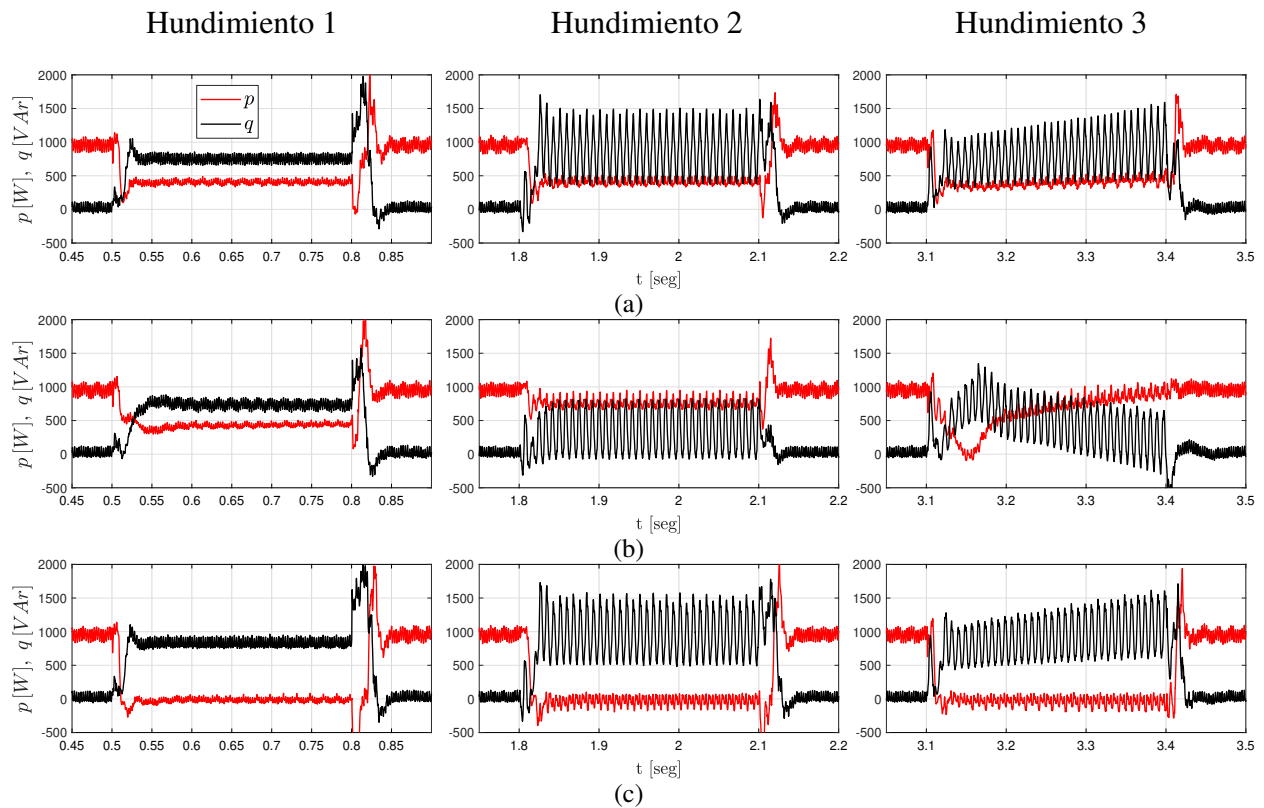
mejor soporte de tensión en la secuencia positiva y negativa que las estrategias SII y SIII durante todos los hundimientos. Durante el hundimiento 3 se midió el soporte como el cambio en la tensión de las secuencias positiva y negativa (ΔV^+ , ΔV^-), en las cuales la estrategia SI muestra un mayor soporte con 0,036 y 0,030 [V_{pu}] para la secuencia positiva y negativa, respectivamente.

Figura 47. Resultados experimentales - THD = 7,35 %. a) Secuencia positiva b) Secuencia negativa



La Figura 48 corresponde con la inyección de potencia activa y reactiva de las estrategias, las cuales poseen un rizo debido a la distorsión armónica de la red. Las potencias durante el primer hundimiento no presentan oscilaciones debido a que es una falla equilibrada. En los hundimientos 2 y 3 se presentan oscilaciones en la potencia reactiva al doble de la frecuencia fundamental. En los 3 escenarios de hundimientos de tensión se observa que la potencia activa inyectada fue menor a la generada, esta diferencia fue regulada por la fuente DC.

Figura 48. Resultados experimentales - THD = 7,35 %. a) Potencias SI b) Potencias SII c) Potencias SIII.



Por otro lado, la Figura 49 muestra las corrientes inyectadas por cada estrategia durante los hundimientos de tensión. Se puede observar que la limitación de corriente es llevada alrededor del valor nominal 6,428 [A]. Por último, como se concluyó en el capítulo 3, la TRD de las corrientes inyectadas está dentro de los límites de distorsión armónica del estándar IEEE 519-2018.

Figura 49. Resultados experimentales - THD = 7,35%. Corrientes inyectadas a) SI b) SII c) SIII.

