



**UNIVERSIDAD MICHOACANA DE
SAN NICOLÁS DE HIDALGO**

**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO DE LA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**DESARROLLO DE SISTEMAS DE CONTROL PARA
INVERSORES TRIFÁSICOS BASADO EN MODOS
DESLIZANTES Y UNA PLATAFORMA “HARDWARE-IN-
THE-LOOP”**

TESIS

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

PRESENTA

GILBERTO SUÁREZ CAMARGO

DIRECTOR DE TESIS

DR. NORBERTO GARCÍA BARRIGA

CO-DIRECTOR DE TESIS

DR. FERNANDO ORNELAS TÉLLEZ

MORELIA, MICHOACÁN, AGOSTO DE 2017





DESARROLLO DE SISTEMAS DE CONTROL PARA INVERSORES TRIFÁSICOS BASADO EN MODOS DESLIZANTES Y UNA PLATAFORMA "HARDWARE-IN-THE-LOOP"

Los Miembros del Jurado de Examen de Grado aprueban la Tesis de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica de *Gilberto Suárez Camargo*

Dr. Roberto Tapia Sánchez
Presidente del Jurado

Dr. Norberto García Barriga
Director de Tesis

Dr. Fernando Ornelas Téllez
Co-director

Dra. Elisa Espinosa Juárez
Vocal

Dr. Edgar Lenymirko Moreno Goytia
Revisor Externo (ITM)

Dr. Félix Calderón Solorio
Jefe de la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica. UMSNH
(Por reconocimiento de firmas)

**DESARROLLO DE SISTEMAS DE CONTROL PARA
INVERSORES TRIFÁSICOS BASADO EN MODOS
DESLIZANTES Y UNA PLATAFORMA
"HARDWARE-IN-THE-LOOP"**

TESIS

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

presenta

Gilberto Suárez Camargo

Norberto García Barriga

Director de Tesis

Fernando Ornelas Téllez

Co-Director de Tesis

Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo

Agosto 2017

Dedicatoria

A mis padres Marcelino Suárez Suárez y Flora Camargo Rogelio por su comprensión y apoyo en todo momento de mi formación universitaria. A mis hermanos Ma. de los Ángeles Suárez Camargo, David Suárez Camargo, Fermín Suárez Camargo y Cristina Suárez Camargo por el apoyo y confianza que me brindaron.

Agradecimientos

- *Agradezco a Dios por todo lo bueno que me ha otorgado en la vida y la fortaleza que me da para seguir adelante.*
 - *Agradezco a mi asesor de tesis el Dr. Norberto García Barriga por la confianza puesta en mí y por su apoyo incondicional durante el desarrollo de este proyecto.*
 - *Agradezco a mi co-asesor de tesis el Dr. Fernando Ornelas Téllez por su valiosa colaboración en el desarrollo de este proyecto.*
- *Agradezco a la institución la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo por la oportunidad brindada, para el cumplimiento de este proyecto y completar mi formación académica.*
- *Agradezco a mis compañeros Salvador Álvarez, Juan L. Rosas, Carlos Fulgencio, Ricardo Cortes, Febe J. Zavala y Macario Zavala, por su apoyo brindado.*

Resumen

En este trabajo se presenta el desarrollo de un sistema de control basado en modos deslizantes para un inversor trifásico fuente de voltaje (IFV) de dos niveles conectado a la red eléctrica usando una plataforma de simulación "Hardware-in-the-Loop" (HIL). El propósito de los algoritmos propuestos es proporcionar un mayor rango de trabajo y robustez al inversor ante la presencia de diferentes perturbaciones presentes en la red eléctrica, tales como depresiones de voltaje o contaminación con armónicos.

El sistema a controlar es constituido por el inversor trifásico conectado a la red eléctrica a través de un elemento de acoplamiento RL y una fuente de voltaje de corriente continua, la cual se considera ideal. El sistema es desarrollado en la plataforma de simulación HIL400 de Typhoon, mientras que el algoritmo bajo prueba se ejecuta en el procesador digital de señales (PDS) TMS 320F2808 de Texas Instrument. Las simulaciones "Hardware-in-the-Loop" permiten diseño y desarrollo de prototipos de sistemas de potencia de forma rápida y comprobación y depuración de los controles propuestos bajo un ambiente controlado y seguro.

El control del inversor trifásico de potencia se lleva a cabo mediante el uso de técnicas tradicionales tales como el control proporcional-integral (PI), dando resultados satisfactorios, como es el caso del seguimiento de referencias constantes con condiciones balanceadas en la fuente trifásica. Sin embargo, actualmente existe la tendencia de aplicar técnicas novedosas de control no lineal que proporcionen mayor robustez ante perturbaciones externas y permiten el seguimiento de referencias variantes en el tiempo. El esquema de control adoptado en esta tesis es el control de modos deslizantes (MD) y control Super-Twisting (ST), los cuales son comparados respecto de un control PI con el fin de comprobar su desempeño.

Los controladores de MD y ST proporcionan robustez ya que son un esquema de control inmune a perturbaciones externas, tales como, cambios bruscos en las referencias, impulsos y ruido, y a variaciones internas de la planta, tales como dinámicas no modeladas de la planta. Para facilitar el diseño del sistema de control, se realiza la transformación del sistema del marco de referencia abc al marco de referencia $dq0$, ya que esto permite trabajar con estados invariantes en el tiempo (estados continuos) en lugar de estados variantes en el tiempo (estados alternos). El control consiste básicamente de un lazo de retroalimentación

de corriente en el marco de referencia $dq0$. El esquema de modulación adoptado en este trabajo es la modulación vector de espacio PWM (VEPWM). Los controles propuestos son evaluados bajo diferentes condiciones de la red eléctrica. Los experimentos propuestos incluyen depresiones de voltaje y pruebas de contaminación armónica en la red trifásica.

La aportación de este trabajo es la implementación de un algoritmo de modos deslizantes de orden superior de tipo Super-Twisting para un inversor trifásico en un esquema de simulación "Hardware-in-the-Loop". Los resultados de los experimentos realizados en esta tesis indican que el control basado en modos deslizantes de orden superior del tipo "Super-Twisting" ofrecen ventajas importantes respecto al control de modos deslizantes de primer orden o el control convencional PI.

Palabras clave: Control, Modos Deslizantes, Super-twisting, Hardware-in-the-Loop, inversor trifásico, modulación vector de espacio.

Abstract

This work presents the development a control system based on sliding modes for a three-phase voltage source inverter (VSI) connected to the grid using a simulation platform "Hardware-in-the-Loop" (HIL). The purpose of the proposed algorithms is to provide a greater working range and robustness to the inverter in the presence of different disturbances present in the electrical network, such as voltage depressions or contamination with harmonics.

The system to be controlled is constituted by the three-phase inverter connected to the electrical network through a coupling element RL and a DC voltage source, which is considered ideal. The system is developed using the Typhoon HIL400 simulation platform, while the control algorithm under test is loaded on the Texas Instrument TMS 320F2808 Digital Signal Processor (DSP). The "Hardware-in-the-Loop" simulations allow design and development of power system prototypes quickly and verification and debugging of the proposed controls under a controlled and secure environment.

The three-phase power inverter control is carried out using traditional techniques such as proportional-integral control (PI), giving satisfactory results, such as the tracking of constant references with balanced conditions in the three-phase source. However, there is currently a tendency to apply new techniques of non-linear control that provide greater robustness to external perturbations and allow the tracking of variant references in time. The control scheme adopted in this thesis is the control of sliding modes (SM) and Super-Twisting (ST) control, which are compared with a PI control in order to verify their performance.

The SM and ST controllers provide robustness as they are a control scheme immune to external disturbances, such as sudden changes in reference, pulse and noise, and internal variations of the plant, such as non-modeled plant dynamics. In order to facilitate the design of the control system, the transformation of the abc framework frame to the $dq0$ frame of reference is done, since this allows working with time-invariant states (continuous states) instead of time-variant states (alternate states). The control basically consists of a current feedback loop in the $dq0$ frame. The modulation scheme adopted in this work is the space vector PWM modulation (SVPWM). The proposed controls are evaluated under different conditions of the electrical network. The proposed experiments include voltage sags and

harmonic contamination tests in the three-phase network.

The contribution of this work is the implementation of a Super-Twisting type super-sliding mode algorithm for a three-phase inverter in a "Hardware-in-the-Loop" simulation scheme. The results of the experiments performed in this thesis indicate that the control based on high order sliding mode, "super-Twisting" offer important advantages over the control of first order sliding modes or the conventional PI control.

Index Terms: Control, Sliding Modes, Super-twisting, Hardware-in-the-Loop, three-phase inverter, space vector modulation.

Contenido

Resumen	VII
Abstract	IX
Contenido	XI
Lista de Figuras	XV
Lista de Tablas	XXI
Lista de Símbolos y Acrónimos	XXIII
Lista de Publicaciones	XXV
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	3
1.2. Justificación	7
1.3. Objetivos	8
1.3.1. Objetivos particulares	8
1.4. Metodología	9
1.5. Aportaciones	10
1.6. Descripción de Capítulos	10
2. El inversor trifásico y su modelado de simulación	11
2.1. Inversor trifásico	11
2.2. Topologías de inversores	12
2.3. Modulación de Ancho de Pulso Senoidal (SPWM)	15
2.4. Modulación de Ancho de Pulso de Vector de Espacio (VEPWM)	17
2.5. Modelo del inversor trifásico conectado a la red	23
2.6. Módulo de sincronización con la red eléctrica: lazo de fase anclado PLL	28
2.7. Sumario	30
3. Sistemas de control de modos deslizantes	33
3.1. Control Proporcional-Integral	34
3.2. Control de Modos Deslizantes	35
3.2.1. Modos deslizantes aplicado al inversor trifásico	39
3.3. Modos deslizantes de 2 ^o orden: técnica de Super-Twisting	42
3.3.1. Análisis y estabilidad del control Super-Twisting	43
3.4. Sumario	47

4. Implementación en la plataforma "Hardware-in-the-Loop"	49
4.1. Construcción del modelo de simulación	51
4.1.1. Modelo del inversor	53
4.1.2. Método de simulación	54
4.2. Implementación del control en el PDS	54
4.3. Sumario	58
5. Casos de estudio	59
5.1. Pruebas con la fuente balanceada	65
5.1.1. Pruebas de seguimiento de referencia constante con una fuente trifásica balanceada	65
5.1.2. Pruebas de seguimiento a cambios de referencia con una fuente trifásica balanceada	70
5.1.3. Distorsión armónica y desbalance en las corrientes de fase con la fuente balanceada	72
5.2. Depresión de voltaje tipo A	74
5.2.1. Pruebas de seguimiento de referencia constante con depresión de voltaje tipo A	74
5.2.2. Pruebas de seguimiento a cambios de referencia con depresión de voltaje tipo A	76
5.2.3. Distorsión armónica y desbalance en las corrientes de fase con depresión de voltaje tipo A	78
5.3. Depresión de voltaje tipo B	82
5.3.1. Pruebas de seguimiento de referencia constante con depresión de voltaje tipo B	82
5.3.2. Pruebas de seguimiento a cambios de referencia con depresión de voltaje tipo B	84
5.3.3. Distorsión armónica y desbalance en las corrientes de fase con depresión de voltaje tipo B	88
5.4. Depresión de voltaje tipo C	90
5.4.1. Pruebas de seguimiento de referencia constante con depresión de voltaje tipo C	90
5.4.2. Pruebas de seguimiento a cambios de referencia con depresión de voltaje tipo C	90
5.4.3. Distorsión armónica y desbalance en las corrientes de fase con depresión de voltaje tipo C	93
5.5. Depresión de voltaje tipo D	97
5.5.1. Pruebas de seguimiento de referencia constante ante depresiones de voltaje tipo D	97
5.5.2. Pruebas de seguimiento a cambios de referencia con depresión de voltaje tipo D	99
5.5.3. Distorsión armónica y desbalance en las corrientes de fase con depresión de voltaje tipo D	104
5.6. Contaminación armónica	106

5.6.1.	Pruebas de seguimiento de referencia constante con contaminación de armónicos	106
5.6.2.	Pruebas de seguimiento a cambios de referencia con contaminación de armónicos	106
5.6.3.	Distorsión armónica y desbalance en las corrientes de fase con contaminación de armónicos	109
5.7.	Discusión	114
5.7.1.	Efecto del desbalance de voltaje y contaminación armónica en el desempeño de los controles	114
5.7.2.	Análisis de los resultados	121
5.7.3.	Cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE-1159	126
5.8.	Conclusiones	135
6.	Conclusiones	137
6.1.	Conclusiones generales	137
6.2.	Trabajos futuros	139
A.	Sistema de referencia	141
A.1.	Transformada Clarke	141
A.2.	Transformada dq0	143
B.	Desacoplamiento del IFV en el marco rotatorio dq0	147
C.	Valores utilizados en la simulación "Hardware-in-the-Loop" y algoritmos de control	151
D.	Características de la plataforma de simulación en tiempo real y la tarjeta DSP	155
D.1.	Tarjeta TI Docking Station	156
D.1.1.	Conector DIM100 para la tarjeta de control	158
D.2.	Código de los algoritmos de control implementados en el PDS	159
E.	Conceptos de la calidad de la energía	163
F.	Calculo de porcentaje de distorsión armónica total, distorsión de demanda total y desbalance de voltaje	169
F.1.	Distorsión armónica total	169
F.2.	Distorsión total de demanda	170
F.3.	Desbalance de voltajes y corrientes	171
F.3.1.	Componentes simétricas	171
Referencias		173

Lista de Figuras

1.1.	Presencia de la electrónica de potencia en la red eléctrica inteligente	2
2.1.	Convertidor inversor fuente de voltaje de 2 niveles.	13
2.2.	Topologías de los convertidores: a).- de diodo anclado de 3 niveles y b).- fase A de un convertidor de diodo anclado de 5 niveles.	13
2.3.	Esquema de una fase del convertidor con capacitor anclado de 5 niveles. . .	15
2.4.	Método de modulación seno-PWM trifásico.	16
2.5.	Topología del inversor trifásico conectado a una carga en estrella.	17
2.6.	Vector de espacio: a).- Representación rectangular y b).- Representación polar.	19
2.7.	Vector de referencia y los vectores activos en el sector K	21
2.8.	Distribución de los ciclos de trabajo sobre un periodo PWM.	22
2.9.	Señales de referencia generadas por la modulación VEPWM.	23
2.10.	Representación simplificada del IFV conectado a la red trifásica a).- Representación de circuito en el marco de referencia $dq0$ b).- Representación de las variables en el marco de referencia $dq0$	24
2.11.	Representación eléctrica del inversor conectado a la red	24
2.12.	Diagrama de bloques del acoplamiento del sistema.	29
2.13.	Estructura del lazo de control con desacoplamiento de términos cruzados. .	29
2.14.	Diagrama de bloques del módulo de sincronización.	30
3.1.	Diagrama de bloques del controlador PI.	34
3.2.	Fenómeno de "chattering": a).- Movimiento deslizante real y b).- Movimiento deslizante ideal.	36
3.3.	Trayectorias de los estados en el plano de fase	39
3.4.	Trayectorias de modos deslizantes de segundo orden.	43
3.5.	Trayectorias sobre el plano de fase del algoritmo ST.	43
3.6.	Diagrama esquemático de: a).- Control PI y b).- Control ST.	44
4.1.	Flujo de comunicación.	50
4.2.	Diagrama de simulación en la plataforma HIL a).- Sistema eléctrico simulado en el simulador en tiempo real y b).- Diagrama del algoritmo del lazo de control implementado en el procesador digital de señales.	51
4.3.	Ambiente de desarrollo de Typhoon.	52
4.4.	Componente del convertidor trifásico y el cuadro de configuración.	53

4.5. Diagrama de flujo del sistema de control implementado en el PDS.	55
4.6. Diagrama de flujo de la rutina de control ejecutada por interrupciones.	57
5.1. Sistema de simulación HIL.	60
5.2. Flujo de datos de la simulación HIL.	60
5.3. Casos de estudio implementados en esta tesis.	61
5.4. Seguimiento de referencia constante en el marco de referencia $dq0$ con la fuente trifásica balanceada: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	66
5.5. Señal de control del lazo de corriente con la fuente balanceada: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	67
5.6. Señal de error en el seguimiento de la corriente de referencia con la fuente balanceada: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	69
5.7. Forma de onda de la función $\text{sign}()$ y superficie deslizante.	70
5.8. Seguimiento de cambio de referencia en la corriente $dq0$ con una fuente balanceada: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	71
5.9. Corrientes trifásicas en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1A, 1A)$ obtenidas con la fuente balanceada: a).- control PI, b).- control MD y c).- control ST.	73
5.10. Seguimiento de referencia constante en el marco de referencia dq con depresiones de voltaje tipo A: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	75
5.11. Seguimiento de la corriente a cambio de referencia en el marco de referencia dq ante una depresión de 10 % de tipo A: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	77
5.12. Seguimiento de la corriente a cambio de referencia en el marco de referencia dq ante una depresión de 25 % de tipo A: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	79
5.13. Seguimiento de la corriente a cambio de referencia en el marco de referencia dq ante una depresión de 50 % de tipo A: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	80
5.14. Gráficas de corrientes trifásicas en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1A, 1A)$ obtenidas ante una depresión de voltaje de 10 % tipo A: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	81
5.15. Seguimiento de referencia constante en el marco de referencia dq ante depresiones de voltaje tipo B con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	83
5.16. Seguimiento de la corriente a cambio de referencia en el marco de referencia dq con una depresión de voltaje de 5 % de tipo B con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	85
5.17. Seguimiento de la corriente a cambio de referencia en el marco de referencia dq con una depresión de voltaje de 10 % de tipo B con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	86

5.18. Seguimiento de la corriente a cambio de referencia en el marco de referencia dq con una depresión de voltaje de 15 % de tipo B con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	87
5.19. Corrientes trifásica en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1A, 1A)$ con una depresión de voltaje tipo B de 5 %: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	89
5.20. Seguimiento de referencia constante en el marco de referencia dq con depresión de voltaje tipo C con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	91
5.21. Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq con depresión de voltaje de 5 % de tipo C con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	92
5.22. Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq con depresión de voltaje de 10 % de tipo C con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	94
5.23. Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq con depresión de voltaje de 15 % de tipo C con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	95
5.24. Señales de corrientes trifásicas ante depresiones de tipo C: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	96
5.25. Seguimiento de referencia constante en el marco de referencia dq ante depresiones de voltaje tipo D con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	98
5.26. Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq con una depresión de voltaje de 5 % de tipo D con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	100
5.27. Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq con una depresión de voltaje de 10 % de tipo D con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	102
5.28. Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq con una depresión de voltaje de 15 % de tipo D con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	103
5.29. Señales de corrientes trifásicas con una depresión de voltaje de tipo D: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	105
5.30. Seguimiento de referencia constante en el marco de referencia dq ante contaminación de armónicos con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	107
5.31. Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq ante contaminación armónica del 5 % con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	108
5.32. Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq ante contaminación armónica del 10 % con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	110

5.33. Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq ante contaminación armónica del 15 % con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	111
5.34. Señales de corrientes trifásica en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1, 1)$ obtenidas ante contaminación de armónicos de 5 %: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	112
5.35. Voltajes de la red eléctrica en el marco dq y desempeño del módulo de sincronización PLL con depresiones de voltaje tipo A de: a).- 10 %, b).- 25 % y c).- 50 %.	116
5.36. Voltajes de la red eléctrica en el marco dq y desempeño del módulo de sincronización PLL con depresiones de voltaje B de: a).- 5 %, b).- 10 % y c).- 15 %.	117
5.37. Voltajes de la red eléctrica en el marco dq y desempeño del módulo de sincronización PLL con depresiones de voltaje C de: a).- 5 %, b).- 10 % y c).- 15 %.	118
5.38. Voltajes de la red eléctrica en el marco dq y desempeño del módulo de sincronización PLL con depresiones de voltaje tipo D de: a).- 5 %, b).- 10 % y c).- 15 %.	119
5.39. Voltajes de la red eléctrica en el marco dq y desempeño del módulo de sincronización PLL con contaminación armónica de: a).- 5 %, b).- 10 % y c).- 15 %.	120
5.40. Acercamiento sobre el intervalo de tiempo de $(0, 0.02)$ del seguimiento de la corriente en el marco de referencia dq con depresión de voltaje tipo C de 15 % con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	122
5.41. Acercamiento sobre el intervalo de tiempo de $(0, 0.02)$ del seguimiento de la corriente en el marco de referencia dq con contaminación armónica del 15 % con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.	123
A.1. Marco de referencia $\alpha\beta 0$	142
A.2. Marco de referencia $dq0$	144
A.3. Voltajes de la red trifásica: a).- Marco de referencia abc , c).- Marco de referencia $\alpha\beta 0$, y c).- Marco de referencia $dq0$	146
B.1. Esquema del sistema IFV conectado a la red desacoplado	148
B.2. Esquema de desacoplamiento del sistema	148
B.3. Diagrama de bloques del controlador PI	149
D.1. Tarjeta de interface para el PDS y el emulador HIL.	157
D.2. Diagrama de bloques de la tarjeta de interconexión "Doking Station".	158
D.3. Tarjeta de control TMS320F2808.	159
D.4. Algoritmo del control PI implementado en Code Composer Studio.	160
D.5. Algoritmo del control de MD implementado en Code Composer Studio.	161
D.6. Algoritmo del control ST implementado en Code Composer Studio.	162
E.1. Tipos de depresiones de voltaje en la red trifásica	167

E.2. Forma de las ecuaciones de cada uno de los tipos de depresiones de voltaje.	167
--	-----

Lista de Tablas

2.1.	Voltajes de fase a neutro y de fase a punto neutro a la salida del inversor. . .	18
2.2.	Vectores de espacio posibles para el inversor trifásico.	19
4.1.	Opciones de configuración para la simulación del sistema.	54
5.1.	Nivel de distorsión armónica	63
5.2.	Escenarios de pruebas de seguimientos de referencia constante ante fenómenos de la calidad de la energía.	64
5.3.	Intervalos de tiempo de simulación para cada una de las referencias de corriente.	64
5.4.	Potencia activa y reactiva en cada uno de los puntos de operación indicados.	72
5.5.	Porcentaje de distorsión armónica y desbalance de corrientes con la fuente trifásica balanceada.	74
5.6.	Porcentaje de distorsión armónica y porcentaje de desbalance de corrientes con depresión de voltaje tipo A en la red trifásica.	78
5.7.	Porcentaje de distorsión armónica y porcentaje de desbalance de corrientes con una depresión de voltaje tipo B en la red trifásica.	88
5.8.	Porcentaje de distorsión armónica y porcentaje de desbalance de corrientes con depresión de voltaje tipo C en la red trifásica	97
5.9.	Porcentaje de distorsión armónica y porcentaje de desbalance de corrientes con depresión de voltaje tipo D en la red trifásica.	104
5.10.	Porcentaje de distorsión armónica y porcentaje de desbalance de corrientes con contaminación de armónicos en la red trifásica.	113
5.11.	Porcentaje de distorsión armónica y porcentaje de desbalance de corrientes de fase obtenidas en el punto de operación $i_d = -1A$ e $i_q = 1A$ con cada uno de controles en los diferentes escenarios de prueba.	114
5.12.	Cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE1159 para el caso base con la fuente balanceada.	128
5.13.	Cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE1159 para el caso de depresión de voltaje tipo A.	129
5.14.	Cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE1159 para el caso de depresión de voltaje tipo B.	131
5.15.	Cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE1159 para el caso de depresión de voltaje tipo C.	132

5.16. Cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE1159 para el caso de depresión de voltaje tipo D.	133
5.17. Cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE1159 para el caso de contaminación armónica.	134
C.1. Configuración para la simulación del sistema.	151
C.2. Valores de los parámetros del sistema utilizados en la simulación HIL	152
C.3. Ganancias utilizadas en los controladores PI, MD y ST.	152
C.4. Valores de la magnitud de voltaje utilizados para la simulación de depresiones de voltaje tipo A.	153
C.5. Valores de voltaje utilizados para la simulación de depresiones de voltaje tipo B.	153
C.6. Valores de voltaje utilizados para la simulación de depresiones de voltaje tipo C.	153
C.7. Valores de voltaje utilizados para la simulación de depresiones de voltaje tipo D.	154
C.8. Valores de voltaje de las componentes de 5 ^a y 7 ^a utilizados en las simulaciones de contaminación armónica.	154
C.9. Valores base utilizados en el PDS por el código de control.	154
D.2. Características técnicas de la tarjeta de control TMS320F2808.	155
D.1. Características técnicas de la plataforma de simulación HIL400.	156
E.1. Categorías y características de los fenómenos electromagnéticos en los sistemas de potencia.	165
E.2. Límites de distorsión en el voltaje.	166
F.1. Límites de distorsión de corriente para un sistema de distribución general (120v hasta 69kV).	170
F.2. Límites de distorsión de corriente para un sistema de distribución general (69.001kV hasta 161kV).	171
F.3. Límites de distorsión de corriente para un sistema de distribución general (>161kV).	171

Lista de Símbolos y Acrónimos

IFV	Inversor Fuente de Voltaje.
HIL	Hardware-in-the-Loop.
PWM	Modulación de Ancho de Pulso.
VEPWM	Modulación de Ancho de Pulso Vector de Espacio.
SPWM	Modulación Seno de Ancho de Pulso.
PDS	Procesador Digital de Señales.
PI	Proporcional-Integral.
MD	Modos Deslizantes.
ST	Super-Twisting.
CC	Corriente Continua.
CA	Corriente Alterna.
%THD	Porcentaje de Distorsión Armónica Total.
%K	Porcentaje de Desbalance.
FPGA	Arreglo de Puertas de Campos-Programables.
SISO	Simple Entrada Simple Salida.
MIMO	Múltiple Entrada Múltiple Salida.
V_α	Voltaje alfa.
V_β	Voltaje beta.
V_d	Voltaje en el eje d .
V_q	Voltaje en el eje q .
K_p	Ganancia proporcional.
K_i	Ganancia integral.
M_d	Ganancia deslizante en el eje d .
M_q	Ganancia deslizante en el eje q .
c_d	Ganancia ST en el eje d .
c_q	Ganancia ST en el eje q .
b_d	Ganancia integral ST en el eje d .
b_q	Ganancia integral ST en el eje q .

Lista de Publicaciones

- G. Suárez y N. García, "Hardware-in-the-loop simulation of three-phase grid-tied inverters for AC level 3 charging stations", *en la memoria del "Simposio Nacional de Vehículos Eléctricos" (SIMNAVE2016)*, Abril 2016
- G. Suárez, N. García. y F. Ornelas, "Real-Time Hardware-in-the-Loop simulation of a Sliding Mode Controller for three-phase inverters", *en la memoria del "Electric Vehicles International Symposium" (EVIS2017)*, Abril 2017.

Capítulo 1

Introducción

La generación de energía de forma distribuida ha venido en aumento debido a razones ambientales, económicas y técnicas. La generación distribuida o descentralizada es usada para proporcionar una alternativa a las centrales tradicionales de generación eléctrica. Una gran cantidad de esta generación descentralizada es generada a través de fuentes de energía alterna tales como: energía geotérmica, generación fotovoltaica o generadores de energía eólica. Los convertidores de electrónica de potencia son un elemento importante para la integración de la energía proveniente de fuentes renovables hacia la red eléctrica inteligente [Q. Ch. Zhong13], ya que el inversor es un elemento que permite controlar frecuencia y voltaje. Además, provee flexibilidad para realizar funciones de sincronización con la red eléctrica y control de flujo de potencia en ambas direcciones.

El concepto de redes inteligentes ha sido introducido a los sistemas de potencia para proveer una mejora en la calidad de suministro y la operación del sistema, incorporando tecnología digital avanzada para reducir el impacto de los sistemas de potencia al medio ambiente [Q. Ch. Zhong13]. En la Figura 1 se presentan los diferentes conceptos que involucra una red inteligente, donde se puede observar que la electrónica de potencia se encuentra vinculada estrechamente en cada una de las etapas que involucran a la red eléctrica inteligente. Las características que distinguen a una red eléctrica inteligente son:

- El consumidor se vuelve un agente activo, el cual demanda y proporciona información necesaria para la red eléctrica inteligente.

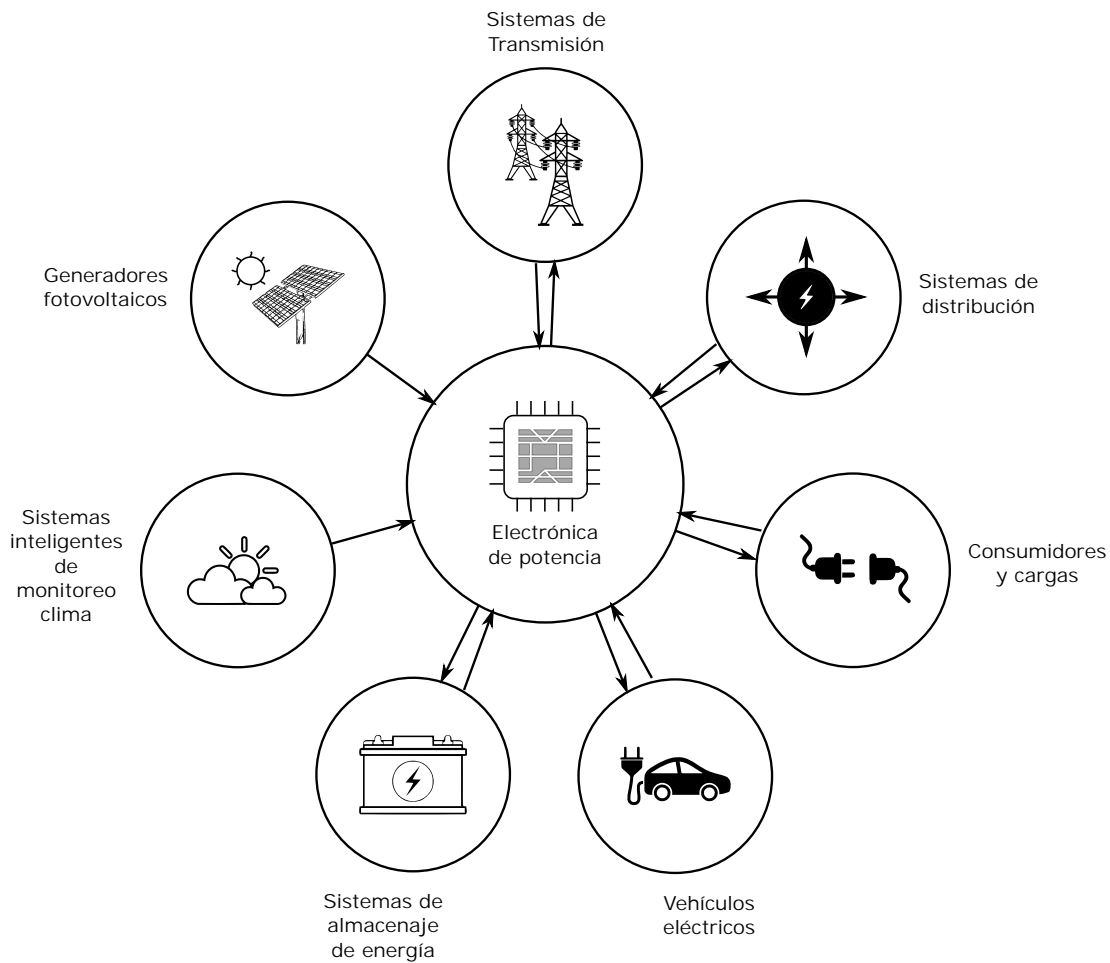


Figura 1.1: Presencia de la electrónica de potencia en la red eléctrica inteligente

- Capacidad de integrar y administrar de manera eficiente las fuentes de generación de energía distribuida.
- Facilidad para integrar nuevos mercados eléctricos a la red eléctrica.
- Proveer al consumidor energía de alta calidad, ofreciendo soluciones a problemas relacionados con seguridad y protección de ataques cibernéticos.
- Optimizar el manejo de grandes cantidades de datos, garantizando la integridad de los consumidores y la red eléctrica.

- Respuesta anticipada ante perturbaciones en el sistema para prevención de impactos a los consumidores y restablecimiento rápido del servicio ante un desastre natural.

En este trabajo se realiza el análisis de un control para un inversor trifásico conectado a la red, el cual tiene la capacidad de sincronización con la red y transferencia de potencia en ambas direcciones según las referencias indicadas. Los estudios aquí presentados sobre el control del inversor trifásico son la base para caracterizar la interconexión y sincronización de fuentes de energía renovable y transferencia de flujo de potencia a la red eléctrica inteligente. Es decir, los sistemas de control para el inversor trifásico desarrollados en este trabajo son aplicables a diversas áreas del concepto de red eléctrica inteligente presentada en la Figura 1. Por ejemplo, los desarrollos presentados en esta tesis tendrían aplicación en los generadores fotovoltaicos, sistemas de transmisión, sistemas de distribución, vehículos eléctricos, consumidores y cargas.

1.1. Antecedentes

Los convertidores de electrónica potencia se encuentran en muchas de las aplicaciones que se utilizan en la vida cotidiana, que van desde pequeñas fuentes de alimentación de computadoras, celulares, cargadores de baterías y manejadores de motores, hasta las grandes aplicaciones industriales que controlan grandes cantidades de potencia. Los vehículos eléctricos es un área de investigación que se ha beneficiado con la aplicación de convertidores de electrónica de potencia moderna y algoritmos sofisticados de control. Por ejemplo, en [Arancibia13] se reporta el desarrollo de un inversor de doble propósito para autos eléctricos en donde, el control propuesto está orientado para las funciones de carga y tracción. Además, el sistema de control permite realizar conexiones a la red eléctrica en modo monofásico y trifásico. El control propuesto es validado a través de simulaciones con SimPowerSystem de MatLab-Simulink y verificado a través de un modelo físico construido en el laboratorio.

Los convertidores de electrónica de potencia son sistemas de estructura variable y sistemas no lineales en los que la dinámica del sistema de lazo cerrado adopta dos o más estructuras diferentes según el valor de la entrada. Ya que el inversor es un dispositivo de estructura variable, se puede beneficiar con el desarrollo de estrategias de control basadas

en algoritmos de modos deslizantes. Existen varias contribuciones en la literatura abierta que aplican este tipo de estrategia de control no lineal.

En [Curkovic13] se reporta un control de corriente basado en control de modos deslizantes (MD) para un inversor trifásico conectado a un motor sin escobillas. El control es implementado en un arreglo de compuertas de campo-programables (FPGA), realizando control en la velocidad de giro y par del motor. La ejecución del algoritmo de control se realiza cada $2.5\mu\text{seg}$ y con frecuencia de conmutación en el inversor establecida con la banda de tolerancia de histéresis del lazo de control de corriente. Se reporta una buena respuesta transitoria de las corrientes trifásicas. En [Pires14] se presenta el control de MD asociado con una simulación vectorial para un inversor multinivel tipo-T conectado a un panel fotovoltaico a través de un convertidor de corriente continua a corriente continua (CC/CC). Éste inversor tipo-T es un inversor clásico puente-H modificado, al cual se le ha agregado tres interruptores bidireccionales y dos capacitores en serie del lado de corriente continua (CC). Estos tres interruptores bidireccionales extras permiten incrementar a 5 el número de niveles de voltaje de corriente alterna (CA). Tanto el inversor como el convertidor CC/CC son controlados con un esquema de control de MD.

En [Nicolas96] se describe un controlador de MD para un inversor fuente de voltaje (IFV) monofásico. En este trabajo el inversor tiene una frecuencia de conmutación de 20kHz, razón por la cual se tiene dos etapas de filtrado a la entrada del inversor con el fin de reducir las componentes armónicas de frecuencia en las corrientes obtenidas de un rectificador trifásico. El esquema de control asegura una dinámica estable del sistema en lazo cerrado proporcionando una respuesta rápida de las corrientes ante perturbaciones en la carga. En [Sudhakar16] se presenta un control de MD para un IFV conectado a la red a través de un filtro LCL para un sistema monofásico. Este enfoque de control fue aplicado para algoritmos de conmutación de 2 y 3 niveles. El trabajo es desarrollado con el software de PSCAD, LABVIEW y MULTISIM. Los resultados de este trabajo indican una regulación de voltaje y corriente robusta bajo variaciones de carga y parámetros de línea alcanzando un factor de potencia unitario, así como también una buena respuesta de corriente con baja distorsión armónica total (THD) al utilizar un esquema de conmutación de tres niveles en el inversor.

Por otra parte las herramientas de desarrollo constituyen un elemento fundamental para el diseño, prueba y verificación de los controles propuestos. En especial las simulaciones "Hardware-in-the-Loop" (HIL) permiten simular el comportamiento del sistema tal como si se estuviera trabajando con el sistema real. En la actualidad se ha observado un incremento importante en el uso de esta herramienta de simulación HIL, lo cual se ve reflejado en un número importante de publicaciones. En [Adzic13] y [Li13] se presenta la plataforma de Typhoon HIL400 como una herramienta de aprendizaje e integración para desarrollo de aplicaciones de electrónica de potencia. En estos trabajos se presentan las simulaciones de electrónica de potencia de un IFV conectado a la red eléctrica y un IFV conectado a un motor de inducción, respectivamente. Mientras en [Adzic13] se analizan los voltajes y corrientes de línea en estado estable ante condiciones de contaminación armónica en la red eléctrica. En [Li13] se reportan transitorios del voltaje y corrientes de línea a cambios de velocidad en el motor debido a cargas variables.

En [Poon10] y [Poon12] se describe la implementación de simulaciones HIL para implementar un manejador conectado a una máquina de inducción, comparando las respuestas obtenidas de las simulaciones HIL con las respuestas obtenidas del sistema físico en tiempo-real implementado en el laboratorio. En ambos trabajos se demuestra que las simulaciones HIL con un paso de muestreo de $1\mu\text{seg}$ tienen la capacidad de describir con gran detalle la dinámica del sistema. En [Ivanovic12] se proponen dos algoritmos de control de flujo de potencia para un IFV para almacenamiento de energía en una red inteligente bajo condiciones de desbalance de voltaje. El sistema es emulado en la plataforma HIL con un paso de simulación de $1\mu\text{seg}$ mientras el algoritmo de control es ejecutado en el procesador digital de señales (PDS). Las simulaciones del sistema fueron replicadas utilizando MATLAB/Simulink para validación del estudio realizado. Los resultados mostraron que la respuesta de las variables en estado estable se comparan adecuadamente, mientras que las respuestas transitorias mostraron ciertas diferencias. Las técnicas de simulación en tiempo-real HIL brindan las herramientas necesarias para la simulación de sistemas de potencia complejos, como es la simulación de una micro-red de CC en [Weaver14]. La estrategia de control propuesta utiliza una forma cerrada para la distribución óptima de N fuentes de CC, en donde las fuentes son conectadas a la red a través de convertidores elevadores CC-

CC. Los esquemas HIL permiten simular fuentes de generación renovable, evaluar diferentes convertidores de potencia, así como los algoritmos de control necesarios para la sincronización e integración de la energía a las redes inteligentes, tal como se reporta en [Fei14] y [Vodyakho10].

La revisión de la literatura especializada indica que se han realizado implementaciones de simulaciones HIL de inversores trifásicos con el esquema de control de MD [Kumar15], [Rezkallah15] y [Lee15]. En [Kumar15] se realiza la implementación de modos deslizantes difuso, el esquema de control es probado en un motor prototipo de 3HP, y en un motor de 30HP a través de simulación. El controlador es probado bajo diferentes condiciones de operación reportando un buen desempeño del algoritmo propuesto, tales como respuestas rápidas al cambio de las corrientes en el estátor, respuestas rápidas a los cambios de referencia en la velocidad o incrementos en la carga, demostrando que la variación de parámetros no afecta el desempeño del algoritmo de control propuesto.

En [Rezkallah15] se presenta la implementación de un control de MD aplicado a un arreglo fotovoltaico autónomo el cual alimenta una carga. Un algoritmo de control de MD es utilizado para controlar un convertidor de CC-CC y un IFV con el fin de regular el voltaje y la frecuencia a la salida del punto de común acoplamiento, se reporta resultados satisfactorios ante diferentes condiciones de desbalance en la carga. En [Lee15] se realiza el control de potencia a través de un inversor. El algoritmo propuesto es un control directo de potencia a través de un control pasivo para un IFV conectad a la red en un esquema Hamiltoniano de puerto controlado. Este enfoque de control es comparado con un control de MD a través de simulaciones HIL. Se reporta un mejor desempeño del algoritmo de control propuesto tales como respuestas mas rápidas a los cambios de referencia de potencia y rizados menores en las corrientes comparado con el control de MD.

Por otro lado, no existen precedentes en la literatura sobre implementaciones de controladores de modos deslizantes de orden superior como lo es el algoritmo Super-Twisting (ST) y una plataformas HIL para aplicaciones a inversores trifásicos. La contribución de este trabajo radica precisamente en la implementación de un controlador ST en una plataforma HIL aplicado al inversor trifásico. El beneficio radica en el diseño y desarrollo de técnicas de control robusto de modos deslizantes de orden superior Super-Twisting para inversores

trifásicos que ofrecerán un mejor desempeño ante diferentes condiciones extremas de la calidad de la energía.

1.2. Justificación

La generación de energía limpia a través de fuentes alternas tales como energía solar o energía eólica es una alternativa tecnológica que contribuye al cuidado del planeta y los recursos naturales. En la actualidad, la generación con fuentes renovables de energía se beneficia de la aplicación del concepto de generación distribuida. La generación distribuida o descentralizada es una parte fundamental en una red inteligente, y consiste en la generación de energía eléctrica mediante pequeñas fuentes de generación instaladas en las cercanías del consumidor. El elemento de electrónica de potencia encargado de inyectar y sincronizar esta energía generada a la red eléctrica es el IFV, ya que el inversor tiene la flexibilidad de controlar la magnitud y frecuencia del voltaje de salida. Por tal motivo el inversor requiere de estudios detallados y comparar su desempeño usando diferentes técnicas de control.

Los algoritmos de MD se clasifican como técnicas de control no convencional, en donde la acción de control tiene una estructura discontinua. Estos enfoques de control requieren de un análisis de la teoría de sistemas de estructura variable (SEV). Los MD son técnicas de control no lineal, robustas, las cuales tienen la ventaja de tener una respuesta dinámica rápida y ser invariantes ante perturbaciones. Por lo tanto, las técnicas de control de MD y ST prometen ser una herramienta eficiente para sistemas dinámicos complejos. Debido a que el IFV es un SEV este se ve beneficiado por la aplicación de las técnicas de control de MD y ST.

Por otra parte, la implementación y realización de pruebas con equipo de potencia en ambientes controlados en el laboratorio puede ser costoso debido a daños en el equipo ocasionado por fallas o detalles no previstos. Además, el tiempo de implementación de los experimentos y los tiempos de reemplazo causado por equipos dañados durante los mismos pueden ser considerables. Por tal motivo, en este trabajo se ha seleccionado una plataforma de simulación HIL, debido a que estas simulaciones permiten trabajar con sistemas de potencia complejos sin el riesgo de dañar el equipo o que el investigador sufra alguna descarga

eléctrica. Además, los experimentos se vuelven más rápidos, seguros y económicos debido a que el sistema de potencia es simulado en tiempo real.

Debido a que el IFV es un elemento básico para la integración de energías limpias a la red eléctrica, este es analizado con las técnicas de control basadas en MD con la finalidad de garantizar un alto índice de seguridad y amplio rango de operación ante diferentes escenarios de desbalance. Este estudio se lleva a cabo mediante un enfoque de prueba HIL, una herramienta de diseño y prueba especializada, para el desarrollo de algoritmos de control aplicados a sistemas de electrónica de potencia.

1.3. Objetivos

El objetivo general de esta tesis es diseñar, implementar y evaluar técnicas de control de modos deslizantes de primer orden y orden superior usando una plataforma de simulación HIL para el control de inversores trifásicos, con el propósito de verificar el desempeño de los sistemas de control del inversor ante diversos escenarios de calidad de la energía tales como desbalance de voltaje y contaminación armónica de la red eléctrica.

1.3.1. Objetivos particulares

Los objetivos particulares de esta tesis se enlistan a continuación:

- Implementar la simulación en tiempo real del inversor trifásico conectado a la red eléctrica usando una plataforma de simulación HIL.
- Comparar el desempeño en estado estable de los controles de MD, ST y proporcional integral (PI) en un esquema de seguimiento de referencia de corriente en el marco de referencia $dq0$.
- Implementar y verificar el desempeño del sistema de control usando un PDS.
- Comprobar el desempeño de los controles MD, ST y PI ante diferentes eventos de calidad de la energía, tales como depresiones de voltaje y contaminación armónica en la red eléctrica y verificar cual presenta un mejor índice de desempeño.

1.4. Metodología

La metodología utilizada en este trabajo se desarrolla en tres fases principales: dimensionamiento, desarrollo y análisis de resultados.

Dimensionamiento: En esta fase se estudia y documenta el funcionamiento del inversor trifásico conectado a la red eléctrica. Además, se estudia la documentación para el desarrollo, implementación y depuración de los algoritmos implementados en simulaciones HIL e implementaciones digitales. Se revisa también la aplicación del control de MD y ST aplicado a SEV.

Desarrollo: En esta fase se realiza la implementación de simulaciones HIL con la plataforma HIL400 de Typhoon, implementando los sistemas de potencia en la plataforma de simulación y los algoritmos de control en la tarjeta PDS TMS320F2808 de Texas Instrument. El algoritmo de control de lazo de corriente basado en un control PI se compara con los controles de MD y ST. Tanto el algoritmo de control PI como los algoritmos propuestos son sometidos a diferentes pruebas de condiciones de depresión de voltaje y pruebas de contaminación armónica en la red eléctrica. Para la implementación de los controladores MD y ST, primeramente se obtiene el modelo del inversor trifásico conectado a la red eléctrica. Posteriormente este modelo es transformado del marco de referencia abc al marco de referencia $dq0$ aplicando la transformada de Park. Una vez obtenido el modelo en el marco de referencia $dq0$, este modelo se desacopla aplicando la técnica de desacoplamiento denominada feed-forward para eliminar el efecto de los términos cruzados. El sistema obtenido en el marco $dq0$ es implementado en un lazo cerrado de corriente. Para el diseño del control de MD y ST se elige una superficie deslizante que describe la dinámica deseada del sistema, la cual se selecciona como el error entre la referencia dada y el estado de sistema. Enseguida se define la acción de control y se implementa en el PDS a través de "Code Composer Studio" para las pruebas y ejecución de cada uno de los algoritmos propuestos.

Análisis de resultados: Las respuestas obtenidas con cada uno de los controles MD, ST y PI ante los diferentes escenarios de la red eléctrica, es comparada con la respuesta obtenida con la fuente balanceada, con el fin de tener una referencia de que control presenta un mejor índice de desempeño. La operación de los sistemas de control se evalúa en términos

de las respuestas ante perturbaciones en la red eléctrica y cambios de referencia.

1.5. Aportaciones

Las aportaciones de este trabajo son:

- 1.- Implementación de un esquema de control de modos deslizantes de orden superior del tipo "Super-Twisting" para inversores trifásicos usando una plataforma "Hardware-in-the-Loop".

1.6. Descripción de Capítulos

A continuación se describe cada uno de los capítulos que integran esta tesis.

En el Capítulo 1 se presenta una introducción sobre el inversor trifásico y su importancia en la integración de la energía limpia generada por fuentes energías renovables a la red eléctrica. Se presentan los conceptos de generación de energía distribuida y redes inteligentes. Además se presentan los antecedentes de estudios previos sobre inversores en diversas aplicaciones. Además, se menciona las ventajas de implementaciones de simulaciones en el esquema HIL, la motivación del proyecto y la metodología.

En el Capítulo 2 se presenta una breve introducción sobre los convertidores de electrónica de potencia, así como el modelo eléctrico y las ecuaciones matemáticas utilizadas para la representación del inversor trifásico conectado a la red.

En el Capítulo 3 se presenta una introducción al control de MD y ST, así como las expresiones matemáticas que se derivan del modelo para la implementación de la acción de control.

En el Capítulo 4 se presenta una introducción a las simulaciones en el esquema HIL, así como la una descripción de la implementación del modelo en la plataforma HIL400 y una descripción del algoritmo del control propuesto.

En el Capítulo 5 se presenta los casos de estudio y un análisis de resultados arrojados en cada una de las pruebas realizadas.

En el Capítulo 6 se presenta las conclusiones finales y trabajos futuros.

Capítulo 2

El inversor trifásico y su modelado de simulación

En la mayoría de los aparatos eléctricos y mecanismos que necesitan de suministro de energía utilizados de manera cotidiana, tales como cargadores de celulares, computadoras y manejadores de motores, es necesario algún tipo de conversión y procesamiento de energía. El procesamiento de la energía consiste en convertir la energía de una fuente de voltaje o corriente en otra forma de energía requerida para alimentar una carga. La conversión de energía involucra dispositivos de electrónica de potencia, los cuales se clasifican en: convertidor de CC-CC, convertidor de CA-CC, convertidor de CC-CA y convertidor de CA-CA.

2.1. Inversor trifásico

El convertidor de CC-CA es conocido comúnmente como inversor. Los inversores trifásicos son utilizados para la alimentación de cargas trifásicas que requieran corriente alterna. Algunas de las aplicaciones de estos inversores son: en fuentes ininterrumpibles trifásicas, manejadores de motores de corriente alterna trifásicos y conexión de fuentes de energía renovable a la red eléctrica. De acuerdo a la forma de conmutación, los inversores pueden ser conmutados a la frecuencia de línea y son construidos con tiristores o pueden ser

de conmutación forzada construidos con IGBT y MOSFET. El inversor trifásico genera una forma de onda de CA a la salida a partir de una fuente de CC. El inversor es comúnmente utilizado para proveer de una forma de onda senoidal con una magnitud y frecuencia deseada. Para generar esta forma de onda se utilizan varios métodos de modulación entre los que destacan la modulación seno de ancho de pulso (SPWM) y la modulación de ancho de pulso vector de espacio (VEPWM). En esta tesis el elemento bajo estudio es un inversor de conmutación forzada con modulación VEPWM.

2.2. Topologías de inversores

Existen diferentes topologías para la conversión de energía de CC-CA, los cuales se denominan convertidores multinivel. Los convertidores multinivel incluyen un arreglo de diodos de electrónica de potencia y capacitores como fuente de voltaje. La forma de onda del voltaje generado a la salida del inversor tiene una forma escalonada. El número de escalones en el voltaje de salida depende del número de interruptores y capacitores.

Las principales topologías en uso son convertidores con diodo anclado y convertidores con capacitor anclado. La Figura 2.2 presenta un convertidor IFV de dos niveles. En la Figura 2.2 se presentan diferentes topologías de convertidores de diodo anclado. La Figura 2.2(a) presenta un convertidor de diodo anclado de 3 niveles, mientras que la Figura 2.2(b) presenta una fase de un convertidor de diodo anclado de 5 niveles. La topología del convertidor con diodo anclado es una generalización del IFV de dos niveles. Los niveles adicionales se pueden generar al adicionar interruptores y diodos extras tal como se puede observar en la Figura 2.2(a). Además, el número de componentes se incrementa con cada nivel (Ver la Figura 2.2(b)). En un convertidor de diodo anclado de m -niveles se requieren de $(m - 1)$ capacitores y $(m - 1)(m - 2)$ diodos de anclaje. Cada interruptor maneja un nivel de voltaje el cual es definido por el capacitor de entrada [J. B. Ekanayake12],

$$V_{capacitor} = \frac{V_{cc}}{m - 1} \quad (2.1)$$

en donde V_{cc} representa el valor de la fuente de voltaje de corriente continua

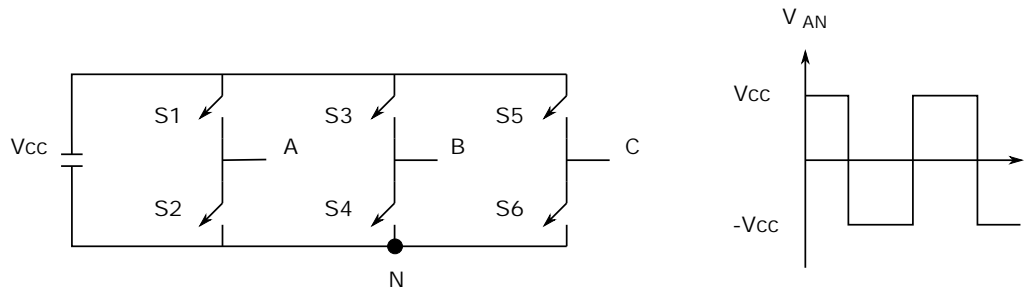


Figura 2.1: Convertidor inversor fuente de voltaje de 2 niveles.

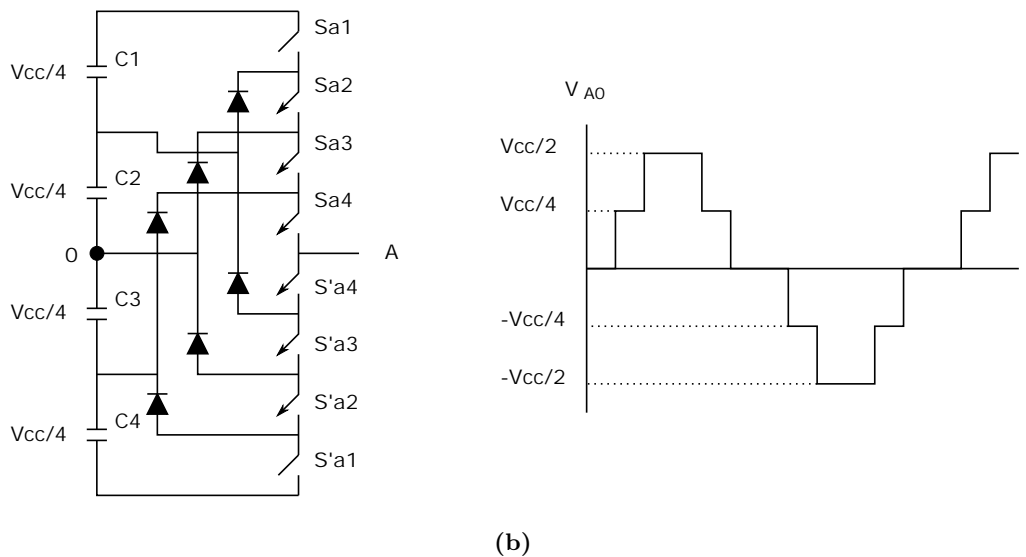
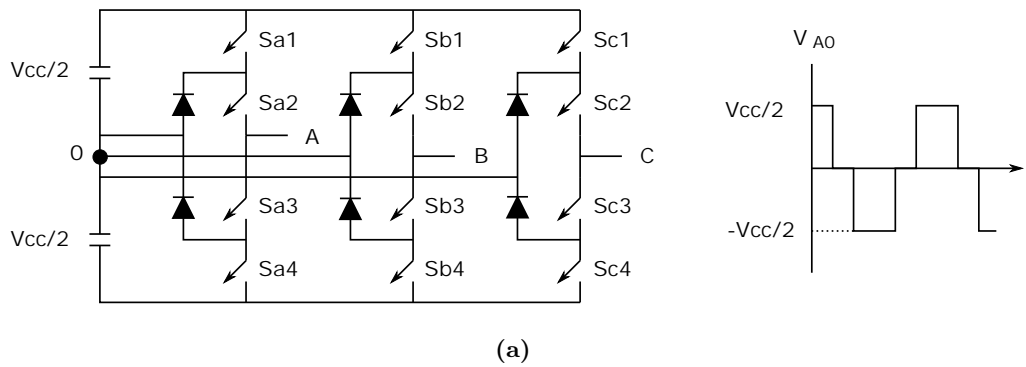


Figura 2.2: Topologías de los convertidores: a).- de diodo anclado de 3 niveles y b).- fase A de un convertidor de diodo anclado de 5 niveles.

Estos convertidores son una atractiva elección para aplicaciones de alta potencia debido a las siguientes ventajas:

- Una reducida frecuencia de conmutación en los interruptores y, por consecuencia, menores pérdidas por conmutación.
- Los interruptores soportan un voltaje reducido, alargando su vida útil.
- El número de capacitores es menor en las topologías de convertidores de diodo anclado comparado con las topologías de convertidores de capacitor anclado.
- Cuando la cantidad de niveles es suficientemente alto el tamaño de los filtros se reduce.

Sin embargo esta topología también presenta algunas desventajas, las cuales son:

- Se requiere que los diodos anclados sean de recuperación rápida.
- Al aumentar el número de niveles se requieren más diodos.
- Es necesario que las tensiones de los capacitores se mantengan equilibradas.

Los convertidores multinivel con capacitor anclado utilizan un gran número de capacitores para obtener una forma de onda escalonada a la salida del inversor, para un inversor de m niveles se requieren de un total de $\frac{(m-1)(m-2)}{2}$ capacitores auxiliares por rama de fase, y $(m - 1)$ capacitores de canal principal. En la Figura 2.3 se presenta una fase de un convertidor de capacitor anclado de 5 niveles.

Los capacitores principales C1, C2, C3 y C4 son usados por las tres fases, mientras que los capacitores Cf1, Cf2 y Cf3 se denominan capacitores flotantes, tal como se muestra en la Figura 2.3. El tamaño del paso de salida depende de los voltajes en el capacitor. Como en cada una de las fases son usados capacitores flotantes, la frecuencia fundamental fluye a través de estos. Por lo tanto, se requiere de capacitores grandes para prevenir variaciones grandes en la frecuencia fundamental en el voltaje de salida. Existen varias formas de conmutar los interruptores para generar los niveles de la señal de salida. Estas combinaciones pueden ser utilizadas para balancear los voltajes en los capacitores, sin embargo, se requiere de una alta frecuencia de conmutación para mantener estos voltajes [J. B. Ekanayake12].

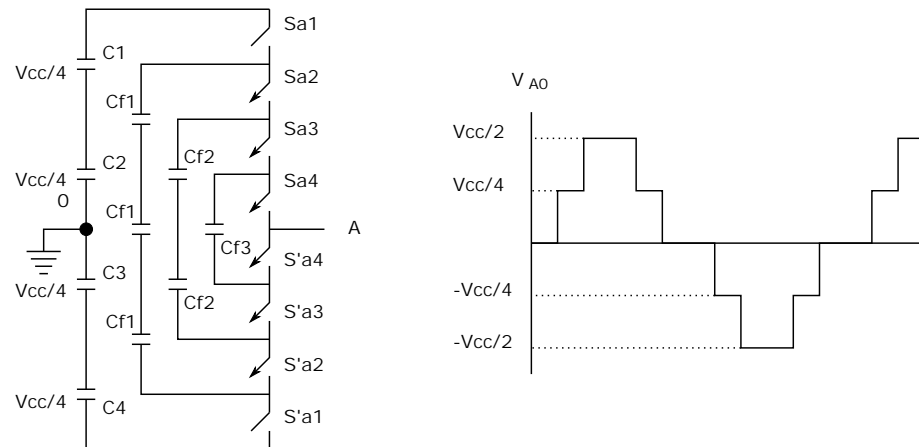


Figura 2.3: Esquema de una fase del convertidor con capacitor anclado de 5 niveles.

2.3. Modulación de Ancho de Pulso Senoidal (SPWM)

La modulación de ancho de pulso senoidal es la estrategia de modulación más utilizada en el control de inversores trifásicos. La señal de salida de la modulación PWM es un tren de pulsos que contiene el ciclo de trabajo de los interruptores del inversor trifásico. La estrategia de modulación consiste en la comparación de una señal portadora con una señal moduladora o de control. La relación de modulación en amplitud se define como [N. Mohan09]

$$m_a = \frac{V_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (2.2)$$

en donde \hat{V}_{tri} es la magnitud de la portadora y $V_{control}$ es la magnitud de la señal de control. La relación de modulación de frecuencia está definida como,

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.3)$$

en donde f_s es la frecuencia de la portadora y f_1 es la frecuencia fundamental del voltaje de salida. La frecuencia de la portadora define la frecuencia de conmutación de los interruptores

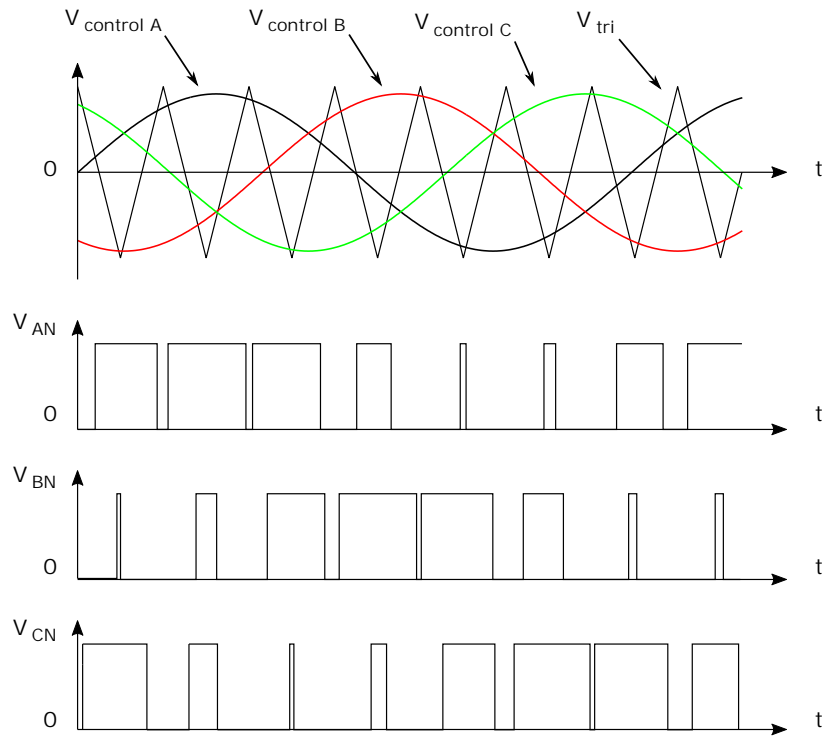


Figura 2.4: Método de modulación seno-PWM trifásico.

en el inversor y la señal moduladora o de control define la magnitud y frecuencia de la componente fundamental del voltaje de salida del inversor.

En la modulación SPWM, una señal de control es comparada con la señal portadora para generar un voltaje de salida en una de las fases del inversor. Por lo tanto, se requieren de tres señales de control, una señal por cada una de las fases de salida del inversor trifásico, tal como se ilustra en la Figura 2.4. En esta figura se pueden apreciar tres señales sinusoidales desfasadas 120° entre si, las cuales son comparadas con una señal triangular para generar los voltajes de salida de V_{AN} , V_{BN} y V_{CN} .

Para una $m_a \leq 1.0$ la amplitud pico del voltaje a frecuencia fundamental está definida como [N. Mohan09],

$$(\hat{V}_{A0})_1 = m_a \frac{V_{cc}}{2} \quad (2.4)$$

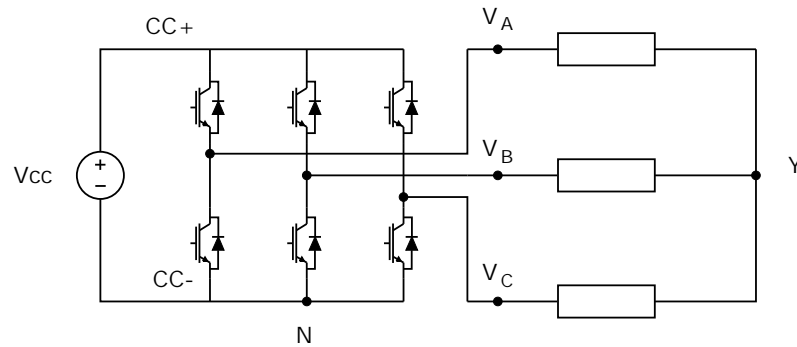


Figura 2.5: Topología del inversor trifásico conectado a una carga en estrella.

en donde V_{cc} corresponde al valor de voltaje de CC y m_a corresponde al índice de modulación de amplitud. Sin embargo, es posible incrementar el índice de modulación con el propósito de incrementar aún más la amplitud del voltaje de salida, lo que genera que el inversor trabaje en sobremodulación.

2.4. Modulación de Ancho de Pulso de Vector de Espacio (VEPWM)

El IFV tiene ocho combinaciones posibles en los estados de operación en conmutación. Las ocho combinaciones posibles crean diferentes voltajes de fase al punto neutro de la estrella. En la Figura 2.5 se muestra el esquema del inversor conectado a una carga en configuración de estrella en donde se indican dichos voltajes. En la Tabla 2.1 se muestra los voltajes de fase a neutro y de fase a punto neutro de la estrella correspondientes a cada uno de los estados de operación de los interruptores. Las siguientes ecuaciones son válidas suponiendo un sistema simétrico [Pow],

$$\begin{aligned}
 V_{AY} &= \frac{2}{3}V_{AN} - \frac{1}{3}V_{BN} - \frac{1}{3}V_{CN} \\
 V_{BY} &= \frac{2}{3}V_{BN} - \frac{1}{3}V_{AN} - \frac{1}{3}V_{CN} \\
 V_{CY} &= \frac{2}{3}V_{CN} - \frac{1}{3}V_{AN} - \frac{1}{3}V_{BN}
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Tabla 2.1: Voltajes de fase a neutro y de fase a punto neutro a la salida del inversor.

Combinación	V_{AN}	V_{AN}	V_{AN}	V_{AY}	V_{BY}	V_{BY}
1	V_{cc}	0	0	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$
2	V_{cc}	V_{cc}	0	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{2}{3}V_{cc}$
3	0	V_{cc}	0	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$
4	0	V_{cc}	V_{cc}	$-\frac{2}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$
5	0	0	V_{cc}	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$
6	V_{cc}	0	V_{cc}	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{2}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$
7	0	0	0	0	0	0
8	V_{cc}	V_{cc}	V_{cc}	0	0	0

en donde V_{AN} , V_{BN} y V_{CN} corresponden a los voltajes de fase a neutro. La transformación de Clarke puede ser usada para transformar los valores del marco de referencia abc al marco de referencia $\alpha\beta$. En el Apéndice A se presenta las expresiones matemáticas de la transformación de Clarke y transformación $dq0$.

$$\begin{aligned} V_{\alpha} &= \frac{2}{3} \left(V_{AY} - \frac{1}{2}V_{BY} - \frac{1}{2}V_{CY} \right) \\ V_{\beta} &= \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}V_{BY} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{CY} \right) \end{aligned} \quad (2.6)$$

El coeficiente $\frac{2}{3}$ es utilizado para mantener la invarianza en la amplitud de voltaje. Una vez aplicada la transformación Clarke a las ocho combinaciones se obtiene los valores en el marco de referencia $\alpha\beta$. La Tabla 2.2 presenta los valores $\alpha\beta$ de cada una de las ocho combinaciones posibles así como el vector de espacio generado. Estos vectores de espacio generan un hexágono creando 6 sectores en los cuales quedan representados todas las combinaciones posibles de conmutación tal como se muestra en la Figura 2.6. En la Figura 2.6(a) se presenta el vector de espacio en su forma de componentes rectangulares y en la Figura 2.6(b) se presenta el vector de espacio en su forma polar. Para obtener un voltaje senoidal a la salida de IFV, se establece un vector \vec{V}_{ref} , el cual define la magnitud y frecuencia de la componente fundamental. En general, si se desea un valor de voltaje y frecuencia específica a la salida del inversor este puede ser representado por el vector de referencia \vec{V}_{ref} ,

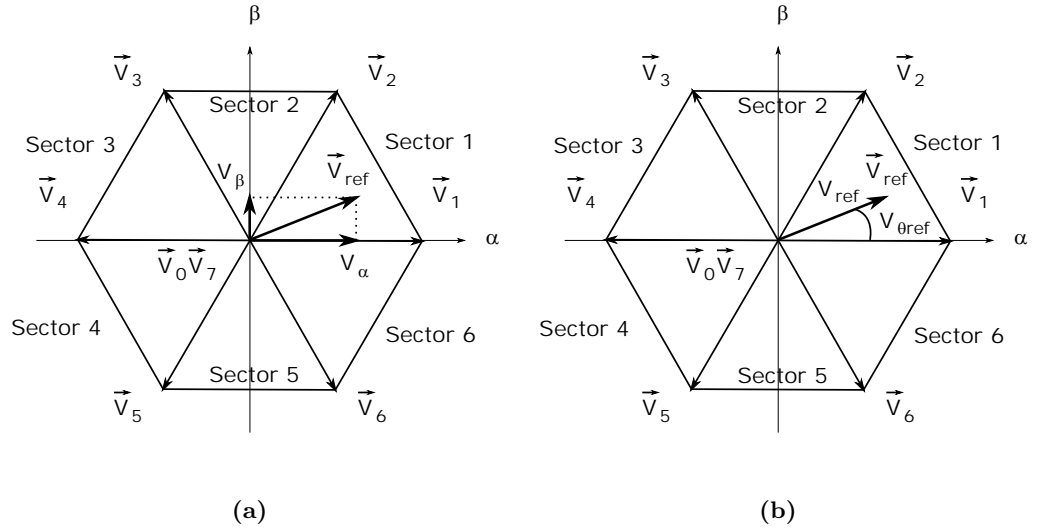


Figura 2.6: Vector de espacio: a).- Representación rectangular y b).- Representación polar.

$$\vec{V}_{ref} = V_{\alpha} + jV_{\beta} \quad (2.7)$$

$$\vec{V}_{ref} = \frac{2}{3} \left(V_{AY} + V_{BY} e^{-j(\frac{2\pi}{3})} + V_{CY} e^{-j(\frac{4\pi}{3})} \right) \quad (2.8)$$

La expresión anterior es válida sin importar la forma de onda que posean los voltajes de suministro y de ser el caso de un suministro de voltaje balanceado se tendrá un vector de espacio rotando con una amplitud y velocidad constante.

Tabla 2.2: Vectores de espacio posibles para el inversor trifásico.

Vector	V_{α}	V_{β}	Vector de espacio
\vec{V}_1	$\frac{2}{3}V_{cc}$	0	$\frac{2}{3}V_{cc}e^{j\theta}$
\vec{V}_2	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
\vec{V}_3	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
\vec{V}_4	$-\frac{2}{3}V_{cc}$	0	$\frac{2}{3}V_{cc}e^{j\frac{3\pi}{3}}$
\vec{V}_5	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
\vec{V}_6	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
\vec{V}_0	0	0	0
\vec{V}_7	0	0	0

La técnica de modulación vector de espacio es basada en el hecho de que cada vector \vec{V}_{ref} dentro del hexágono puede ser expresado como una combinación promediada ponderada de dos vectores de espacio adyacentes y los vectores de espacio nulos \vec{V}_0 y \vec{V}_7 [M. Gaballah13]. Así para un vector de referencia cualquiera dentro del hexágono se tiene,

$$\int_0^{\frac{T_S}{2}} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_k} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k}^{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}}^{\frac{T_S}{2}} \vec{V}_7 dt \quad (2.9)$$

en donde \vec{V}_k y \vec{V}_{k+1} representan los vectores adyacentes al vector de referencia, T_k representa la mitad del tiempo para el vector \vec{V}_k y T_0 representa la mitad del tiempo nulo. Simplificando (2.9) se tiene,

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_S}{2} \quad (2.10)$$

en donde T_k y T_{k+1} representan los vectores de tiempo total para todo el periodo de muestreo, T_S y T_0 representa el tiempo de estado nulo, es decir, estos tres tiempos corresponden al vector de tiempo en el cual se encuentra activo el vector de referencia en el sector k .

Por otro lado el vector de referencia \vec{V}_{ref} se puede representar usando dos vectores adyacentes, tal como se presenta en la Figura 2.7. En esta figura se puede observar el vector de referencia ubicado en el sector k . Para este vector de referencia los vectores adyacentes activos son \vec{V}_k y \vec{V}_{k+1} por lo tanto,

$$\vec{V}T_S = \vec{V}_k T_k + \vec{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (2.11)$$

Tomando en cuenta que el vector de espacio se puede representar en la forma polar tal como se indica en la Tabla 2.2, la Ecuación (2.11) se representa como

$$\vec{V}T_S = \frac{2}{3}V_{cc}e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}T_k + \frac{2}{3}V_{cc}e^{jk\frac{\pi}{3}}T_{k+1} \quad (2.12)$$

Desarrollando esta expresión se tiene

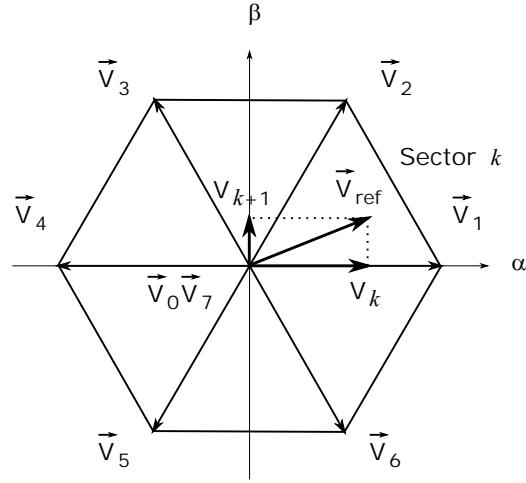


Figura 2.7: Vector de referencia y los vectores activos en el sector K .

$$(V_\alpha + jV_\beta)T_S = \frac{2}{3}V_{cc} [\cos((k-1)\frac{\pi}{3}) + j\text{sen}((k-1)\frac{\pi}{3})] T_k + \frac{2}{3}V_{cc} [\cos(k\frac{\pi}{3}) + j\text{sen}(k\frac{\pi}{3})] T_{k+1} \quad (2.13)$$

Reacomodando la expresión y separando las componentes se tiene

$$\begin{aligned} V_\alpha T_S &= \frac{2}{3}V_{cc} [\cos((k-1)\frac{\pi}{3}) T_k + \cos(k\frac{\pi}{3}) T_{k+1}] \\ V_\beta T_S &= \frac{2}{3}V_{cc} [\text{sen}((k-1)\frac{\pi}{3}) T_k + \text{sen}(k\frac{\pi}{3}) T_{k+1}] \end{aligned} \quad (2.14)$$

En forma matricial el sistema de ecuaciones (2.14) se define como

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} T_S = \frac{2}{3}V_{cc} \begin{bmatrix} \cos((k-1)\frac{\pi}{3}) & \cos(k\frac{\pi}{3}) \\ \text{sen}((k-1)\frac{\pi}{3}) & \text{sen}(k\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Resolviendo el sistema se tiene,

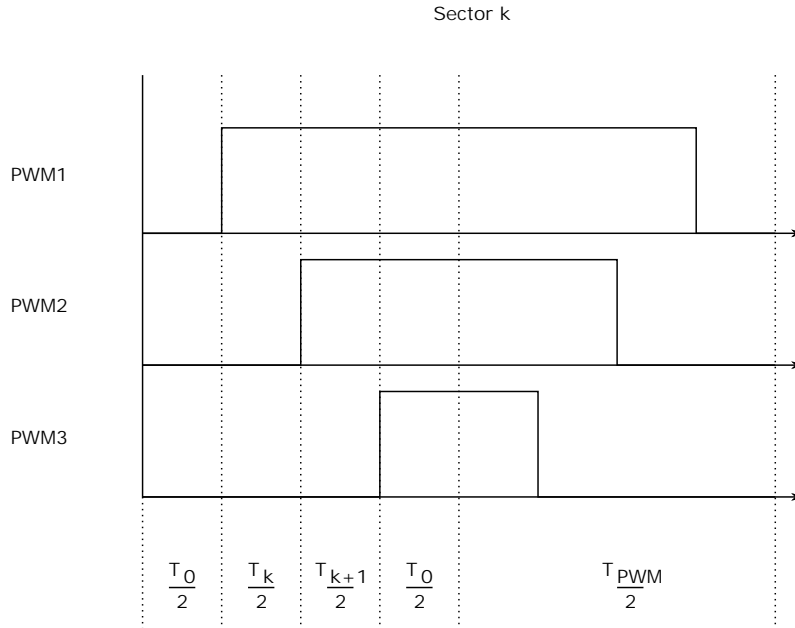


Figura 2.8: Distribución de los ciclos de trabajo sobre un periodo PWM.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \frac{T_S}{V_{cc}} \begin{bmatrix} \text{sen} \left(k \frac{\pi}{3} \right) & -\text{cos} \left(k \frac{\pi}{3} \right) \\ -\text{sen} \left((k-1) \frac{\pi}{3} \right) & \text{cos} \left((k-1) \frac{\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Teniendo los valores T_k y T_{k+1} se puede calcular el tiempo del estado nulo como,

$$T_0 = \frac{T_S}{2} - T_k - T_{k+1} \quad (2.17)$$

Como se puede observar, esta expresión indica que se pueden calcular los tiempos T_k y T_{k+1} del vector de referencia activo a partir de los voltajes de referencia en el marco $\alpha\beta$. El siguiente paso es la distribución de los tiempos sobre el módulo PWM con el fin de obtener los ciclos de trabajo de los registros (Ver Figura 2.8). La Figura 2.9 muestra las formas de onda generadas por el vector de espacio en la modulación VEPWM. En la figura se presentan los voltajes de referencia correspondientes a cada una de las fases.

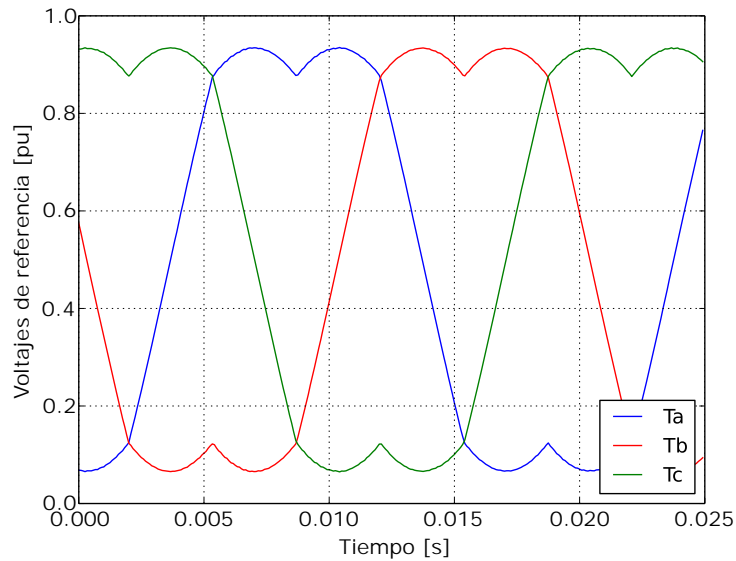


Figura 2.9: Señales de referencia generadas por la modulación VEPWM.

2.5. Modelo del inversor trifásico conectado a la red

En la Figura 2.10 se presenta el circuito simplificado del sistema del convertidor conectado a la red. En la Figura 2.10(a) se puede apreciar el valor del voltaje a la salida del inversor representado por u_s conectado a la red trifásica representada por u_g a través de un arreglo de acoplamiento $R_s L_s$, i representa la corriente inyectada del convertidor a la red trifásica. En la Figura 2.10(b) se presentan las componentes de la corriente en el marco de referencia $dq0$ rotando a la frecuencia w .

En la Figura 2.11 se presenta el inversor trifásico conectado a la red, en donde se observa un elemento RL de acoplamiento entre la fuente trifásica y el inversor, y del lado de CC se conecta una fuente ideal. Los parámetros de las fuentes de voltaje de CC, la red eléctrica, los valores de los elementos resistivos e inductivos del sistema utilizados en las simulaciones son presentados en el Apéndice C.

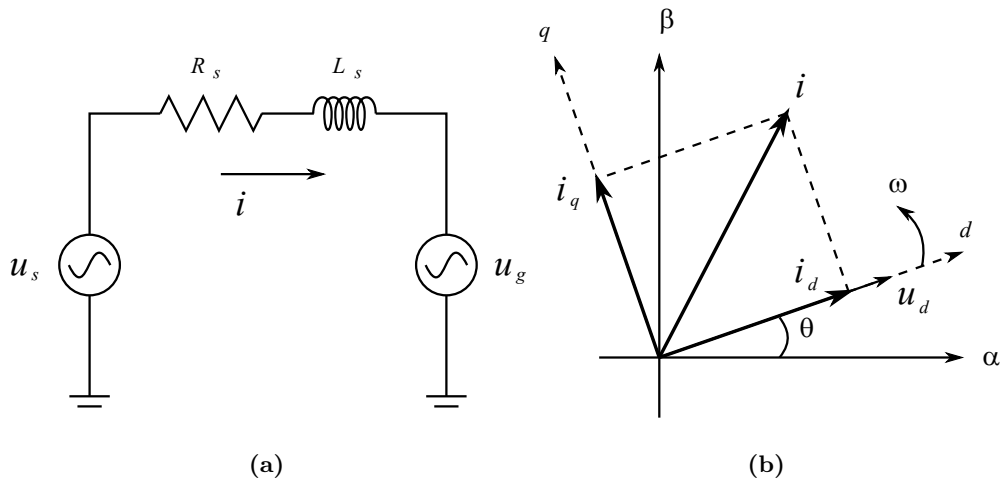


Figura 2.10: Representación simplificada del IFV conectado a la red trifásica a).- Representación de circuito en el marco de referencia $dq0$ b).- Representación de las variables en el marco de referencia $dq0$.

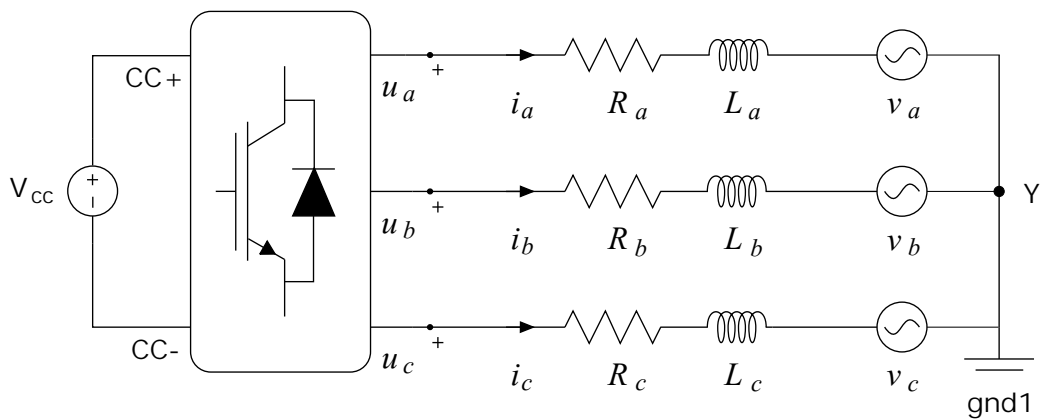


Figura 2.11: Representación eléctrica del inversor conectado a la red

Las expresiones matemáticas que describen al inversor son,

$$\begin{aligned}
 -u_a + V_{Ra} + V_{La} + v_a &= 0 \\
 -u_b + V_{Rb} + V_{Lb} + v_b &= 0 \\
 -u_c + V_{Rc} + V_{Lc} + v_c &= 0
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

en donde u_{abc} representa el voltaje a la salida del inversor definido como $u_{abc} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$, v_{abc}

representa el voltaje de la red trifásica $v_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$, tal como se ilustra en la Figura 2.11.

Tomando en cuenta que para el inductor se tiene que $V_L = L \frac{d}{dt} i$, además considerando que $R_a = R_b = R_c = R$ y que $L_a = L_b = L_c = L$, el sistema (2.18) puede ser reescrito como

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_a &= \frac{1}{L} \Delta v_a - \frac{R}{L} i_a \\ \frac{d}{dt} i_b &= \frac{1}{L} \Delta v_b - \frac{R}{L} i_b \\ \frac{d}{dt} i_c &= \frac{1}{L} \Delta v_c - \frac{R}{L} i_c \end{aligned} \quad (2.19)$$

en donde R y L son los elementos que sirven de acoplamiento entre el inversor y la red eléctrica. De forma compacta (2.19) toma la forma

$$\frac{d}{dt} i_{abc} = \frac{1}{L} \Delta v_{abc} - \frac{R}{L} i_{abc} \quad (2.20)$$

en donde,

$$i_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$\Delta v_{abc} = \begin{bmatrix} u_a - v_a \\ u_b - v_b \\ u_c - v_c \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.23)$$

Aplicando la transformada de Park

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) \\ \cos(\omega t - 120) & \text{sen}(\omega t - 120) \\ \cos(\omega t + 120) & \text{sen}(\omega t + 120) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Para las corrientes i_{abc} se tiene,

$$i_d = \frac{2}{3} [i_a \cos(\omega t) + i_b \cos(\omega t - 120) + i_c \cos(\omega t + 120)] \quad (2.25)$$

$$i_q = -\frac{2}{3} [i_a \text{sen}(\omega t) + i_b \text{sen}(\omega t - 120) + i_c \text{sen}(\omega t + 120)] \quad (2.26)$$

De manera similar, para los voltajes Δv_{abc} se tiene,

$$\Delta v_d = \frac{2}{3} [\Delta v_a \cos(\omega t) + \Delta v_b \cos(\omega t - 120) + \Delta v_c \cos(\omega t + 120)] \quad (2.27)$$

$$\Delta v_q = -\frac{2}{3} [\Delta v_a \text{sen}(\omega t) + \Delta v_b \text{sen}(\omega t - 120) + \Delta v_c \text{sen}(\omega t + 120)] \quad (2.28)$$

Derivando (2.25)

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_d &= \frac{2}{3} \left[\frac{d}{dt} i_a \cos(\omega t) + \frac{d}{dt} i_b \cos(\omega t - 120) + \frac{d}{dt} i_c \cos(\omega t + 120) \right] - \\ &\quad \frac{2}{3} \omega [i_a \text{sen}(\omega t) + i_b \text{sen}(\omega t - 120) + i_c \text{sen}(\omega t + 120)] \end{aligned} \quad (2.29)$$

Sustituyendo (2.19), (2.25), (2.26) y (2.27) en (2.29) y simplificando se tiene

$$\frac{d}{dt} i_d = \omega i_q - \frac{R}{L} i_d + \frac{1}{L} \Delta v_d. \quad (2.30)$$

De forma similar para (2.26) se tiene,

$$\frac{d}{dt}i_q = -\omega i_d - \frac{R}{L}i_q + \frac{1}{L}\Delta v_q \quad (2.31)$$

en donde

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d - v_d \\ u_q - v_q \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Por lo tanto, la representación del inversor en coordenadas $dq0$ toma la forma,

$$\frac{d}{dt}i_d = \omega i_q - \frac{R}{L}i_d + \frac{1}{L}(u_d - v_d) \quad (2.33)$$

$$\frac{d}{dt}i_q = -\omega i_d - \frac{R}{L}i_q + \frac{1}{L}(u_q - v_q) \quad (2.34)$$

Las ecuaciones (2.33) y (2.34) describen el circuito de la Figura 2.11 en el marco de referencia síncrono $dq0$, en donde u_d y u_q representan la acción de control en cada eje, la componente u_0 es omitida ya que no existe con condiciones simétricas y balanceadas de la red trifásica. Los voltajes v_d y v_q representan los voltajes de la red eléctrica en el marco $dq0$. Con el sistema transformado al marco de referencia $dq0$, el sistema ha dejado de ser de un sistema lineal variante en el tiempo, ya que ahora los estados corresponden a valores constantes. Se tiene un sistema lineal con parámetros invariantes en el tiempo, lo cual lo hace más conveniente para el diseño del controlador.

Las ecuaciones (2.33) y (2.34) se pueden transformar al dominio de Laplace como

$$i_d = (\omega L i_q - R i_d + (u_d - v_d)) \frac{1}{sL} \quad (2.35)$$

$$i_q = (-\omega L i_d - R i_q + (u_q - v_q)) \frac{1}{sL}. \quad (2.36)$$

Las (2.35) y (2.36) se pueden representar un diagrama de bloques tal como aparece en la Figura 2.12. En la figura se puede apreciar que existe acoplamiento entre los componentes d y q . Los términos wLi_q y wLi_d son los términos que originan el acoplamiento entre los dos ejes. Estos términos se consideran disturbios en el sistema y, por lo tanto, se obtienen mejores resultados al eliminarlos. Para que el efecto del acoplamiento sea cancelado en cada una de las salidas del sistema se realiza desacoplamiento denominado "feedforward" quedando la estructura del lazo de control tal como se presenta en la Figura 2.13. Como se puede observar, el desacoplamiento elimina el efecto de una salida sobre la otra. El diseño de un controlador PI junto con la técnica de desacoplamiento "feedforward" transforma al sistema múltiple entrada múltiple salida (MIMO) en un sistema simple entrada simple salida (SISO) tal como se describe en [Zhou15] y [Lee08]. Esto justifica la implementación de dos acciones de control, una por cada eje, tal como se puede apreciar en la Figura 2.13. Se requiere de un controlador por cada uno de los ejes con el propósito de tener control independiente de cada una de las corrientes. El procedimiento de desacoplamiento es presentado en Apéndice B.

2.6. Módulo de sincronización con la red eléctrica: lazo de fase anclado PLL

Adicional al algoritmo de control, existe un factor importante que complementa la calidad de la estructura del lazo de control de corriente. Este es el módulo de sincronización con la red eléctrica denominado lazo de fase anclado (PLL), el cual se encarga de estimar el ángulo de sincronización con el fin de obtener control independiente entre las corrientes en eje d y q . Un error en la estimación en el ángulo de fase puede llevar a un error significativo en el voltaje de salida del inversor [Hwang12] y [Lee11].

En la Figura 2.14 se presenta la estructura en diagrama de bloques del módulo de sincronización el cual es implementado en el marco de referencia $dq0$. En el diagrama de bloques se puede observar que el módulo contiene un controlador PI el cual determina la dinámica. El módulo PLL determina el ángulo de sincronización con gran exactitud bajo condiciones perturbación y desbalance de voltaje así como de contaminación armónica de

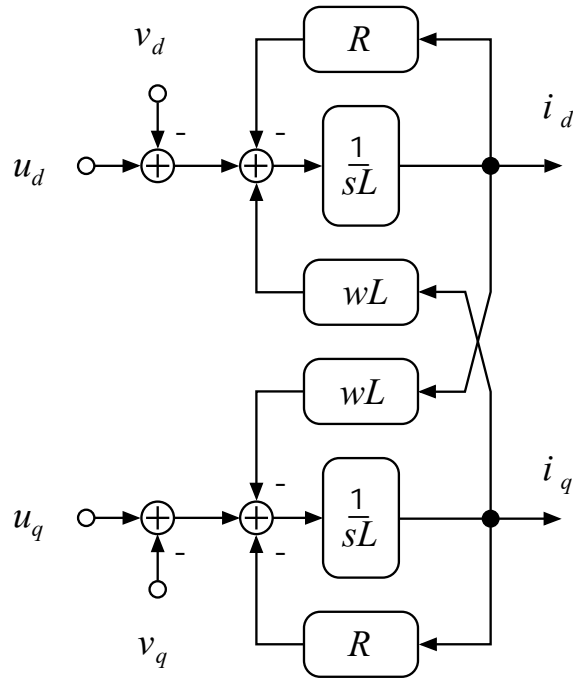


Figura 2.12: Diagrama de bloques del acoplamiento del sistema.

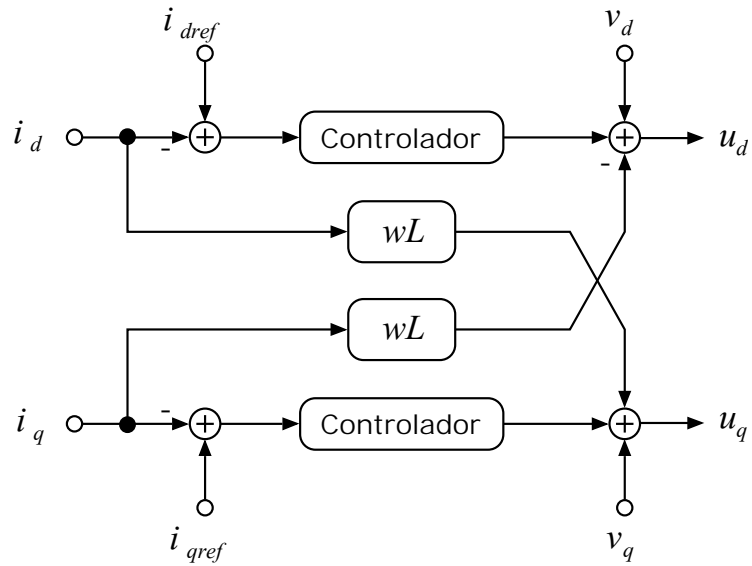


Figura 2.13: Estructura del lazo de control con desacoplamiento de términos cruzados.

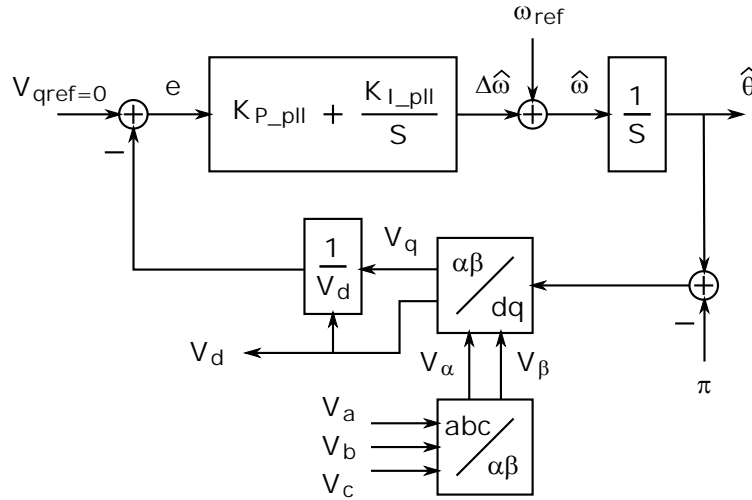


Figura 2.14: Diagrama de bloques del módulo de sincronización.

la fuente trifásica. El módulo toma los valores de voltaje en el marco de referencia abc y son transformados al marco de referencia $dq0$. Una vez obtenido los valores en $dq0$ se realiza la obtención del error entre el valor de referencia $V_{qref} = 0$ y el voltaje V_q normalizado. Este valor de error es la entrada al controlador PI del módulo PLL, el cual, es el responsable de realizar un buen seguimiento del ángulo de fase. El controlador PI del módulo PLL estima el cambio de la frecuencia angular del voltaje ($\Delta\hat{\omega}$), el cual se le suma el valor de la frecuencia angular de referencia el cual es establecido por la fuente trifásica, por lo tanto, el valor obtenido es una frecuencia angular estimada, integrando este valor se obtiene el ángulo de sincronización. En el Apéndice C se presentan las ganancias del control PI del modulo de sincronización PLL utilizadas en las simulaciones.

2.7. Sumario

En este capítulo se presentó una introducción del inversor trifásico así como su clasificación dentro de los convertidores de potencia y su diferentes topologías. Se presentó su función y algunas de las diferentes aplicaciones dónde se encuentra este dispositivo. Además, se presentaron las dos diferentes formas de realizar la modulación PWM más comunes en el inversor: Seno PWM y vector de espacio PWM. Se presentaron las expresiones matemáticas

que describen el modelo del inversor conectado a la red eléctrica en el marco de referencia abc y transformado al marco de referencia $dq0$. Se describió el acoplamiento existente entre las componentes de la corriente en el marco de referencia $dq0$, y finalmente se presentó el sistema desacoplado por el método "feed-forward".

Capítulo 3

Sistemas de control de modos deslizantes

En este capítulo se presenta una introducción a los controles PI y controladores basados en modos deslizantes. Además, se presentan las expresiones matemáticas para realizar la implementación de cada uno de los controles propuestos.

El controlador es parte fundamental del convertidor de electrónica de potencia. Por lo general, el diseño de los controladores involucran tres pasos: determinar el modelo del sistema que describa la dinámica del mismo, determinar la configuración del controlador requerido por la dinámica o proceso a controlar, y determinar los valores de los parámetros (ganancias) del controlador para alcanzar los objetivos.

El esquema de control más ampliamente implementado en la industria se basa en un control de tipo PI. Posterior al PI se desarrollaron técnicas de control más sofisticadas, que permiten un mayor rango de operación y robustez, tales como control de Modos Deslizantes, Control Óptimo, Control Robusto, Redes Neuronales, entre otros. En este trabajo se propone un control de Modos Deslizantes y control "Super-Twisting" para el control del inversor trifásico conectado a la red eléctrica. El desempeño de estos dos esquemas de control incluido el control PI es evaluado bajo diferentes condiciones de calidad de la energía de la red trifásica.

3.1. Control Proporcional-Integral

El controlador PI es un mecanismo de control por realimentación de la salida ampliamente usado, el cual calcula la desviación o error entre un valor medido y un valor deseado. El algoritmo del control PI consiste de dos componentes distintos: el proporcional y el integral. La parte proporcional depende del error actual, mientras que la parte integral depende de la suma de los errores pasados. La suma algebraica de estas dos acciones es usada para ajustar el proceso de control [Castillo08]. En la Figura 3.1 se ilustra el sistema a controlar en serie con un controlador PI. La acción de control en el dominio del tiempo está definida como,

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (3.1)$$

y en el dominio de la frecuencia se tiene,

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.2)$$

en donde $E(s) = R(s) - Y(s)$, siendo $R(s)$ el valor deseado para la variable controlada $Y(s)$, tal como se ilustra en la Figura 3.1, K_p representa la ganancia proporcional y K_i es la ganancia de integración, la cual se define como $K_i = \frac{K_p}{T_i}$ donde T_i es el paso de integración.

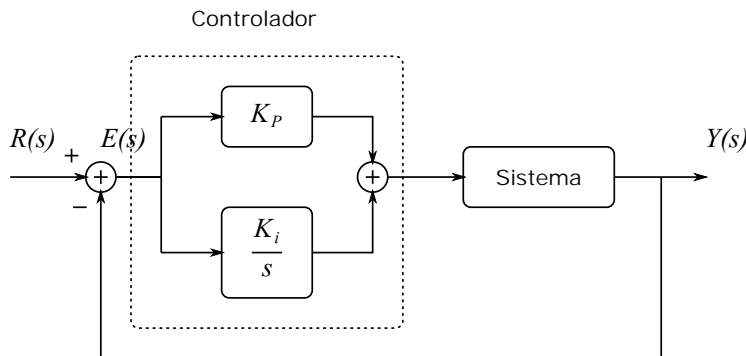


Figura 3.1: Diagrama de bloques del controlador PI.

Los parámetros del controlador pueden ser determinados con alguno de los métodos propuestos en la literatura tales como: reglas de Ziegler-Nichols [J. G.Ziegler44], el óptimo simétrico [C. E. Sandoval08], entre otros. El lazo de corriente del IFV conectado a la red requiere de una respuesta dinámica rápida, con tiempos de establecimiento menores que la mitad del periodo fundamental (10ms para la frecuencia de 50Hz de la red [Pow]) para ser capaz de reaccionar a diferentes perturbaciones de la red, tales como depresiones de voltaje [Pow]. Otro requerimiento es una respuesta sin sobreimpulso, con el fin de evitar oscilaciones entre el convertidor y la red, el cual puede causar inestabilidad. En este trabajo el lazo de control del modelo IFV conectado a la red ya venía integrado con un módulo controlador PI, en el cual las ganancias fueron estimadas con el método de Dahlin [Pow].

El uso del controlador PI en el sistema IFV conectado a la red presenta un buen desempeño siempre que la fuente trifásica sea balanceada y libre de contaminación. Sin embargo, en la red eléctrica es común la presencia de diferentes fenómenos de la calidad de la energía que contaminan a la fuente eléctrica. Por tal razón, es importante desarrollar controles robustos tales como los controladores basados en MD, que operen adecuadamente ante diferentes condiciones de la red eléctrica.

3.2. Control de Modos Deslizantes

El control de MD apareció primeramente en el contexto de sistemas de estructura variable (SEV) [Itkis76]. Este enfoque de control de MD se convirtió en el modo operacional principal para estos sistemas, debido a su propiedad de reducción de orden y baja sensibilidad a perturbaciones y variación de parámetros de la planta [V. Utkin99]. Los sistemas de control de estructura variable son caracterizados por una ley de control de retroalimentación y una regla de decisión. La regla de decisión, designa la función de conmutación, la cual toma en cuenta las mediciones del comportamiento del sistema y produce como salida una retroalimentación particular del controlador. El resultado es un sistema de estructura variable, el cual puede interpretarse como una combinación de subsistemas, en donde cada subsistema tiene una estructura de control y es válida para la región especificada del comportamiento del sistema [Ch. Edwards98]. La acción de control de MD es de carácter

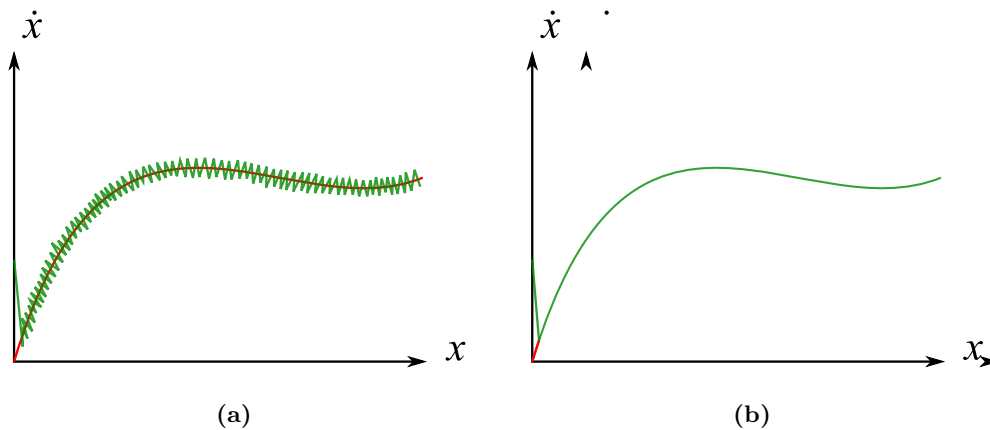


Figura 3.2: Fenómeno de "chattering": a).- Movimiento deslizante real y b).- Movimiento deslizante ideal.

discontinuo, la cual conmuta entre dos valores definidos por las reglas de decisión. Las discontinuidades de los controles de MD son diseñadas para llevar la variable deslizante a cero, lo cual lleva a la salida a mostrar el comportamiento deseado conforme se incrementa el tiempo en presencia de perturbaciones o variaciones de parámetros. En muchos casos el control por conmutación de alta frecuencia no es práctico o tiene consecuencias indeseables tales como el efecto "chattering" y se hace necesario implementar un control continuo.

El "chattering" es un efecto producido por la alta frecuencia de conmutación en la acción de control, lo cual se ve reflejado en la presencia de un rizado en los estados del sistema. En la Figura 3.2(a) se presenta el efecto del "chattering" producido por la acción de control. Si fuera posible tener una conmutación infinita el estado quedaría confinado sobre la referencia deseada tal como se muestra en la Figura 3.2(b). Este efecto del "chattering" en la mayoría de los sistemas resulta inconveniente, ya que se traduce en vibraciones de alta frecuencia en los actuadores llegando a producir daños en estos o reduciendo su vida útil.

Se le llama MD al fenómeno que aparece en la dinámica de un sistema al forzar a los estados a través del control a conmutar a alta frecuencia. Generalmente los estados son forzados a converger al origen y que estos se mantengan conmutando alrededor del origen o a una referencia dada. La dinámica del sistema es caracterizada por ecuaciones diferenciales con discontinuidades del lado derecho de la ecuación.

El control de MD es un tipo particular de control de SEV. Éste es diseñado para conducir y restringir al estado del sistema a permanecer en un punto de la función de conmutación llamada superficie deslizante $S(t) = 0$. Esta aproximación presenta dos ventajas principales. En primer lugar se puede obtener un comportamiento dinámico concreto del sistema en lazo cerrado con relación a la función de conmutación. En segundo lugar, dicho comportamiento se vuelve completamente insensible a un tipo particular de incertidumbres, por lo que se convierte en un enfoque de control robusto.

Para mostrar los modos deslizantes en términos del método de espacio de estados, se considera un sistema de retardo de segundo orden invariante en el tiempo

$$\ddot{x} + a_2\dot{x} + a_1x = u + f(t) \quad (3.3)$$

en donde a_1 , a_2 son constantes, $f(t)$ es una perturbación acotada y el término u es la variable de control.

El sistema (3.3) se puede reescribir de la siguiente forma,

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} f(t) \quad (3.4)$$

en donde $\mathbf{x} \in \mathfrak{R}^2$ representa el vector de estados.

El objetivo del sistema de control es proponer una ley de control de lazo cerrado $u = u(x_1, x_2)$ que lleve a las variables de estado a cero.

El diseño de un controlador de MD se sintetiza en las siguientes fases:

Fase 1: La primer fase consiste en el diseño de una superficie deslizante de primer orden. Para el sistema descrito en (3.4) la superficie deslizante se define como,

$$S = \left\{ \mathbf{x} \in \mathfrak{R}^2 \mid \sigma = 0 \right\} \quad (3.5)$$

En donde σ es una función de MD, la cual se definen normalmente en función del error que presenta la variable de estado respecto a un valor de referencia y de un cierto número de las derivadas de dicho error, es decir,

$$\sigma = \sigma(e, e', e'', e''', e^{(4)}, \dots, e^{(k)}) \quad (3.6)$$

en donde $e = x - x_{ref}$, k es la k -ésima derivada definida como $k = r - 1$.

Una alternativa comúnmente utilizada para definir las funciones σ es mediante una combinación lineal,

$$\sigma = e^{(k)} + \sum_{i=0}^{k-1} c_i e^{(i)} \quad (3.7)$$

en donde c_i es una constante positiva.

Fase 2: La segunda fase consiste en proponer una ley de control que lleve a las variables de estado hacia la superficie deslizante. Obsérvese que lo anterior implica que las funciones de MD propuestas en la fase 1 se igualen a cero. La ley de control normalmente toma la forma,

$$u = \hat{u} + u_{eq} \quad (3.8)$$

en donde \hat{u} es una componente que conmuta y que atrae a las variables hacia la superficie deslizante. El término u_{eq} aproxima la ley de control cuando las variables de estado se encuentran justo sobre la superficie deslizante.

El comportamiento del sistema (3.4) es presentado en la Figura 3.3 con $a_1 = a_2 = 0$, en donde las trayectorias de los estados son presentadas en el plano de fase (x, \dot{x}) . El control u experimenta conmutaciones en la superficie de deslizamiento $\sigma = 0$. Las trayectorias de los estados son orientadas hacia la superficie deslizante alcanzándola en tiempo finito. Una vez que los estados alcanzan la superficie deslizante se mantienen conmutando sobre ésta generando un rizado de alta frecuencia. Este movimiento de los estados sobre la superficie deslizante es llamado modos deslizantes [V. Utkin99]. El movimiento repetitivo de los estados sobre la superficie deslizante da lugar a una alta frecuencia de conmutación la

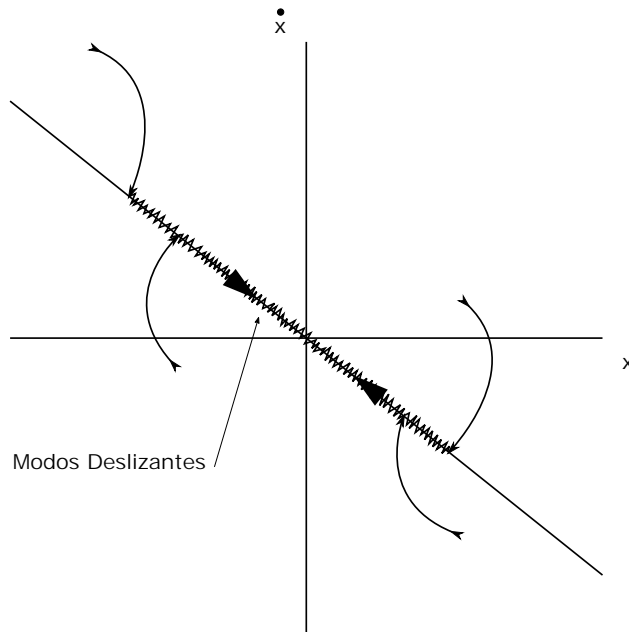


Figura 3.3: Trayectorias de los estados en el plano de fase

cual es conocida como "chattering", si fuera posible una frecuencia de conmutación infinita, el movimiento de los estados quedaría confinado a la superficie deslizante [Ch. Edwards98].

3.2.1. Modos deslizantes aplicado al inversor trifásico

Una vez que el sistema de inversor trifásico conectado a la red se encuentra representado en el marco de referencia $dq0$, los voltajes y corrientes dejan de ser senoidales y se muestran continuos, es decir tipo CC, siempre y cuando la fuente trifásica se encuentra balanceada. Cualquier cambio o desbalance se ve reflejado sobre las componentes en el marco de referencia $dq0$ y es más fácil trabajar sobre este sistema. La componente de corriente d y la componente de corriente q pueden ser controladas independientemente, y por lo tanto, es posible controlar potencia activa y potencia reactiva, de manera independiente. Por tal motivo, se diseña una ley de control u para el sistema representado en el marco de referencia $dq0$ por las ecuaciones (2.33) y (2.34).

En el control de MD, la primera etapa de diseño es la selección de la superficie deslizante, la cual debe de exhibir el comportamiento deseado. En este caso se desea que

los estados del sistema sigan una referencia de corriente dada, por lo tanto se selecciona las siguientes dos funciones de MD,

$$\vec{\sigma} = \begin{bmatrix} \sigma_d \\ \sigma_q \end{bmatrix} = \mathbf{e} = (\mathbf{x}_{ref} - \mathbf{x}) \quad (3.9)$$

en donde $\mathbf{x}_{ref} = [i_{dref}, i_{qref}]^T$ es el vector de referencia y $\mathbf{x} = [i_d, i_q]^T$ el vector de estados. El objetivo ahora es forzar la función $\vec{\sigma}$ a cero, gracias a la acción del control u . Es decir, se forzará a la trayectoria de estados a seguir a la superficie deslizante S definida como,

$$S = \left\{ \mathbf{x} \in \mathbb{R}^2 \mid \vec{\sigma} = 0 \right\} \quad (3.10)$$

El objetivo anterior es alcanzado usando la siguiente ley de control,

$$\mathbf{u} = \hat{\mathbf{u}} \quad (3.11)$$

en donde \hat{u} es una componente que conmuta y atrae la trayectoria de estados hacia la superficie deslizante y se define como,

$$\hat{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_d \operatorname{sign}(\sigma_d) \\ M_q \operatorname{sign}(\sigma_q) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

en donde M_d y M_q son constantes positivas, las cuales pueden ser estimadas a través de la condición de alcanzabilidad definida como,

$$\sigma \dot{\sigma} < 0 \quad (3.13)$$

o en forma equivalente como

$$\lim_{e \rightarrow +0} \dot{\sigma} < 0 \quad y \quad \lim_{e \rightarrow -0} \dot{\sigma} > 0 \quad (3.14)$$

Por lo tanto, de (3.13) se tiene,

$$\sigma_d \dot{\sigma}_d = \sigma_d \left(\frac{d}{dt} i_{dref} + \frac{R}{L} i_d + w I_q + \frac{v_d}{L} + \frac{1}{L} u_d \right) \quad (3.15)$$

$$\sigma_q \dot{\sigma}_q = \sigma_q \left(\frac{d}{dt} i_{qref} + \frac{R}{L} i_q - w I_d + \frac{v_q}{L} + \frac{1}{L} u_q \right) \quad (3.16)$$

Sustituyendo la acción de control se tiene,

$$\sigma_d \dot{\sigma}_d = \sigma_d \left(\frac{d}{dt} i_{dref} + \frac{R}{L} i_d + w I_q + \frac{v_d}{L} \right) - \frac{1}{L} M_d |\sigma_d| \quad (3.17)$$

$$\sigma_q \dot{\sigma}_q = \sigma_q \left(\frac{d}{dt} i_{qref} + \frac{R}{L} i_q - w I_d + \frac{v_q}{L} \right) - \frac{1}{L} M_q |\sigma_q| \quad (3.18)$$

Finalmente las ganancias M_d y M_q se deben seleccionar tal que [V. Utkin99],

$$M_d > \left| L \frac{d}{dt} i_{dref} + \frac{R}{L} i_d - w I_q + \frac{v_d}{L} \right| \quad (3.19)$$

$$M_q > \left| L \frac{d}{dt} i_{qref} + \frac{R}{L} i_q + w I_d + \frac{v_q}{L} \right| \quad (3.20)$$

Tanto la superficie deslizante como su derivada tienen signo opuesto si se cumplen las desigualdades (3.19) y (3.20). Se puede observar que las ganancias de los controladores dependen de tanto de los parámetros del sistema, como del estado y su derivada. Por lo tanto, los valores de M_d y M_q se estimarían a cada instante que se ejecute el control. En este trabajo los valores de M_d y M_q fueron estimados como un valor constante realizando diferentes ensayos de simulación, seleccionando las ganancias que mostraron una mejor respuesta. En el Apéndice C se presentan las ganancias del control de MD utilizadas en las simulaciones.

3.3. Modos deslizantes de 2º orden: técnica de Super-Twisting

La principal desventaja del control de MD es la aparición del "chattering" que es caracterizado por pequeñas oscilaciones a la salida del sistema. El "chattering" puede ser generado por omisión de las dinámicas rápidas y/o implementación de un sistema que por su naturaleza la salida es digital. Con el fin de atenuar el "chattering" y para tener señales de control continuas, se ha introducido el concepto de modo deslizante de alto orden (MDAO), los cuales se caracterizan por discontinuidades en la acción de control en la derivada de alto orden de la variable deslizante manteniendo las características de robustez al mismo tiempo que eliminan el efecto del "chattering", y garantizan una mayor exactitud ante presencia de incertidumbres y variaciones de la planta. La característica del orden deslizante es el grado de suavidad de la dinámica de la planta. El orden es definido como el número total de derivadas respecto del tiempo de la superficie deslizante ($\sigma = 0$). Por lo tanto, el orden k deslizante es determinado por la igualdad

$$\sigma = \sigma' = \sigma'' = \sigma''' = \sigma^{(4)} = \dots = \sigma^{(r-1)} = 0 \quad (3.21)$$

La Figura 3.4 presenta movimiento r -deslizante correspondiente a la restricción (3.21).

El algoritmo Super-Twisting ha sido desarrollado para el caso de sistemas con grado relativo 1 con el fin de evitar el efecto "chattering". Las trayectorias sobre el plano de fase se caracterizan por movimientos circulares convergentes al origen, tal como se muestra en la Figura 3.5. La ley de control $u(t)$ continua es constituida como,

$$\begin{aligned} u &= -k_1 \sqrt{|\sigma|} \text{sign}(\sigma) + v \\ \dot{v} &= -k_2 \text{sing}(\sigma) \end{aligned} \quad (3.22)$$

en donde k_1 y k_2 son constantes definidas positivas. La variable σ representa la función de modo deslizante. El algoritmo ST se puede considerar como una versión no lineal del controlador PI. Esta analogía se puede apreciar en la Figura 3.6.

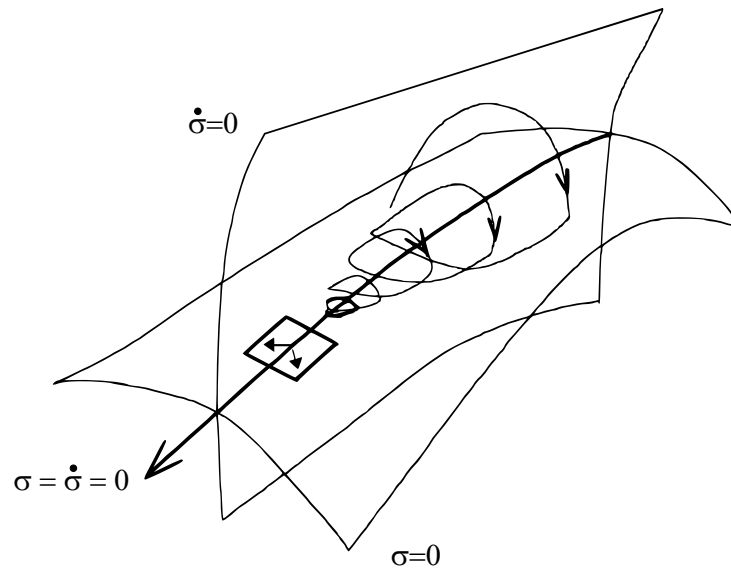


Figura 3.4: Trayectorias de modos deslizantes de segundo orden.

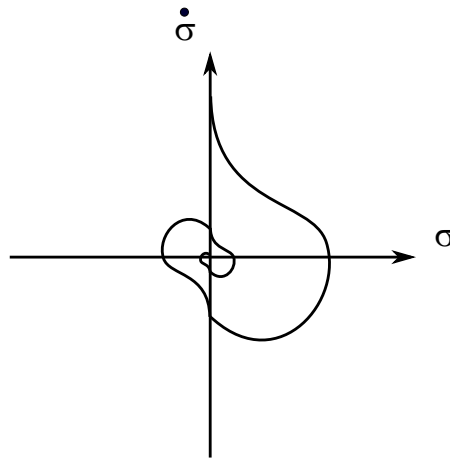


Figura 3.5: Trayectorias sobre el plano de fase del algoritmo ST.

3.3.1. Análisis y estabilidad del control Super-Twisting

En [Moreno08] se presenta una función candidata de Lyapunov para análisis de estabilidad y convergencia del controlador ST. A continuación se describe el procedimiento

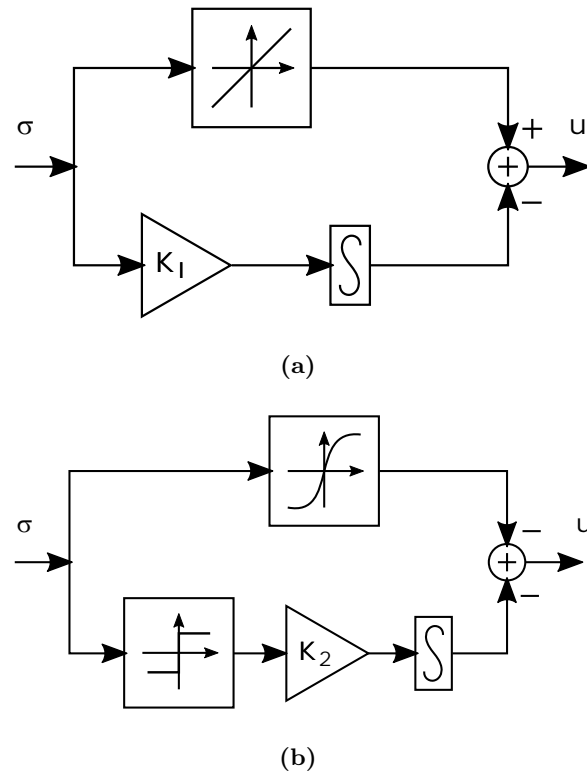


Figura 3.6: Diagrama esquemático de: a).- Control PI y b).- Control ST.

de estabilidad del algoritmo ST utilizando una forma cuadrática de la función presentada en [Moreno08].

Considérese el sistema

$$\dot{x} = f(t, x) + u \quad (3.23)$$

en donde $f(t, x)$ es el término de perturbación desconocida y acotada globalmente por

$$|f(t, x)| \leq \delta |x|^{1/2} \quad (3.24)$$

con una constante δ definida positiva. Sustituyendo el control (3.22) en el sistema (3.23) se tiene

$$\begin{aligned}\dot{x} &= -k_1\sqrt{|\sigma|}\text{sign}(\sigma) + v + f(x, t) \\ \dot{v} &= -k_2\text{sing}(\sigma)\end{aligned}\quad (3.25)$$

Proponiendo la siguiente función candidata de Lyapunov para (3.25), se tiene

$$V = \xi^T P \xi \quad (3.26)$$

en donde $\xi^T = [|\sigma|^{1/2} \text{sign}(\sigma) \quad v]$ y la matriz P se define como,

$$P = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 2 \end{bmatrix}$$

Note que $V(\sigma)$ es continua pero no es diferenciable en $\sigma = 0$. Tomando la derivada de $V(\sigma)$ excepto en el punto $\sigma = 0$, se obtiene

$$\dot{V} = -\frac{1}{|\sigma|^{1/2}} \xi^T Q \xi + \frac{b}{|\sigma|^{1/2}} q_1^T \xi \quad (3.27)$$

en donde

$$Q = \frac{k_1}{2} \begin{bmatrix} 4k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$q_1^T = \left[\left(2k_2 + \frac{1}{2}k_1^2 \right) \quad -\frac{1}{2}k_1 \right] \quad (3.29)$$

Usando la cota de la perturbación (3.24), la derivada \dot{V} queda de la forma

$$\dot{V} = -\frac{k_1}{2|\sigma|^{1/2}} \xi^T \tilde{Q} \xi \quad (3.30)$$

en donde

$$\tilde{Q} = \begin{bmatrix} 2k_2 + k_1^2 - \left(\frac{4k_2}{k_1} + k_1\right)\delta & (-k_1 + 2\delta_1) \\ (-k_1 + 2\delta_1) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Considerando las condiciones

$$k_1 > 2\delta \quad \text{y} \quad k_2 > k_1 \frac{5\delta k_1 + 4\delta^2}{2(k_1 - 2\delta)} \quad (3.32)$$

se tiene \tilde{Q} es definida positiva, lo que implica que \dot{V} de la función de Lyapunov es definida negativa. Esto significa que el estado del sistema (3.27) converge a cero debido a que $V(\sigma)$ es definida positiva y radialmente no acotada si $k_2 > 0$ [Moreno08].

Con el fin de tener control independiente en cada una de las corrientes se propone el siguiente control ST.

$$\begin{aligned} u_d &= c_d \sqrt{|\sigma_d|} \text{sign}(\sigma_d) + b_d v_d \\ \dot{v}_d &= \text{sign}(\sigma_d) \end{aligned} \quad (3.33)$$

$$\begin{aligned} u_q &= c_q \sqrt{|\sigma_q|} \text{sign}(\sigma_q) + b_q v_q \\ \dot{v}_q &= \text{sign}(\sigma_q) \end{aligned} \quad (3.34)$$

donde c_d , c_q , b_d y b_q son ganancias constantes positivas y σ_d y σ_q son las funciones deslizantes, de los ejes d y q , respectivamente, la cual se define como el error entre la referencia deseada y el estado.

Las ganancias c_d , c_q , b_d y b_q para la sintonización del control ST fueron determinadas realizando diferentes ensayos de simulación, y se seleccionaron las que arrojaron mejores resultados. En el Apéndice C se presentan las ganancias del control ST utilizadas en este tesis.

3.4. Sumario

En este capítulo se presentó una introducción a los controles PI y modos deslizantes. Se describió la estructura del control clásico PI. En cuanto al control con MD, se presentó su forma de operación en los sistemas de estructura variable así como el efecto "chattering" producido a la salida del sistema generado por la alta frecuencia de conmutación del control discontinuo. Así también se realizó la introducción al control ST, el cual es un control continuo y clasificado como un control de segundo orden, el cual mantiene las características estabilidad y robustez de los modos deslizantes, pero elimina el efecto del "chattering". Además, se presentaron las expresiones matemáticas correspondiente a la ley de control de los algoritmos de modos deslizantes. Así también, se presentaron los valores de las ganancias de los controladores utilizados en los experimentos.

Capítulo 4

Implementación en la plataforma ”Hardware-in-the-Loop”

La simulación HIL es una técnica que es usada en el desarrollo y pruebas de sistemas embebidos complejos en tiempo real. Las pruebas de sistemas de electrónica de potencia pueden ser complejas costosas y peligrosas. Las simulaciones HIL se realizan con una plataforma de simulación que permite reproducir el comportamiento del sistema con una alta precisión y en un entorno de pruebas virtual.

La implementación de un sistema de potencia a escala en un laboratorio puede llegar a ser costoso. Además, el tiempo que se podría requerir para ser implementado podría ser considerable dependiendo de la complejidad de este. Una vez implementado el sistema, al momento de realizar las pruebas, sí por alguna razón no prevista algún elemento es dañado, este se tiene que reemplazar, lo que implica un nuevo costo y tiempo. Además del factor de riesgo de daño del equipo, se debe de cuidar la seguridad del usuario ya que este podría sufrir alguna descarga eléctrica. En las simulaciones HIL el sistema de potencia es simulado en la plataforma de simulación en tiempo real lo que permite ahorrar tiempo ya que es más fácil y rápido diseñar simulaciones y no existe el riesgo de daño en el equipo o riesgo hacia el usuario por descargas eléctricas.

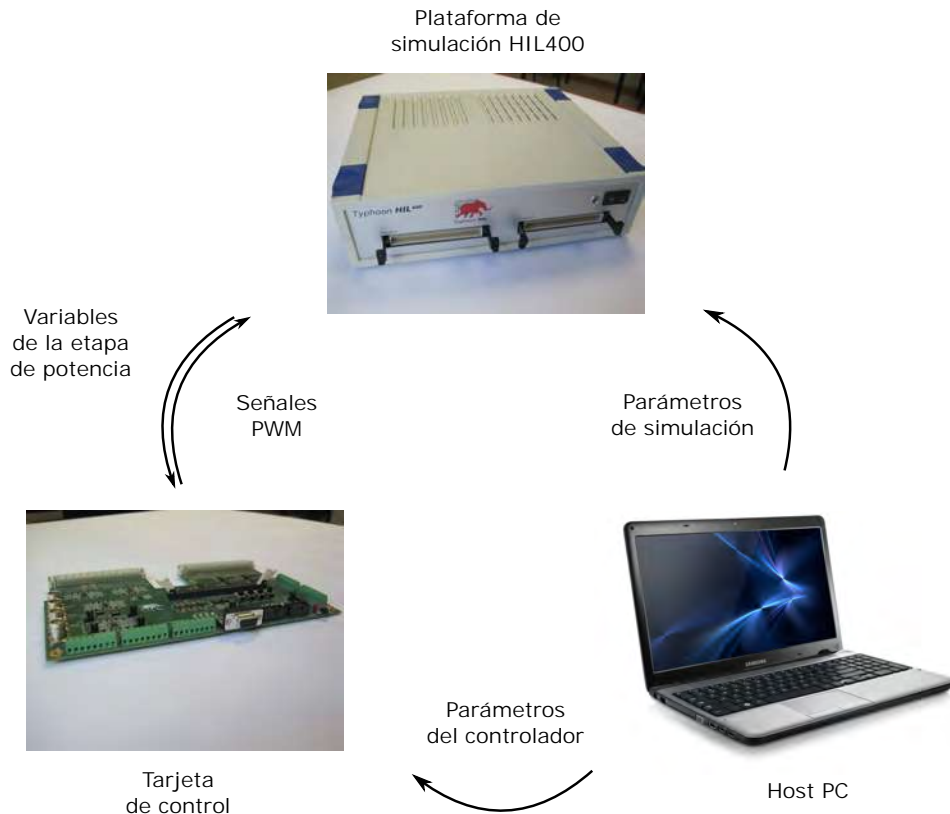


Figura 4.1: Flujo de comunicación.

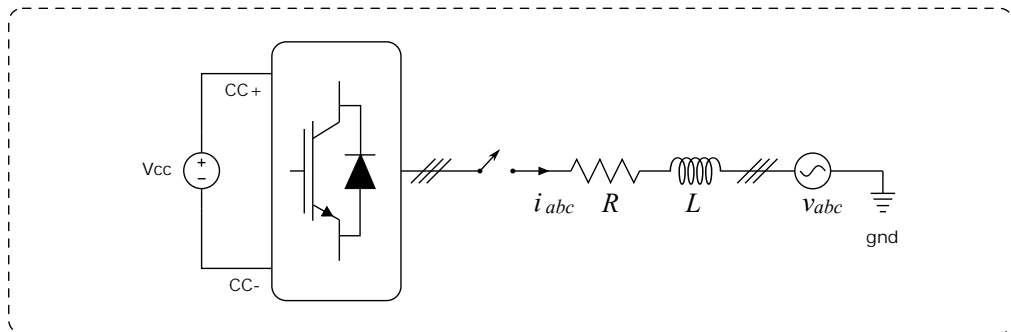
Las simulaciones de sistemas de electrónica de potencia con esquemas HIL permiten realizar cambios en los parámetros de cada elemento tales como asignación de valores de elementos resistivos, inductivos y capacitivos, definición de las magnitudes tanto de la fuente trifásica como la fuente de CC. De esta manera se pueden realizar pruebas ante diferentes condiciones de la red eléctrica al introducir caídas de tensión o contaminación con armónicos.

En este trabajo se utiliza la plataforma "Hardware-in-the-Loop" de la marca Typhoon modelo HIL400. La comunicación establecida para el envío y recepción de nueva información es descrita en la Figura 4.1. El Host PC puede enviar y establecer nuevos parámetros tanto al simulador como al PDS.

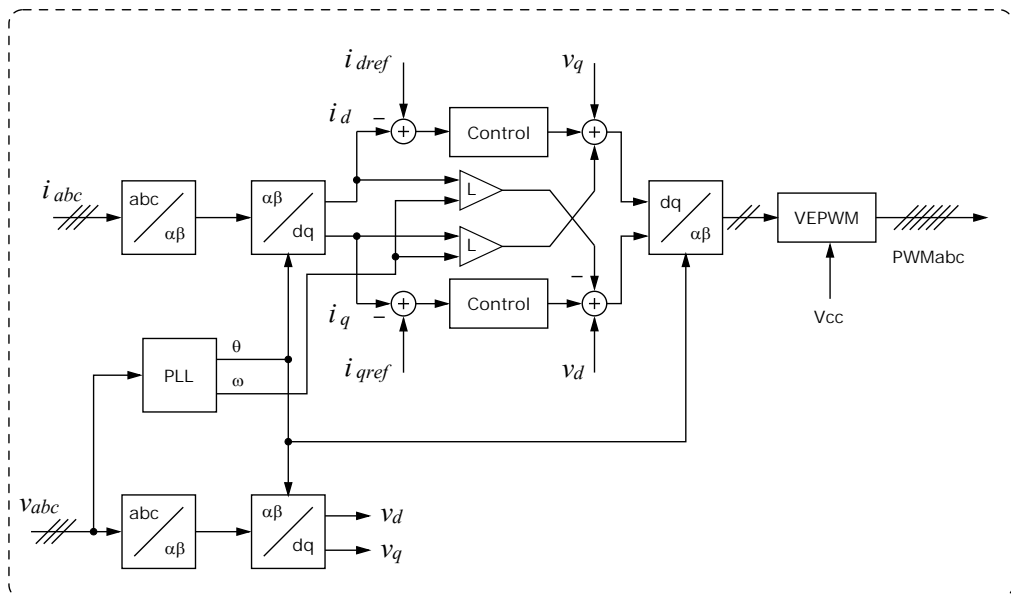
En el Apéndice D se presentan las características de la plataforma de simulación, tarjeta de interface y tarjeta PDS, así como los códigos de los controles implementados.

4.1. Construcción del modelo de simulación

La Figura 4.2 presenta el diagrama de la implementación del control del inversor trifásico usando la plataforma HIL400 de Typhoon. La figura indica que el algoritmo de control es ejecutado en la tarjeta de control PDS TMS320F2808, mientras que el inversor, la fuente de voltaje de CC, la red trifásica y los elementos de medición son simulados en la plataforma HIL400.



(a)



(b)

Figura 4.2: Diagrama de simulación en la plataforma HIL a).- Sistema eléctrico simulado en el simulador en tiempo real y b).- Diagrama del algoritmo del lazo de control implementado en el procesador digital de señales.

Las corrientes y voltajes simulados en la plataforma HIL están disponibles en las salidas analógicas del simulador. El PDS realiza el muestreo y digitalización de voltajes y corrientes para implementar el control. Las señales PWM se generan en el PDS y se envían al simulador en tiempo real a través de las salidas digitales. De esta manera se genera un lazo cerrado de retroalimentación entre el hardware simulado en la plataforma de simulación en tiempo real y el sistema de control en el PDS.

En el ambiente de evaluación de Typhoon HIL el modelo es construido usando las herramientas de edición de software de Typhoon. Este software contiene librerías de elementos que son usados como diagramas de bloques para construcción del sistema de electrónica de potencia. En la Figura 4.3 se muestra el ambiente de desarrollo de "Schematic Editor" de Typhoon. Cuando se inicia un nuevo proyecto el área de trabajo aparece en blanco y los elementos son seleccionados y ubicados en el área de componentes. Una vez conectados y terminada la conexión del circuito, este debe ser guardado, compilado y cargado el modelo generado a la plataforma Typhoon HIL. En esta etapa se pueden definir los valores de

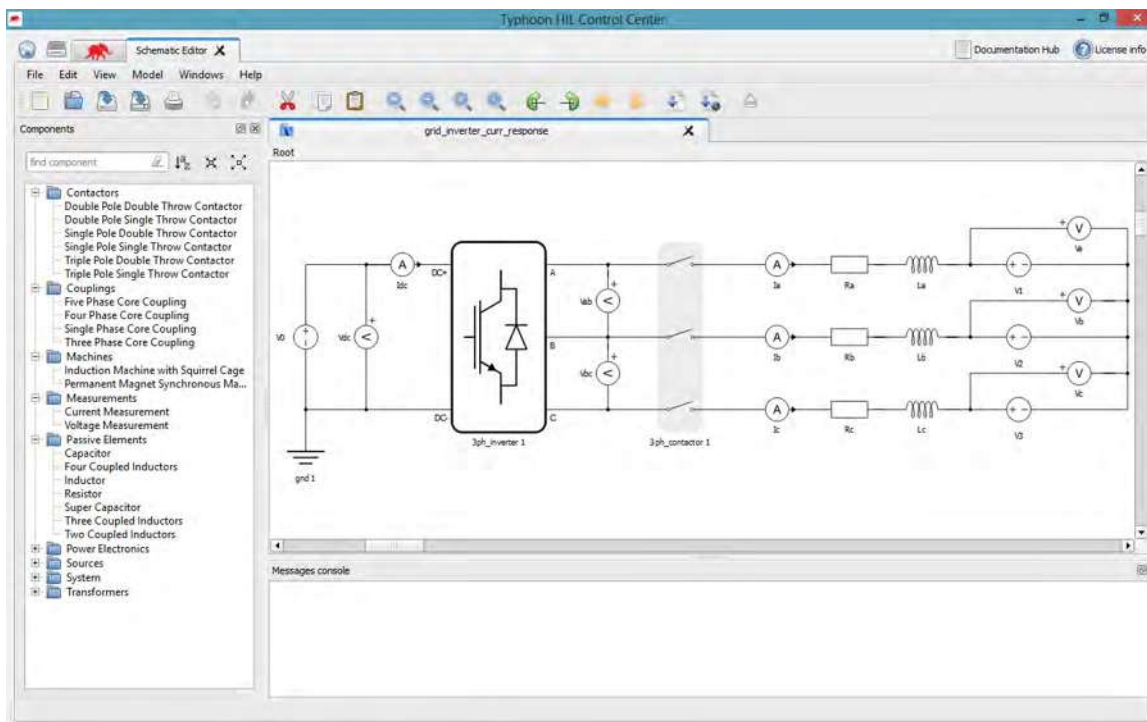


Figura 4.3: Ambiente de desarrollo de Typhoon.

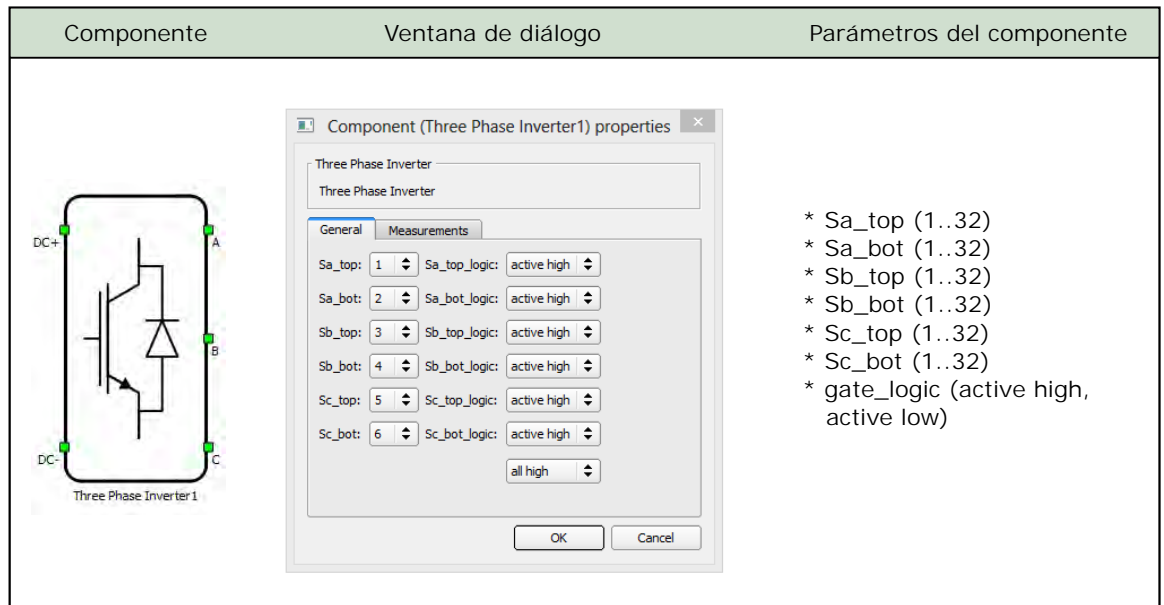


Figura 4.4: Componente del convertidor trifásico y el cuadro de configuración.

elementos, tales como las fuentes de voltaje, resistencias e inductancias. Además, se debe de definir a los elementos con el nombre adecuado para generar un script que automatice las pruebas.

4.1.1. Modelo del inversor

En las librerías de herramientas de Typhoon los interruptores de electrónica de potencia son modelados como interruptores ideales, es decir, con resistencia cero cuando está cerrado el interruptor y con resistencia infinita cuando está abierto, considerando conmutación instantánea del interruptor. Además todos los convertidores son modelados como cajas negras que únicamente pueden ser usados en la elaboración de los diagramas esquemáticos. En la Figura 4.4 se presenta el diagrama del inversor trifásico así como el cuadro de diálogo para configuración de los interruptores, la ventana de diálogo solo admite el establecimiento del número de pin que será utilizado para la activación del interruptor, a un interruptor se le puede asignar cualquier pin de 1 al 32 de las entradas digitales, así también, asignarle el modo de activación en alto o en bajo.

Tabla 4.1: Opciones de configuración para la simulación del sistema.

Métodos de simulación	exacto	Euler	trapezoidal	
Paso de simulación	automático	0.5 μ sg	1.0 μ sg	2.0 μ sg

Con el propósito de tener un modelo más realista en el componente del inversor, se puede modelar un retardo de conmutación con la finalidad de tener un análisis del fenómeno de la variación de tiempo muerto.

En este trabajo de tesis el IFV está constituido por interruptores de potencia IGBT los cuales se definen ideales, por lo tanto, no se hace uso de la opción de retardo de conmutación.

4.1.2. Método de simulación

Al generar el circuito esquemático del sistema se debe de configurar las propiedades generales de la simulación, esto se realiza en la ventada de "Schematic settings", en donde se definen las propiedades de simulación, tales como plataforma utilizada, el método de integración y el paso de simulación. En la tabla 4.1 se presentan las diferentes opciones de configuración de simulación para la plataforma de simulación de tiempo real HIL400.

En esta tesis los experimentos de simulación se realizaron con el método de simulación exacto y con un paso de simulación de 1 μ seg

4.2. Implementación del control en el PDS

En la Figura 4.5 se muestra el algoritmo de control que es implementado en la tarjeta de control PDS y comprobado en el ambiente HIL. Al inicio de este código existe una sección de inicialización de registros y configuración de periféricos de comunicación entre la plataforma de simulación en tiempo real, el PDS y la computadora HostPC. Enseguida los registros del sistema como el convertidor analógico/digital y reloj basado en un oscilador-PLL son actualizados e inicializados para utilizar el módulo periférico PWM, Además, se realiza la configuración e inicialización del módulo para el algoritmo del controlador PI y el módulo de generador de rampa. La tabla de interrupciones se actualiza para llamar la rutina del servicio de interrupciones cada vez que el contador se establece en cero. El

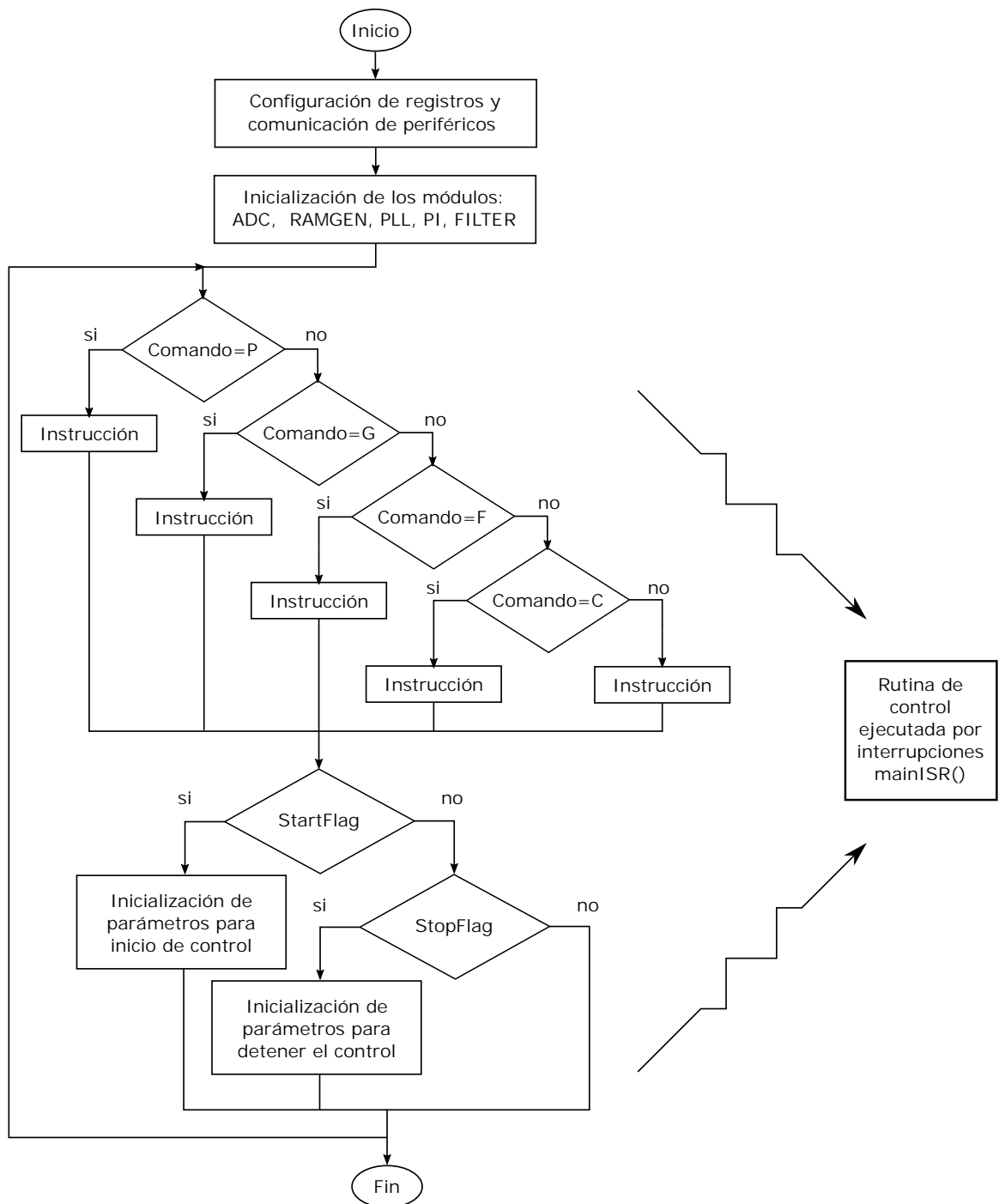


Figura 4.5: Diagrama de flujo del sistema de control implementado en el PDS.

módulo periférico de comunicación serial se inicializa para establecer la comunicación entre Typhoon y el Host PC. Después de la etapa de inicialización se ejecuta un lazo infinito en donde se leen los comandos de comunicación provenientes del usuario. Los comandos son clasificados en las siguientes categorías: parámetros, referencias, medidas análogas y banderas de control. Por otra parte, si el código recibe el comando "arranque" la bandera StartFlag se establece en 1, se inicializan algunas variables globales y de manera inmediata se inicia la ejecución del sistema de control para generar las señales PWM.

En la Figura 4.6 se presenta el diagrama de flujo de la rutina de control ejecutada por interrupciones. Cuando se inicia el módulo periférico PWM, el programa llama a la rutina de servicio de interrupciones "mainISR()" en cada periodo del PWM el cual es establecido en $82.305\mu\text{seg}$ ($\frac{1}{12150\text{Hz}}$). Al inicio de la rutina se presenta un tiempo de espera con el fin de estabilizar el reloj basado en el PLL. Una vez que se ha estabilizado la bandera GridContFlag se establece en 1 y se cierra el contactor. De no ser así el contactor se mantiene abierto, se leen los valores de voltaje y corriente de la red trifásica y el valor de la fuente de CC. Enseguida los valores de voltaje son transformados al marco de referencia estacionario $\alpha\beta$ usando la transformada de Clarke. Estos valores son utilizados para estimar el ángulo de sincronización con la red eléctrica. Los valores de corriente son transformados al marco de referencia rotatoria $dq0$ a través de la transformada de Park. Los valores de corriente transformados del marco de referencia abc al marco $dq0$ representan las señales de retroalimentación del control. Una vez aplicado el control y el cálculo de desacoplamiento, se obtienen los voltajes de referencia en el marco $dq0$. A continuación se aplica la transformada inversa de Park a los voltajes de referencia y se obtienen las componentes de voltaje en el marco de referencia $\alpha\beta$, los cuales son utilizados en la modulación VEPWM. Los valores obtenidos de este cálculo son los ciclos de trabajo que serán enviados al inversor a través de las entradas digitales del emulador. Se actualizan las referencias de corriente y se guardan las variables de interés para graficar posteriormente.

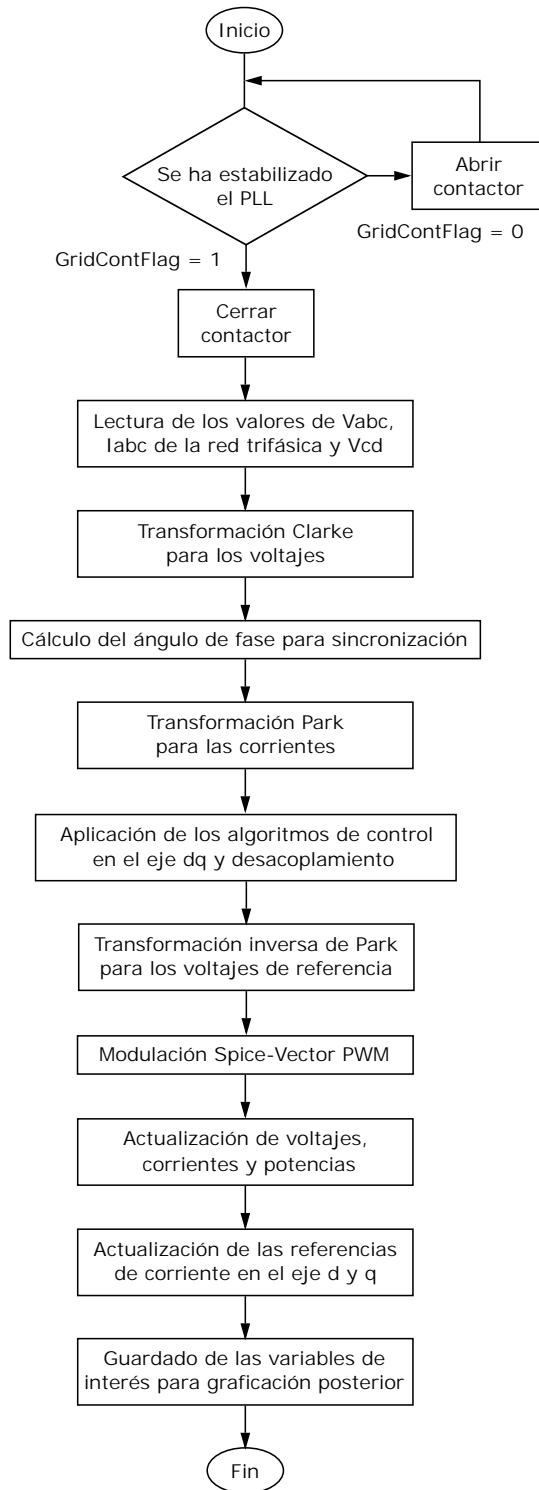


Figura 4.6: Diagrama de flujo de la rutina de control ejecutada por interrupciones.

4.3. Sumario

En este capítulo se realizó una introducción a las simulaciones HIL, sus características y ventajas respecto a pruebas implementadas en laboratorio sobre hardware en tiempo real. Se realizó una descripción de la implementación del sistema trifásico conectado a la red eléctrica en el esquema HIL, donde todos los componentes de potencia son simulados en la plataforma HIL y el algoritmo de control es implementado en un PDS, se presentó la forma de comunicación del simulador, el PDS y el Host PC, teniendo la capacidad de probar el control ante diferentes condiciones ya que se pueden cambiar y establecer parámetros durante las pruebas realizadas. Además, se presentó de flujo implementado en el PDS y la descripción del control implementado en la rutina de servicio de interrupciones.

Capítulo 5

Casos de estudio

En la Figura 5.1 se presenta el experimento implementado en el laboratorio basado en la plataforma HIL. En la figura se presenta la plataforma de simulación en tiempo real Typhoon HIL400, la tarjeta de control PDS y la computadora. Como se mencionó con anterioridad el sistema eléctrico de potencia constituido por el inversor trifásico, la fuente de CC, la fuente trifásica y los elementos de acoplamiento RL son implementadas en la plataforma de simulación HIL, mientras el algoritmo de control es implementado en el PDS. Cada uno de los experimentos propuestos son simulados en la plataforma y se desarrollan en un ambiente controlado a través de la computadora para simular depresiones de voltaje y distorsión armónica en la red eléctrica.

En la Figura 5.2 se presenta el flujo de datos requerido en las simulaciones HIL. Se puede apreciar que la plataforma de simulación entrega los voltajes de la red trifásica y las corrientes de fase usando las salidas analógicas de la plataforma HIL. Estas señales son procesadas por el PDS para su digitalización y cálculos de control. Posteriormente el PDS realiza los cálculos necesarios y entrega los ciclos de trabajo para la conmutación de los IGBT. De esta manera se cierra el lazo de control y se realiza la comunicación entre la plataforma de simulación HIL y el PDS.

Con el fin de evaluar el desempeño de los controles propuestos ante diferentes condiciones de la red eléctrica, se han seleccionado un conjunto de escenarios de prueba los cuales incluyen: pruebas con la red trifásica balanceada, pruebas con depresiones de voltaje

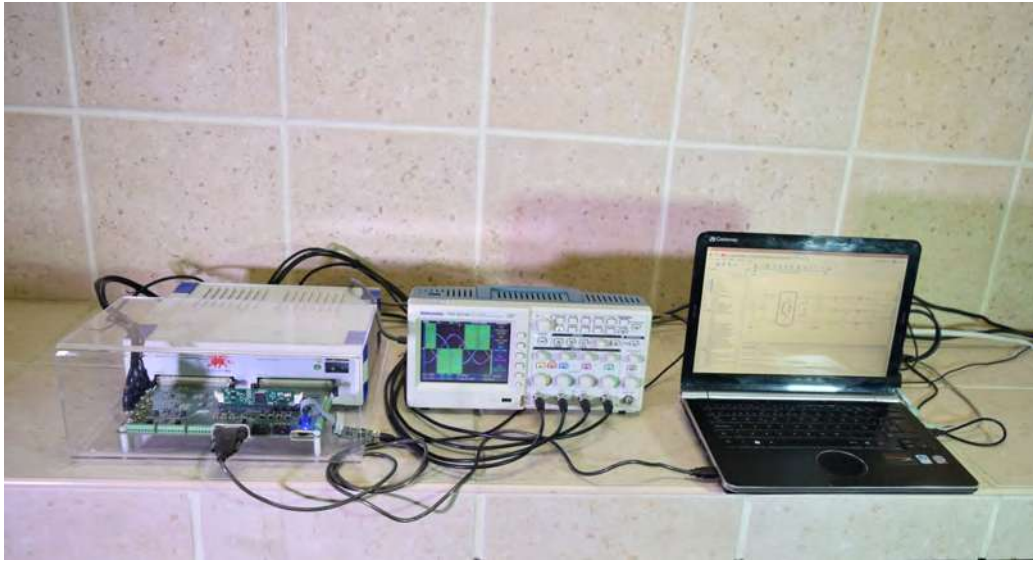


Figura 5.1: Sistema de simulación HIL.

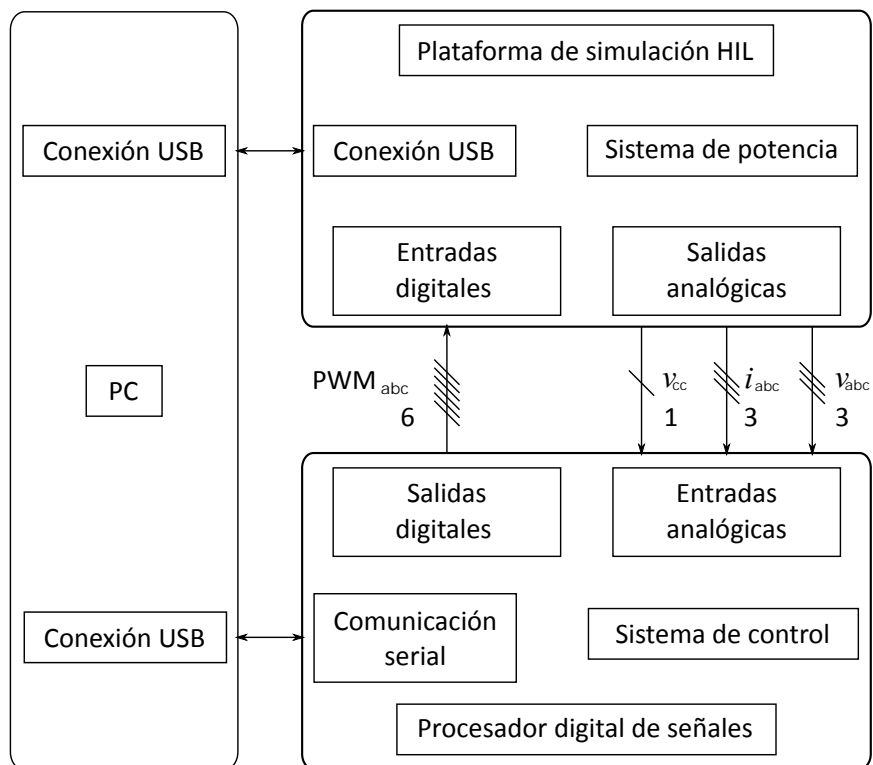


Figura 5.2: Flujo de datos de la simulación HIL.

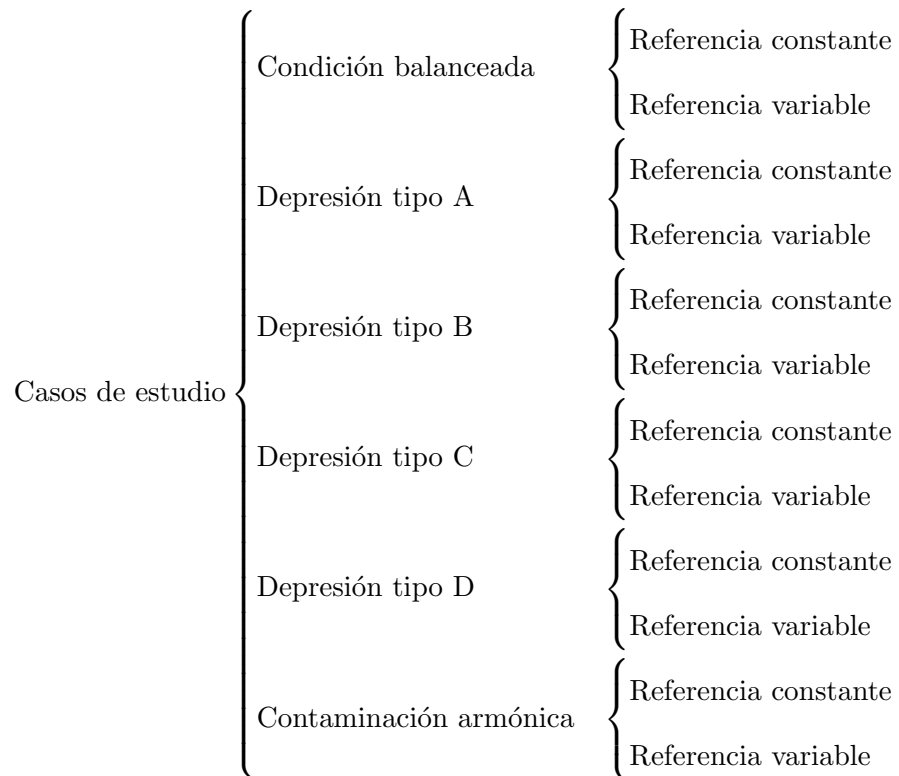


Figura 5.3: Casos de estudio implementados en esta tesis.

y pruebas de contaminación de armónicos. Para cada uno de estos escenarios se evaluó la capacidad del sistema de control para seguir una corriente de referencia, se determinó el porcentaje de distorsión armónica y porcentaje de desbalance en las corrientes de fase.

- **Pruebas con la fuente balanceada:** En esta prueba se simuló cada uno de los controles propuestos con la fuente balanceada, con el propósito de conocer la respuesta del inversor ante un escenario de operación nominal. El valor de la fuente trifásica es de $230V_{rms}$ de fase a neutro. En el Apéndice C se presentan los valores utilizados para las simulaciones de cada uno de los experimentos de prueba. En el Apéndice E se presentan los conceptos de la calidad de la energía.
- **Depresiones de voltaje tipo A:** En este tipo de fallas las tres fases sufren una depresión de voltaje de la misma magnitud. En este escenario de prueba se simula-

ron depresiones en las tres fase de la fuente trifásica de la misma magnitud, con el propósito de observar el desempeño de los controles ante depresiones de tipo A. Para este escenario de prueba se realizaron simulaciones con 3 niveles de depresión tipo A de: 10, 25 y 50 %.

- **Depresiones de voltaje tipo B:** Como se ilustra en la Figura E.1 del Apéndice E, en este tipo de fallas solamente una de las fases cae por debajo de su valor nominal mientras las otras dos fases mantienen la misma magnitud. Además, las tres fases mantienen la separación angular de 120° . En este escenario se simulan depresiones de voltaje en la fase A de la fuente trifásica con la finalidad de observar el desempeño de los controles al generarse una depresión de voltaje en una sola de las fases.
- **Depresiones de voltaje tipo C:** En este escenario de prueba una de las fases mantiene su magnitud y ángulo, mientras las otras dos fases caen por debajo de su valor nominal y cambian su ángulo de fase tal como se indica en la Figura E.1. Con la finalidad de observar el desempeño de los controles ante un desbalance en la fuente trifásica al presentarse una depresión de voltaje y desfasamiento de ángulo en dos fases de la fuente trifásica, se simula una depresión y desfasamiento de ángulo en las fases B y C de la fuente trifásica.
- **Depresiones de voltaje tipo D:** En la Figura E.1 se puede ver que en este tipo de fallas una de las fases cae por debajo de su valor nominal manteniendo su mismo ángulo de fase, mientras las otras dos fases cambian en su ángulo de fase manteniendo su valor de voltaje nominal. Con el propósito de observar el desempeño de los controles ante un desbalance generado por una depresión de voltaje tipo D se simula en la fuente trifásica una depresión de voltaje en la fase A y desfasamiento de ángulo en las fases B y C.
- **Contaminación armónica:** Con el propósito de observar el desempeño de los controles ante contaminación armónica, en este escenario de prueba se contamina la red eléctrica trifásica con un 5 %, 10 % y 15 % de THD. Las componentes armónicas involucradas para producir estos niveles de distorsión son la 5^a y 7^a . Para la obtención del

Tabla 5.1: Nivel de distorsión armónica

Distorsión armónica (%)	Voltaje de la 5ª componente (Vrms)	Voltaje de la 7ª componente (Vrms)
5	8.1	8.1
10	16.2	16.2
15	24.5	24.5

porcentaje de contaminación armónica indicado se especifica un valor en la magnitud de voltaje de las componentes de 5ª y 7ª tal como se indica en la Tabla 5.1. En el Apéndice C se presenta el desarrollo matemático para la deducción de la magnitud del voltaje las componentes armónicas. Así también se presentan los valores utilizados para cada una de las simulaciones de la fuente trifásica utilizados en los experimentos de prueba.

Para cada uno de los escenarios de calidad de la energía en los que se evalúa el desempeño del sistema de control del inversor se incorpora un análisis adicional que consiste en variar la referencia de corriente del sistema de control. A continuación se describen estos escenarios:

- Referencia constante: En las pruebas de *seguimiento de referencia constante* se ha seleccionado el punto de operación $i_d = 2A$ e $i_q = 3A$, lo cual corresponde a una corriente por fase de $1.4955A$. Las referencias de corriente se traducen en valores de potencia que pudiese demandar una aplicación específica, para este punto de operación la referencia de corriente en el eje d representan $975.8W$ y la referencia en el eje q representan $-1463.7VAR$. Las referencias fueron propuestas con la finalidad de evaluar el desempeño de los tres controladores, en esta tesis las referencias dadas no representan ninguna aplicación específica. Sin embargo, más adelante en este capítulo se presenta una discusión en donde se realiza una caracterización específica para el inversor trifásico considerando el valor de $2.2kW$ que corresponde a la de un cargador nivel 1 de vehículos eléctricos, con la finalidad de observar la distorsión en las corriente de fase. Para la evaluación del desempeño de los controles se han simulado 4 diferentes niveles de depresión y contaminación de armónicos en el voltaje de la fuente trifásica. La Tabla 5.2 muestra los intervalos de tiempo en los que se presentó cada una de las

Tabla 5.2: Escenarios de pruebas de seguimientos de referencia constante ante fenómenos de la calidad de la energía.

Intervalo de tiempo (Seg)	Depresión tipo				Contaminación de armónicos
	A	B	C	D	
$0 \leq t < 0.19$	0 %	0 %	0 %	0 %	0 %
$0.19 \leq t < 0.86$	10 %	5 %	5 %	5 %	5 %
$0.86 \leq t < 1.18$	0 %	0 %	0 %	0 %	0 %
$1.18 \leq t < 1.7$	25 %	10 %	10 %	10 %	10 %
$1.7 \leq t < 2.1$	0 %	0 %	0 %	0 %	0 %
$2.1 \leq t < 2.69$	50 %	15 %	15 %	15 %	15 %
$2.69 \leq t$	0 %	0 %	0 %	0 %	0 %

Tabla 5.3: Intervalos de tiempo de simulación para cada una de las referencias de corriente.

Referencia en el eje d i_d (A)	Intervalo de tiempo (Seg)	Referencia en el eje q i_q (A)	Intervalo de tiempo (Seg)
0	$0 \leq t < 0.48$	0	$0 \leq t < 0.59$
-1	$0.48 \leq t < 0.86$	1	$0.59 \leq t < 0.97$
-3	$0.86 \leq t < 1.23$	-2	$0.97 \leq t < 1.34$
2	$1.23 \leq t < 1.6$	2	$1.34 \leq t < 1.71$
5	$1.6 \leq t$	4	$1.71 \leq t$

condiciones de la fuente trifásica de acuerdo como se desarrolla la prueba.

- Referencia variable: En las pruebas de *seguimiento a cambios de referencia* se han seleccionado los puntos de operación $(i_d, i_q) = (0A, 0A), (-1A, 1A), (-3A, -2A), (2A, 2A), (5A, 4A)$ los cuales son simulados ante 4 tipos de depresión de voltaje y contaminación de armónicos en el voltaje de la fuente trifásica. La Tablas 5.3 muestra los intervalos de tiempo en los que se simuló cada una de las referencias de corriente de acuerdo como se desarrolla la simulación. Cabe mencionar que se elige el punto de operación $i_d = -1A$ e $i_q = 1A$ para realizar un análisis de porcentaje de distorsión armónica (%THD) y porcentaje de desbalance (%K). Por lo tanto, en este punto de operación se obtuvieron las corrientes de fase para ser analizadas con la Transformada Rápida de Fourier (TRF).

Cabe hacer mención que esta tesis se concentró en el análisis del seguimiento de corriente en el marco de referencia $dq0$ y no se realiza control directamente sobre las potencias activa y reactiva. Sin embargo, el control sobre el lazo de corriente es base para realizar control en

las potencias.

5.1. Pruebas con la fuente balanceada

5.1.1. Pruebas de seguimiento de referencia constante con una fuente trifásica balanceada

La Figura 5.4(a), 5.4(b) y 5.4(c) muestra el desempeño del control PI, control de MD y control ST, respectivamente con la fuente balanceada. Como se puede observar en este escenario de prueba el seguimiento de la corriente se realiza de manera muy exacta con cada uno de los controles bajo prueba, mostrando un mejor desempeño en control PI ya que este presenta una oscilación menor comparada con el control de MD y ST. En cuanto al control de MD se puede observar una oscilación mayor en el seguimiento de la corriente de ambos ejes siendo más evidente en el eje q este incremento en el rizado se debe a la magnitud de las ganancias de la ley de control. Esta oscilación es causada por el efecto del "chattering", el cual es generado por las discontinuidades del control. En cuanto al control ST se puede observar que las oscilaciones son menores comparadas con el control de MD. Esto es debido a que el control ST es continuo y por consecuencia elimina el efecto del "chattering". Sin embargo debido al control digital y a la conmutación de los IGBTs el control ST también presenta un rizado en el seguimiento de la corriente.

Señal de control

En la Figura 5.5(a), 5.5(b) y 5.5(c) se presentan las señales de control PI, MD y ST, respectivamente, para el caso con la fuente balanceada. En la Figura 5.5(a) se puede observar que la señal de salida del control PI es una señal continua. En la Figura 5.5(b) se puede observar la señal de salida del control MD es básicamente la función $sign()$, la cual es una señal definida a tramos, debido a que toma valores entre $(1, -1)$, dependiendo del valor de la superficie de deslizamiento. En la Figura 5.5(c) se presenta la salida del control ST, en la figura se puede observar que la señal definida en cualquier instante de tiempo.

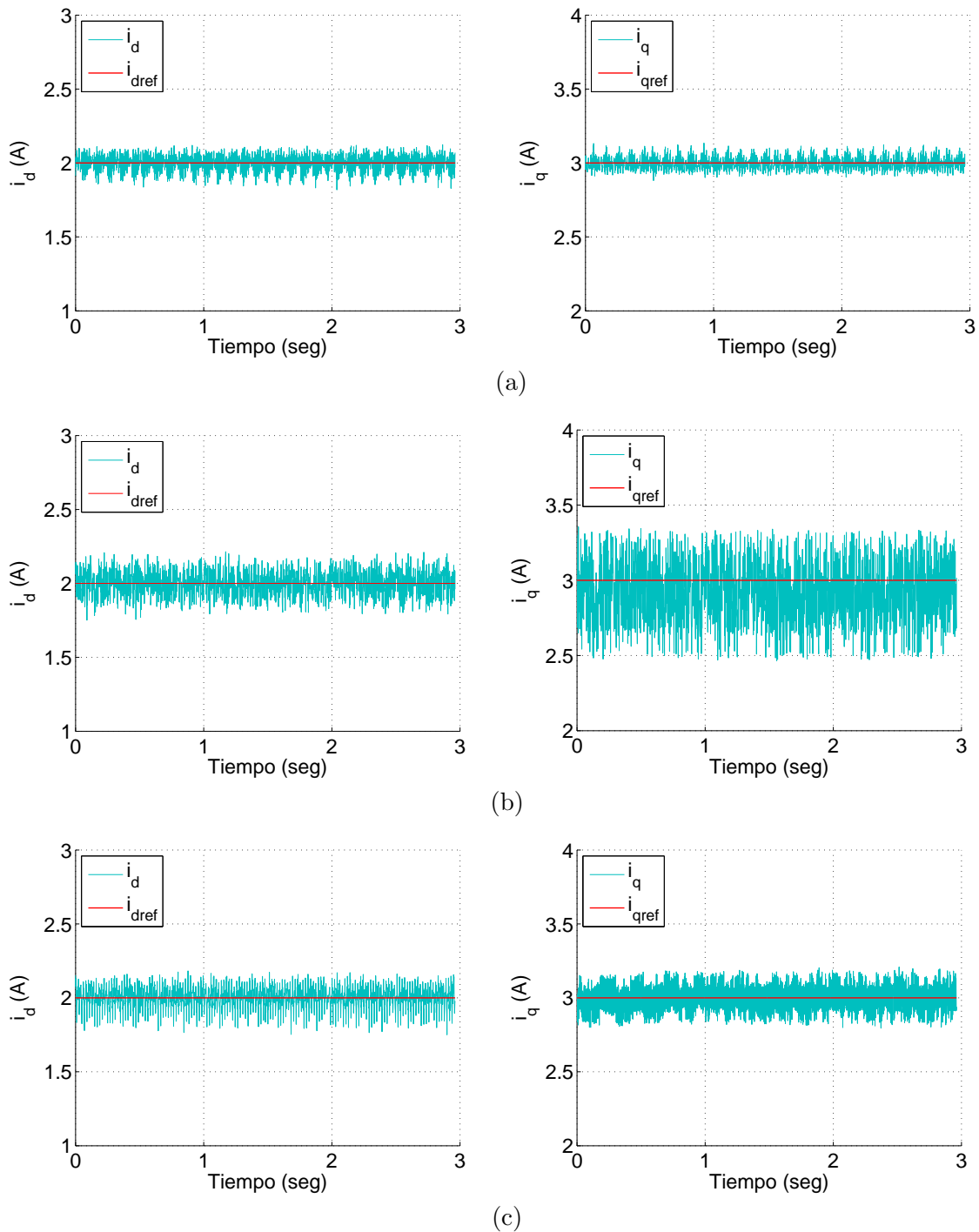


Figura 5.4: Seguimiento de referencia constante en el marco de referencia $dq0$ con la fuente trifásica balanceada: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

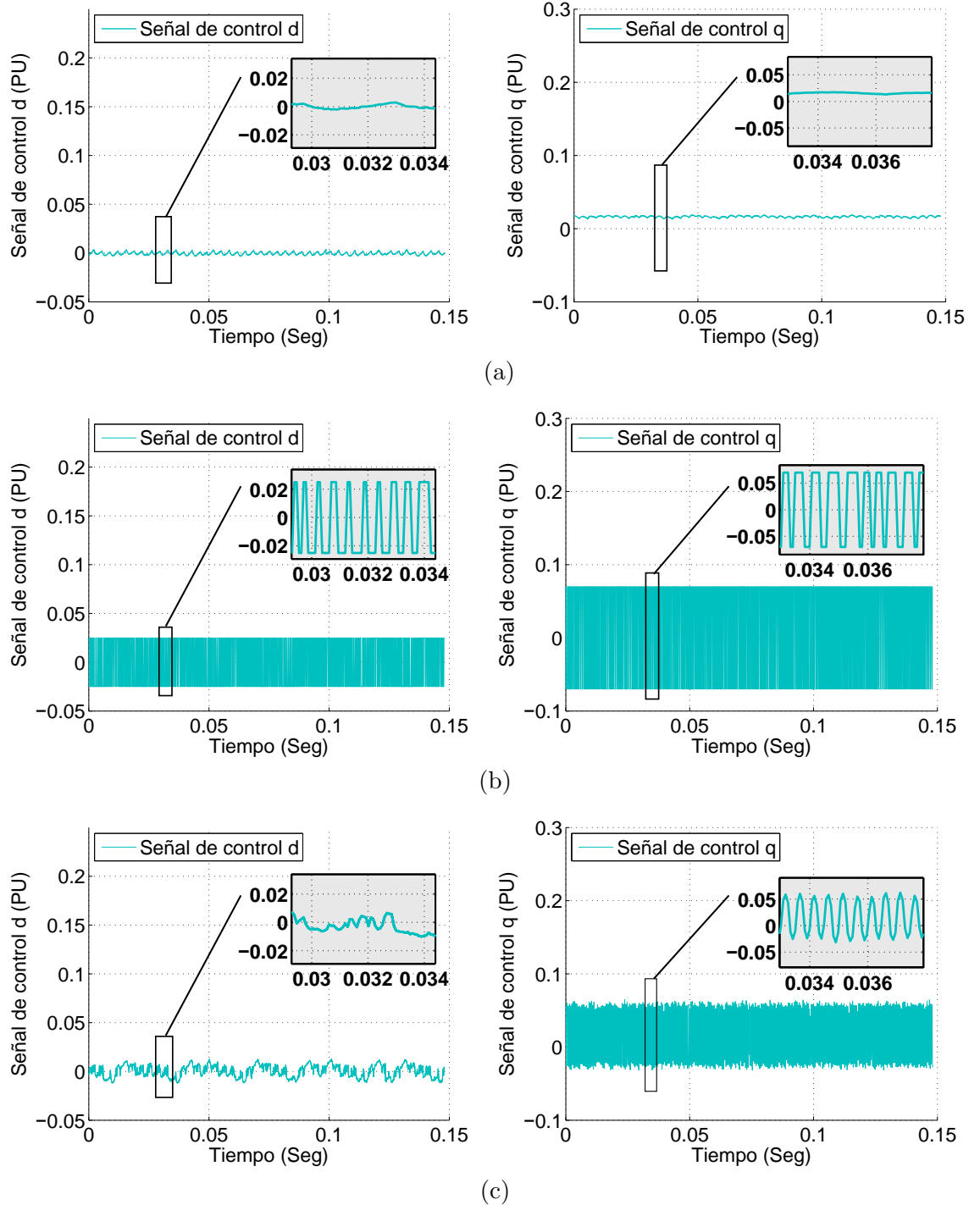


Figura 5.5: Señal de control del lazo de corriente con la fuente balanceada: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

Señal de error del seguimiento de corriente de referencia

La Figura 5.6(a), 5.6(b) y 5.6(c) muestra las señales del error en el seguimiento de la referencia de corriente obtenidas con el control PI, control de MD y control ST, respectivamente, con la fuente balanceada. En este escenario de prueba se puede observar que el control PI presenta un buen desempeño ya que el error presente en el seguimiento de la referencia de corriente en el eje d oscila entre el $(0.02, -0.015)$ y el error de seguimiento en el eje q oscila entre $(0.01, -0.015)$. En cuanto al error de seguimiento obtenido con el control de MD se puede observar que en el eje d oscila entre ± 0.025 y en el eje q oscila entre el intervalo de $(0.065, -0.045)$. Como se puede observar el error en el eje q se incrementó comparado con el obtenido del control PI. En cuanto al control ST se puede observar que el error en el eje d oscila entre $(0.025, -0.02)$ y el error en el eje q oscila entre ± 0.022 . Se puede observar que el control ST presenta un mejor desempeño comparado con el control de MD. Sin embargo en este escenario de prueba con la fuente balanceada el control PI presenta el mejor desempeño comparado con el control de MD y ST.

Cabe mencionar que en el caso de las Figuras 5.6(b) y 5.6(c) la señal de error entre la referencia deseada y el estado corresponde a la superficie de deslizamiento para los controles de MD y ST, las cuales, representan la dinámica deseada del sistema. En la Figura 5.7 se presenta la gráfica de salida de la función $\text{sign}()$ y la superficie de deslizamiento. En la figura se puede apreciar cómo cambia la señal de salida de la función $\text{sign}()$ dependiendo del valor de la superficie deslizante.

En este experimento del seguimiento de referencia de corriente con la fuente balanceada se puede concluir que el control PI muestra un mejor desempeño ya que el rizado presente en las corriente es menor comparado con el obtenido con control de MD y control ST.

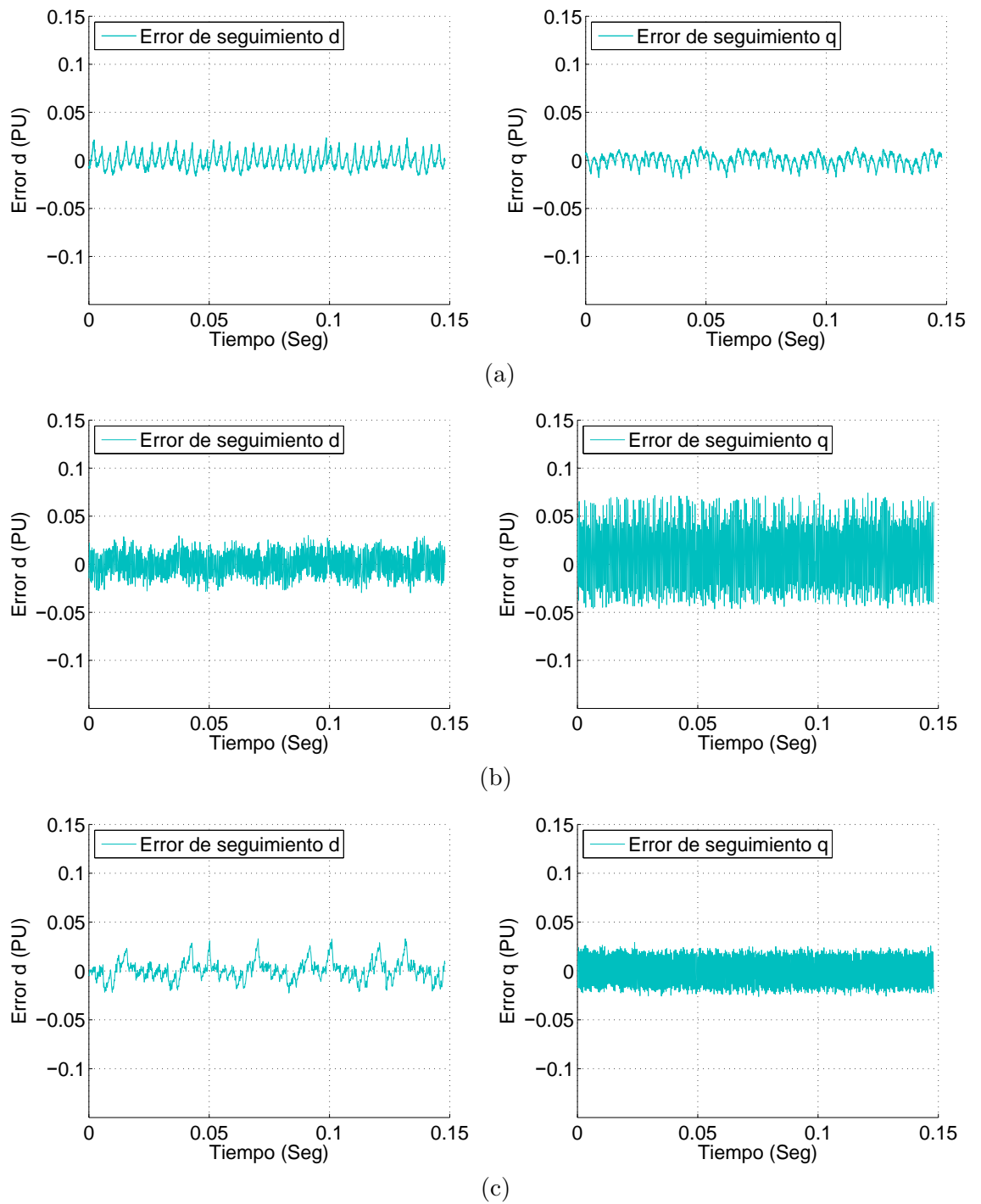


Figura 5.6: Señal de error en el seguimiento de la corriente de referencia con la fuente balanceada: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

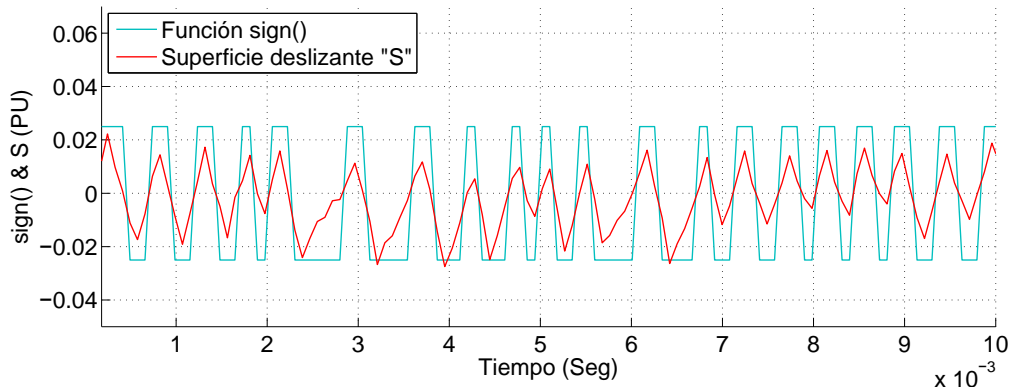


Figura 5.7: Forma de onda de la función $\text{sign}()$ y superficie deslizante.

5.1.2. Pruebas de seguimiento a cambios de referencia con una fuente trifásica balanceada

La Figura 5.8(a), 5.8(b) y 5.8(c) muestra el desempeño del control PI, control de MD y control ST, respectivamente, para el seguimiento de cambio de referencia con una fuente trifásica balanceada. Como se puede observar en las gráficas de la Figura 5.8(a) el seguimiento de las corrientes de referencia con el control PI con la fuente balanceada es adecuado ya que no se presentan sobreimpulsos. Sin embargo, se puede observar un tiempo de establecimiento en algunos cambios de referencia, el mayor tiempo de establecimiento observado con el control PI es de 0.109seg . Por otra parte, el control de MD y control ST no muestran sobreimpulsos y el mayor tiempo de establecimiento observado es de 0.007seg y 0.027seg , respectivamente. Debe notarse que son controles de alta ganancia y mientras mas grande sea esta, la respuesta transitoria es mayor. Sin embargo, en el caso del control ST, si la ganancia se incrementa se podría presentar sobreimpulsos en algunos cambios de referencia. Como se puede observar el control de MD presenta una respuesta mas rápida a los cambios de referencia comparado con el control ST. Sin embargo, el control MD presenta rizado mayor comparado con el control ST en la corriente i_d e i_q producido por el efecto denominado "chattering".

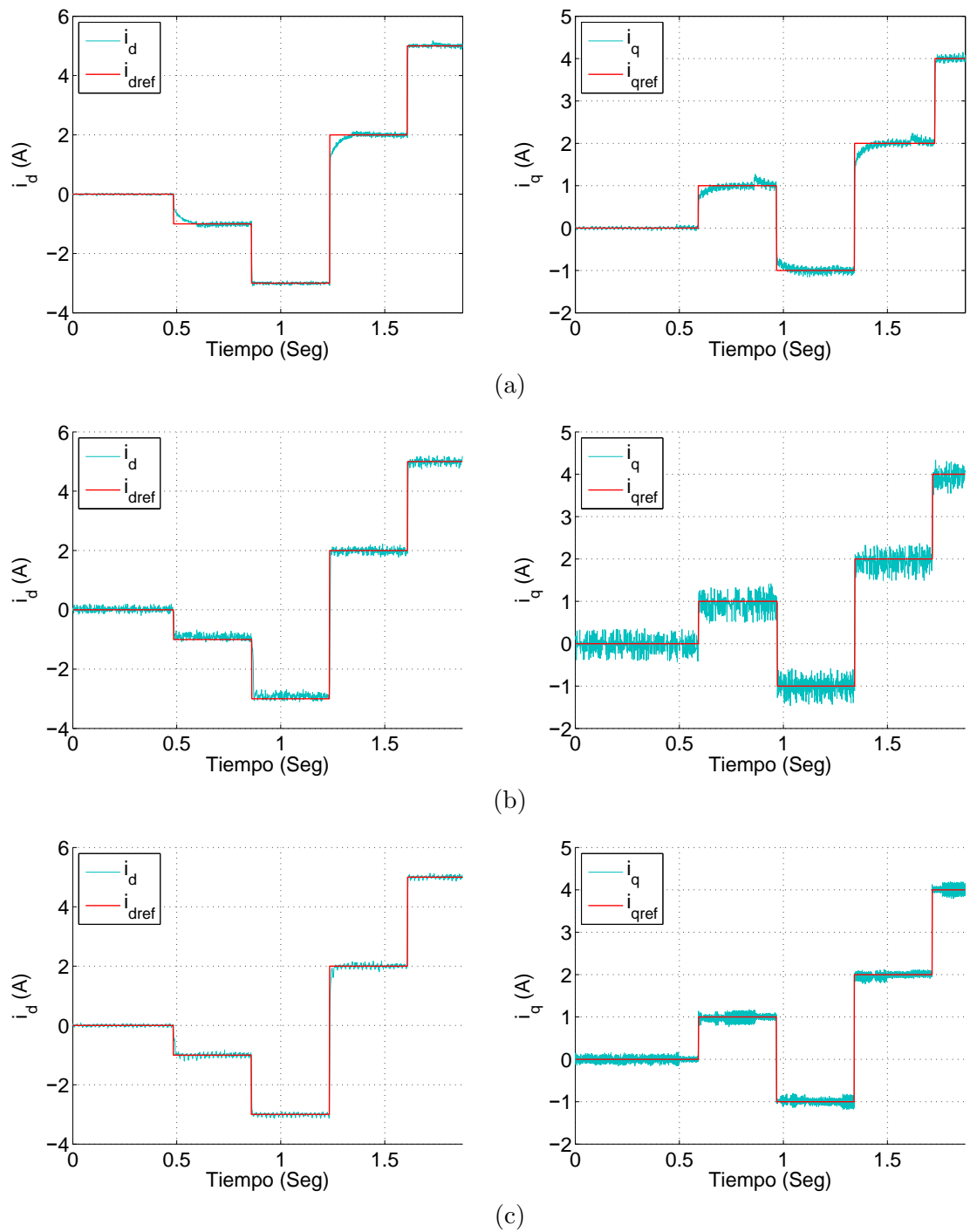


Figura 5.8: Seguimiento de cambio de referencia en la corriente $dq0$ con una fuente balanceada: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

En este trabajo no se realiza control directamente sobre las potencias activa y reactiva, sin embargo, el control realizado sobre las corrientes muestra una repercusión en el cambio de las potencias. La Tabla 5.4 presenta las potencias activa y reactiva en cada uno de los puntos de operación.

Tabla 5.4: Potencia activa y reactiva en cada uno de los puntos de operación indicados.

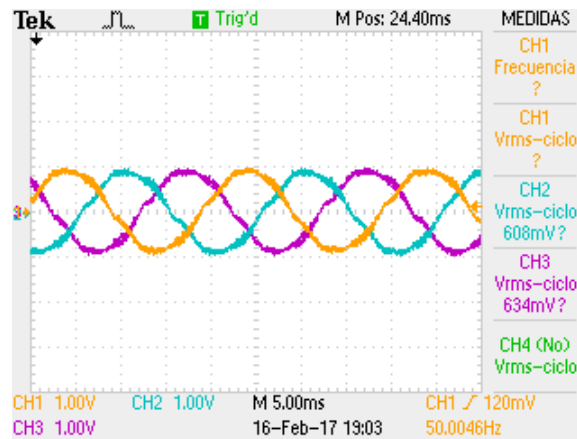
Referencia de corriente i_d (A)	Potencia activa (W)	Referencia de corriente i_q (A)	Potencia Reactiva (VAR)
0	0	0	0
-1	-487.9	1	-487.9
-3	-1463.7	-1	487.9
2	975.8	2	-975.8
5	2439.5	4	-1951.5

5.1.3. Distorsión armónica y desbalance en las corrientes de fase con la fuente balanceada

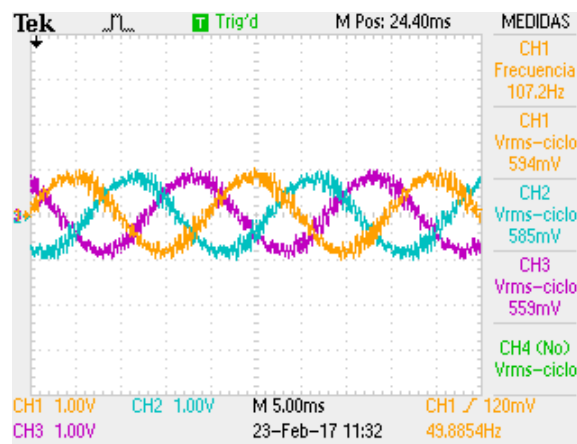
En este caso de prueba se ha seleccionado un punto de operación y se han capturado las corrientes de fase con el propósito de aplicar la TRF y calcular el porcentaje de distorsión armónica así como el desbalance. El punto de operación seleccionado es $(i_d, i_q) = (-1A, 1A)$. El porcentaje de desbalance se calcula según se indica en el Apéndice D.

En la Figura 5.9(a), 5.9(b) y 5.9(c) se muestran las corrientes de fase obtenidas con el control PI, control de MD y control ST, respectivamente, en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1A, 1A)$. Como se observa en la Figura 5.9, las corrientes trifásicas presentan un poco de distorsión pero son balanceadas debido a que la fuente está balanceada y los controles operan adecuadamente ya que no actúa ninguna perturbación en el sistema.

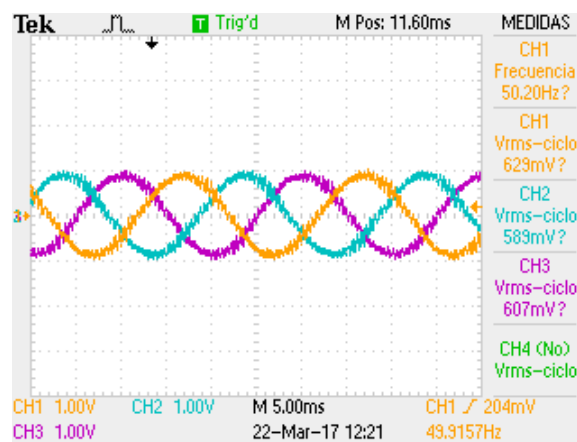
En la Tabla 5.5 se presenta el %THD y el %K de las corrientes trifásicas obtenidas con cada uno de los controles bajo prueba con la fuente trifásica balanceada. En la tabla se puede observar que el %THD obtenido de las corrientes de simulación con el control de MD se incrementa prácticamente el doble respecto al %THD obtenido en las corrientes de simulación obtenidas con el control PI. Además, el %THD obtenido de las corrientes trifásicas obtenidas de las simulaciones con el control ST se incrementa aproximadamente



(a)



(b)



(c)

Figura 5.9: Corrientes trifásicas en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1A, 1A)$ obtenidas con la fuente balanceada: a).- control PI, b).- control MD y c).- control ST.

Tabla 5.5: Porcentaje de distorsión armónica y desbalance de corrientes con la fuente trifásica balanceada.

	%THD			%K		
	PI	MD	ST	PI	MD	ST
Fase A	8.0055	17.4314	9.7371			
Fase B	8.2059	16.2092	9.6721	0.1221	0.8654	1.2935
Fase C	8.0706	17.5120	9.6043			

un 0.5772 % respecto al control PI. En cuanto al %K de la corriente se puede apreciar que el valor obtenido con el control de MD se incrementa en un 0.7433 % respecto al obtenido con el control PI. Por otro lado, el %K de corriente obtenido con el control ST se incrementa en un 1.1679 %. Como se puede observar en este escenario de prueba el control PI muestra un mejor desempeño comparado con el control de MD y ST.

En este experimento del seguimiento a cambios de referencia de corriente con la fuente balanceada se puede concluir que el control PI muestra un mejor desempeño ya que el rizado presente en las corriente es menor comparado con el obtenido con control de MD y control ST. Además el control PI presenta el %THD y %K mas bajo comparado con el control de MD y DT.

5.2. Depresión de voltaje tipo A

5.2.1. Pruebas de seguimiento de referencia constante con depresión de voltaje tipo A

La Figura 5.10(a), 5.10(b) y 5.10(c) presenta el desempeño del control PI, MD y ST, respectivamente, ante depresiones de voltaje tipo A. En este escenario de prueba se simula una depresión de voltaje de 10 % en el instante 0.19seg y debido á esto se aprecia un transitorio en el cual el control PI presenta oscilaciones en la corriente del eje d de una magnitud de 0.91A y alcanza la referencia en 0.3seg. El valor de voltaje en la fuente se re-establece al tiempo de 0.69seg produciéndose un nuevo transitorio y oscilaciones en la corriente. En el tiempo 1.1seg se presenta una depresión de voltaje de 25 % y se presentar oscilaciones de una magnitud de 2.8A y alcanza la referencia 0.32seg después. Nuevamente se re-establece el valor de la red al tiempo 1.7seg mostrando un transitorio similar. En el

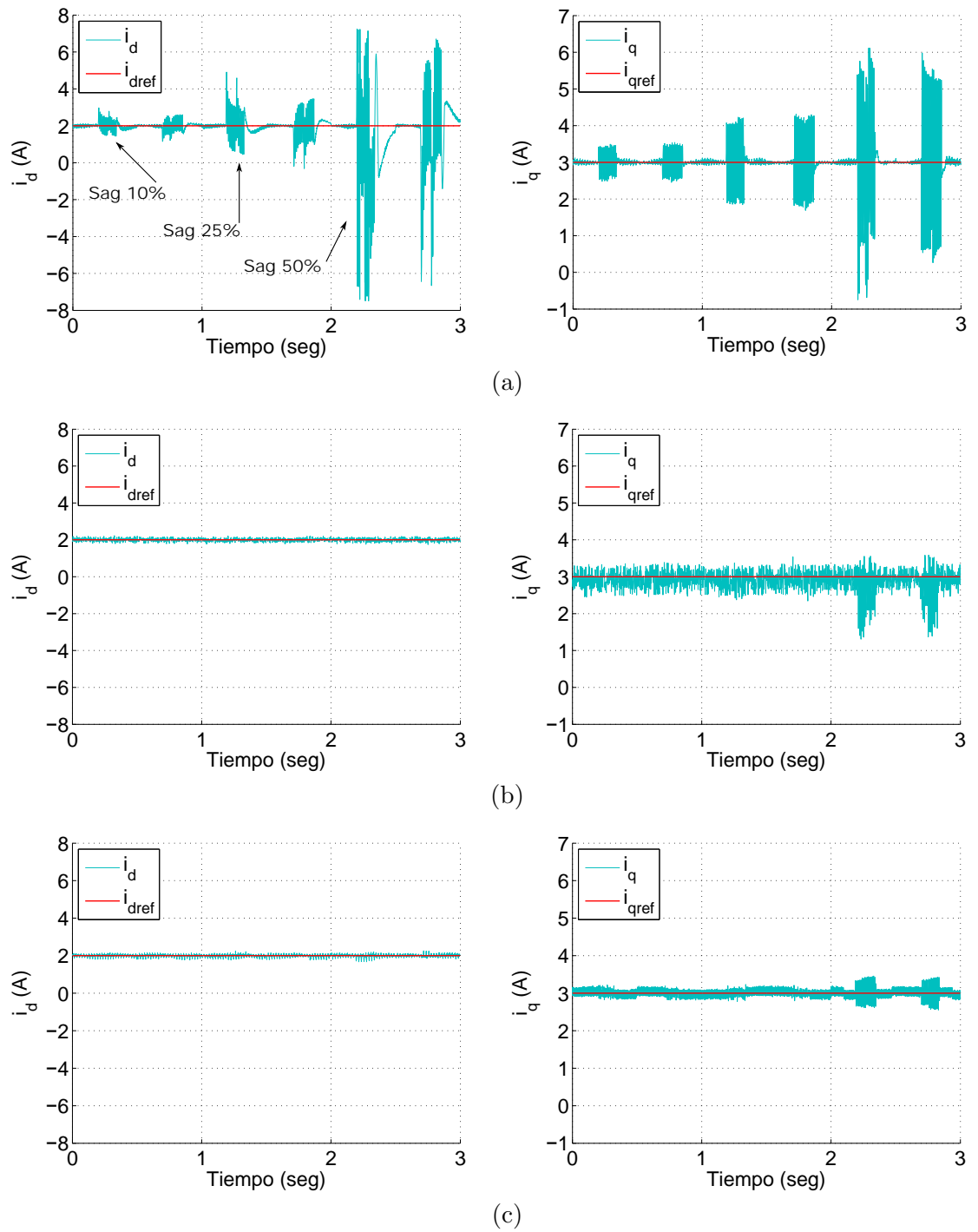


Figura 5.10: Seguimiento de referencia constante en el marco de referencia dq con depresiones de voltaje tipo A: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

instante de 2.19seg se presenta una caída de voltaje de 50% y como consecuencia el control presenta una oscilación de $12.3A$ y la referencia se alcanza 0.31seg después.

En el caso del seguimiento de la corriente en el eje q con el control PI se observa que al tiempo que ocurre la depresión de voltaje de 10% aparece un transitorio con oscilaciones de una magnitud de $0.93A$ y alcanza la referencia 0.24seg después. Al simular la depresión de voltaje de 25% aparece un nuevo transitorio con oscilaciones de una magnitud de $3.3A$, alcanzando a la referencia con un retraso de 0.14seg . Finalmente, se presentan oscilaciones de una magnitud de $6.0A$ y un retraso de 0.18seg para la depresión de voltaje de 50% .

Como se puede observar, el control PI presenta transitorios importantes en la corriente del eje d y el eje q en los instantes que se simula un incremento de depresión de voltaje. Además, se observa que el controlador PI presenta problemas para seguir la referencia.

En el caso del control con MD y control ST se puede observar que no aparecen los transitorios que se observan con el control PI cuando se simula la depresión de voltaje de 10% y 25% . Sin embargo, si aparece un transitorio en la prueba de la caída de voltaje de 50% , teniendo un mejor desempeño el control ST pues es menor el transitorio y el rizado que se presenta comparado con el obtenido con el control de MD.

5.2.2. Pruebas de seguimiento a cambios de referencia con depresión de voltaje tipo A

La Figura 5.11(a), 5.11(b) y 5.11(c) muestra el desempeño del control PI, MD y ST, respectivamente, para el seguimiento de cambio de referencia ante depresiones de voltaje tipo A de 10% . Como se puede observar en las gráficas de la Figura 5.11(a) el seguimiento de referencia de corriente con el control PI muestra un buen desempeño en este escenario de prueba ya que no se presentan sobre-impulsos. Sin embargo, existe un tiempo de establecimiento al cambio de referencia de corriente en -1 y 2 del eje d y 1 , -1 y 2 del eje q . Por otra parte, el control MD y control ST no muestran sobre-impulsos ni tiempos de establecimiento apreciables. Es decir, el seguimiento al cambio de referencia es inmediato tal como se puede observar en las gráficas de la Figura 5.11(b) y 5.11(c). Sin embargo, se

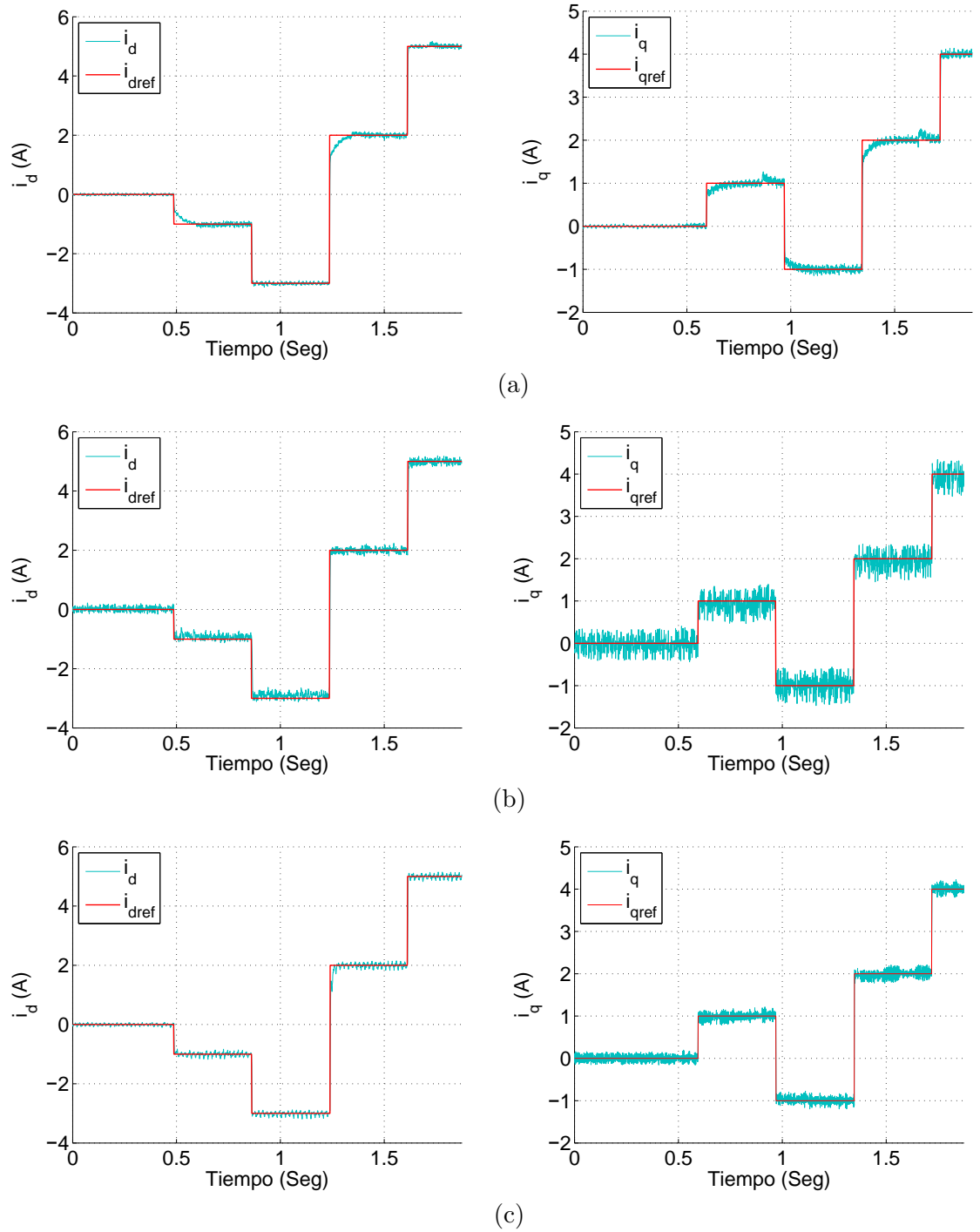


Figura 5.11: Seguimiento de la corriente a cambio de referencia en el marco de referencia dq ante una depresión de 10% de tipo A: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

Tabla 5.6: Porcentaje de distorsión armónica y porcentaje de desbalance de corrientes con depresión de voltaje tipo A en la red trifásica.

	%THD			%K		
	PI	MD	ST	PI	MD	ST
Fase A	8.1131	17.3137	9.8040			
Fase B	7.8381	17.0415	9.5881	0.5194	1.1555	1.2180
Fase C	7.6292	17.5289	9.9413			

presenta un rizado considerable en el seguimiento de la corriente con el control MD. Este rizado es consecuencia del efecto denominado "chattering".

En la Figura 5.12 y 5.13 se presenta el desempeño del control PI, control de MD y control ST, en el seguimiento a cambio de referencia ante depresiones de voltaje tipo A de 25 % y 50 %. Se puede apreciar que estas son muy parecidas respecto a los resultados de la Figura 5.11.

5.2.3. Distorsión armónica y desbalance en las corrientes de fase con depresión de voltaje tipo A

En la Figura 5.14(a), 5.14(b) y 5.14(c) se muestran las corrientes de fase obtenidas con el control PI, MD y ST, respectivamente. Como se puede observar en esta figura los tres controles tiene un buen desempeño ante las depresiones de voltaje tipo A ya que no deforman las corrientes o las desfasan ante este tipo de depresión de voltaje.

En la Tabla 5.6 se presenta el %THD y el %K de las corrientes trifásicas obtenidas en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1A, 1A)$ con cada uno de los controles bajo prueba ante una depresión de voltaje del 10 % en la fuente de la red trifásica. En la tabla se puede observar que el valor de %THD obtenido en las corrientes de simulación para este caso de prueba son cercanos a los valores obtenidos con la fuente balanceada. Sin embargo, el %K obtenido con el control PI se ha incrementado aproximadamente 4 veces respecto al caso de estudio con la fuente balanceada (Ver Tabla 5.5). Por otra parte, el %K obtenido con el control de MD se a incrementado casi el doble, mientras que el %K obtenido con el control ST es muy similar respecto al caso con la fuente balanceada.

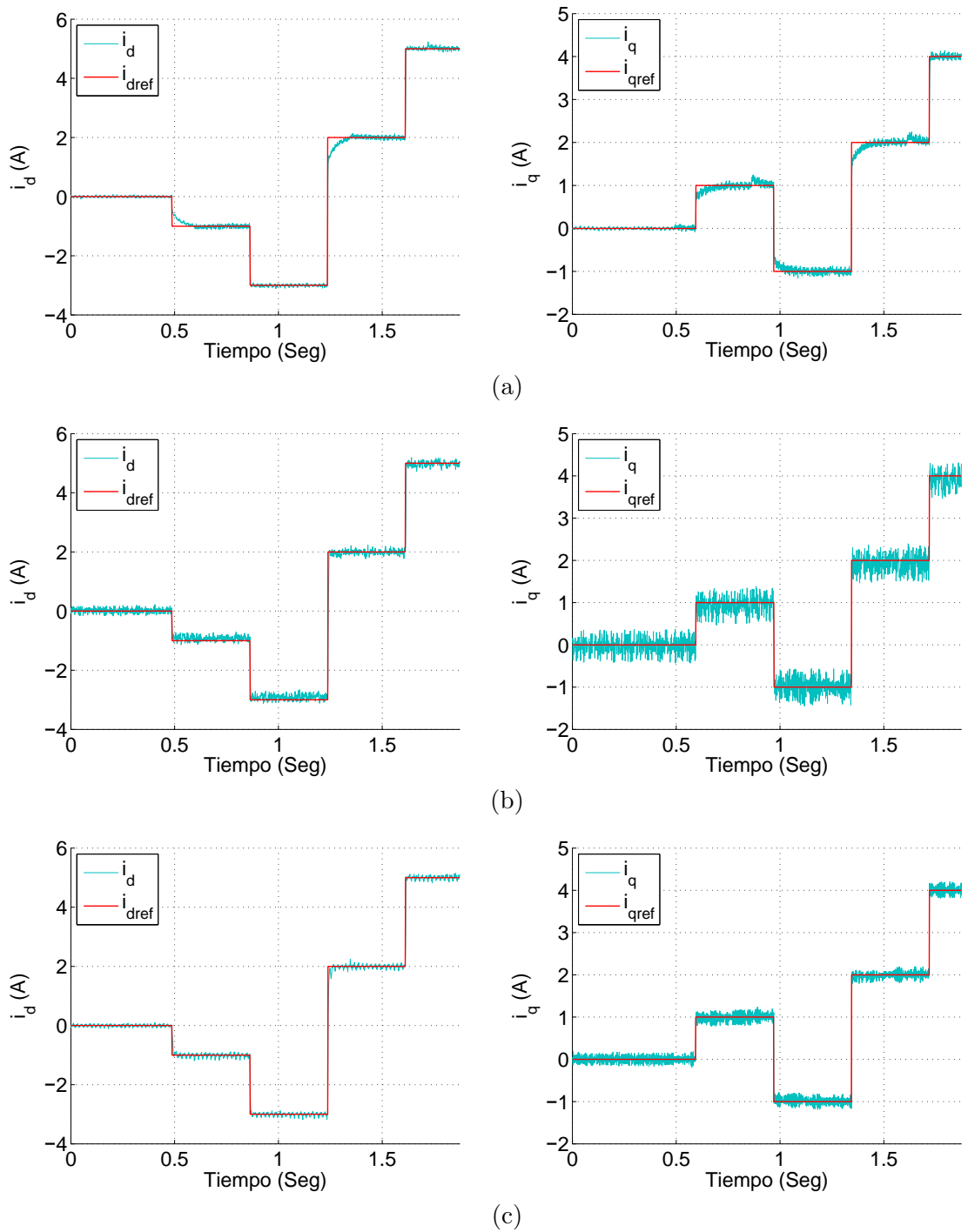


Figura 5.12: Seguimiento de la corriente a cambio de referencia en el marco de referencia dq ante una depresión de 25% de tipo A: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

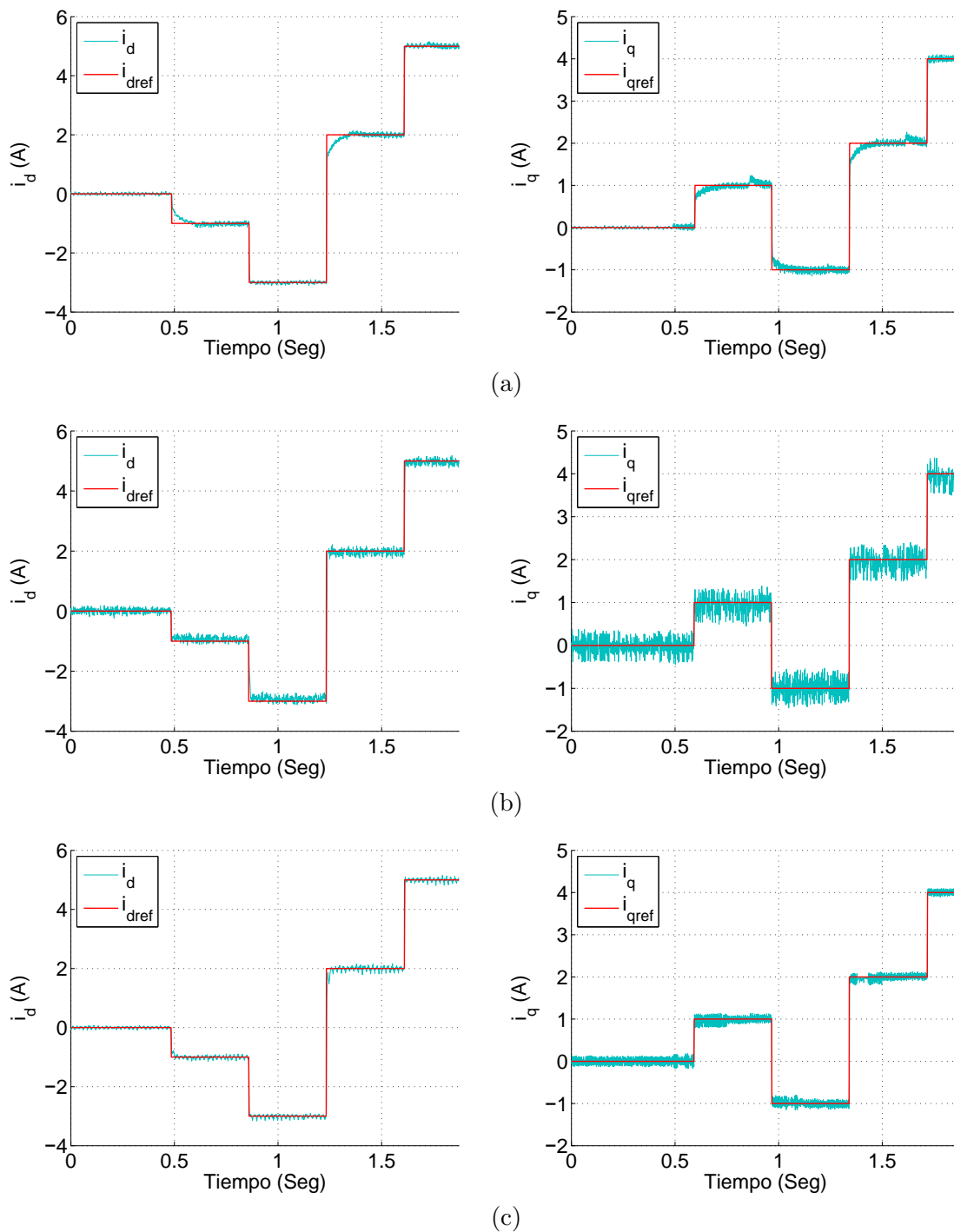
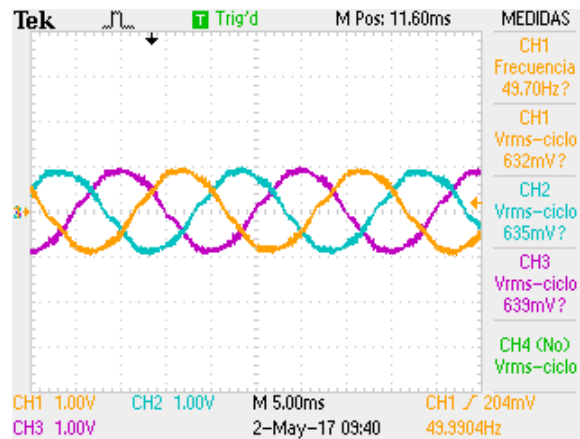
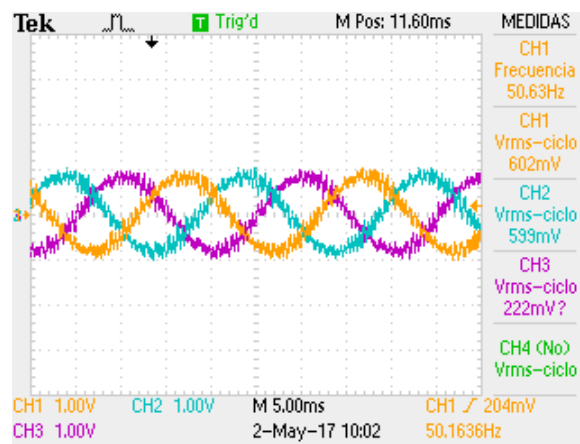


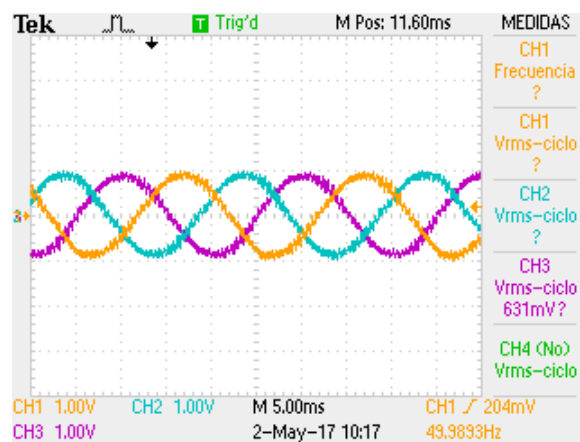
Figura 5.13: Seguimiento de la corriente a cambio de referencia en el marco de referencia dq ante una depresión de 50% de tipo A: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.14: Gráficas de corrientes trifásicas en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1A, 1A)$ obtenidas ante una depresión de voltaje de 10 % tipo A: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

5.3. Depresión de voltaje tipo B

5.3.1. Pruebas de seguimiento de referencia constante con depresión de voltaje tipo B

La Figura 5.15(a), 5.15(b) y 5.15(c) muestra el desempeño del control PI, MD y ST, respectivamente, ante una depresión de voltaje de 5 % de tipo B. Para este escenario de prueba con el control PI la corriente en el eje d se muestra un sobre-impulso y oscilación que se mantiene durante todo el intervalo en el que se presenta la depresión de voltaje. Al simularse una depresión de 5 % se observa un sobre-impulso que alcanza un valor pico de $3.38A$ y la magnitud de la oscilación es de $1.29A$. Al simularse una depresión de 10 % el sobre-impulso alcanza un valor pico de $5.6A$ y la oscilación tiene una magnitud de $3.3A$. Finalmente al presentarse una depresión de voltaje de 15 % se presenta un sobre-impulso de $5A$. Sin embargo, la oscilación se incrementa hasta una magnitud de $11.9A$ para finalmente mantener una oscilación constante de $4.8A$.

En cuanto a la corriente en el eje q se observa también una oscilación que aumenta en magnitud conforme se incrementa la depresión de voltaje en la red eléctrica. Al presentarse la depresión de voltaje tipo B de 5 %, 10 % y 15 % la magnitud de la oscilación es de $1.39A$, $2.45A$ y $4.55A$, respectivamente.

En cuanto al control de MD se observa un mejor desempeño que el control PI ya que este no presenta transitorios en presencia de depresiones de voltaje tipo B. Sin embargo, se presenta un rizado en la corriente. Esta respuesta es característica del control de MD debido al efecto del "chattering" producido por el control discontinuo.

En cuanto al control ST se puede observar que no se presentan transitorios importantes al presentarse las depresiones de 5 % y 10 %. Sin embargo, al presentarse la depresión de 15 % se observa un incremento en el rizado de la corriente durante el intervalo de tiempo en el que se mantiene la depresión de voltaje. Se puede observar que el rizado es menor en las gráficas obtenidas con el control ST comparadas con las gráficas obtenidas con el control MD. Esto es debido a que el control ST es continuo, pero debido a la naturaleza del sistema este presenta un rizado en las corrientes de salida.

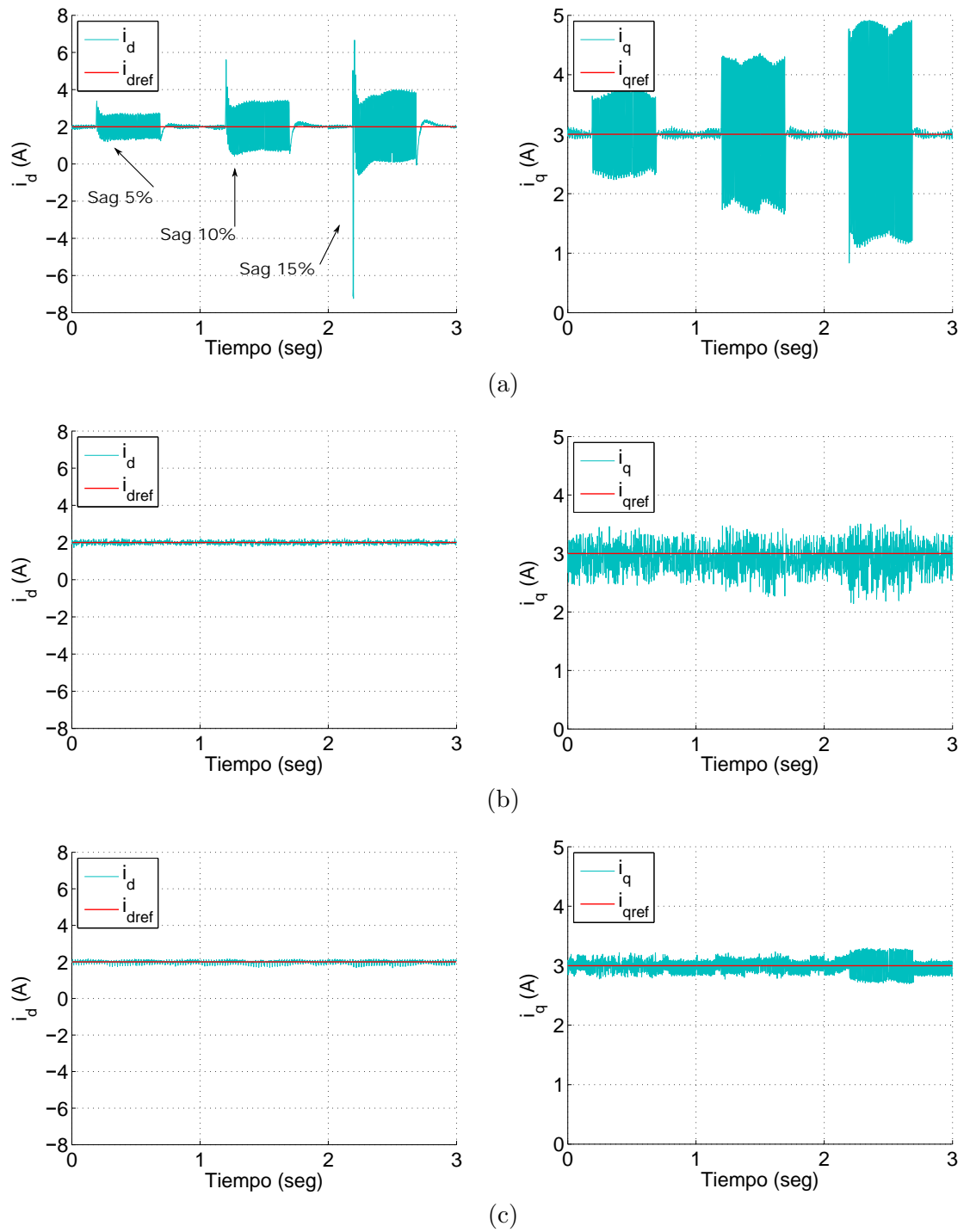


Figura 5.15: Seguimiento de referencia constante en el marco de referencia dq ante depresiones de voltaje tipo B con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

5.3.2. Pruebas de seguimiento a cambios de referencia con depresión de voltaje tipo B

La Figura 5.16(a), 5.16(b) y 5.16(c) muestra el desempeño del control PI, MD y ST, respectivamente, en el seguimiento de cambio de referencia para una depresión de voltaje tipo B de 5%. La Figura 5.16(a) presenta el desempeño del control PI, para regular la corriente en el eje d y en el eje q . A pesar que el controlador PI logra seguir la referencia de corriente, se observa una oscilación importante durante la simulación de este caso de estudio. Por otro lado, el control de MD y el control ST presentan un mejor desempeño ya que no se observan oscilaciones y el seguimiento de la referencia se realiza de manera inmediata. Sin embargo, con el control de MD presenta un rizado causado por el efecto denominado "chattering". Este rizado es mayor en la corriente del eje q . El rizado presente en el seguimiento del eje d y eje q con el control ST es menor comparado con el rizado obtenido con el control de MD.

En las Figuras 5.17 y 5.18 se presenta el desempeño del control PI, control de MD y Control ST, con depresiones de voltaje tipo B de 10% y 15%, respectivamente. En las figuras se puede apreciar que el control PI tiene un desempeño deficiente ya que a pesar de que realiza el seguimiento de referencia este seguimiento presenta una oscilación muy importante. Los controles de MD y ST presentan un desempeño muy adecuado y un rizado considerablemente menor que el control PI. Además, se aprecia que el control ST tiene un mejor desempeño que el control de MD.

En este escenario de prueba de desempeño de los controles con depresiones de voltaje de tipo B se puede concluir que el control ST presenta una mejor operación comparado con el control de MD y PI. Ya que el no se presentan transitorios ni oscilaciones, además de que el rizado en el seguimiento de la corriente es menor.

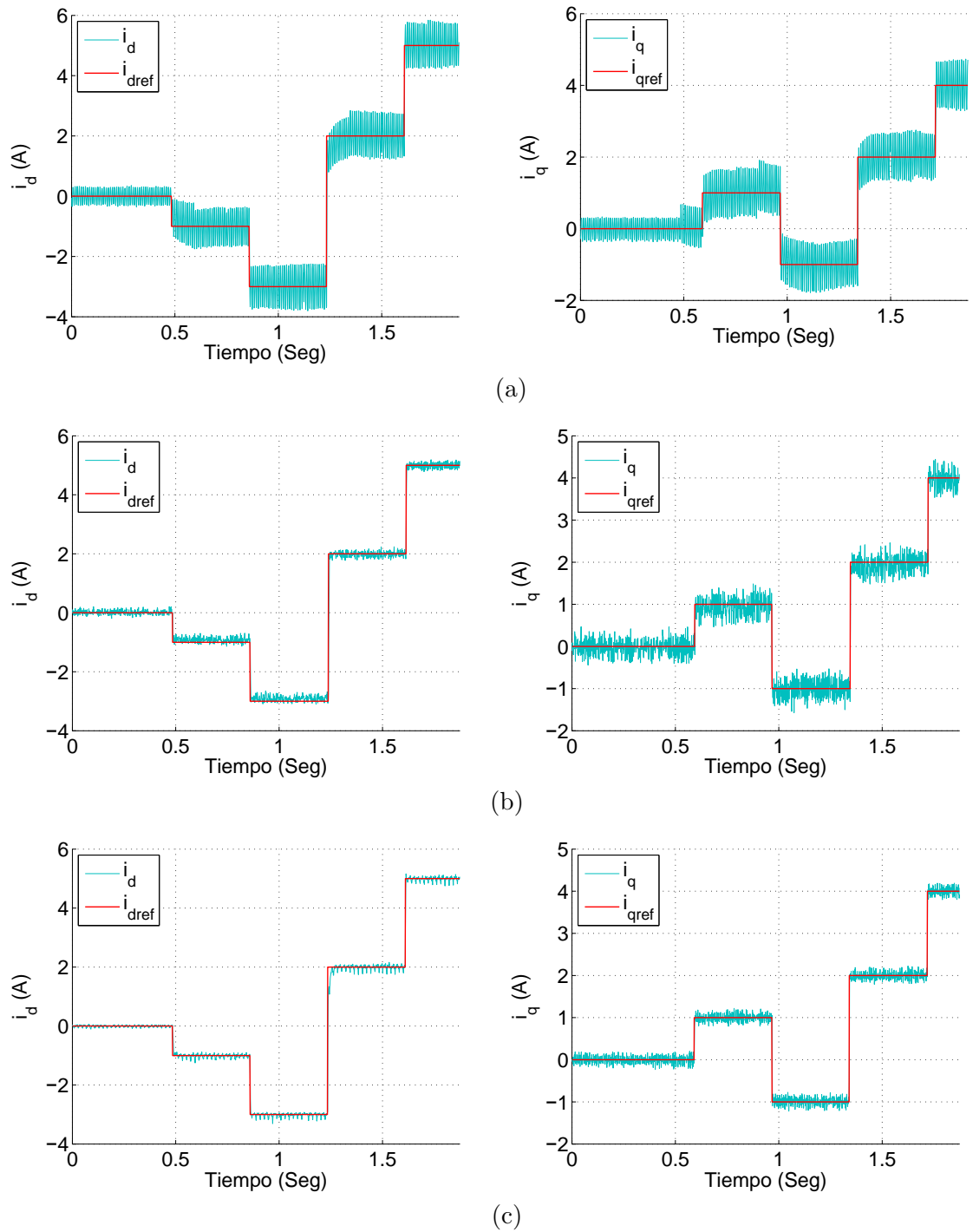


Figura 5.16: Seguimiento de la corriente a cambio de referencia en el marco de referencia dq con una depresión de voltaje de 5% de tipo B con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

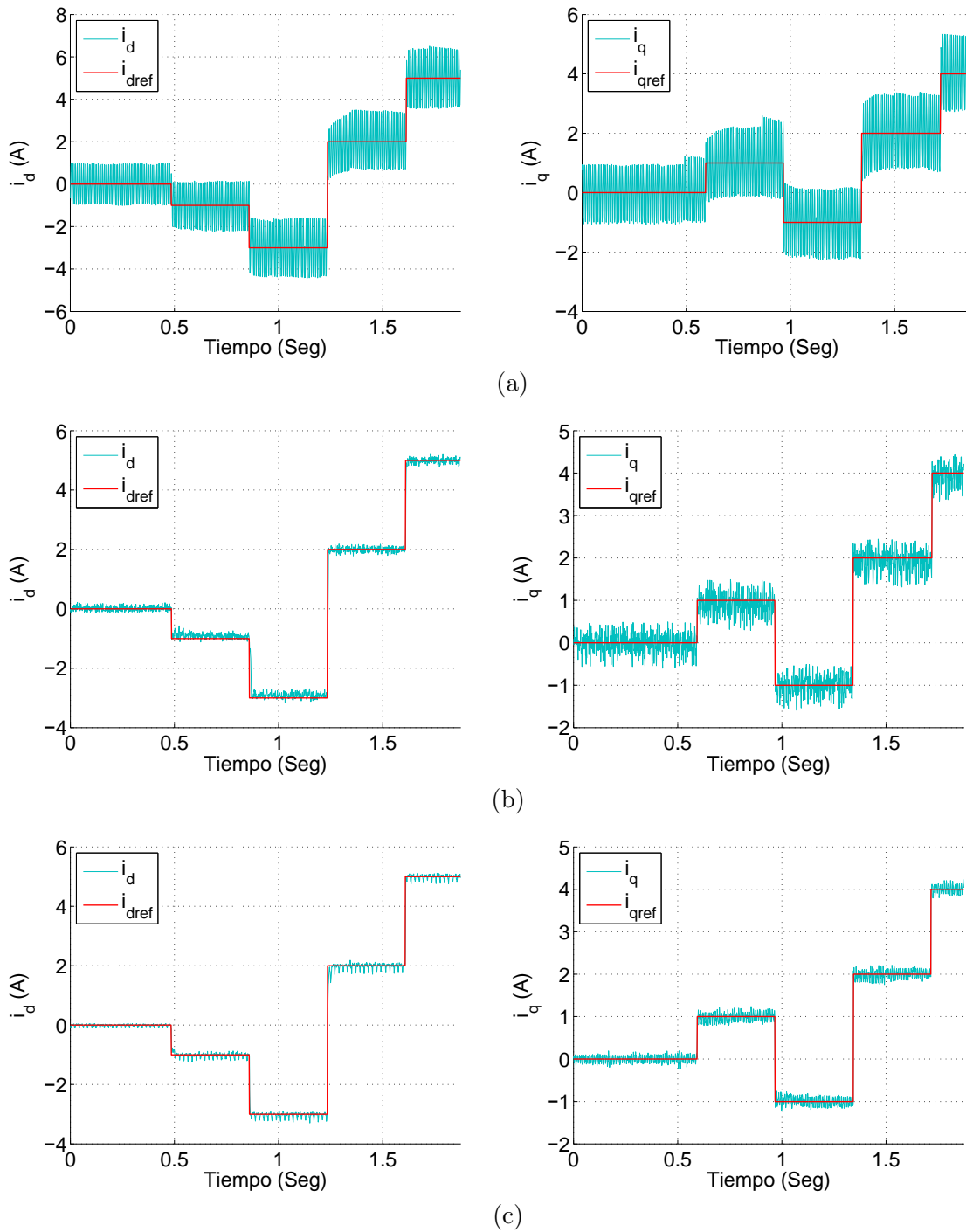


Figura 5.17: Seguimiento de la corriente a cambio de referencia en el marco de referencia dq con una depresión de voltaje de 10% de tipo B con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

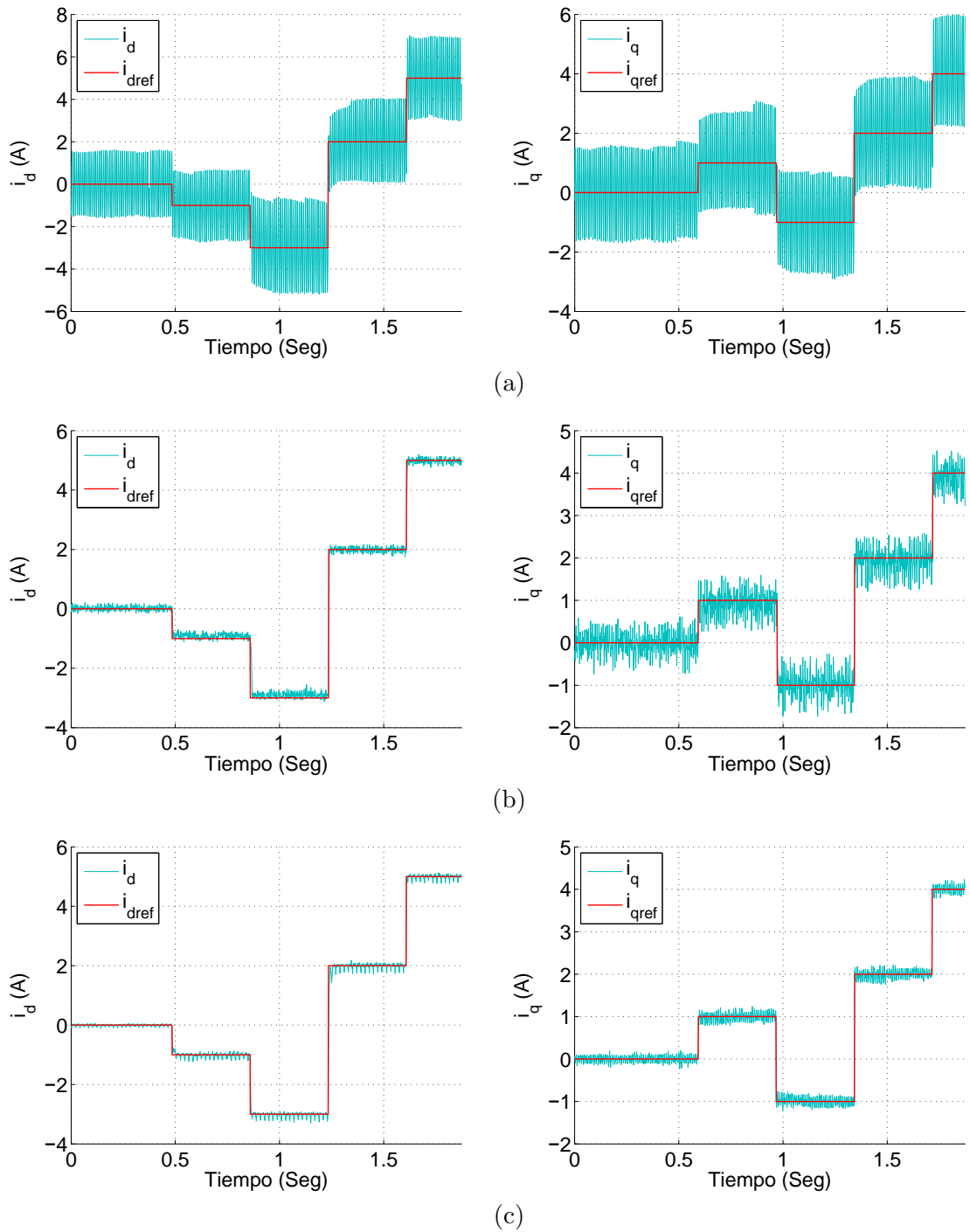


Figura 5.18: Seguimiento de la corriente a cambio de referencia en el marco de referencia dq con una depresión de voltaje de 15% de tipo B con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

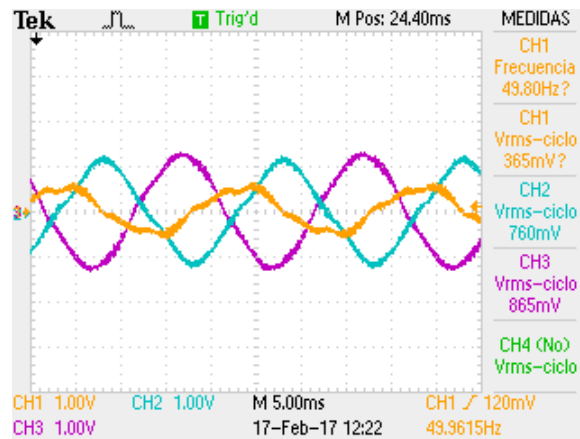
Tabla 5.7: Porcentaje de distorsión armónica y porcentaje de desbalance de corrientes con una depresión de voltaje tipo B en la red trifásica.

	%THD			%K		
	PI	MD	ST	PI	MD	ST
Fase A	16.9414	17.7789	10.0199	46.5653	3.0587	1.3629
Fase B	9.7731	17.0914	9.7632			
Fase C	6.4050	17.3723	9.7247			

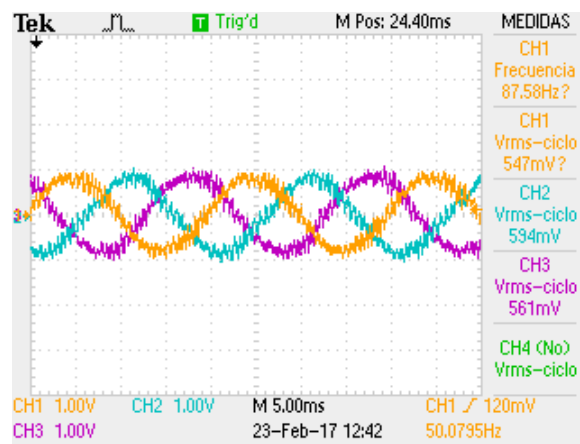
5.3.3. Distorsión armónica y desbalance en las corrientes de fase con depresión de voltaje tipo B

En la Figura 5.19(a), 5.19(b) y 5.19(c) se muestran las corrientes de fase obtenidas con el control PI, MD y ST, respectivamente. La Figura 5.19(a) muestra que el controlador PI no opera de forma adecuada y las corrientes trifásicas están deformadas, especialmente la corriente de la fase A. Por otra parte, el control de MD y el control ST muestran un mejor desempeño, tal como se muestra en las Figura 5.19(b) y 5.19(c) ya que las corrientes mantienen su forma. Sin embargo, se puede observar un poco de rizado en las corrientes. Además, el control ST muestra un mejor desempeño respecto del control de MD.

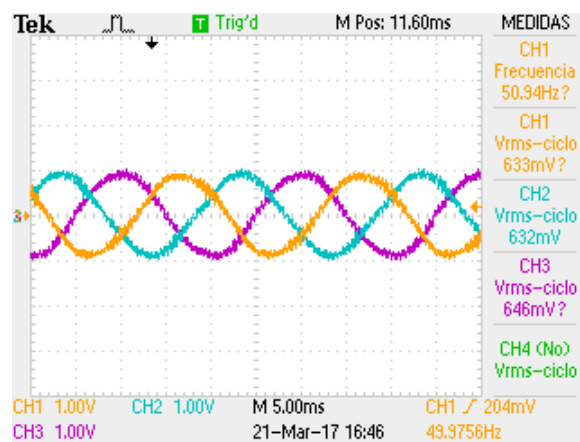
En la Tabla 5.7 se presenta el porcentaje de distorsión armónica y desbalance de las corrientes trifásicas obtenidas con una depresión de voltaje de 5 % de tipo B en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1A, 1A)$ con cada uno de los controles bajo prueba. En la Tabla 5.7 se puede observar que el PI no muestra un buen desempeño ya que el %THD es considerablemente diferente en cada una de las fases y el %K tiene un valor de 46 %. Además, el %THD obtenido con el control de MD y control ST incrementó muy poco. El %THD obtenido es muy similar comparado con el obtenido con la fuente balanceada. En cuanto al %K obtenido con el control de MD se incrementa en 2.1933 % respecto al caso balanceado y el %K obtenido con el control ST se incrementa en 0.0694 % respecto al caso balanceado. Como se puede apreciar en este escenario de prueba el control PI muestra un desempeño deficiente. En cuanto al control ST se observa un mejor desempeño que el control de MD.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.19: Corrientes trifásica en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1A, 1A)$ con una depresión de voltaje tipo B de 5%: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

5.4. Depresión de voltaje tipo C

5.4.1. Pruebas de seguimiento de referencia constante con depresión de voltaje tipo C

La Figura 5.20(a), 5.20(b) y 5.20(c) muestra el desempeño del control PI, MD y ST respectivamente, considerando la simulación de depresiones tipo C. Se puede apreciar que la respuesta de la corriente en el eje d presenta un transitorio de 0.08seg y oscilaciones con una magnitud de 1.45A para una depresión de voltaje tipo C de 5%. Para un 10% de depresión de voltaje se observa un transitorio de 0.07seg y oscilaciones de magnitud de 2.5A. Además, para una depresión de voltaje de 15% aparece un transitorio de 0.09seg y oscilaciones de magnitud de 3.6A. De forma similar se aprecian oscilaciones importantes en la respuesta de la corriente en el eje q para los escenarios de depresión de voltaje de 5, 10 y 15%. Por otra parte, con el control de MD y el control ST no presenta transitorios para los escenarios de 5 y 10% de depresión de voltaje. Sin embargo, ambas técnicas de modos deslizantes presentan una respuesta transitoria al simularse la depresión de voltaje de 15%. Sin embargo, los modos deslizantes logran corregir rápidamente el error respecto a las corrientes de referencia d y q . Se observa un mejor desempeño de control ST.

5.4.2. Pruebas de seguimiento a cambios de referencia con depresión de voltaje tipo C

La Figura 5.21(a), 5.21(b) y 5.21(c) muestra el desempeño del control PI, MD y ST, respectivamente, en el seguimiento de cambio de referencia ante una depresión de 5%. En la Figura 5.21(a) se presenta el seguimiento de la corriente con el control PI, se observa una oscilación durante el seguimiento de referencia de corriente. Por otro lado el control de MD y ST presentan un mejor desempeño ya que la oscilación prestada es menor y el seguimiento al cambio de referencia se realiza de manera inmediata. Además el rizado presente en el seguimiento de la corriente es menor el obtenido con el control ST.

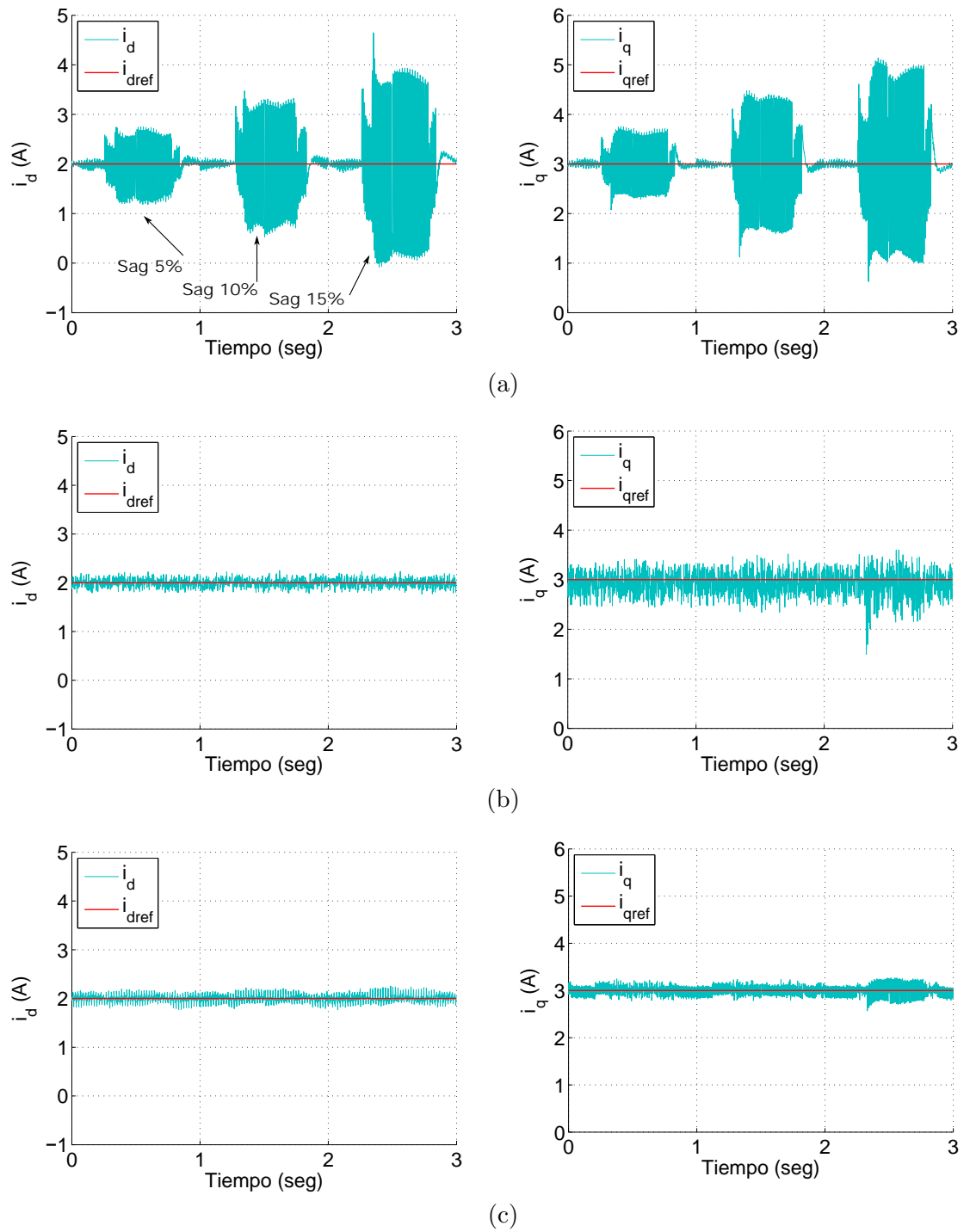


Figura 5.20: Seguimiento de referencia constante en el marco de referencia dq con depresión de voltaje tipo C con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

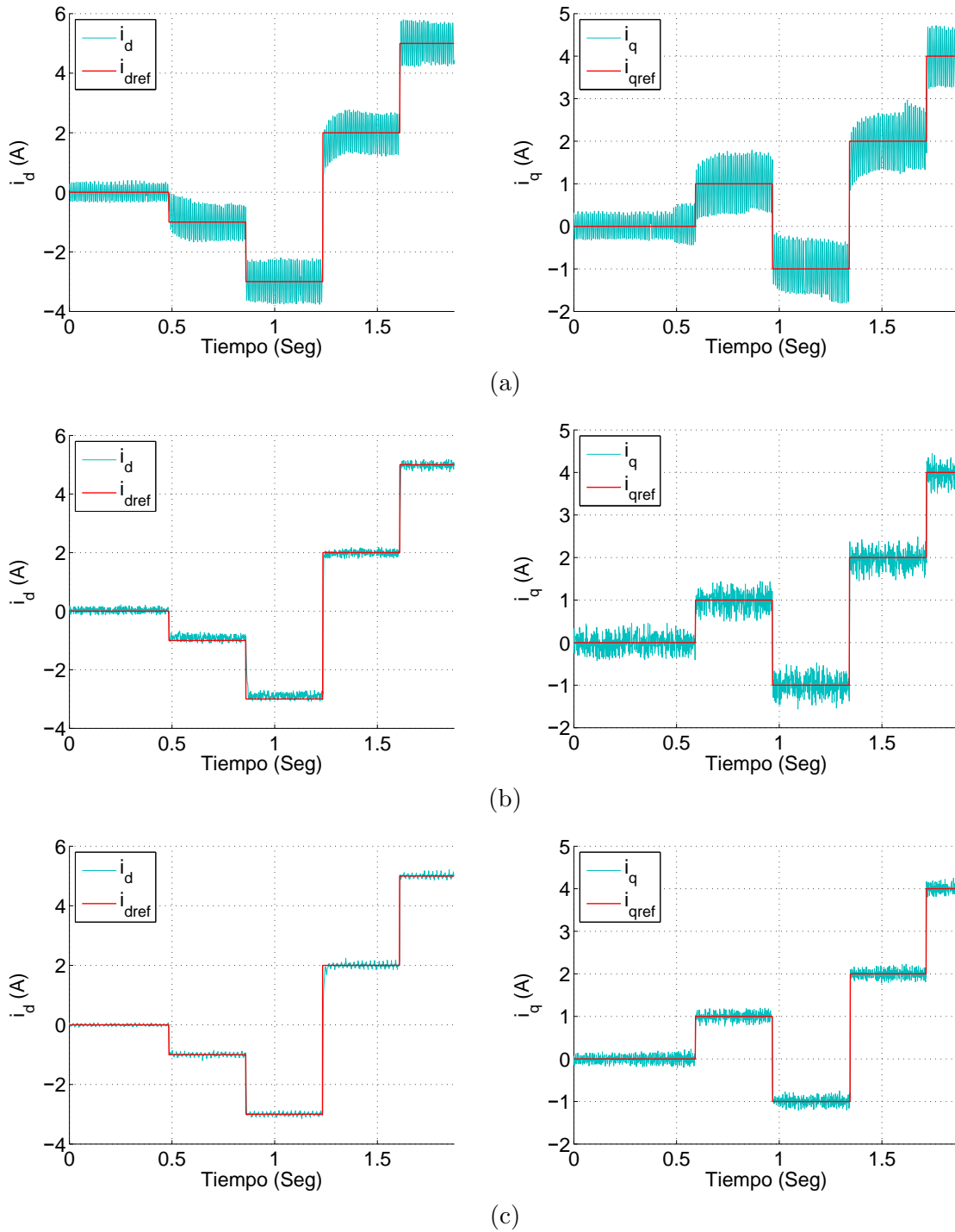


Figura 5.21: Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq con depresión de voltaje de 5% de tipo C con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

En la Figura 5.22 y 5.23 se presenta el desempeño del control PI, control de MD y control ST en el seguimiento a cambios de referencia ante depresiones de voltaje tipo C de 10 % y 15 %, respectivamente. En estas figuras se puede apreciar que el control PI no tiene un buen desempeño ya que se hace presente una oscilación que se incrementa con cada incremento de depresión en la red eléctrica. Por otra parte el control de MD y ST presentan un mejor desempeño en el seguimiento de cambio de referencia ya que no se presentan sobre-impulsos y el seguimiento de referencia se realiza de manera inmediata. Sin embargo, ante cada incremento de depresión hay un incremento mínimo en el rizado de las corrientes, presentando un mejor desempeño el control ST.

En el escenario de prueba de seguimiento de referencia constante y seguimiento a cambio de referencia con depresiones de voltaje tipo C se observa que el control ST presenta un mejor desempeño comparado con el control de MD y PI, ya que el control ST no presenta transitorios ni oscilaciones, además de que presenta un menor rizado en la corriente.

5.4.3. Distorsión armónica y desbalance en las corrientes de fase con depresión de voltaje tipo C

En la Figura 5.24(a), 5.24(b) y 5.24(c) se muestran las corrientes de fase obtenidas con el control PI, MD y ST, respectivamente. Como se muestra en la Figura 5.24(a) para una depresión de voltaje tipo C de 5 % el control PI no muestra un buen desempeño ya que las corrientes trifásicas se ven deformadas y desfasadas entre si con un ángulo diferente de 120° . Por otra parte, el control de MD y el control ST muestran un mejor desempeño tal como se muestra en las Figura 5.24(b) y 5.24(c) ya que las corrientes mantienen su forma y su separación angular. En cuanto al rizado presente en las corrientes, el control ST muestra un menor rizado respecto al control de MD.

En la Tabla 5.8 se presenta el %THD y el %K de las corrientes trifásicas obtenidas en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1A, 1A)$ con cada uno de los controles bajo prueba con una depresión de voltaje tipo C de 5 % en la fuente trifásica. En la tabla se puede observar que el %THD de las corrientes con el control PI varía de forma considerable en las tres fases y el %K se incrementó a 46.3592 % respecto al obtenido con la fuente trifásica balanceada. Por otro lado, la variación del %THD obtenido con el control de MD y control ST es menor.

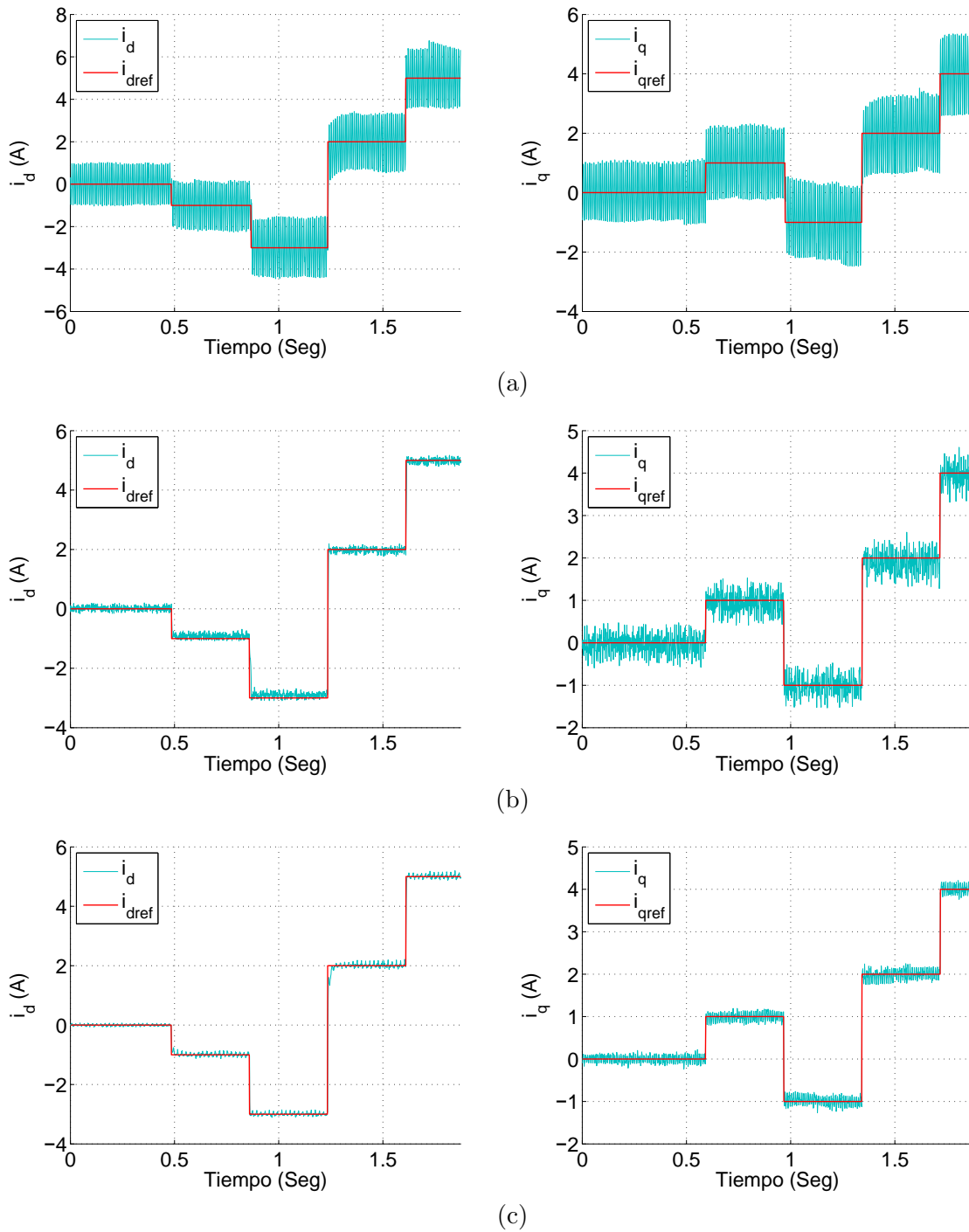


Figura 5.22: Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq con depresión de voltaje de 10% de tipo C con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

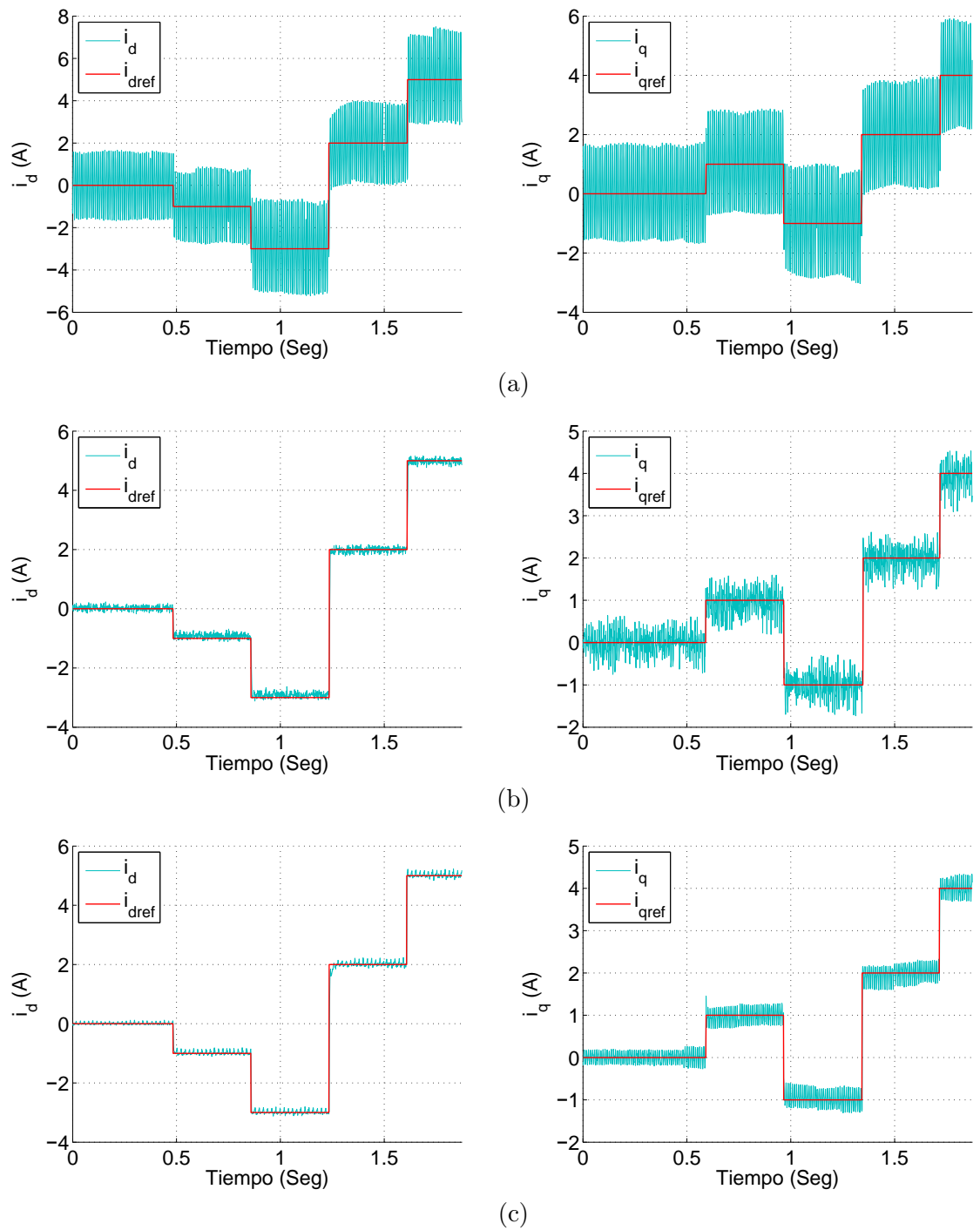
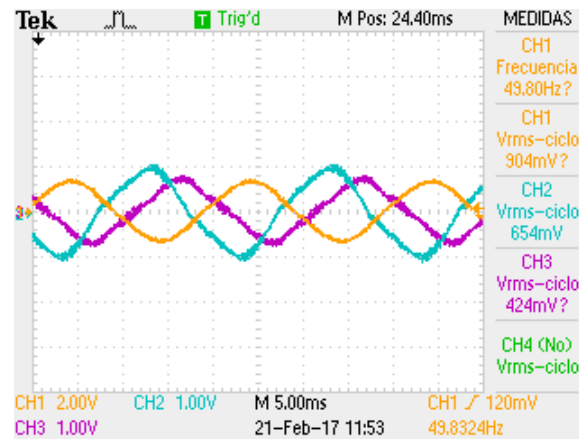
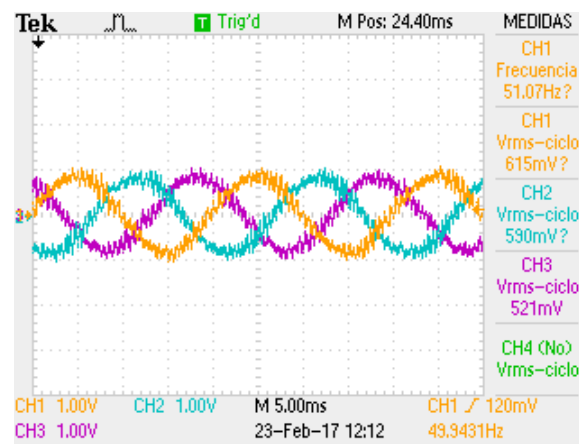


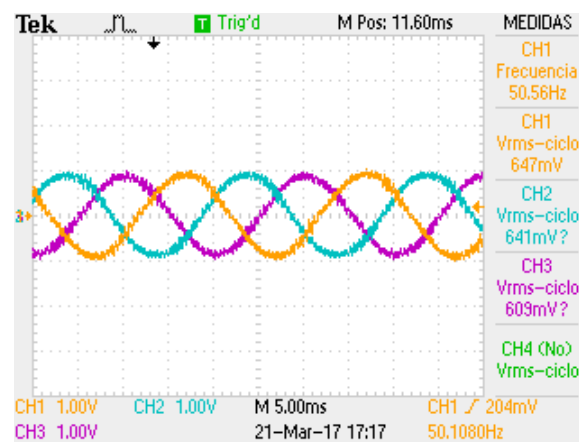
Figura 5.23: Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq con depresión de voltaje de 15% de tipo C con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.24: Señales de corrientes trifásicas ante depresiones de tipo C: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

Tabla 5.8: Porcentaje de distorsión armónica y porcentaje de desbalance de corrientes con depresión de voltaje tipo C en la red trifásica

	%THD			%K		
	PI	MD	ST	PI	MD	ST
Fase A	7.0872	16.8194	8.6788	46.4816	4.1398	3.5938
Fase B	13.0010	17.6607	8.6416			
Fase C	15.8163	18.7192	9.6700			

En cuanto al %K obtenido con el control de MD se incrementó de 0.8654 % a 4.1398 %, es decir que se ha triplicado, y el %K obtenido con el control ST se incrementó de 1.2935 % a 3.5938 %, es decir, el valor del %K se ha duplicado. En este escenario de prueba se pudo observar que el control PI muestra un desempeño deficiente, ya que no puede realizar un buen control ante una depresión de tipo C. Por otra parte los controles de MD y ST realizan un mejor control ante este escenario de prueba, mostrando un mejor desempeño el control ST.

5.5. Depresión de voltaje tipo D

5.5.1. Pruebas de seguimiento de referencia constante ante depresiones de voltaje tipo D

La Figura 5.25(a), 5.25(b) y 5.25(c) muestra el desempeño del control PI, MD y ST, respectivamente, ante depresiones de voltaje tipo C. En este escenario de prueba se puede observar que el control PI presenta un desempeño deficiente en el seguimiento de la corriente como puede observar en la Figura 5.25(a).

En la corriente del eje d , al simular una depresión de 5 % aparece un transitorio que tiene una duración de 0.15seg seguido de oscilaciones de una magnitud de 1.4A, las cuales se mantienen durante el intervalo de tiempo que dura la depresión de voltaje. Al re-establecer el voltaje se presenta un tiempo de establecimiento de 0.14seg. Al presentarse una depresión de voltaje de 10 % se muestra un transitorio de 0.16Seg, seguido de una oscilación de una magnitud de 2.85A. En seguida se aprecia un tiempo de establecimiento de 0.16seg al re-establecer el voltaje. Además, se presenta un transitorio de 0.15seg seguido de una oscilación de una magnitud de 4.1A para una depresión de voltaje de 15 %.

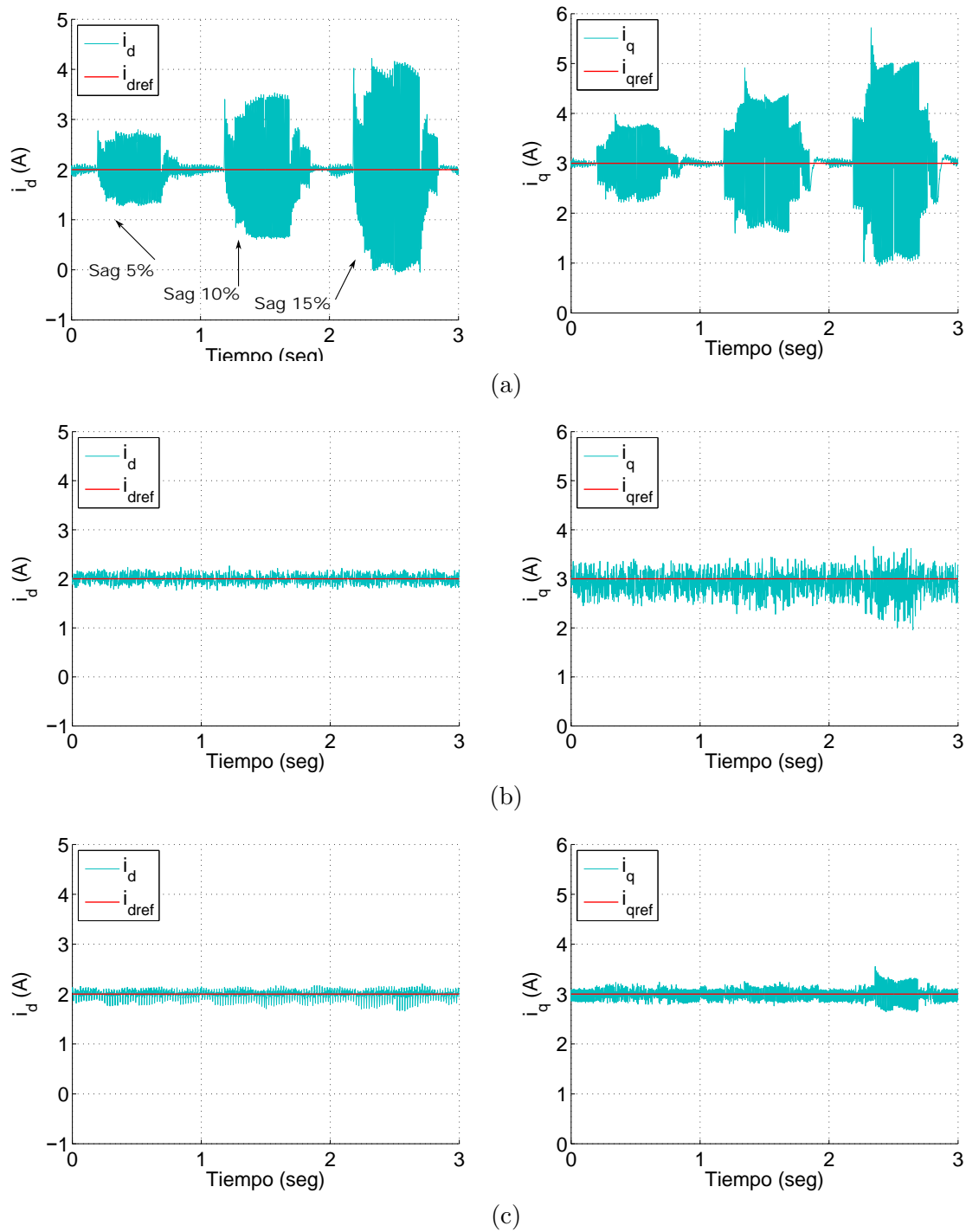


Figura 5.25: Seguimiento de referencia constante en el marco de referencia dq ante depresiones de voltaje tipo D con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

En el caso del seguimiento de la corriente en el eje q con el control PI se observa que aparece un transitorio de 0.13seg seguido de oscilaciones de una magnitud de $1.45A$ que se mantiene durante el intervalo de tiempo que dura la depresión de voltaje de 5% . Al re-establecer la fuente trifásica a su valor nominal se presenta un nuevo transitorio y un tiempo de establecimiento de 0.34seg . Al momento de presentarse la depresión de voltaje de 10% aparece un transitorio de 0.17seg seguido de oscilaciones de una magnitud de $2.55A$, al re-establecer el voltaje se presenta un tiempo de establecimiento de 0.71seg y finalmente cuando aparece la depresión de voltaje de 15% se presentan un transitorio de 0.15seg seguido de una oscilaciones de una magnitud de $4.9A$. Al re-establecer el voltaje se presenta un tiempo de establecimiento de 0.31seg . Como se puede observar con el control PI los transitorios en la corriente del eje d y el eje q se incrementa de manera considerable ante cada incremento de nivel de depresión de voltaje.

En el caso del control con MD y control ST, los controles de modos deslizantes son capaces de minimizar las perturbaciones causadas en las corrientes del eje d y q para los niveles simulados de depresiones de voltaje tipo D. Sin embargo, se puede apreciar un incremento en el rizado de las corrientes en el instante en que se simula una depresión de voltaje de 15% . El control ST presenta un mejor desempeño ya que atenúa mejor las perturbaciones que el control de MD.

5.5.2. Pruebas de seguimiento a cambios de referencia con depresión de voltaje tipo D

El desempeño del control PI, control de MD y control ST para el seguimiento de cambio de referencia con depresiones de voltaje tipo D se reporta en la Figura 5.26.

La Figura 5.26(a) muestra la respuesta de las corrientes en el eje d y eje q . Se puede observar que la corriente sigue a la referencia, sin embargo, existe una oscilación durante el tiempo que se mantiene la depresión de voltaje. Por otro lado el control de MD y el control ST presentan un mejor desempeño, ya que no presenta oscilaciones. Sin embargo se

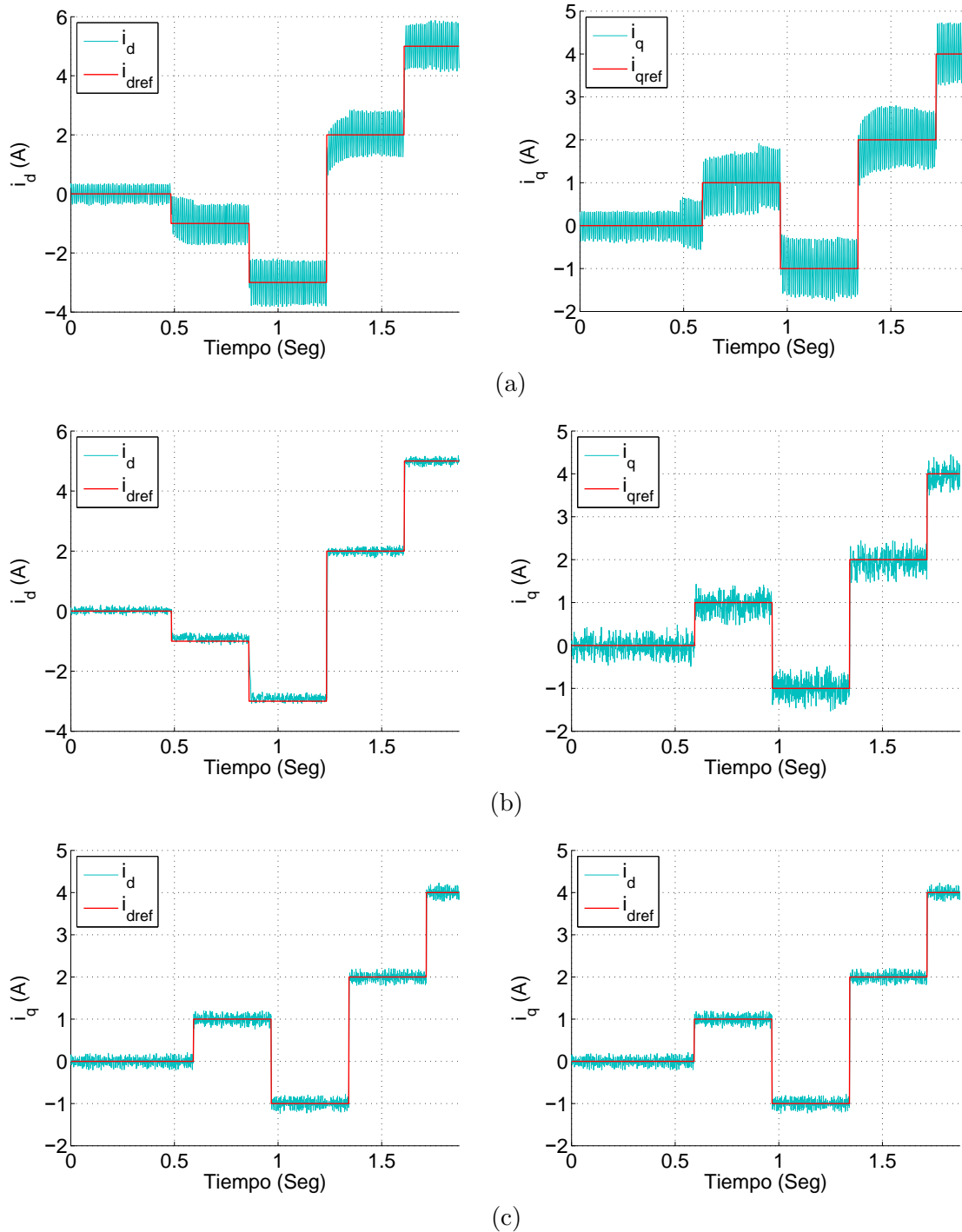


Figura 5.26: Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq con una depresión de voltaje de 5% de tipo D con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

presenta un incremento en la magnitud del rizado en las corrientes durante el intervalo de tiempo que dura la depresión de voltaje, mostrando un mejor resultado el control ST ya que el rizado presentado es de menor magnitud.

En la Figura 5.27 y 5.28 se presenta el desempeño del control PI, control de MD y control ST en el seguimiento a cambios de referencia ante depresiones de voltaje tipo D de 10 % y 15 %, respectivamente. En este escenario de prueba se puede apreciar que el control PI presenta una oscilación de magnitud considerable durante el tiempo de duración de la prueba, se puede observar que esta oscilación se incrementa con cada incremento de depresión de voltaje en la red eléctrica. En cuanto al control de MD se puede observar que ante una depresión de voltaje de 10 % hay un desempeño deficiente en los puntos de operación $(i_d, i_q) = (-3A, -1A)$ y $(i_d, i_q) = (2A, 2A)$. En estos puntos de operación se puede apreciar que el control no puede mantener un seguimiento de corriente de forma adecuada. Al realizar esta misma simulación con una depresión de 15 % se puede ver que el comportamiento se deteriora aún más en los puntos de operación $(i_d, i_q) = (0A, 0A)$, $(i_d, i_q) = (-3A, -1A)$ y $(i_d, i_q) = (2A, 2A)$. En cuanto al control ST se puede apreciar un mejor desempeño para este escenario de prueba ya que el seguimiento de la referencia de corriente se realiza de manera adecuada. Sin embargo, en la simulación con una depresión de 15 % en el cambio de referencia a $i_d = 2A$ en el eje d se hace presente un sobreimpulso y una oscilación de magnitud considerable (Ver Figura 5.28(c)). Observando el comportamiento de los controles ante este escenario de prueba se deduce que el control ST tiene un mejor desempeño comparado con el control PI y el control de MD.

En este escenario de prueba de seguimiento de referencia de corriente con depresiones de tipo D, el control ST presenta un mejor desempeño comparado con el control de MD y control PI, ya que el seguimiento lo realiza de manera mas adecuada y el rizado presente en la corriente es menor.

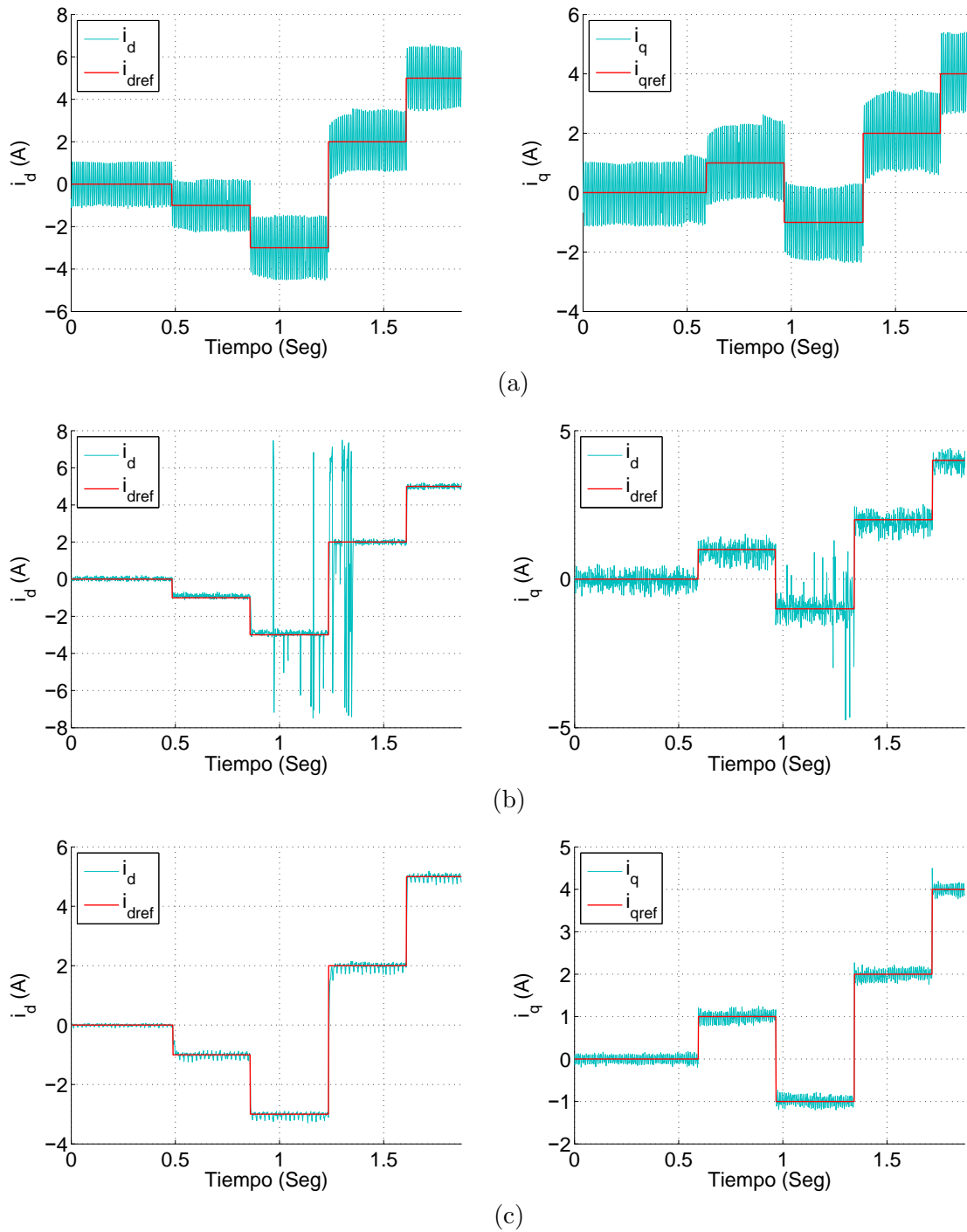


Figura 5.27: Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq con una depresión de voltaje de 10% de tipo D con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

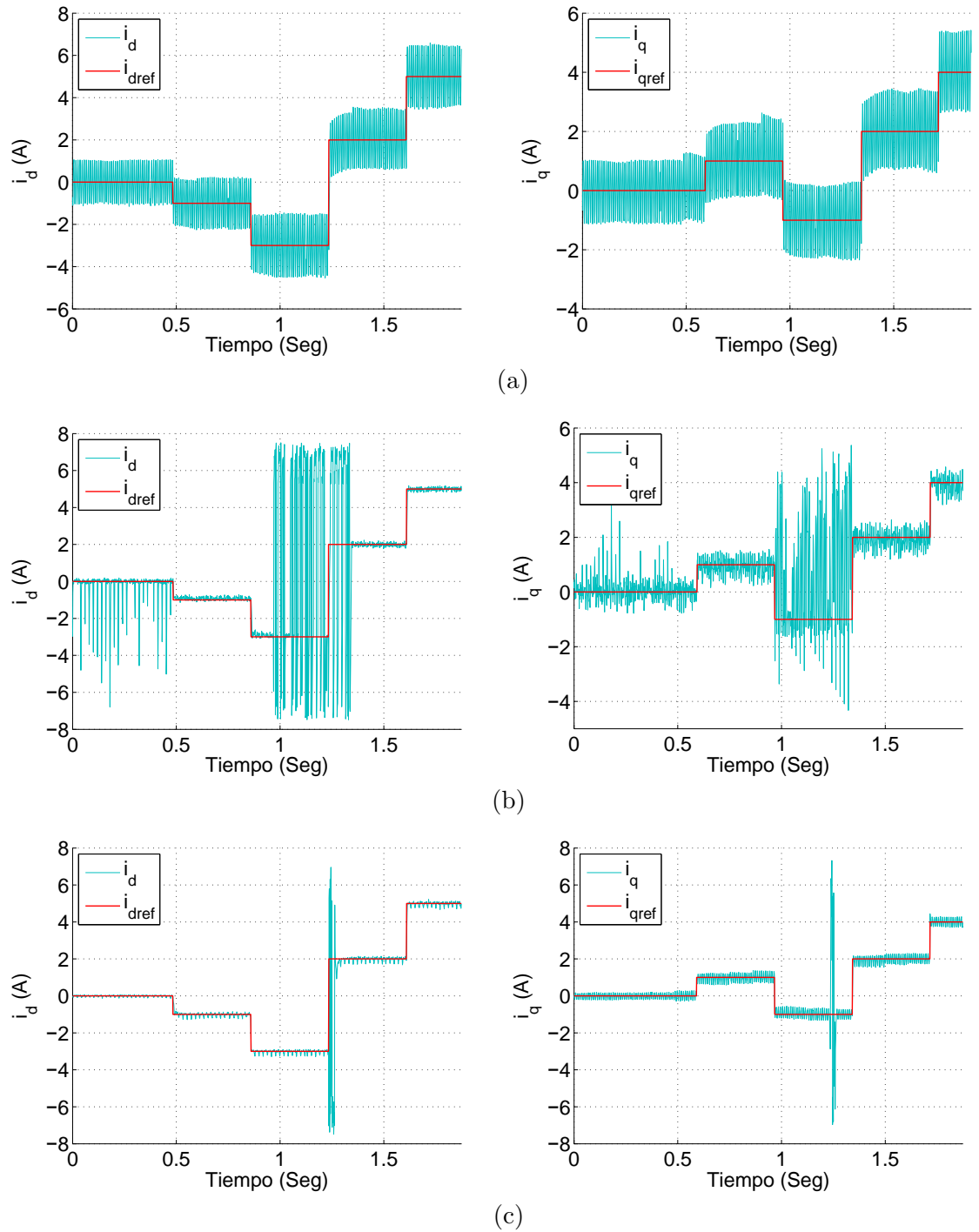


Figura 5.28: Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq con una depresión de voltaje de 15% de tipo D con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

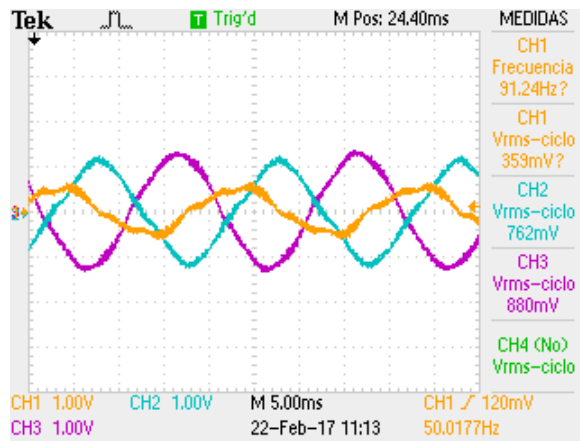
Tabla 5.9: Porcentaje de distorsión armónica y porcentaje de desbalance de corrientes con depresión de voltaje tipo D en la red trifásica.

	%THD			%K		
	PI	MD	ST	PI	MD	ST
Fase A	17.9671	18.1920	10.0011			
Fase B	9.6684	18.1547	9.5612	48.0374	2.7597	1.6576
Fase C	6.2149	17.8140	9.6390			

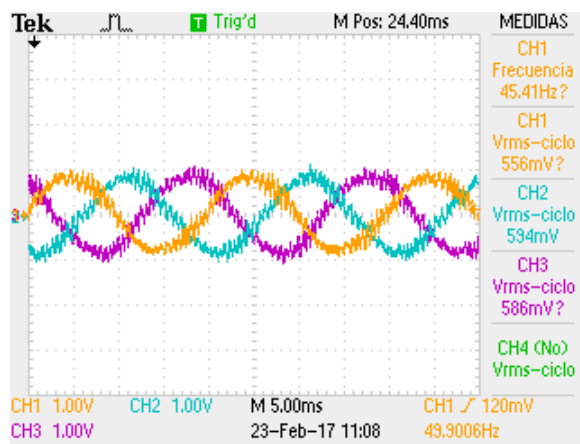
5.5.3. Distorsión armónica y desbalance en las corrientes de fase con depresión de voltaje tipo D

En la Figura 5.29(a), 5.29(b) y 5.29(c) se muestran las corrientes de fase obtenidas con el control PI, MD y ST, respectivamente. La Figura 5.29(a) presenta las corrientes de fase obtenidas con el control PI. Se puede apreciar que el control PI no muestra un buen desempeño ya que las corrientes trifásicas se ven deformadas y desfasadas. Por otra parte, el control de MD y el control ST muestran un mejor desempeño tal como se muestra en las Figura 5.29(b) y 5.29(c) ya que las corrientes mantienen su forma y su ángulo de fase. En cuanto al rizado presente en las corrientes el control ST muestra un mejor desempeño comparado con el control de MD.

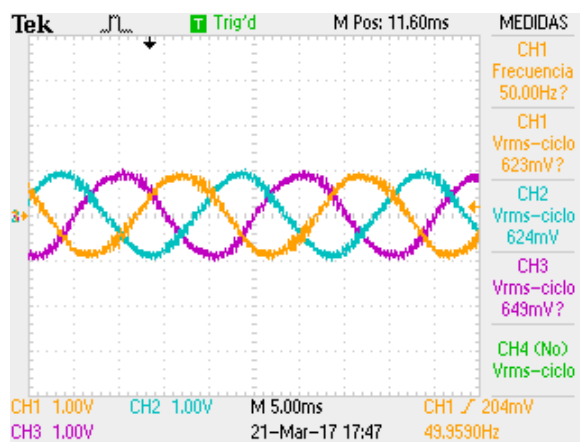
En la Tabla 5.9 se presenta el %THD y el %K de las corrientes trifásicas obtenidas en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1A, 1A)$ con cada uno de los controles bajo prueba ante una depresión de voltaje tipo D de 5% en la fuente trifásica. En la tabla se puede observar que el %THD de las corrientes de fase con el PI varían entre sí de manera considerable y el %K se incrementó a 47.9153% comparando con el obtenido con la fuente trifásica balanceada. Por otro lado, la variación del %THD obtenido con el control de MD se incrementa en un 1.0027% y control ST se incrementa en un 0.1626%. En cuanto al %K obtenido con el control de MD se observa que se ha triplicado y el %K obtenido con el control ST su incremento es de un 0.5641%, respecto a los valores obtenidos con la fuente balanceada.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.29: Señales de corrientes trifásicas con una depresión de voltaje de tipo D: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

5.6. Contaminación armónica

5.6.1. Pruebas de seguimiento de referencia constante con contaminación de armónicos

La Figura 5.30(a), 5.30(b) y 5.30(c) muestra el desempeño del control PI, MD y ST, respectivamente, ante una contaminación armónica de 5%, 10% y 15% producido por las componentes de 5^a y 7^a armónica. Ante este escenario de prueba con el control PI el seguimiento de la corriente en el eje d se presenta un transitorio de corta duración. Los transitorios presentados tienen prácticamente la misma duración de 0.15seg. En el seguimiento de la corriente en el eje q se presenta una oscilación que aumenta en magnitud con cada incremento en la contaminación de la fuente, al presentarse la contaminación de armónicos de 5%, 10% y 15% la magnitud de la oscilación es de 1.2A, 2.25A y 3.3A, respectivamente.

En cuanto al control de MD y control ST no se observan transitorios en el seguimiento de la corriente en el eje d . Sin embargo, el rizado obtenido ante este escenario de prueba se incrementa comparado con las gráficas obtenidas en los experimentos de depresión de voltaje de la red eléctrica. En cuanto al seguimiento de la corriente en el eje q no se observa transitorio al presentarse la contaminación de 5%. Sin embargo, se presenta un incremento en la magnitud del rizado al simularse la contaminación de 10% y 15% de la fuente.

5.6.2. Pruebas de seguimiento a cambios de referencia con contaminación de armónicos

La Figura 5.31(a), 5.31(b) y 5.31(c) muestra el desempeño del control PI, control de MD y control ST, respectivamente, en el seguimiento a cambios de referencia con contaminación de 5% en la red trifásica con 5^a y 7^a armónica. Ante este escenario se observa que el control PI tiene un mejor desempeño en el seguimiento de la referencia en el eje d . Sin embargo, en el seguimiento de referencia en el eje q se presenta una oscilación de magnitud considerable.

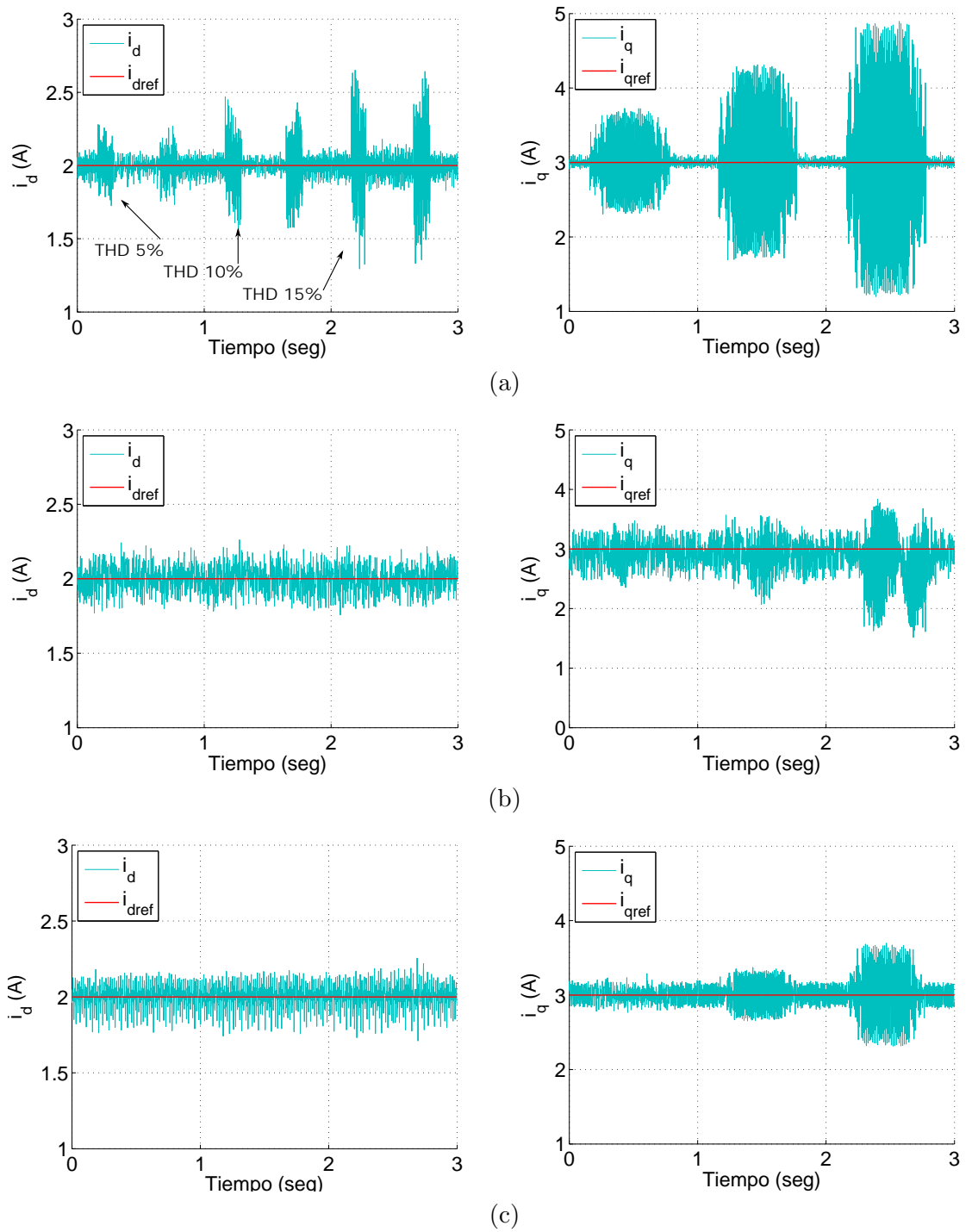


Figura 5.30: Seguimiento de referencia constante en el marco de referencia dq ante contaminación de armónicos con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST

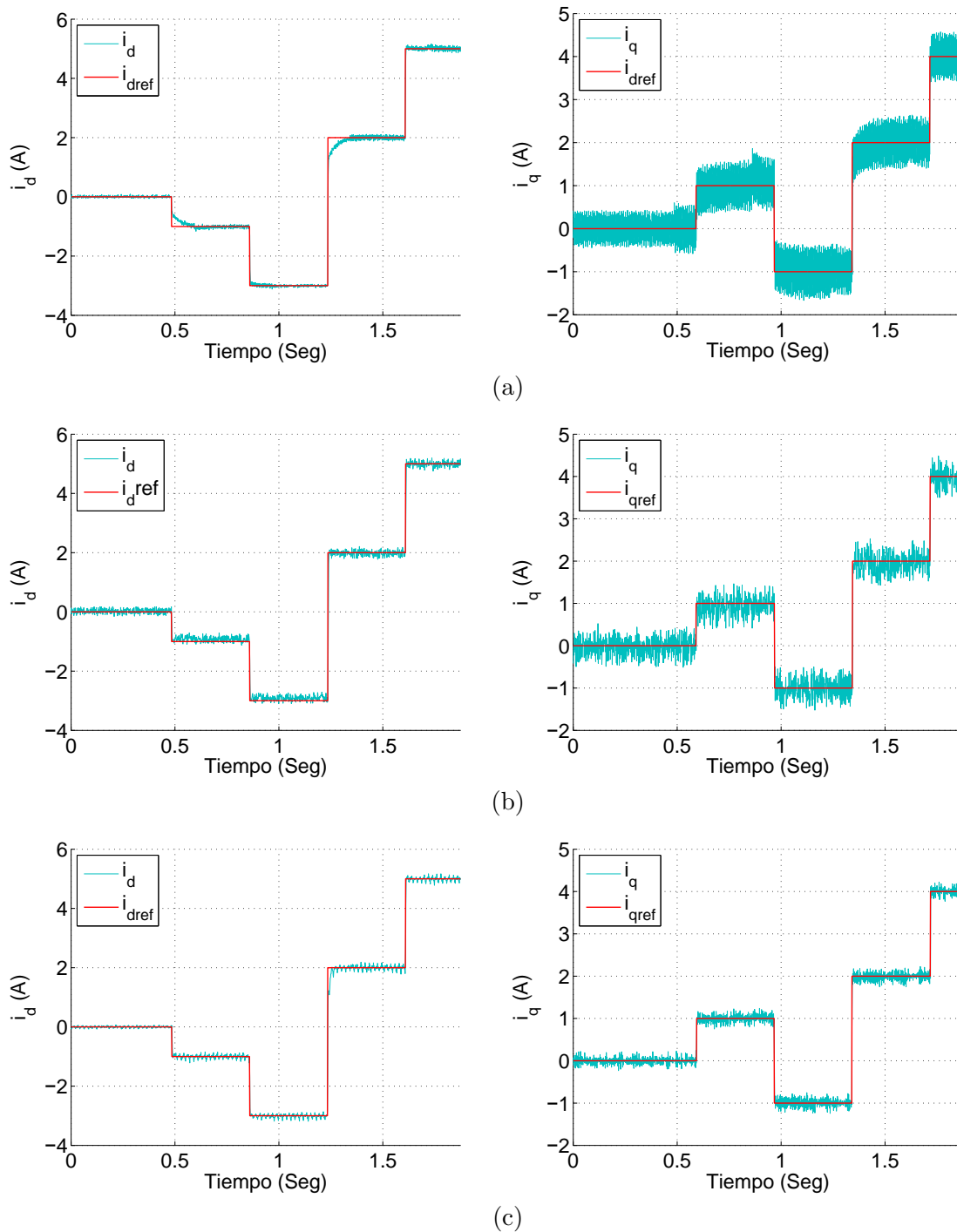


Figura 5.31: Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq ante contaminación armónica del 5% con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

En cuanto al seguimiento de referencia con el control de MD y ST se observa un mejor desempeño, ya que no se presentan transitorios y el seguimiento de referencia es inmediato. Sin embargo, se observa que en el seguimiento de la corriente del eje q el rizado tiene un incremento evidente al presentarse la contaminación de 10 % y 15 %.

En la Figura 5.32 y 5.33 se presentan las gráficas del seguimiento a cambio de corriente ante contaminación armónica de 10 % y 15 %, respectivamente. Ante este escenario de prueba se puede observar que los tres controles muestra un buen desempeño en el seguimiento de la corriente en el eje d , Por otra parte, en cuanto al seguimiento de la corriente en el eje q se puede observar que ante cada incremento de contaminación armónica aparece un incremento en el rizado de la corriente, lo cual, es más evidente en el control PI. Por otro lado el control ST presenta un mejor desempeño comparado con el control de MD.

En este escenario de prueba de contaminación armónica en la fuente trifásica se puede concluir que el control ST presenta un mejor desempeño que el control de MD y control PI. Ya que este realiza un mejor seguimiento de la referencia de corriente y presenta un menor rizado.

5.6.3. Distorsión armónica y desbalance en las corrientes de fase con contaminación de armónicos

En la Figura 5.34(a), 5.34(b) y 5.34(c) se muestran las corrientes de fase obtenidas con el control PI, MD y ST, respectivamente, con contaminación de armónicos de 5 % en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1A, 1A)$. Como se muestra en la Figura 5.34(a), el control PI no muestra un buen desempeño ya que las corrientes trifásicas se ven deformadas. Por otra parte, el control de MD y el control ST muestran un mejor desempeño tal como se muestra en las Figura 5.34(b) y 5.34(c) ya que las corrientes mantiene su forma senoidal. En cuanto al rizado observado en las corrientes, el control ST muestra un mejor desempeño comparado con el control de MD.

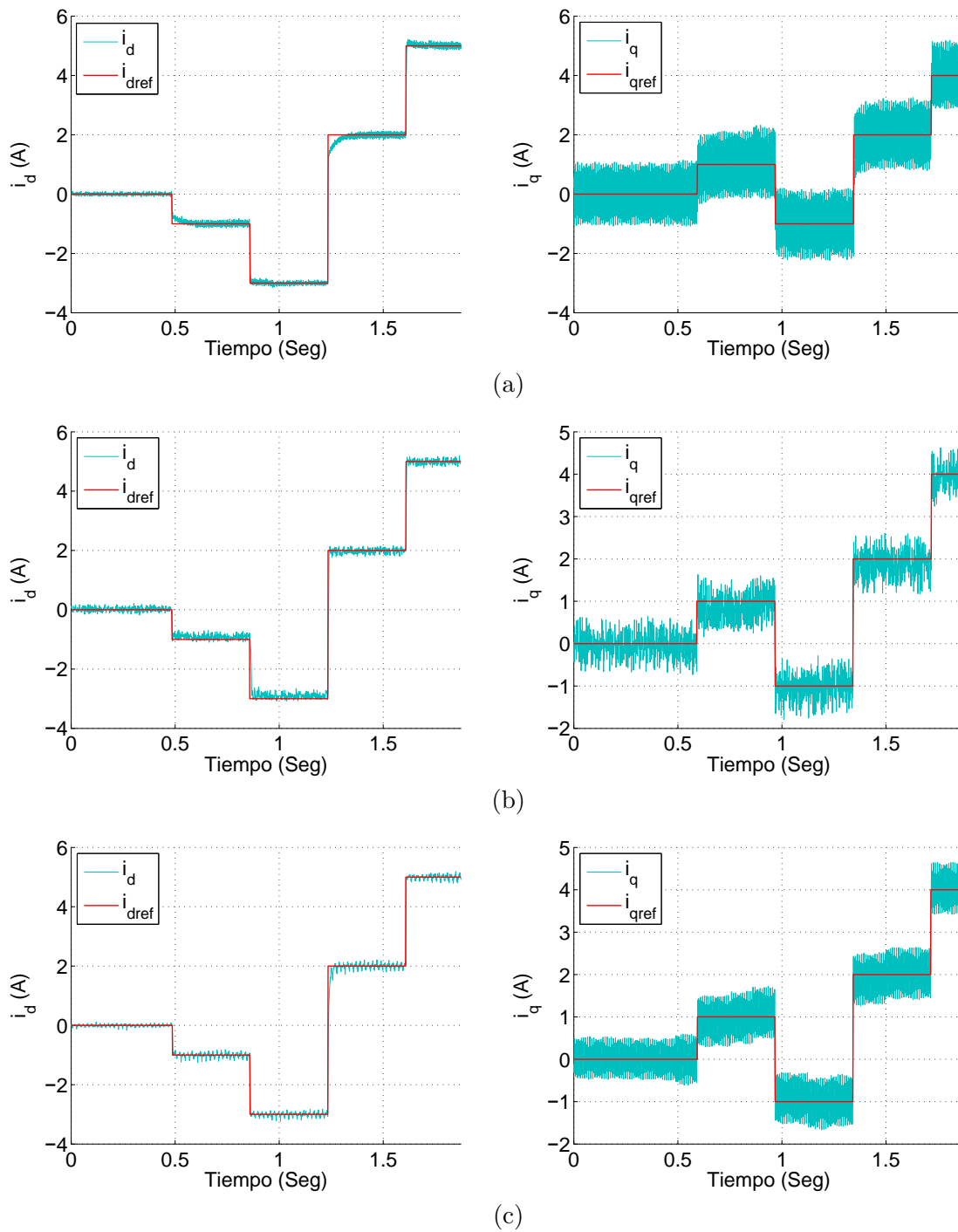


Figura 5.32: Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq ante contaminación armónica del 10% con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

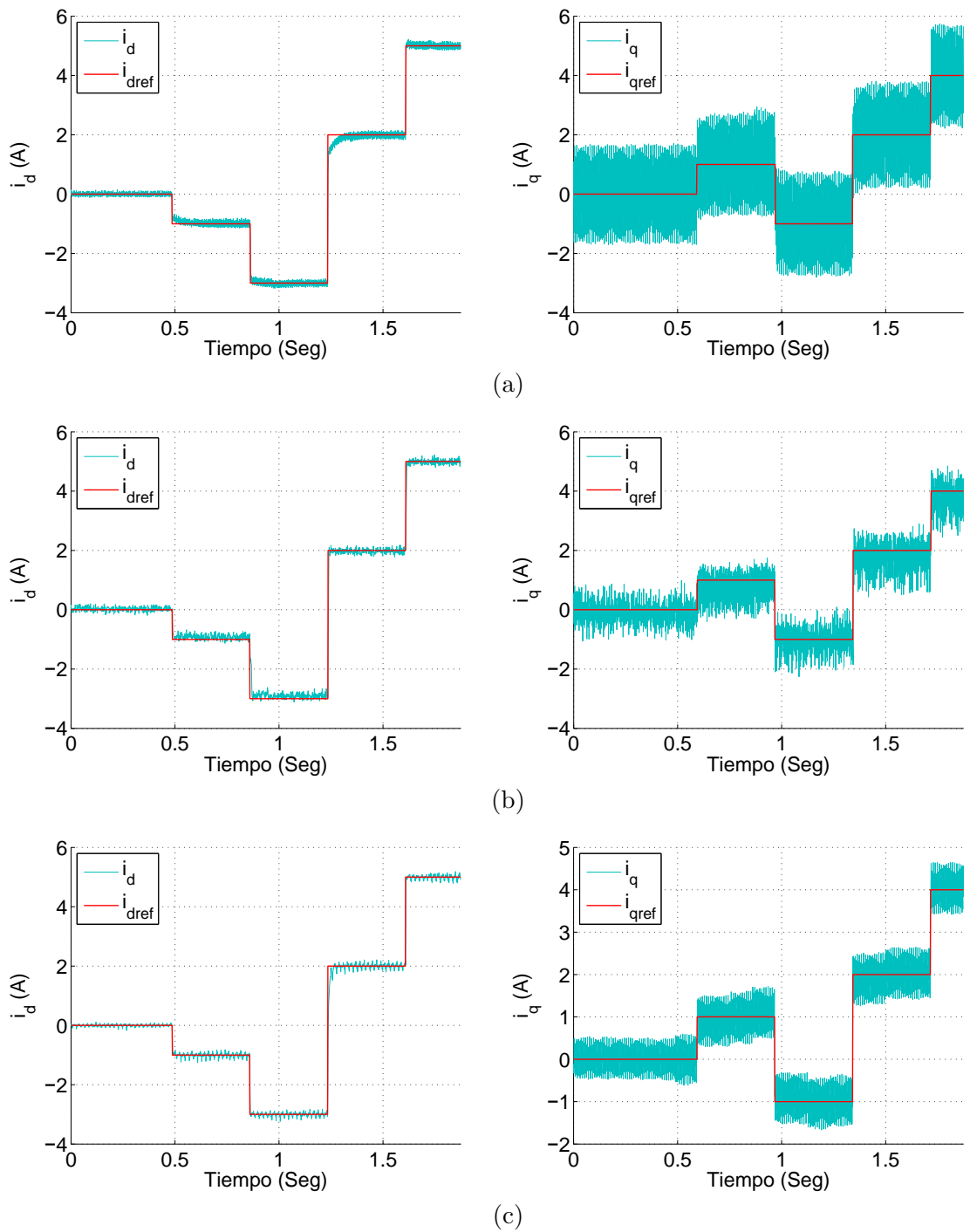
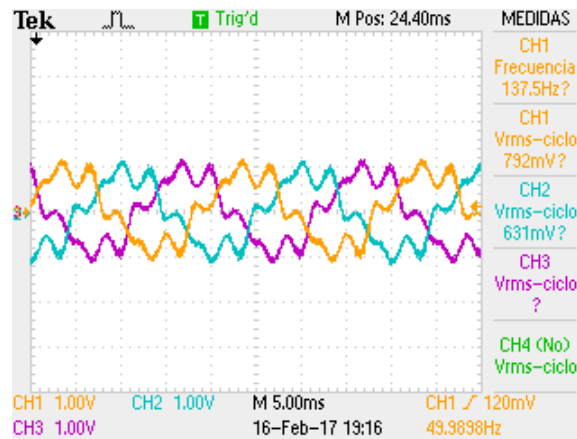
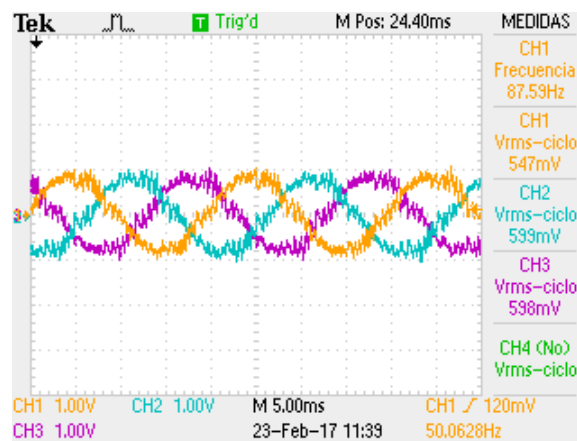


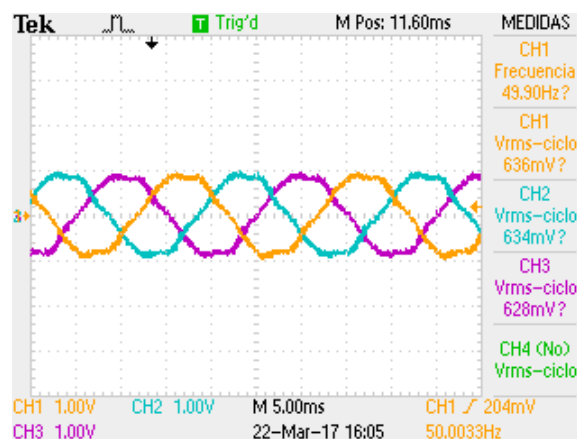
Figura 5.33: Seguimiento de la corriente al cambio de referencia en el marco de referencia dq ante contaminación armónica del 15% con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.34: Señales de corrientes trifásica en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1, 1)$ obtenidas ante contaminación de armónicos de 5%: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

Tabla 5.10: Porcentaje de distorsión armónica y porcentaje de desbalance de corrientes con contaminación de armónicos en la red trifásica.

	%THD			%K		
	PI	MD	ST	PI	MD	ST
Fase A	29.0879	19.4642	9.3410	0.5227	1.8779	1.3117
Fase B	29.6684	19.6797	8.6855			
Fase C	29.2865	20.8873	9.0373			

En la Tabla 5.10 se presenta el %THD y el %K de las corrientes trifásicas obtenidas en el punto de operación $(i_d, i_q) = (-1A, 1A)$ con cada uno de los controles bajo prueba con contaminación de armónicos de 5% en la fuente de la red trifásica. En la tabla se puede observar que el %THD obtenido con las corrientes de simulación con el PI se han incrementado un 21.2536% comparado con el obtenido con la fuente balanceada. En cuanto al %K se incrementó en un factor de 4 comparando con el obtenido con la fuente trifásica balanceada. Por otro lado el %THD obtenido con el control de MD se incrementó al doble y el control ST el incremento es menor respecto al obtenido con la fuente balanceada. En cuanto al %K obtenido con el control de MD se observa que se ha duplicado y el valor de %K obtenido con el control ST se ha incrementado en un 0.0182% comparado con el obtenido con la fuente trifásica balanceada. Tomando en cuenta estos resultados se deduce que el control ST presenta un mejor desempeño comparado con el control PI y control de MD.

En la Tabla 5.11 se sintetizan los resultados reportados en este capítulo en términos de porcentajes de distorsión armónica total y porcentajes de desbalance de corrientes de fase normalizados respecto al caso de estudio de la fuente balanceada. Es decir, se tomaron como valores base el %THD y el %K del caso de estudio de la fuente balanceada.

Tabla 5.11: Porcentaje de distorsión armónica y porcentaje de desbalance de corrientes de fase obtenidas en el punto de operación $i_d = -1A$ e $i_q = 1A$ con cada uno de controles en los diferentes escenarios de prueba.

		%THD			%K		
		PI	MD	ST	PI	MD	ST
Fuente balanceada	Fase A	1.0000	2.1774	1.2163	1.0000	7.0876	10.5938
	Fase B	1.0000	1.9753	1.1787			
	Fase C	1.0000	2.1699	1.1900			
Depresión de voltaje tipo A	Fase A	1.0134	2.1627	1.2247	4.2539	9.4636	9.9754
	Fase B	0.9552	2.0767	1.1684			
	Fase C	0.9453	2.1719	1.2318			
Depresión de voltaje tipo B	Fase A	2.1162	2.2208	1.2516	381.3702	25.0508	11.1622
	Fase B	1.1910	2.0828	1.1898			
	Fase C	0.7936	2.1525	1.2050			
Depresión de voltaje tipo C	Fase A	0.8853	2.1010	1.0841	380.6847	33.9050	29.4333
	Fase B	1.5843	2.1522	1.0531			
	Fase C	1.9597	2.3194	1.1982			
Depresión de voltaje tipo D	Fase A	2.2443	2.2724	1.2493	393.4267	22.6020	13.5758
	Fase B	1.1782	2.2124	1.1652			
	Fase C	0.7701	2.2073	1.1943			
Contaminación de armónicos	Fase A	3.6335	2.4314	1.1668	4.2809	15.3800	10.7428
	Fase B	3.6155	2.3982	1.0584			
	Fase C	3.6288	2.5881	1.1198			

5.7. Discusión

5.7.1. Efecto del desbalance de voltaje y contaminación armónica en el desempeño de los controles

En los experimentos de simulación con contaminación armónica en la fuente trifásica se observa que el seguimiento de la corriente en el eje q no se realiza de igual manera que en los experimentos con depresiones de voltaje, es decir, el seguimiento de corriente se deteriora (ver Figura 5.31, 5.32 y 5.33). Es por ello que en esta sección se analizan las causas de este desempeño de los sistemas de control bajo ciertos escenarios de calidad del voltaje en la red eléctrica.

En el sistema IFV conectado a la red se utiliza un módulo denominado lazo de fase anclada (PLL por sus siglas en inglés), el cual cuenta con un control PI, que es el encargado de determinar el ángulo de sincronización de la red eléctrica. Por lo tanto, con la

finalidad de observar el desempeño del PLL ante cada uno de los experimentos propuestos, se reportan a continuación las señales de salida del PLL (ángulo de fase y frecuencia de la red eléctrica). Además, se muestran los voltajes trifásicos en el marco de referencia $dq0$.

En la Figura 5.35 se presentan los voltajes en el marco de referencia $dq0$, las señales del ángulo de fase, frecuencia de la red eléctrica y el voltaje de la fase A con depresión de voltaje de tipo A. En este escenario de prueba se puede observar que la determinación del ángulo de fase y la frecuencia se realiza de manera adecuada. En las gráficas de los voltajes en el marco de referencia $dq0$ se hace notoria la disminución en el nivel de voltaje. Sin embargo, se puede apreciar que estos voltajes V_d y V_q tienen una forma de onda constante.

En los experimentos con depresiones de voltaje tipo B, tipo C y tipo D la estimación del ángulo de fase se realiza de manera adecuada. Sin embargo, la frecuencia w presenta un rizado, el cual se incrementa en magnitud conforme se incrementa el nivel de depresión de voltaje en la fuente trifásica. Estos incrementos son más notorios en las formas de onda de los voltajes en el marco de referencia $dq0$. En la Figura 5.36, 5.37 y 5.38 se presentan los voltajes dq las forma de onda del ángulo de fase, frecuencia de la red eléctrica y el voltaje de la fase A con depresión de voltaje de tipo B, tipo C y tipo D, respectivamente. Se puede notar que el rizado que se observa en la frecuencia de la red presenta una componente de segunda armónica, como consecuencia de las depresiones de voltaje en la red eléctrica.

En la Figura 5.39 se presentan los voltajes de la red eléctrica en el marco de referencia $dq0$ con contaminación armónica de 5^a y 7^a , las forma de onda del ángulo de fase, frecuencia de la red eléctrica y el voltaje de la fase A. En este experimento se observa que la estimación del ángulo de fase se realiza de manera adecuada. Sin embargo, la frecuencia w presenta un rizado, el cual se incrementa en magnitud al incrementar el nivel de contaminación armónica en la red. Además, se puede observar que el voltaje del eje q presenta una oscilación con una frecuencia de 6 veces la frecuencia fundamental del voltaje de la red eléctrica. Como consecuencia, la frecuencia w presenta una componente de frecuencia de sexta armónica la cual está asociada a la contaminación armónica de la red eléctrica.

De los resultados anteriores es evidente que se propaga una componente de frecuencia de segunda armónica en el sistema PLL, como consecuencia del desbalance en los voltajes de la red eléctrica. Esta segunda armónica se hace presente en el seguimiento de

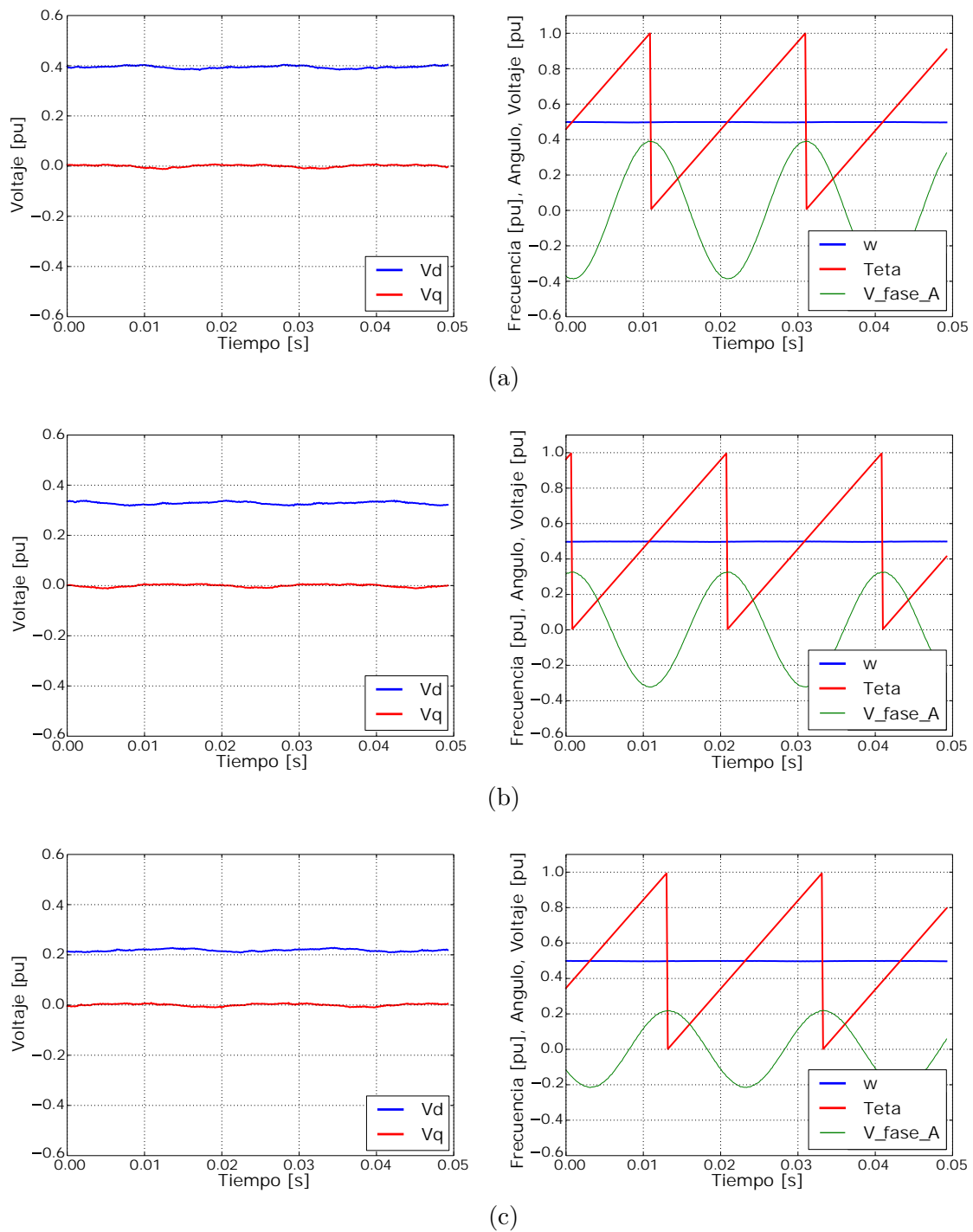


Figura 5.35: Voltajes de la red eléctrica en el marco dq y desempeño del módulo de sincronización PLL con depresiones de voltaje tipo A de: a).- 10 %, b).- 25 % y c).- 50 %.

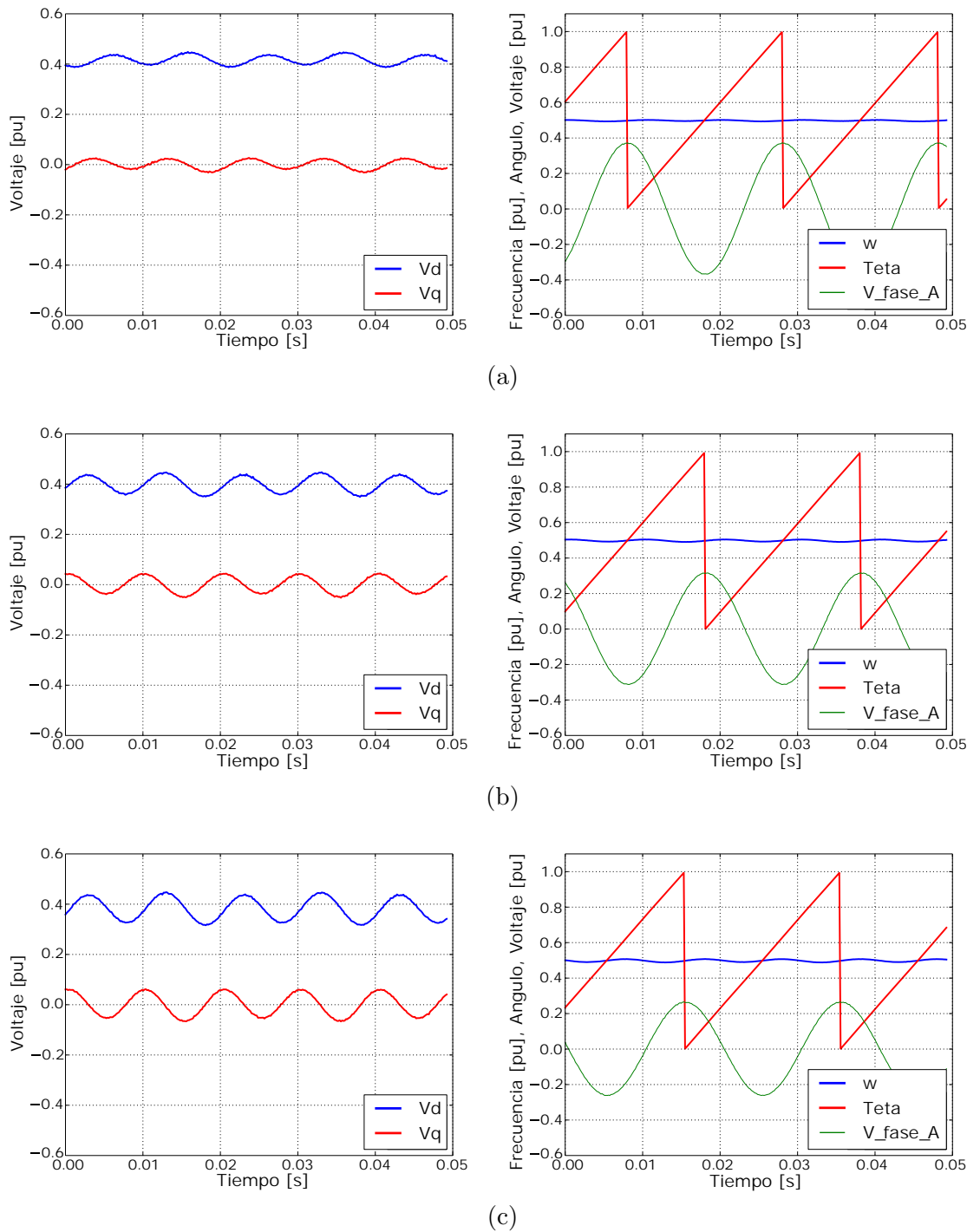


Figura 5.36: Voltajes de la red eléctrica en el marco dq y desempeño del módulo de sincronización PLL con depresiones de voltaje B de: a).- 5%, b).- 10% y c).- 15%.

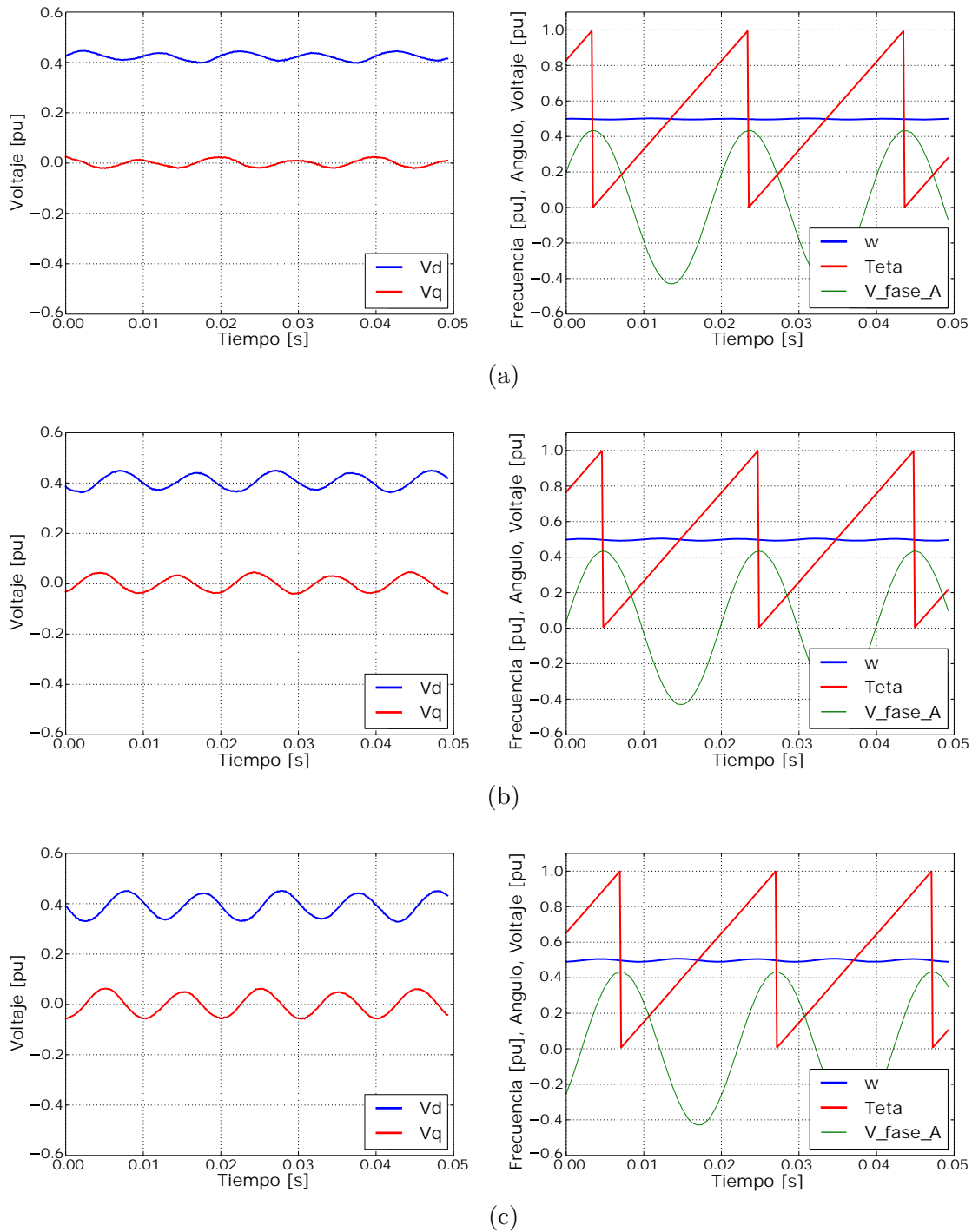


Figura 5.37: Voltajes de la red eléctrica en el marco dq y desempeño del módulo de sincronización PLL con depresiones de voltaje C de: a).- 5 %, b).- 10 % y c).- 15 %.

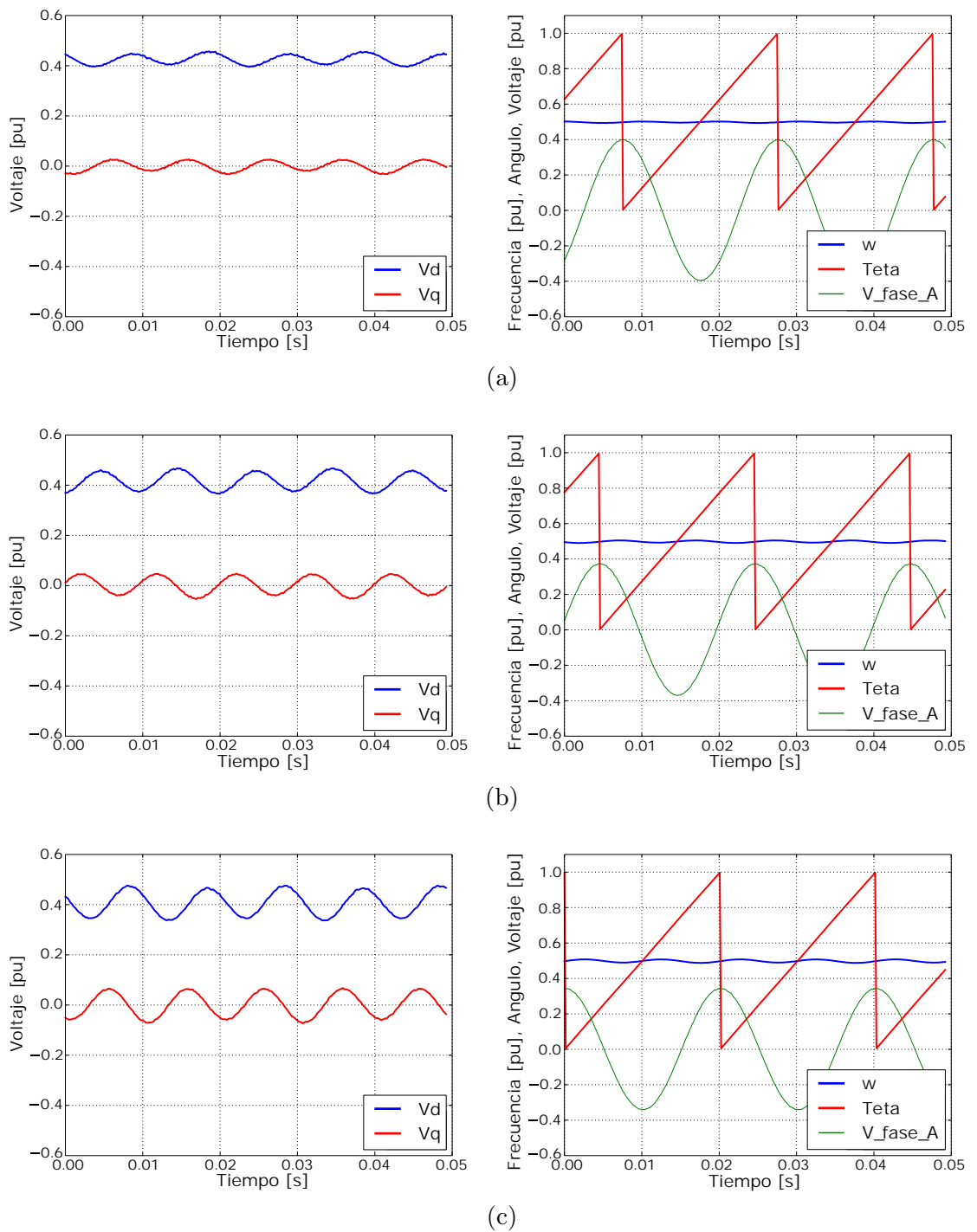


Figura 5.38: Voltajes de la red eléctrica en el marco dq y desempeño del módulo de sincronización PLL con depresiones de voltaje tipo D de: a).- 5 %, b).- 10 % y c).- 15 %.

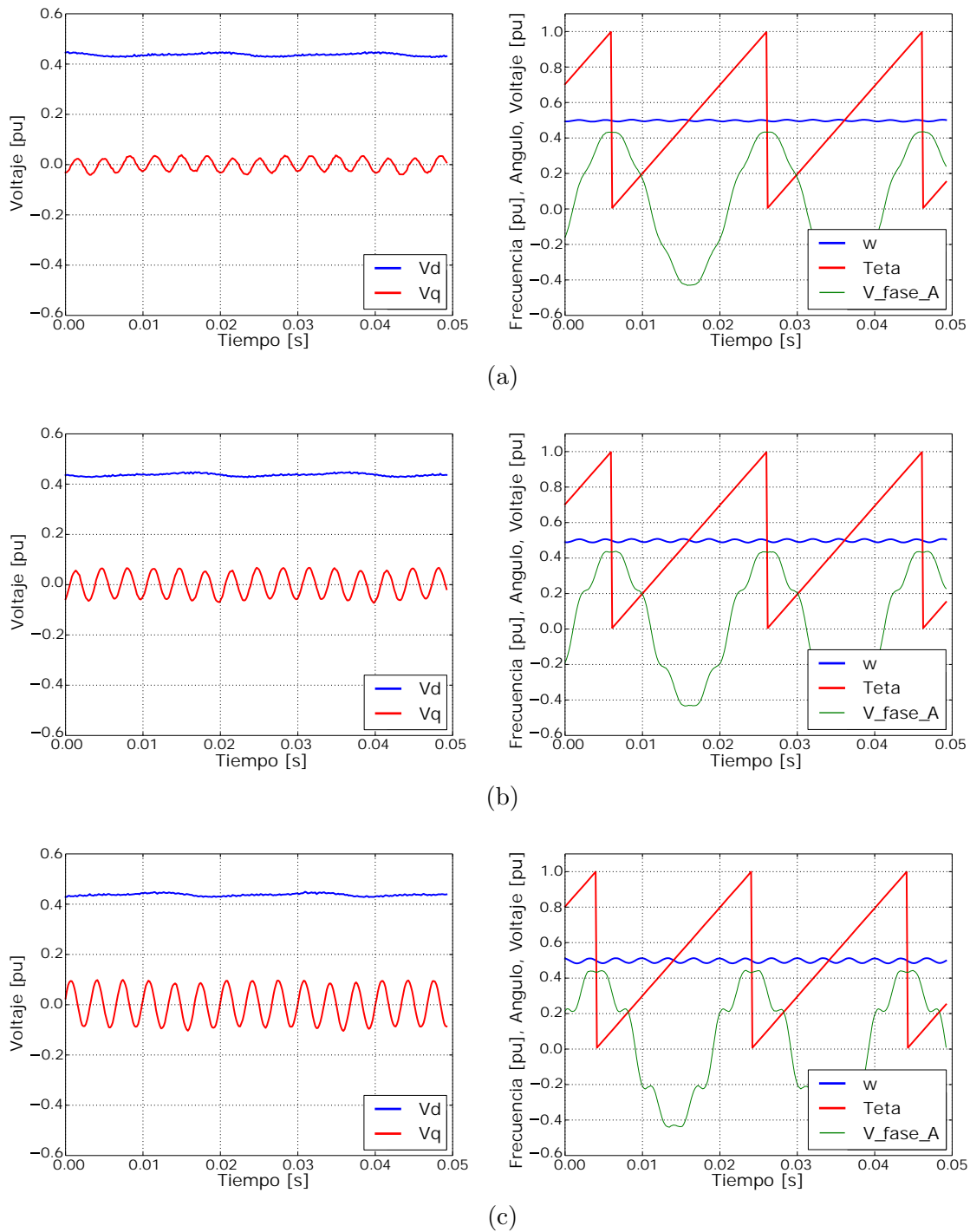


Figura 5.39: Voltajes de la red eléctrica en el marco dq y desempeño del módulo de sincronización PLL con contaminación armónica de: a).- 5 %, b).- 10 % y c).- 15 %.

la corriente en el eje d y el eje q . De igual manera el efecto de un voltaje distorsionado por contaminación de 5^a y 7^a armónica produce una sexta armónica en el sistema PLL.

En las Figuras 5.40 y 5.41 se presenta un acercamiento en el seguimiento de la corriente en el eje d y q para una depresión de voltaje de 15 % y contaminación armónica de 15 %, respectivamente. En la Figura 5.40 se presenta un acercamiento del seguimiento de la corriente sobre el intervalo de tiempo de $(0, 0.02)$ de la corriente reportada en la Figura 5.23 correspondiente a la depresión de voltaje tipo C de 15 %. En la Figura 5.41 se presenta un acercamiento del seguimiento de la corriente en el intervalo de tiempo de $(0, 0.02)$ de la Figura 5.33, correspondiente a la contaminación armónica de 15 %. En esta figura se puede observar que el seguimiento de la corriente presenta un rizado en el cual se hace notorio la propagación correspondiente a la sexta armónica. En las figuras se puede observar el desempeño de los controles PI, MD y ST de manera más clara ya que se puede apreciar la magnitud de la oscilación en el seguimiento de la referencia mostrando una mayor magnitud la oscilación obtenida con el PI, comparada con los algoritmos basados en MD. Sin embargo, el control ST presenta un mejor desempeño ya que su oscilación es menor comparado con el control de MD. Esto es debido a que el control PI no tiene la capacidad de rechazar perturbaciones variantes en el tiempo, mientras que los algoritmos basados en MD si tienen esta capacidad de rechazo de perturbaciones.

De este análisis realizado sobre el módulo de sincronización PLL, se observa que los desbalances de voltaje y la contaminación armónica degrada la operación del módulo PLL, ya que se presenta un rizado indeseable en la estimación de la frecuencia de la red y como consecuencia este rizado se ve reflejado en el seguimiento de la corriente en el marco de referencia $dq0$. Por lo tanto, es evidente la necesidad de implementar una mejora en el módulo de sincronización PLL para una estimación adecuada de la frecuencia y reducir el rizado generado por desbalances de voltaje y contaminación armónica.

5.7.2. Análisis de los resultados

Con la finalidad de obtener un panorama más claro del desempeño de los controles se realiza el siguiente análisis de resultados:

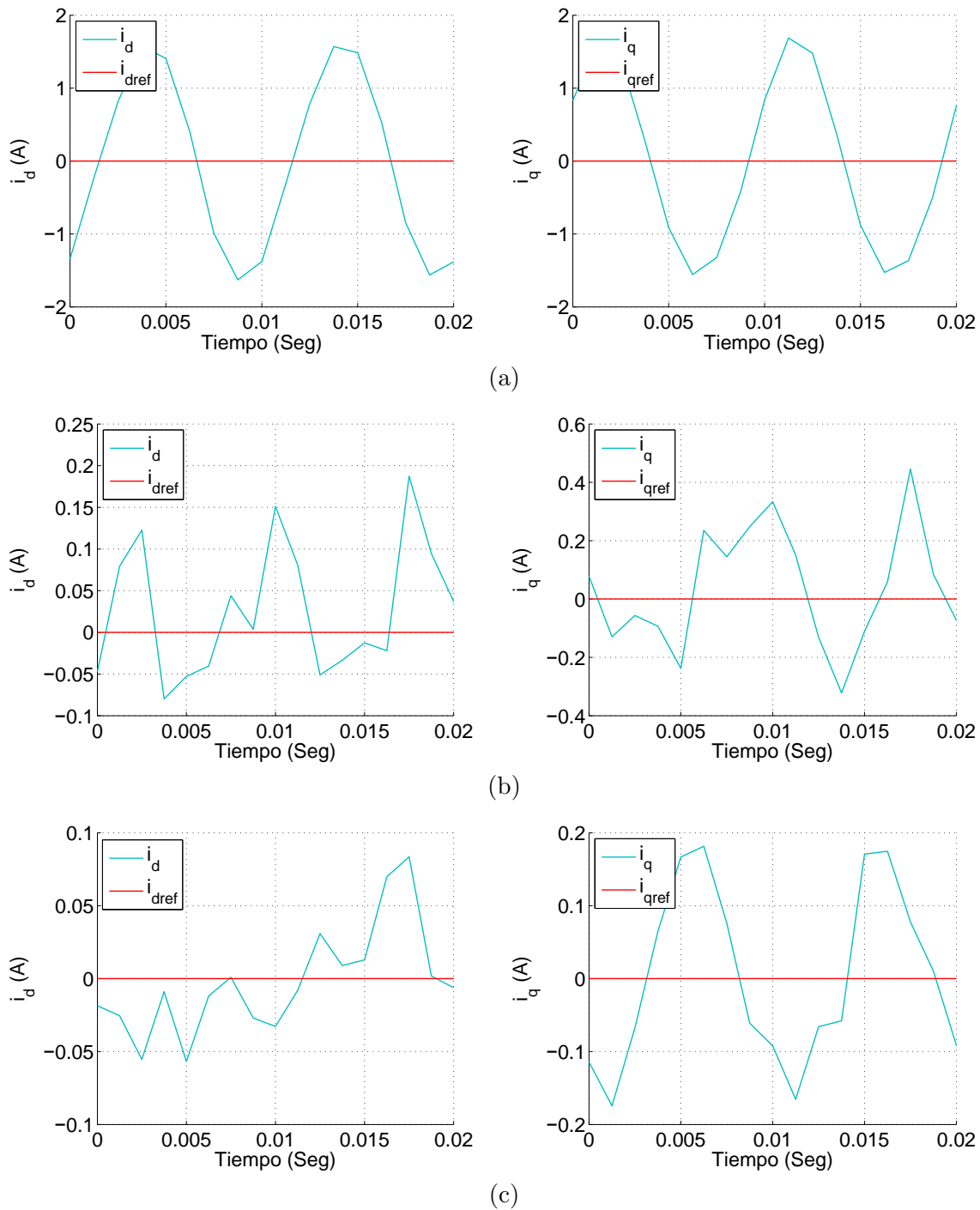


Figura 5.40: Acercamiento sobre el intervalo de tiempo de (0, 0.02) del seguimiento de la corriente en el marco de referencia dq con depresión de voltaje tipo C de 15% con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

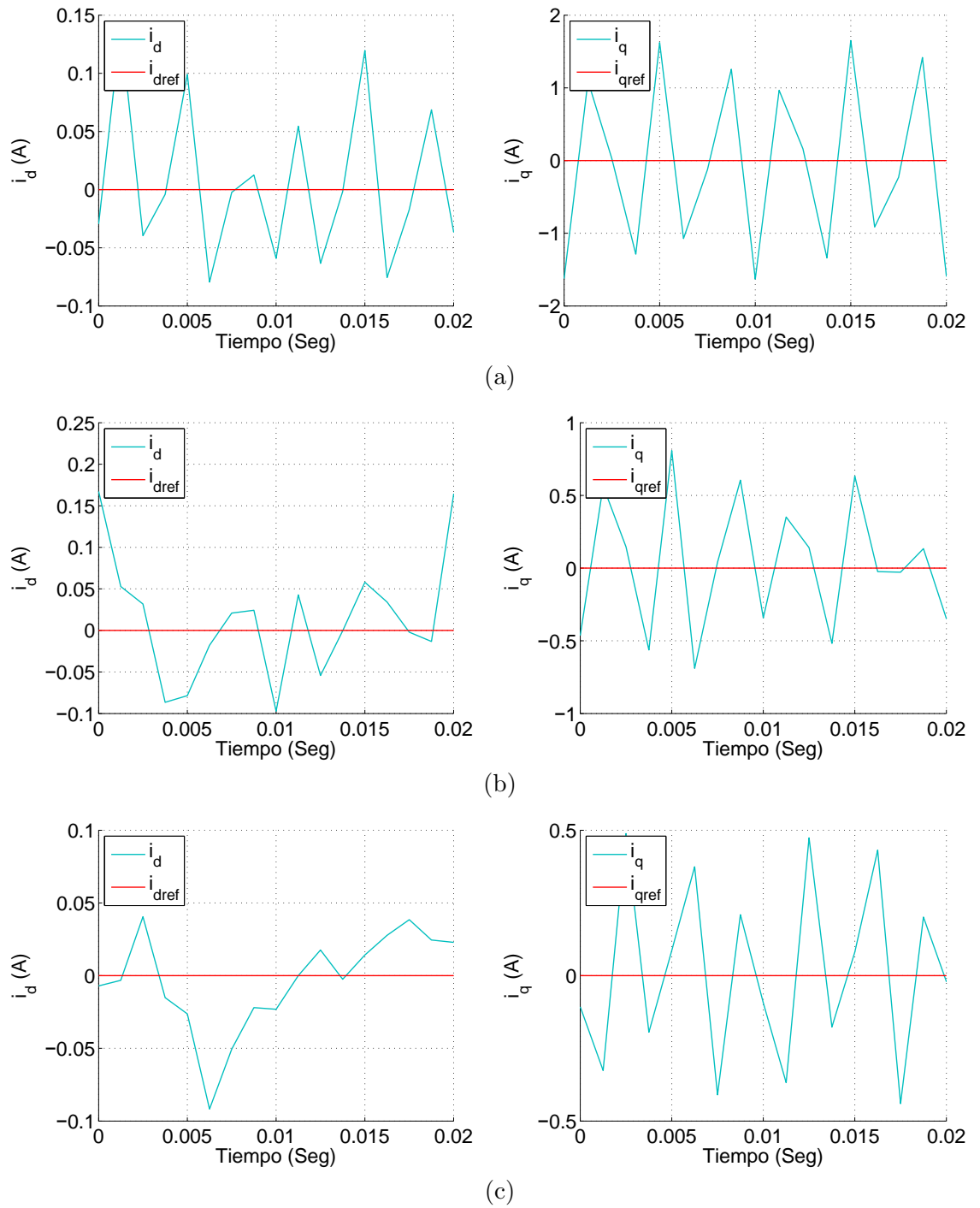


Figura 5.41: Acercamiento sobre el intervalo de tiempo de (0, 0.02) del seguimiento de la corriente en el marco de referencia dq con contaminación armónica del 15 % con: a).- control PI, b).- control de MD y c).- control ST.

- En las pruebas con la *f fuente balanceada* se observó que los tres controles tienen un buen desempeño en el seguimiento al cambio de la corriente. Sin embargo, se observó que el control PI presenta un tiempo de establecimiento en el seguimiento de cambio de referencia en algunos puntos de operación. Por otra parte, el control de MD y control ST realizan un seguimiento de la referencia de manera inmediata, presentando un rizado en el seguimiento de la corriente siendo de mayor magnitud el obtenido con el control de MD, esto debido al efecto denominado "chattering".
- En cuanto a las pruebas de *depresiones de voltaje tipo A en la fuente trifásica* se observó que el control PI tiene un desempeño deficiente en el seguimiento de la corriente constante. Ya que, al presentarse la depresión de voltaje, se hace presente un transitorio y una oscilación los cuales se incrementan en magnitud conforme se incrementa el nivel de depresión de voltaje. Por otra parte, los controles de MD y ST, no presentaron transitorios al presentarse la depresión de 5% y 10%. Sin embargo, si se observó un transitorio al presentarse la depresión de 15%. En cuanto al seguimiento a cambio de referencia no se observaron cambios significativos en el seguimiento de la corriente con cada incremento de depresión tipo A. En cuanto al valor del %THD obtenido con una depresión de voltaje tipo A de 10% se observó que el incremento fue mínimo comparado con el obtenido con la fuente balanceada. Por otra parte, en el %K se observó que el valor obtenido con el control PI se incrementó en un factor de 4, el obtenido con el control de MD se incrementó el doble y el obtenido con el control ST fue mínimo, respecto al valor con la fuente balanceada.
- En cuanto a las pruebas de *depresión tipo B, tipo C y tipo D en la fuente trifásica* se observó que el control PI presentó un desempeño deficiente ya que ante cada incremento en la depresión de voltaje en la red trifásica, se presentó un transitorio y una oscilación durante el intervalo de tiempo que se mantiene la condición de depresión en el seguimiento de referencia de corriente constante. Este desempeño del control PI se ve reflejado en las corrientes de fase pues estas pierden su forma senoidal y el ángulo de fase ante las depresiones de voltaje. Por otra parte, el control de MD y control ST mostraron un mejor desempeño ante cada uno de los escenarios de depresión de

voltaje ya que no se presentan transitorios ante las depresiones de 5 % y 10 %. Sin embargo, si se hace presente un transitorio y rizado ante las depresiones de 15 %. Las corrientes trifásicas obtenidas en las simulaciones con estos controles presentan una forma más senoidal y su ángulo de fase se mantiene con mayor exactitud. No obstante en las pruebas con depresión de voltaje tipo D, el control de MD no logró realizar un control adecuado de las corrientes con las depresiones de 10 % y 15 %. En cuanto al valor del %THD de las corrientes de fase, obtenidas con una depresión de voltaje de 5 % de tipo B, tipo C y tipo D, se observó que el control PI muestra un desempeño deficiente ya que el %THD se presenta totalmente diferente de una fase a otra. Los controles de MD y ST mostraron un mejor desempeño ya que los valores de %THD obtenidos muestran valores más parecidos entre fases y su valor se incrementó respecto al obtenido con la fuente balanceada es de $\approx 0.97\%$. Además, el control ST muestra un incremento mínimo de $\approx 0.175\%$. En cuanto al desbalance de las corrientes se observó que con el %K obtenido con el control PI se incrementa de 0.122% a $\approx 47.02\%$. El %K obtenido con el control de MD se incrementa de 0.865% a $\approx 3.31\%$ y el %K obtenido con el control ST se incrementa de 1.29% a $\approx 1.57\%$. Considerando estas observaciones se deduce que:

- El controlador PI no puede realizar un buen control con una depresión de tipo B, tipo C y tipo D en la fuente trifásica.
 - El control de MD y ST presentan un mejor desempeño comparado con el PI, ya que estos realizan un mejor control del seguimiento de la corriente
 - El control ST presentan un mejor desempeño comparado con el MD, ya que este elimina el efecto del "chattering" y se ve reflejado con un menor rizado en las corrientes de fase. De esta manera, los valores de %THD y %K son menores.
- En cuanto a las pruebas de *contaminación de armónicos* se observó que el control PI muestra transitorios y oscilaciones para todos los casos para el seguimiento de referencia constante. En cuanto a seguimiento a cambios de referencia se observa un buen seguimiento en el eje d sin embargo en el eje q se observa una oscilación la cual se incrementa con cada incremento de nivel de contaminación en la red eléctrica. En

cuanto al %THD se observó que:

- Con el PI se incrementa de $\approx 8.09\%$ a $\approx 29.34\%$
- Con el SM se incrementa de $\approx 17.28\%$ a $\approx 20.01\%$
- Con el ST se incrementa de $\approx 9.67\%$ a $\approx 9.02\%$

En cuanto al %K se observó que:

- Con el PI se incrementa de 0.1221% a 0.5227%
 - Con el SM se incrementa de 0.8654% a 1.8779%
 - Con el ST se incrementa de 1.2935% a 1.3117%
- En cuanto al desempeño del PLL se observó que debido a voltajes desbalanceados se propaga la segunda componente armónica a través del sistema PLL. Además la presencia de contaminación armónica produce en el PLL una sexta armónica que se propaga a través del sistema PLL, afectando el seguimiento de corriente en el marco de referencia $dq0$.

Tomando en cuenta lo anterior se deduce que el control de MD y ST presentan mejor desempeño que el control PI. Sin embargo, el control ST mantiene un %THD y %K aún más bajo que el control de MD. Por lo tanto, el control ST presenta un mejor desempeño comparado con el control de MD.

5.7.3. Cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE-1159

Con el propósito de evaluar el desempeño de los sistemas de control propuestos en esta tesis en términos de los estándares internacionales de la calidad de la energía, tales como el IEEE-519 [std93] e IEEE-1159 [std09], se presenta a continuación un experimento que se desarrolla en la plataforma HIL. Este experimento consiste en operar el inversor trifásico bajo las siguientes condiciones:

- * El inversor debe entregar $2.2kW$ con un factor de potencia $FP=1.0$.
- * Corriente por fase de $I_L = 3.18A$.

* Los valores de referencia de corriente correspondiente a la potencia establecida son $i_d = 4.5A$ e $i_q = 0.0A$.

Con los parámetros establecidos de las referencias de corriente se realizan los experimentos con la finalidad de analizar el desempeño de los controles PI, MD y ST ante cada uno de los fenómenos de calidad de la energía, obteniendo el porcentaje de demanda total distorsión ($\%TDD$) y el porcentaje de desbalance en las corrientes de fase ($\%K$). En el Apéndice F se detalla la formulación para determinar el $\%TDD$.

En la Tabla 5.12 se presenta el porcentaje de $\%TDD$ y el $\%K$ para las corrientes de las fases A, B y C con la fuente balanceada. Como se puede observar en la tabla ante este escenario los 3 controles presenta un buen desempeño ya que cumplen con la norma IEEE-519. Además, se observa que se cumple adecuadamente con los valores máximos de $\%K$ definidos en el estándar IEEE-1159.

En la Tabla 5.13 se presenta el porcentaje de $\%TDD$ y el $\%K$ para las simulaciones con depresión de voltaje tipo A. Como se puede observar en la tabla ante este escenario los 3 controles presenta un buen desempeño ya que cumplen con la norma 519 del IEEE. Sin embargo, el control de MD muestra un $\%TDD$ en el límite para ser conectado en un nodo $\frac{I_{SC}}{I_L} < 20$. Respecto al estándar IEEE-1159 se puede observar que los desbalances cumplen con el estándar de calidad.

Tabla 5.12: Cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE1159 para el caso base con la fuente balanceada.

Escenario de prueba	Control	%TDD	%K	Estándar IEEE-1159 (1% < %K < 30%)	Estándar IEEE-519					
					$\frac{I_{SC}}{I_L} < 20$ %TDD = 5%	$20 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 50$ %TDD = 8%	$50 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 100$ %TDD = 12%	$100 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 1000$ %TDD = 15%	$1000 \leq \frac{I_{SC}}{I_L}$ %TDD = 20%	
Fuente balanceada	PI	2.4450	0.3828	✓	✓	✓	✓	✓	✓	
		2.3670			✓	✓	✓	✓		
		2.4165			✓	✓	✓	✓		
	MD	4.9947	0.6725	✓	✓	✓	✓	✓	✓	
		4.8404			✓	✓	✓	✓		
		4.9075			✓	✓	✓	✓		
	ST	2.9829	0.7271	✓	✓	✓	✓	✓	✓	
		2.8444			✓	✓	✓	✓		
		2.9647			✓	✓	✓	✓		

Tabla 5.13: Cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE1159 para el caso de depresión de voltaje tipo A.

Escenario de prueba	Control	%TDD	%K	Estándar IEEE-1159 (1% < %K < 30%)	Estándar IEEE-519					
					$\frac{I_{SC}}{I_L} < 20$ %TDD = 5%	$20 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 50$ %TDD = 8%	$50 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 100$ %TDD = 12%	$100 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 1000$ %TDD = 15%	$1000 \leq \frac{I_{SC}}{I_L}$ %TDD = 20%	
Depresión Tipo A de 10%	PI	2.3580	0.4091	✓	✓	✓	✓	✓	✓	
		2.3448			✓	✓	✓	✓		
		2.3778			✓	✓	✓	✓		
	MD	5.0666	0.7798		✗	✓	✓	✓	✓	✓
		4.7836			✓	✓	✓	✓		
		4.8884			✓	✓	✓	✓		
	ST	2.8805	0.6865		✓	✓	✓	✓	✓	✓
		2.8118			✓	✓	✓	✓		
		2.9590			✓	✓	✓	✓		
Depresiones Tipo A de 25%	PI	2.2894	0.3943	✓	✓	✓	✓	✓		
		2.2901		✓	✓	✓	✓			
		2.3053		✓	✓	✓	✓			
	MD	4.9165	0.7765	✓	✓	✓	✓	✓		
		4.8143		✓	✓	✓	✓			
		4.5274		✓	✓	✓	✓			
ST	2.8185	0.6357	✓	✓	✓	✓	✓			
	2.7495		✓	✓	✓	✓				
	2.8296		✓	✓	✓	✓				
Depresiones Tipo A de 50%	PI	2.1507	0.4773	✓	✓	✓	✓	✓		
		2.1430		✓	✓	✓	✓			
		2.2673		✓	✓	✓	✓			
Depresiones Tipo A de 50%	MD	4.7870	0.3987	✓	✓	✓	✓	✓		
		4.7596		✓	✓	✓	✓			
		4.6922		✓	✓	✓	✓			
Depresiones Tipo A de 50%	ST	2.6640	0.5985	✓	✓	✓	✓	✓		
		2.6191		✓	✓	✓	✓			
		2.6253		✓	✓	✓	✓			

El desempeño de los controles ante depresión de voltaje tipo B es presentado en la Tabla 5.14. Se observa que los 3 controles presentan un buen desempeño ya que cumplen con la norma 519 del IEEE. Sin embargo, el control de MD presenta un valor de $\%TDD$ que ya no cumple con la norma para el caso $\frac{I_{SC}}{I_L} < 20$ al presentarse los desbalances de 10 y 15%. También se observa que el control PI no cumple con la norma IEEE-1159 al presentarse una depresión de 15% ya que el desbalance en las corrientes excede el 30%.

En la Tabla 5.15 se presenta el porcentaje de $\%TDD$ y el $\%K$ para las simulaciones con depresión de voltaje tipo C. De igual manera se puede observar que los controles muestran un buen desempeño. Sin embargo, el $\%TDD$ obtenido con el control de MD ya no cumple con la norma de $\frac{I_{SC}}{I_L} < 20$ al presentarse los desbalances de 10 y 15%. Además, se puede observar que el control PI no cumple con la norma 1159 del IEEE al presentarse una depresión de 10 y 15% ya que el desbalance en las corrientes excede el 30%.

El $\%TDD$ y el $\%K$ obtenido con depresiones de voltaje de tipo D es presentado en la Tabla 5.16. En la tabla se puede observar que el control PI no cumple con la norma 1159 del IEEE al presentarse una depresión de 10 y 15% ya que el desbalance en las corrientes excede el 30%. Además, se puede ver que el control de MD tiene un desempeño deficiente al presentarse depresiones de voltaje tipo D de 10 y 15%. Por otro lado, el control ST presenta un mejor desempeño ya que cumple con la norma 1159 y 519 del IEEE.

En la Tabla 5.17 se presenta el porcentaje de $\%TDD$ y el $\%K$ para las simulaciones con contaminación armónica. Se puede observar que el control PI cumple con la norma 1159 del IEEE, sin embargo, no cumple con la norma 519 del IEEE ya que muestra un desempeño deficiente en cuanto a la regulación del $\%TDD$. Por otro lado, se puede observar que el control ST muestra un mejor desempeño que el control de MD ya que realiza una mejor regulación del $\%TDD$.

Tabla 5.14: Cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE1159 para el caso de depresión de voltaje tipo B.

Escenario de prueba	Control	%TDD	%K	Estándar IEEE-1159 (1% < %K < 30%)	Estándar IEEE-519				
					$\frac{I_{SC}}{I_L} < 20$ %TDD = 5%	$20 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 50$ %TDD = 8%	$50 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 100$ %TDD = 12%	$100 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 1000$ %TDD = 15%	$1000 \leq \frac{I_{SC}}{I_L}$ %TDD = 20%
Depresión Tipo B de 5%	PI	2.3816			✓	✓	✓	✓	✓
		2.5972	15.4012	✓	✓	✓	✓	✓	✓
		2.5569			✓	✓	✓	✓	✓
	MD	5.0681				X	✓	✓	✓
		4.6106	0.5018	✓	✓	✓	✓	✓	✓
		4.8578			✓	✓	✓	✓	✓
	ST	2.9330				✓	✓	✓	✓
		2.6421	0.1424	✓	✓	✓	✓	✓	✓
		2.8271			✓	✓	✓	✓	✓
Depresión Tipo B de 10%	PI	2.5618			✓	✓	✓	✓	✓
		3.1355	29.2185	✓	✓	✓	✓	✓	
		3.3409			✓	✓	✓	✓	✓
	MD	5.4101				X	✓	✓	✓
		5.3287	1.6175	✓	✓	✓	✓	✓	✓
		5.1031			✓	✓	✓	✓	✓
	ST	3.0853				✓	✓	✓	✓
		2.7411	0.8950	✓	✓	✓	✓	✓	✓
		2.9500			✓	✓	✓	✓	✓
Depresión Tipo B de 15%	PI	2.7945			✓	✓	✓	✓	✓
		3.7101	41.6829	X	✓	✓	✓	✓	✓
		3.9474			✓	✓	✓	✓	✓
	MD	6.3624				X	✓	✓	✓
		6.1414	3.1334	✓	✓	✓	✓	✓	✓
		5.9575			✓	✓	✓	✓	✓
	ST	3.7694				✓	✓	✓	✓
		3.6534	2.1466	✓	✓	✓	✓	✓	✓
		3.8869			✓	✓	✓	✓	✓

Tabla 5.15: Cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE1159 para el caso de depresión de voltaje tipo C.

Escenario de prueba	Control	%TDD	%K	Estándar IEEE-1159 (1% < %K < 30%)	Estándar IEEE-519					
					$\frac{I_{SC}}{I_L} < 20$ %TDD = 5%	$20 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 50$ %TDD = 8%	$50 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 100$ %TDD = 12%	$100 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 1000$ %TDD = 15%	$1000 \leq \frac{I_{SC}}{I_L}$ %TDD = 20%	
Depresión Tipo C de 5%	PI	2.4354	15.6528	✓	✓	✓	✓	✓	✓	
		2.3407			✓	✓	✓	✓		
		2.7792			✓	✓	✓	✓		
	MD	4.9406	1.7749		✓	✓	✓	✓	✓	✓
		5.0903			✓	✓	✓	✓	✓	
		4.3214			✓	✓	✓	✓	✓	
	ST	2.5893	1.6295		✓	✓	✓	✓	✓	✓
		2.8035			✓	✓	✓	✓	✓	
		2.7098			✓	✓	✓	✓	✓	
PI	2.9793	30.4443	X	✓	✓	✓	✓	✓		
	2.7044			✓	✓	✓	✓	✓		
	3.6532			✓	✓	✓	✓	✓		
MD	4.6718	2.2417		✓	✓	✓	✓	✓	✓	
	5.2522			X	✓	✓	✓	✓	✓	
	5.1650			X	✓	✓	✓	✓	✓	
ST	2.2237	2.1830		✓	✓	✓	✓	✓	✓	
	2.5758			✓	✓	✓	✓	✓	✓	
	2.4409			✓	✓	✓	✓	✓	✓	
PI	3.9270	44.1617	X	✓	✓	✓	✓	✓		
	3.2465			✓	✓	✓	✓	✓	✓	
	5.0388			✓	✓	✓	✓	✓	✓	
MD	5.5996	3.8606		✓	✓	✓	✓	✓	✓	
	6.1489			X	✓	✓	✓	✓	✓	
	6.2352			X	✓	✓	✓	✓	✓	
ST	2.7847	3.3477		✓	✓	✓	✓	✓	✓	
	3.2413			✓	✓	✓	✓	✓	✓	
	3.1424			✓	✓	✓	✓	✓	✓	

Tabla 5.16: Cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE1159 para el caso de depresión de voltaje tipo D.

Escenario de prueba	Control	%TDD	%K	Estándar IEEE-1159 (1% < %K < 30%)	Estándar IEEE-519				
					$\frac{I_{SC}}{I_L} < 20$ %TDD = 5%	$20 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 50$ %TDD = 8%	$50 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 100$ %TDD = 12%	$100 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 1000$ %TDD = 15%	$1000 \leq \frac{I_{SC}}{I_L}$ %TDD = 20%
Depresión Tipo D de 5%	PI	2.5070			✓	✓	✓	✓	✓
		2.6212	15.6129	✓	✓	✓	✓	✓	✓
		2.6045			✓	✓	✓	✓	✓
	MD	4.6940				✓	✓	✓	✓
		4.9574	0.5565	✓	✓	✓	✓	✓	✓
		5.1735			X	✓	✓	✓	✓
	ST	3.0122				✓	✓	✓	✓
		2.6807	0.1108	✓	✓	✓	✓	✓	✓
		2.9327			✓	✓	✓	✓	✓
Depresión Tipo D de 10%	PI	2.7401			✓	✓	✓	✓	✓
		3.2509	30.5403	X	✓	✓	✓	✓	✓
		3.4999			✓	✓	✓	✓	✓
	MD	8.0249				X	✓	✓	✓
		14.1196	6.5638	✓	X	X	X	✓	✓
		16.0561			X	X	X	✓	✓
	ST	3.1683				✓	✓	✓	✓
		2.8700	0.9691	✓	✓	✓	✓	✓	✓
		3.1490			✓	✓	✓	✓	✓
PI	3.3592				✓	✓	✓	✓	
	4.6428	44.9776	X	✓	✓	✓	✓	✓	
	4.7085			✓	✓	✓	✓	✓	
MD	-								
	-	-							
	-								
ST	4.3213				✓	✓	✓	✓	
	3.8944	2.2263	✓	✓	✓	✓	✓	✓	
	4.1135			✓	✓	✓	✓	✓	

Tabla 5.17: Cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE1159 para el caso de contaminación armónica.

Escenario de prueba	Control	%TDD	%K	Estándar IEEE-1159 (1% < %K < 30%)	Estándar IEEE-519				
					$\frac{I_{SC}}{I_L} < 20$ %TDD = 5%	$20 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 50$ %TDD = 8%	$50 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 100$ %TDD = 12%	$100 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 1000$ %TDD = 15%	$1000 \leq \frac{I_{SC}}{I_L}$ %TDD = 20%
Contaminación armónica de 5%	PI	9.9753	0.4338	✓	X	X	✓	✓	✓
		9.9652			X	X	✓	✓	✓
		10.027			X	X	✓	✓	✓
	MD	5.3163	0.4717	✓	X	✓	✓	✓	✓
		5.1819			X	✓	✓	✓	✓
		5.0907			X	✓	✓	✓	✓
	ST	2.8400	0.8397	✓	✓	✓	✓	✓	✓
		2.7243			✓	✓	✓	✓	✓
		2.7667			✓	✓	✓	✓	✓
PI	18.550	0.3363	✓	X	X	X	X	✓	
	18.644			X	X	X	X	✓	
	18.618			X	X	X	X	✓	
Contaminación armónica de 10%	MD	7.6162	0.2453	✓	X	✓	✓	✓	✓
		7.9131			X	✓	✓	✓	✓
		7.5856			X	✓	✓	✓	✓
	ST	5.1413	0.8118	✓	X	✓	✓	✓	✓
		5.1136			X	✓	✓	✓	✓
		5.2392			X	✓	✓	✓	✓
PI	27.382	0.3056	✓	X	X	X	X	X	
	27.350			X	X	X	X	X	
	27.567			X	X	X	X	X	
Contaminación armónica de 15%	MD	11.378	1.3835	✓	X	X	✓	✓	✓
		13.249			X	X	✓	✓	✓
		12.671			X	X	✓	✓	✓
ST	9.4878	0.7790	✓	X	X	✓	✓	✓	
	9.5159			X	X	✓	✓	✓	
	9.5887			X	X	✓	✓	✓	

5.8. Conclusiones

En este capítulo se implementaron un conjunto de experimentos con la finalidad de comprobar el desempeño de los controles desarrollados en este trabajo. Los resultados observados permiten establecer las siguientes conclusiones:

- En las pruebas con la fuente balanceada se observó que los tres controles muestran un buen desempeño en el seguimiento de referencia de corriente, mostrando un mejor desempeño el control PI respecto de los controles de MD y ST en términos del contenido armónico de las corrientes de fase de salida del inversor.
- En cuanto a las pruebas de depresión de voltaje y contaminación de armónicos se observó que el control PI tiene un desempeño deficiente. Por otra parte, el control de MD y control ST mostraron una mejor regulación, mostrando un mejor desempeño el control ST respecto al control de MD.
- En cuanto al valor de %THD de las corrientes trifásicas se observó que en el caso de las pruebas con la fuente balanceada el control PI presenta un mejor desempeño. En los casos de estudio con depresión de voltaje y contaminación armónica en la fuente trifásica el control ST presenta un mejor desempeño respecto al PI y MD.
- En cuanto al %K de las corrientes trifásicas se observó que el PI tiene un mejor desempeño comparado con el control de MD y ST con la fuente balanceada. En las pruebas con depresión de voltaje y contaminación armónica se observó que el control ST presenta mejor desempeño.
- En cuanto al análisis del PLL se observó que un efecto significativo se presenta en el PLL debido a voltajes desbalanceados. Este efecto es que se propaga una segunda componente armónica a través del sistema PLL, mientras que en la presencia de contaminación armónica se produce en el PLL la presencia de una sexta armónica que se propaga a través del sistema PLL.
- En cuanto al cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE-1159 se observó que los tres controles presentan un buen desempeño ante el caso de la fuente balanceada

y depresiones de tipo A. Por otro lado, en el caso de depresiones de tipo B, C y D el control PI ya no cumple con la norma IEEE-1159 con una depresión de voltaje de 10 y 15 %. Además, ante contaminación armónica el control PI no cumple con el estándar IEEE-519.

Capítulo 6

Conclusiones

6.1. Conclusiones generales

En este trabajo se ha presentado el desempeño de los controles PI, MD y ST ante diferentes condiciones de depresión ó contaminación armónica en los voltajes de la red trifásica. Para tener un referente de un buen desempeño de los controles, se realizaron simulaciones con la fuente trifásica balanceada. Las simulaciones comprendieron pruebas de seguimiento de una referencia constante, donde se presentaron diferentes niveles de depresión ó contaminación armónica. De igual manera se realizaron simulaciones de seguimiento a cambios de referencia de corriente de igual manera con diferentes niveles de depresión y contaminación armónica. Los resultados más sobresalientes se resumen a continuación:

En cuanto al seguimiento de referencia constante se observó que:

- En las pruebas con la fuente balanceada y depresión de voltaje tipo A, el control PI muestra un mejor desempeño respecto de los controles de MD y ST en términos del valor de %THD de las corrientes de fase y el valor de %K.
- En las pruebas con depresión de voltaje tipo B, C, D y contaminación de armónicos el control ST presenta un mejor desempeño respecto del control PI y control de MD en términos del %THD de las corrientes de fase y el %K.

En cuanto al seguimiento a cambios de referencia se observó que:

- El control PI presenta un mejor desempeño respecto de los controles de MD y ST ya que muestra un valor de %THD y %K menor respecto al obtenido con el control MD y ST para el experimento con la fuente balanceada. Además, el control PI no muestra sobreimpulsos, sin embargo si muestra un tiempo de establecimiento para algunos cambios de referencia.
- En los experimentos de depresión de voltaje tipo A, B, C, D y contaminación de armónicos el control ST presenta un mejor desempeño respecto del control PI y MD en términos del %THD y el %K de las corrientes trifásicas. Además, el control ST no presenta sobreimpulsos y el tiempo de establecimiento es mucho más rápido respecto al control PI.

En cuanto al análisis del PLL se observó que:

- Debido a voltajes desbalanceados presentes en la red trifásica se presenta la propagación de una segunda componente armónica a través del sistema PLL, mientras que debido a contaminación armónica presente en la red trifásica se propaga una sexta componente armónica a través del sistema PLL.

En cuanto al cumplimiento de los estándares IEEE-519 e IEEE-1159 se observó que:

- Los controles PI, MD y ST cumplen con los estándares IEEE-519 e IEEE-1159 en el caso de la fuente balanceada y depresión de voltaje tipo A.
- En cuanto al caso de depresiones de tipo B, tipo C y tipo D del 10 y 15 %, el control PI ya no cumple con la norma IEEE-1159 respecto al porcentaje de desbalance. Además, el control de MD no cumple con la norma 1159 para $\frac{I_{SC}}{I_L} < 20$ al presentarse la depresiones de 10 y 15 %.
- Ante contaminación armónica el control PI no cumple con el estándar IEEE-519 para el escenario de 15 %. Sin embargo, se observó que para el escenario de distorsión de 10 % el control de PI podría cumplir con el estándar IEEE-519 solo en los casos en

donde el inversor trifásico se conecte a un nodo con una relación $\frac{I_{SC}}{I_L}$ muy grande. Por otra parte, el control de MD no cumple con el estándar IEEE-519 para el escenario de contaminación armónica de 15 % para el nodo de conexión con una relación $20 \leq \frac{I_{SC}}{I_L} < 50$, ya que produce niveles de distorsión armónica en las corrientes que violan los límites establecidos.

- El control ST muestra el mejor desempeño comparado con el control PI y el control de MD ya que cumple con los estándares IEEE-519 e IEEE-1159 para la mayoría de los diferentes escenarios de prueba.

6.2. Trabajos futuros

En este trabajo se realizó el análisis detallado del desempeño de los controles de MD, ST y PI, se observó un mejor desempeño de los controles basados en modos deslizantes. Debe notarse que en este trabajo las ganancias de los controles fueron estimadas a través de pruebas y ensayos en laboratorio. Además la estructura del control se diseñó para controlar las corrientes en el marco de referencia $dq0$. Por lo tanto, se proponen los trabajos futuros.

1. La implementación de los controles de MD y ST con ganancias estimadas con parámetros propios del sistema para que estas sean más óptimas.
2. Implementar diferentes algoritmos de control no lineal, tales como: control óptimo, control robusto, control difuso, entre otros, con la finalidad de comparar el desempeño del IFV ante controles sofisticados.
3. La implementación de los algoritmos necesarios para realizar control directamente sobre las potencias activa y reactiva.
4. Incluir en el análisis de control la componente 0 de la transformación Park para realizar un control más detallado y exacto, producido por la información que esta componente aporte.
5. Adaptar el sistema y modificar los parámetros de simulación para aplicaciones específicas tales como: cargador de baterías de autos eléctricos, sincronización de fuentes de

energía renovable a la red eléctrica, entre otras.

6. Implementar el sistema IFV conectado a la red, en condiciones controladas en el laboratorio con la finalidad de comprobar el desempeño de los algoritmos de modos deslizantes.
7. Implementar un algoritmo PLL más adecuado con la finalidad de mejorar su desempeño ante diferentes condiciones de desbalance y contaminación armónica.

Apéndice A

Sistema de referencia

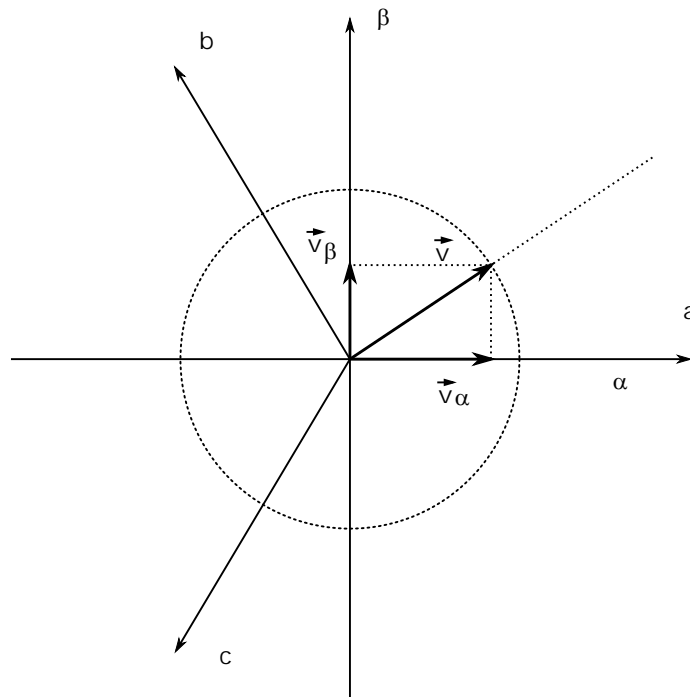
El comportamiento de los sistemas trifásicos es usualmente descrito por sus ecuaciones de voltaje y corriente. El modelo matemático de estos sistemas tiende a ser complejo, por tal motivo transformaciones matemáticas son frecuentemente usadas para desacoplar variables y resolver las ecuaciones que involucran cantidades variantes en el tiempo por variables referenciadas a un marco de referencia común.

A.1. Transformada Clarke

El vector \vec{v} puede ser descompuesto en un sistema de referencia ortogonal y estacionario llamado $\alpha\beta 0$. Dicho vector realiza una trayectoria circular respecto al origen de coordenadas del sistema de referencia $\alpha\beta 0$. La Figura A.1 muestra la descomposición del vector \vec{v} en un sistema de referencia $\alpha\beta 0$. Dado que \vec{v} es un vector bidireccional giratorio, este puede expresarse mediante un número complejo

$$\vec{v} = |\vec{v}| e^{j(\theta)} = |\vec{v}| e^{j(k\omega t + \theta)} = Re\vec{v} + jIm\vec{v} = v_\alpha + jv_\beta$$

donde k es el orden del armónico. La Transformada de Clarke permite cambiar de un sistema de referencia trifásico a un sistema $\alpha\beta 0$. Matemáticamente es un cambio de base, mediante una transformación matricial [Duesterhoeft51]. La transformación Clarke es empleada para simplificar el análisis de circuitos trifásicos, la transformación es definida como

Figura A.1: Marco de referencia $\alpha\beta 0$

$$X_{\alpha\beta 0}(t) = T_C f_{abc}(t)$$

donde T está definida como

$$T_C = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

La transformación anterior de Clarke preserva la amplitud de las variables eléctricas a las que se aplica. De hecho, considera una secuencia simétrica, directa.

A.2. Transformada dq0

La transformación $dq0$ también conocida como transformación síncrona, permite expresar las magnitudes trifásicas en un sistema ortogonal y giratorio. La transformación $dq0$ es el producto de la transformación Clarke y la transformación Park. Esta transformación permite ver magnitudes trifásicas que varían de manera senoidal en el tiempo, como constantes siempre y cuando la frecuencia de la señal coincida con la frecuencia de giro de los ejes de referencia $dq0$. La Figura A.2 muestra las relaciones existentes entre un sistema de referencia abc y un sistema de referencia $dq0$. En ella el vector \vec{v} gira a la misma velocidad angular que el sistema de referencia $dq0$, de esta manera se verá invariante en el tiempo [Zhang02] y [P. C. Krause02]. La transformación del marco de referencia abc al marco $dq0$ se puede realizar con la siguiente definición

$$y_{dq0} = T_P T_C f_{abc}$$

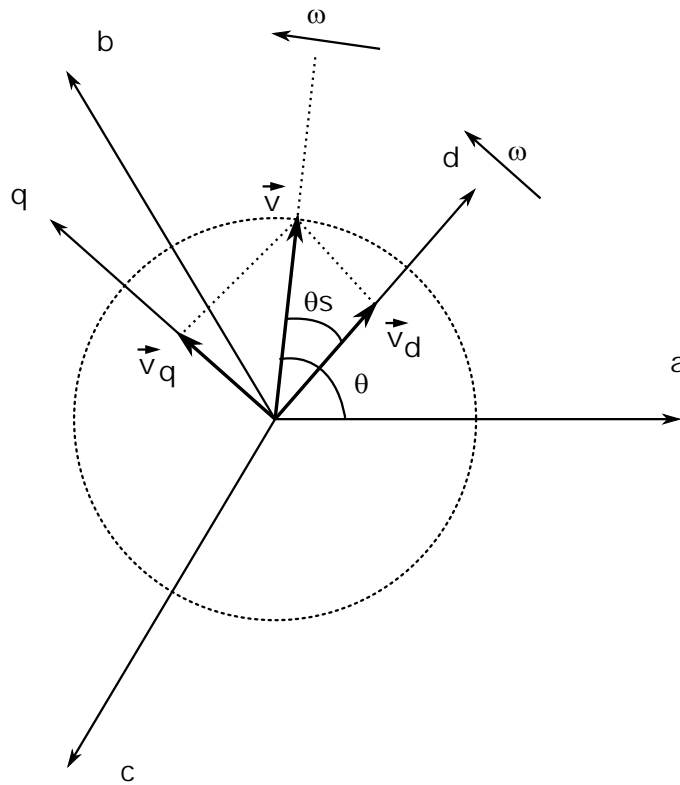
donde

$$T_P = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

por lo tanto la transformación del marco de referencia abc al marco de referencia $dq0$ queda expresada como

$$\begin{bmatrix} y_d \\ y_q \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}$$

La transformación del marco de referencia $dq0$ al marco de referencia abc es realizado usando la inversa de Park la cual es definida como

Figura A.2: Marco de referencia $dq0$

$$f_{abc} = T_P^{-1} y_{dq0}$$

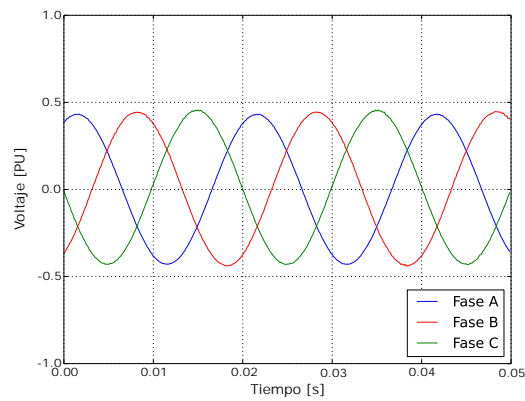
en donde la matriz T_P^{-1} esta definida como

$$T_P^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

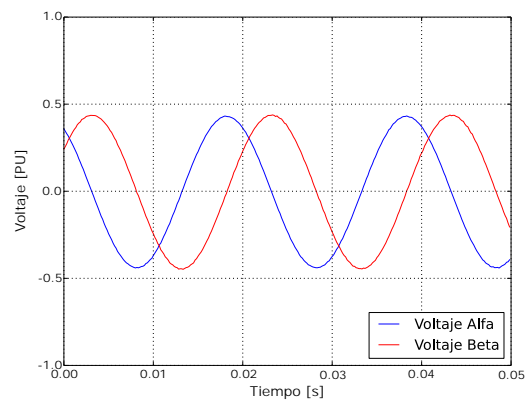
En la Figura A.3 se muestra la transformación de los voltajes de la red trifásica en el dominio del tiempo a los marcos de referencia $\alpha\beta0$ y $dq0$ a través de las transformaciones

de Clarke y Park respectivamente, en el marco de referencia síncrono representado como V_d y V_q , considerando una fuente trifásica balanceada. Los valores de voltaje en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta0$ es la representación de los voltajes abc , se puede observar que el ángulo de fase de los voltajes abc es de 120° uno respecto de otro, mientras que los voltajes $\alpha\beta0$ es de 90° uno respecto de otro. Los valores $\alpha\beta0$ provenientes de la transformada inversa de Park son utilizados en el controlador para la modulación SVPWM. El marco de referencia síncrono es alineado con la fase A de la red trifásica y la componente V_d toma el valor máximo de la red trifásica y el valor de la componente $V_q \simeq 0$ y cualquier variación de desbalance en magnitud o ángulo es reflejada en este marco de referencia.

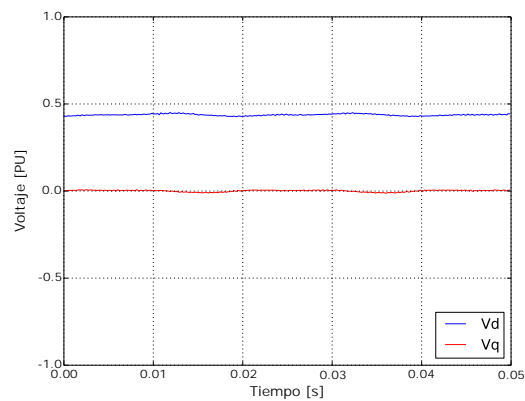
En este trabajo las componentes V_0 son omitidas, ya que se hacen cero cuando el sistema trifásico es simétrico y balanceado.



(a)



(b)



(c)

Figura A.3: Voltajes de la red trifásica: a).- Marco de referencia abc , b).- Marco de referencia $\alpha\beta$, y c).- Marco de referencia $dq0$

Apéndice B

Desacoplamiento del IFV en el marco rotatorio $dq0$

En esta sección se muestra el procedimiento de desacoplamiento de los términos cruzados del modelo en el marco de referencia $dq0$ del IFV conectado a la red. Se observó que en la Figura 2.12 se presenta el diagrama de bloques que describe el control de corriente para el IFV con los términos acoplados, en la figura se puede observar que las corriente de salida depende tanto del voltaje de control como del valor de la corriente actual de la otra componente. Para la simplificación de este modelo acoplado se agrega el bloque de desacoplamiento el cual tiene la función de cancelar los efectos de los términos acoplados y por lo tanto el sistema MIMO puede ser visto como un sistema SISO [Zhou15] y [Lee08].

En la Figura B.1 se presenta el diagrama de bloques del IFV conectado a la red, que describe el control de la corriente con desacoplamiento Feedforward. La Figura B.2 presenta el diagrama de bloques correspondiente al bloque de desacoplamiento.

El bloque de desacoplamiento presentado en la Figura B.2 se describe a continuación,

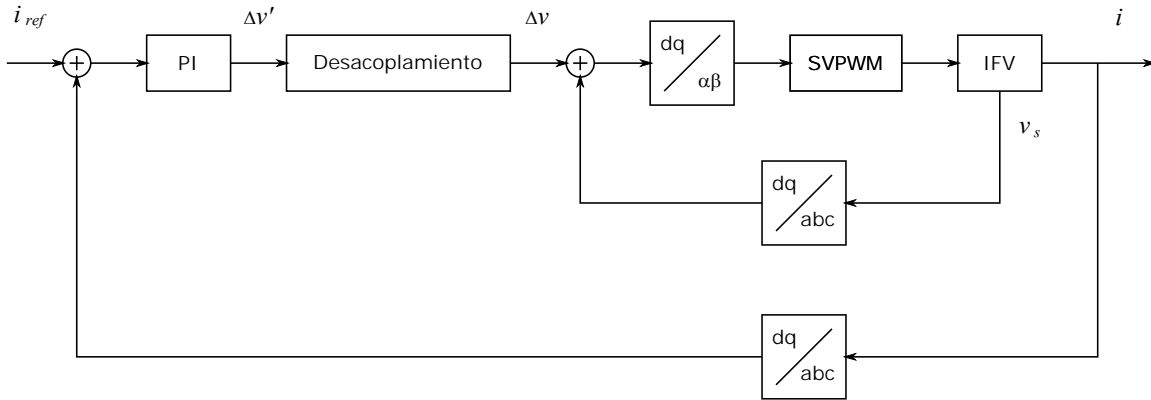


Figura B.1: Esquema del sistema IFV conectado a la red desacoplado

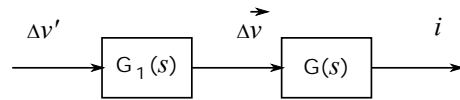


Figura B.2: Esquema de desacoplamiento del sistema

De la Figura B.2 se puede observar que

$$G_{cc}(s) = \frac{\vec{i}}{\Delta \vec{v}'} = \frac{1}{sL + R} = G_1(s)G(s) \quad (\text{B.1})$$

donde $G_1(s)$ representa la función de transferencia del controlador propuesto y $G(s)$ representa la función de transferencia del sistema, además se cumple que

$$\vec{i} = G(s)\Delta \vec{v} \quad (\text{B.2})$$

$$\Delta \vec{v} = G_1(s)\Delta \vec{v}'. \quad (\text{B.3})$$

Las ecuaciones (2.30) y (2.31) en el dominio de la frecuencia se pueden reescribir como

$$\begin{aligned} (sL + R)i_d &= \Delta v_d + \omega L i_q \\ (sL + R)i_q &= \Delta v_q - \omega L i_d \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

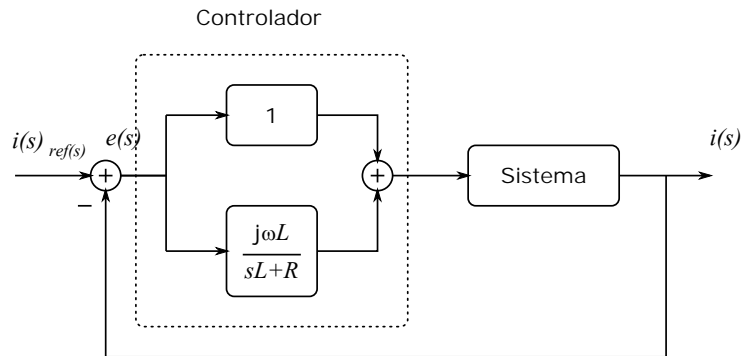


Figura B.3: Diagrama de bloques del controlador PI

multiplicando (B.5) con el número conjugado complejo y agregando (B.4) se tiene

$$(sL + R)(i_d + ji_q) = \Delta v_d + j\Delta v_q + \omega L(i_q - ji_q) \quad (\text{B.5})$$

se puede reescribir como

$$(sL + R + j\omega L)\vec{i} = \Delta\vec{v} \quad (\text{B.6})$$

y por lo tanto la función de transferencia que describe al sistema es

$$G(s) = \frac{\vec{i}}{\Delta\vec{v}} = \frac{1}{sL + R + j\omega L}. \quad (\text{B.7})$$

Despejando $G_1(s)$ de (B.1) y sustituyendo (B.8)

$$G_1(s) = \frac{G_{dc}(s)}{G(s)} = \frac{\frac{1}{sL+R}}{\frac{1}{sL+R+j\omega L}} = 1 + \frac{j\omega L}{sL + R} \quad (\text{B.8})$$

como se puede observar el controlador tiene la forma de un controlador PI tal como se ilustra en la Figura B.3.

Apéndice C

Valores utilizados en la simulación ”Hardware-in-the-Loop” y algoritmos de control

En este apéndice se reportan los valores del sistema IFV conectado a la red, así como los valores de las ganancias utilizadas en los algoritmos de control. Además se reportan los valores de voltaje utilizados para simular las diferentes condiciones en la red eléctrica.

Con la finalidad de reproducir los experimento aquí reportados se presentan los valores utilizados en las simulaciones ”Hardware-in-the-Lop”. La Tabla C.1 presenta los valores de configuración para la plataforma de simulación.

La Tabla C.2 presenta los parámetros de configuración para la fuente de Voltaje de CC, la red eléctrica y los valores los elementos de acoplamiento RL del sistema.

En la Tabla C.3 se presentan las ganancias utilizadas en cada uno de los controles bajo prueba.

Tabla C.1: Configuración para la simulación del sistema.

Métodos de simulación	exacto
Paso de simulación	$1.0\mu s$

Tabla C.2: Valores de los parámetros del sistema utilizados en la simulación HIL

Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje de red (Voltaje de fase a neutro)	V_{abc}	$230V_{rms}$
Voltaje de CD	V_{cd}	$650V$
Frecuencia de la red	f	$50Hz$
Frecuencia de conmutación	f_s	$12.15KHz$
Inductancia de acoplamiento	R	0.01Ω
Resistencia de acoplamiento	L	$0.02H$

Tabla C.3: Ganancias utilizadas en los controladores PI, MD y ST.

Control	Parámetro	Símbolo	Valor
Parámetros del control PI	Ganancia proporcional en el eje d	K_{pd}	0.1769
	Ganancia integral en el eje d	K_{id}	0.002212
	Ganancia proporcional en el eje q	K_{pq}	0.1769
	Ganancia integral en el eje q	K_{iq}	0.002212
Parámetros del control SM	Ganancia MD en el eje d	M_d	0.025
	Ganancia MD en el eje q	M_q	0.07
Parámetros del control ST	Ganancia ST en el eje d	c_d	0.07
	Ganancia ST en el eje q	c_q	0.3
	Ganancia integral ST en el eje d	b_d	0.75
	Ganancia integral ST en el eje q	b_q	0.15

Tabla C.4: Valores de la magnitud de voltaje utilizados para la simulación de depresiones de voltaje tipo A.

	Depresión 10 %	Depresión 25 %	Depresión 50 %
Fase A	0.9 pu 0°	0.75 pu 0°	0.5 pu 0°
Fase B	0.9 pu -120°	0.75 pu -120°	0.5 pu -120°
Fase C	0.9 pu -240°	0.75 pu -240°	0.5 pu -240°

Tabla C.5: Valores de voltaje utilizados para la simulación de depresiones de voltaje tipo B.

	desbalance 5 %	desbalance 10 %	desbalance 15 %
Fase A	0.85714 pu 0°	0.72727 pu 0°	0.608695 pu 0°
Fase B	1.0 pu -120°	1.0 pu -120°	1.0 pu -120°
Fase C	1.0 pu -240°	1.0 pu -240°	1.0 pu -240°

La Tabla C.4 presenta los valores trifásicos para generar las diferentes condiciones de depresión de voltaje tipo A en la red eléctrica, los valores son representados en forma polar. Se presentan las magnitudes de los voltajes de fase en pu y el ángulo de fase en grados.

Las Tablas C.5, C.6 y C.7 presentan los valores trifásicos para generar las diferentes condiciones de depresión de voltaje de tipo B, C y D, respectivamente. Las tablas presentan los valores trifásicos representados en forma polar. Se presentan las magnitudes de depresiones de voltaje tipo B en pu y el ángulo de fase en grados. La Tabla C.8 presenta los valores de voltaje de las componentes de 5ª y 7ª armónica utilizados para simular los diferentes niveles de contaminación armónica en la red eléctrica. Para la obtención de la magnitud del voltaje de las componentes armónicas se utiliza el siguiente desarrollo. Despejando el término $\sum_{h \neq 1} (V_h)^2$ de [N. Mohan09]

$$\%THD = 100 * \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2} \quad (C.1)$$

se tiene

Tabla C.6: Valores de voltaje utilizados para la simulación de depresiones de voltaje tipo C.

	desbalance 5 %	desbalance 10 %	desbalance 15 %
Fase A	1.0 pu 0.0°	1.0 pu 0.0°	1.0 pu 0.0°
Fase B	0.95 pu -123.252°	0.9 pu -126.390°	0.85 pu -129.390°
Fase C	0.95 pu -236.748°	0.9 pu -233.610°	0.85 pu -230.610°

Tabla C.7: Valores de voltaje utilizados para la simulación de depresiones de voltaje tipo D.

	desbalance 5 %	desbalance 10 %	desbalance 15 %
Fase A	0.92 pu 0.0°	0.86 pu 0.0°	0.793 pu 0.0°
Fase B	1.0 pu -117.750°	1.0 pu -115.0°	1.0 pu -112.750°
Fase C	1.0 pu -242.250°	1.0 pu -245.0°	1.0 pu -247.250°

Tabla C.8: Valores de voltaje de las componentes de 5ª y 7ª utilizados en las simulaciones de contaminación armónica.

Distorsión armónica (%)	Voltaje de la 5ª componente (Vrms)	Voltaje de la 7ª componente (Vrms)
5	8.1	8.1
10	16.2	16.2
15	24.5	24.5

$$\sum_{h \neq 1} (V_h)^2 = (V_1)^2 \left(\frac{\%THD}{100} \right)^2 \quad (C.2)$$

tomando en cuenta que $(V_5)^2 + (V_7)^2 = \sum_{h \neq 1} (V_h)^2$ y considerando que $V_5 = V_7$ se puede reescribir (C.2) como

$$V_5 = \sqrt{\frac{(V_1)^2 \left(\frac{\%THD}{100} \right)^2}{2}} \quad \text{ó} \quad V_7 = \sqrt{\frac{(V_1)^2 \left(\frac{\%THD}{100} \right)^2}{2}} \quad (C.3)$$

Las expresiones (C.3) nos indican el valor de la componente armónica en valor de voltaje rms.

La Tabla C.9 presenta los valores base utilizados por el código de control.

Tabla C.9: Valores base utilizados en el PDS por el código de control.

Parámetro	Magnitud
Voltaje base	750V
Corriente base	7.5A
Potencia base	5625W
Frecuencia base	100Hz

Apéndice D

Características de la plataforma de simulación en tiempo real y la tarjeta DSP

En las Tablas D.1 y la Tabla D.2 se presentan las características técnicas de la plataforma de simulación HIL400 de Typhoon y la tarjeta de control TMS 320F2808, respectivamente [HIL].

Tabla D.2: Características técnicas de la tarjeta de control TMS320F2808.

Velocidad	100MHz
Memoria Flash de 16bits	64KB
Memoria ROM de 16bits	1KB
Canales PWM	6
Canales PWM de alta resolución	4
Módulos de captura de 32bits	4
Convertidores A/D de 12bits	16
Timers de 32bits	3
Entradas y salidas digitales	35
interrupciones externos	3
Código de seguridad para la memoria Flash	si
Contador Watchdog	si
Comunicación serial (SCI)	si

Tabla D.1: Características técnicas de la plataforma de simulación HIL400.

Procesador	Xilinx Virtex-5 FPGA	2 nucleos
Simulación	Resolución máxima	$0.5\mu s$
Entradas analógicas	Canales	8
	Resolución	12 bits
	Rango de voltaje de entrada	$\pm 5V$
Salidas analógicas	Canales	16
	Resolución	12 bits
	Rango de voltaje de salida	$\pm 5V$
Entradas digitales	Canales	32
	Rango de voltaje de entrada	$\pm 15V$
Salidas digitales	Canales	32
	Rango de voltaje de salida	$0V < V_{out} < 5V$
Conectividad	USB	
Alimentación principal	110-240V 50/60Hz	

D.1. Tarjeta TI Docking Station

Para la interconexión del PDS con la plataforma HIL se hace uso de la tarjeta TI Docking. Esta tarjeta de desarrollo tiene la capacidad de soportar diferentes PDS's de la familia C2000 de Texas Instrument de 100 y 180 pines. Esta tarjeta cuenta con la configuración necesaria para el diseño y desarrollo rápido de un prototipo de electrónica de potencia, así como la verificación y depuración del algoritmo de control. La Figura D.1 presenta la tarjeta TI Docking y sus diferentes secciones, las cuales son mencionadas a continuación:

- A.- Conector DIM100 para el PSD.
- B.- Entradas y salidas de señales análogas.
- C.- Entradas y salidas de señales digitales.
- D.- Salidas análogas para visualización en el osciloscopio.
- E.- Entradas análogas para la plataforma HIL.
- F.- Entradas análogas para el PDS.
- G.- Conectores de suministro de energía.

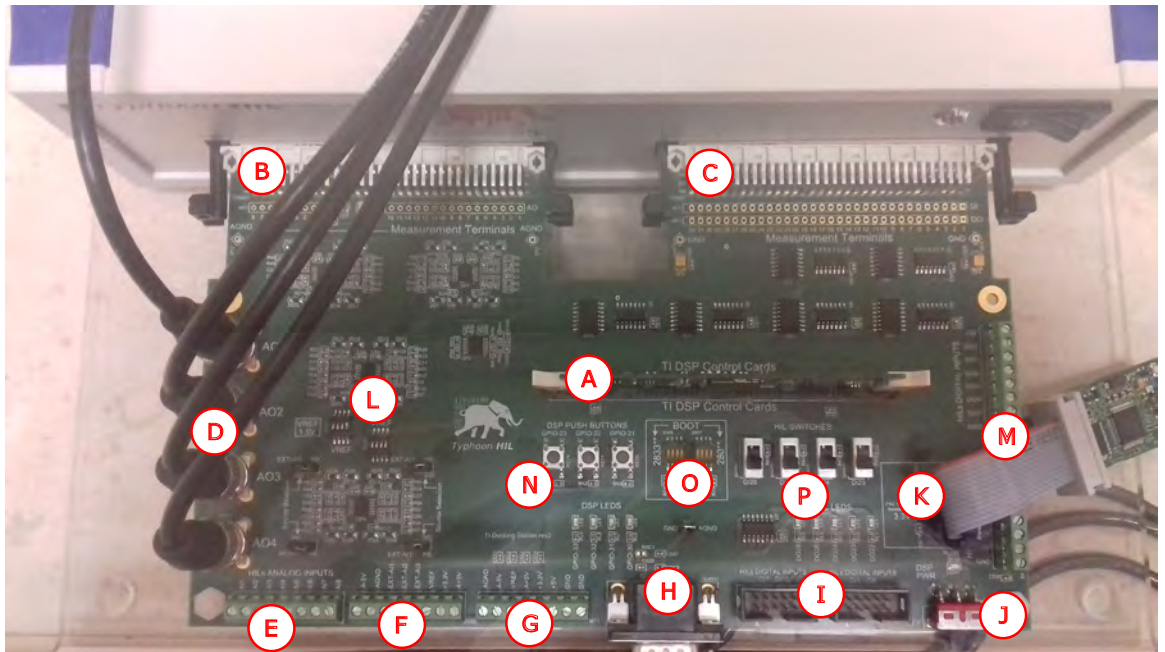


Figura D.1: Tarjeta de interface para el PDS y el emulador HIL.

H.- Conector serial RS232.

I.- Entradas digitales.

J.- Interruptor de alimentación del PDS.

K.- Conector para el programador/depurador JTAG.

L.- Interruptores de las señales análogas para el PDS.

M.- Entradas y salidas de señales digitales externas.

N.- Botones y led's conectados a el PDS.

O.- Interruptores de arranque.

P.- Botones y led's conectados a la plataforma HIL.

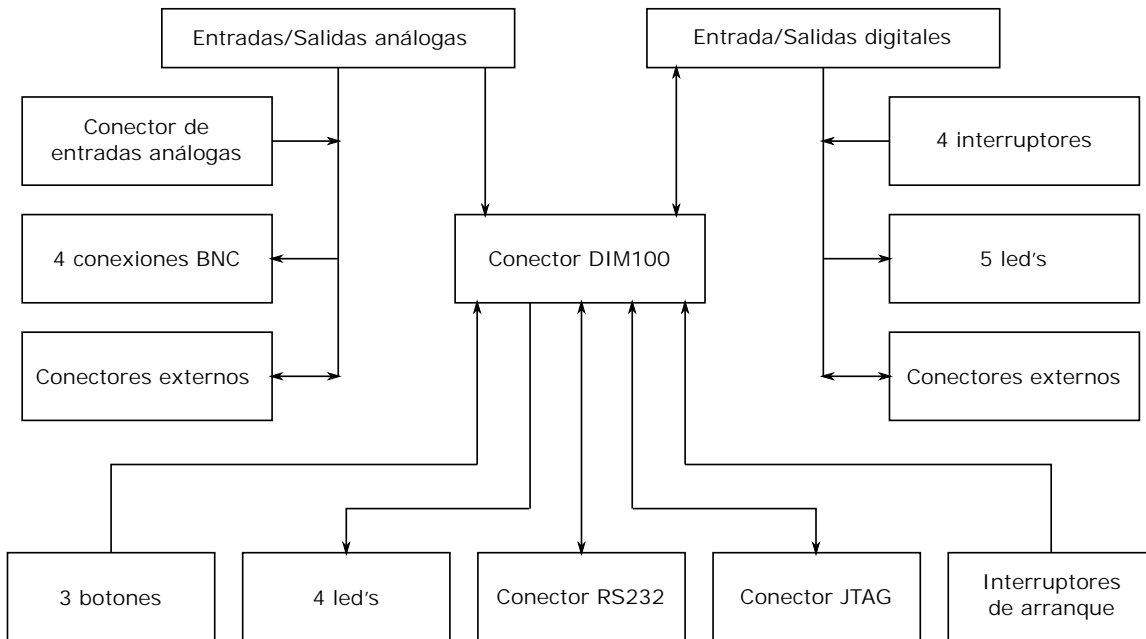


Figura D.2: Diagrama de bloques de la tarjeta de interconexión "Docking Station".

En la Figura D.2 se presentan de manera simple el diagrama de bloques de las secciones contenidas en la tarjeta "Docking Station".

D.1.1. Conector DIM100 para la tarjeta de control

La tarjeta de interconexión "Docking Station" cuenta con un conector tipo DIM100 estándar para diferentes tarjetas de control de Texas Instrument. Todas las tarjetas de control soportadas pueden ser conectadas a la tarjeta Docking Station. Sin embargo, se debe tener cuidado en la asignación de los pines de la tarjeta. Hay ligeras diferencias entre las tarjetas en el sentido de que algunos pines no están disponibles. En esta implementación HIL se utiliza la tarjeta de control PDS TMS320F2808 (Ver la Figura D.3).



Figura D.3: Tarjeta de control TMS320F2808.

D.2. Código de los algoritmos de control implementados en el PDS

En la Figura D.4 se presenta el código del control PI implementado en Code Composer Studio. Como fue mencionado con anterioridad, el control calcula la desviación del error entre la referencia y la señal de retroalimentación. Se estiman los valores proporcional e integral para obtener una salida del módulo la cual no debe exceder los valores de saturación máxima o mínima. El cálculo obtenido de los reguladores PI es realizado cada $82.305\mu\text{seg}$.

En la Figura D.5 se presenta el código del control de MD implementado en Code Composer Studio. En el código del control se puede apreciar la definición de la superficie de deslizamiento como el error entre la referencia y el estado retroalimentación. Posteriormente se calcula el "sign()" del error para finalmente ser multiplicada por la ganancia deslizante establecida para cada uno de los ejes.

En la Figura D.6 se presenta el código del control ST implementado en Code Composer Studio. De igual manera que en el código del control de MD, para el control ST se define la superficie de deslizamiento como el error entre la referencia dada y el estado retroalimentado. Se calcula el "sign()" del error, para posteriormente establecer las ganancias estimadas y aplicar las operaciones correspondientes a la ley de control de ST para cada uno de los ejes.

```
void pi_reg_calc(PIREG *v)
{
v->Err = v->Ref; //calculo del error
v->Up = _IQmpy(v->Kp, v->Err); //calculo de la salida proporcional
v->Ui = v->Ui + _IQmpy(v->Ki, v->Ref) + _IQmpy(v->Kc, v->SatErr);
v->OutPreSat = v->Up + v->Ui; //calculo de la salida pre-saturada

if (v->OutPreSat >v->OutMax) // salida saturada
    v->Out = v->OutMax;
else if (v->OutPreSat <v->OutMin) // salida saturada
    v->Out = v->OutMin;
else
    v->Out = v->OutPreSat;

v->SatErr = v->Out - v->OutPreSat; //Diferencia de saturacion

v->Up1 = v->Up;
}
```

Figura D.4: Algoritmo del control PI implementado en Code Composer Studio.

```
// definicion de la superficie deslizando
error_d = Id_ref - Id;
error_q = Iq_ref - Iq;

// implementacion de la funcion sign() para el eje d
if ( error_d < _IQ(0) )
    sign_d = -uno;
else if ( error_d > _IQ(0) )
    sign_d = uno;
else
    sign_d = _IQ(0);

// implementacion de la funcion sign() para el eje q
if ( error_q < _IQ(0) )
    sign_q = -uno;
else if ( error_q > _IQ(0) )
    sign_q = uno;
else
    sign_q = _IQ(0);

// control de modos deslizantes
M_d = _IQ(0.025)
M_q = _IQ(0.07)

Usm_d = _IQmpy( M_d, sign_d );
Usm_q = _IQmpy( M_q, sign_q );
```

Figura D.5: Algoritmo del control de MD implementado en Code Composer Studio.

```
// definicion de la superficie deslizante
error_d = Id_ref - Id;
error_q = Iq_ref - Iq;

// implementacion de la funcion sign() para el eje d
if ( error_d <_IQ(0) )
    sign_d = -uno;
else if ( error_d >_IQ(0) )
    sign_d = uno;
else
    sign_d = _IQ(0);

// implementacion de la funcion sign() para el eje q
if ( error_q <_IQ(0) )
    sign_q = -uno;
else if ( error_q >_IQ(0) )
    sign_q = uno;
else
    sign_q = _IQ(0);

// control Super-Twisting
Ust_d = _IQmpy(_IQmpy(_IQ(0.07), sqrtS_d), sign_d) + _IQmpy(_IQ(0.75), I_d);
Ust_q = _IQmpy(_IQmpy(_IQ(0.30), sqrtS_q), sign_q) + _IQmpy(_IQ(0.15), I_q);
```

Figura D.6: Algoritmo del control ST implementado en Code Composer Studio.

Apéndice E

Conceptos de la calidad de la energía

La calidad de la energía es un concepto muy amplio, el cual involucra que las empresas generadoras de energía se vean sometidas a ciertas normas de calidad. En este sentido las empresas tienen que proveer de una energía confiable y de calidad. Para tener una idea más clara del concepto de calidad de la energía los siguientes conceptos son definidos [Bollen99]:

- Calidad de voltaje: Es concerniente a las desviaciones del voltaje, que idealmente se desea una forma de onda senoidal, de frecuencia y magnitud constante.
- Calidad de la corriente: Es concerniente a las desviaciones de la corriente ideal. La corriente ideal es una forma de onda senoidal, de frecuencia y magnitud constante. Adicionalmente se requiere que esta forma de onda senoidal este en fase con el suministro de voltaje.
- Calidad de potencia: La potencia es una combinación voltaje y corriente. Por lo tanto, es concerniente a las desviaciones del voltaje y la corriente.
- Calidad en el suministro: Este incluye la parte técnica y la parte no técnica. La parte técnica es concerniente al suministro de energía, la cual se desea constante y

sin interrupciones. La parte no técnica es concerniente a la calidad del servicio (La interacción entre el consumidor y la empresa).

Las empresas generadoras de energía se ven en la necesidad de proveer un suministro de energía de calidad. Sin embargo, en la red eléctrica pueden ocurrir diferentes fenómenos electromagnéticos los cuales deterioran la calidad del suministro de energía al usuario final. La calidad de la energía involucra una gran variedad de fenómenos electromagnéticos que caracterizan la voltaje y la corriente en un sistema de potencia. En la Tabla E.1 se presentan una descripción clara de las perturbaciones electromagnéticas que pueden causar problemas de la calidad de la energía [std09].

- Interrupciones: Ocurren cuando el suministro de voltaje o corriente en la carga decrece cae por debajo del 0.1 pu por un periodo de tiempo no mayor a 1 min. Las interrupciones pueden ser el resultado de fallas en el sistema electromagnético, fallas en el equipo o mal funcionamiento de los controles.
- Depresiones: Las depresiones son una reducción en la magnitud del suministro de voltaje o corriente en la carga que van de 0.9 a 0.1 pu. Las depresiones pueden presentarse con una duración de 0.5 ciclos a 1 min. Las depresiones de voltaje están asociadas en su mayoría por fallas de corto circuito en el sistema, por cambios en cargas pesadas o arranque de motores grandes.
- Armónicos: Los armónicos son voltajes o corrientes que tienen componentes en múltiplos de la frecuencia fundamental. La combinación de armónicos con el voltaje o corriente fundamental produce una distorsión en la forma de onda. La distorsión armónica se hace presente debido a las no linealidades de los equipos y cargas en el sistema de potencia.

Las interrupciones están clasificadas como variaciones de corta duración, cada variación puede ser clasificado como instantánea, momentánea o temporal según el tiempo de duración del fenómeno electromagnético (ver la Tabla E.1) [std09]. La distorsión por armónicos es clasificado como distorsión en la forma de onda. Los niveles de distorsión armónica puede se caracterizados por el espectro total de armónicos con las magnitudes

Tabla E.1: Categorías y características de los fenómenos electromagnéticos en los sistemas de potencia.

Categoría		Contenido espectral típico	Duración típica	Magnitud de voltaje típica	
Transitorios	Impulsivo	Nanosegundo	Subida de 5ns	<50ns	
		Microsegundo	Subida de 1 μ s	50ns-1ms	
		Milisegundo	Subida de 0.1ms	>1ms	
	Oscilatorio	Frecuencia Baja	<5KHz	0.3-50ms	
		Frecuencia media	5-500KHZ	20 μ s	
		Frecuencia Alta	0.5-5MHZ	5 μ 1s	
Variaciones de corta duración	instantánea	Depresión		0.5-30ciclos	0.1-0.9 pu
		Incremento		0.5-30ciclos	1.1-1.8 pu
	Momentánea	Interrupción		0.5ciclos-3s	<0.1 pu
		Depresión		30ciclos-3s	0.1-0.9 pu
		Incremento		30ciclos-3s	1.1-1.4 pu
	Temporal	Interrupción		3s-1min	<0.1 pu
		Depresión		3s-1min	0.1-0.9 pu
Incremento			3s-1min	1.1-1.2 pu	
Variaciones de larga duración	Interrupción sostenida			>1min	0.0 pu
	Bajovoltaje			>1min	0.8-0.9 pu
	Sobrevoltaje			>1min	1.1-1.2 pu
Desbalance de voltaje			Estado estable	0.5-2 %	
Desbalance de corriente			Estado estable	1-30 %	
Distorsión en la forma de onda	Offset de CC			Estado estable	0-0.1 %
	Armónicos		0-100th H	Estado estable	0-20 %
	Inter-armónicos		0-6KHz	Estado estable	0-2 %
	Muesca			Estado estable	
	Ruido		Ancho de banda	Estado estable	0-1 %
Fluctuaciones de voltaje		<25Hz	intermitente	0.1-7 %	
Variación de frecuencia			<10s		

Tabla E.2: Límites de distorsión en el voltaje.

Bus de voltaje	Distorsión armónica individual (%)	Distorsión armónica total (%)
69kV e inferiores	3.0	5.0
69.001kV hasta 161kV	1.5	2.5
161.001kV y superiores	1.0	1.5

y ángulos de fase de cada componente armónico individual. También es comúnmente el uso de un solo valor denominado distorsión armónica total (THD) como una medida de magnitud de distorsión total [std09]. En la Tabla E.2 se presentan los límites de distorsión armónica en el voltaje [std93], como se puede apreciar en un sistema de generación de energía eléctrica de 69kV o inferior el porcentaje de THD máximo permitido es de 5%. Sin embargo, por periodos cortos durante condiciones de arranque o condiciones inusuales los límites de pueden exceder el 50(%) [std93].

En este trabajo de tesis se ha seleccionado como casos de estudio diferentes escenarios de depresiones de voltaje. Como se mencionó con anterioridad las depresiones de voltaje son reducciones en la magnitud del voltaje de corta duración. El interés en el análisis de las caídas de voltaje es debido a los problemas que este fenómeno de la calidad de la energía causa en diferentes equipos sensibles tales como: ajustes en manejadores de velocidad, en procesos de control y computadoras [Bollen99]. Las depresiones de voltaje en las terminales del equipo puede clasificarse en depresiones de: tipo A, tipo B, tipo C y tipo D [Bollen99]. En la Figura E.1 se muestra el diagrama fasorial de cada una de las depresiones de voltaje. En la Figura E.2 se presentan las expresiones matemáticas que describen las magnitudes de voltaje de cada uno de las diferentes depresiones de voltaje.

Las depresiones de voltaje seleccionadas en este trabajo para los escenarios de prueba son de tipo A, tipo B, tipo C y tipo D.

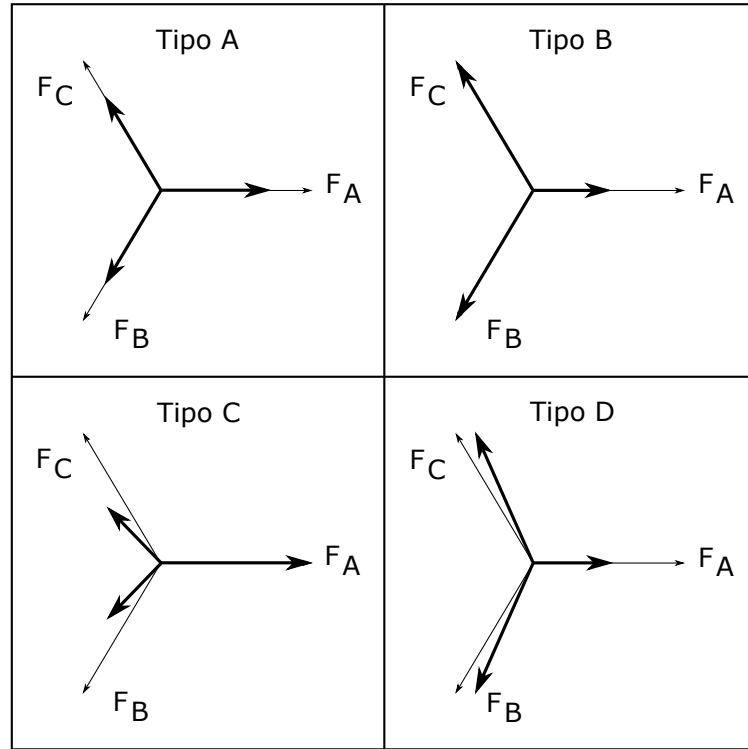


Figura E.1: Tipos de depresiones de voltaje en la red trifásica

<p>Tipo A</p> $V_a = V$ $V_b = -\frac{1}{2}V - \frac{1}{2}jV\sqrt{3}$ $V_c = -\frac{1}{2}V + \frac{1}{2}jV\sqrt{3}$	<p>Tipo B</p> $V_a = V$ $V_b = -\frac{1}{2}V - \frac{1}{2}jV\sqrt{3}$ $V_c = -\frac{1}{2}V + \frac{1}{2}jV\sqrt{3}$
<p>Tipo C</p> $V_a = 1$ $V_b = -\frac{1}{2} - \frac{1}{2}jV\sqrt{3}$ $V_c = -\frac{1}{2} + \frac{1}{2}jV\sqrt{3}$	<p>Tipo D</p> $V_a = V$ $V_b = -\frac{1}{2}V - \frac{1}{2}jV\sqrt{3}$ $V_c = -\frac{1}{2}V + \frac{1}{2}jV\sqrt{3}$

Figura E.2: Forma de las ecuaciones de cada uno de los tipos de depresiones de voltaje.

Apéndice F

Calculo de porcentaje de distorsión armónica total, distorsión de demanda total y desbalance de voltaje

F.1. Distorsión armónica total

La distorsión armónica total (THD) es usada para definir el efecto de los armónicos en el voltaje del sistema de potencia. Este es usado en sistemas de bajo voltaje, medio voltaje y alto voltaje. EL THD se expresa en porcentaje de la componente fundamental y es definido como [std09]

$$\%THD = 100 * \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2} \quad (\text{F.1})$$

en donde V_h representa la componente de frecuencia armónica h del voltaje y V_1 representa la componente fundamental del voltaje

F.2. Distorsión total de demanda

La caracterización de los armónicos en las corrientes de una manera significativa define otro termino distorsión total de demanda (TDD), este término es igual que el THD excepto que la distorsión es expresada como un porcentaje de la corriente de carga seleccionada (tal como la corriente de demanda pico). El porciento de TDD es definido como

$$TDD = 100 \frac{\sqrt{\sum_{h \neq 1} (I_h)^2}}{I_L} \quad (F.2)$$

en donde I_h representa la componente de frecuencia armónica h de la corriente e I_L representa la corriente de carga [std09].

La distorsión del voltaje esta en función del total de armónicos de la corriente inyectada al sistema. El total de corrientes armónicas inyectadas dependerá del número de consumidores y del tamaño del consumidor, por lo tanto es realizado una clasificación para limitar el número de corrientes inyectadas por los consumidores [std09]. Grandes consumidores tienen una restricción mayor ya que ellos representan la porción más grande de carga en el sistema. En las Tablas F.1, F.2 y F.3 se presentan los limites recomendados en la distorsión de la corriente para sistemas de distribución de 120v hasta 69kV, 69.001kV hasta 161kV y mayores a 161kV, respectivamente.

Tabla F.1: Limites de distorsión de corriente para un sistema de distribución general (120v hasta 69kV).

Orden de armónicos individuales (armónicos impares)						
$\frac{I_{SC}}{I_L}$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 20	4.1	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 < 50$	7.9	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Tabla F.2: Límites de distorsión de corriente para un sistema de distribución general (69.001kV hasta 161kV).

Orden de armónicos individuales (armónicos impares)						
$\frac{I_{SC}}{I_L}$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 20	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$20 < 50$	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
$50 < 100$	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
$100 < 1000$	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
> 1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

Tabla F.3: Límites de distorsión de corriente para un sistema de distribución general (>161 kV).

Orden de armónicos individuales (armónicos impares)						
$\frac{I_{SC}}{I_L}$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
> 50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

F.3. Desbalance de voltajes y corrientes

En un sistema trifásico que está normalmente balanceado, se pueden hacer presente condiciones de desbalance. Por lo general, las corrientes y tensiones desbalanceadas se pueden presentar por depresiones de voltaje en una o dos fases.

El desbalance de voltaje es definido por la relación entre secuencia negativa del sistema y la secuencia positiva de las componentes simétricas, como sigue [Stephanblome01],

$$K = \frac{U_2}{U_1} \quad (\text{F.3})$$

En donde K representa el desbalance, U_1 representa la secuencia positiva y U_2 presenta la secuencia negativa de las componentes simétricas.

F.3.1. Componentes simétricas

La definición de desbalance de voltaje es basado en la representación del sistemas trifásico en las componentes simétricas. La transformación de los voltajes del sistema trifásico en sus componentes simétricas se puede obtener de la siguiente manera [Stephanblome01].

$$\begin{bmatrix} U_s \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_n \end{bmatrix} \quad (\text{F.4})$$

$$\begin{bmatrix} U_0 \\ U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \quad (\text{F.5})$$

en donde U_s es el vector de componentes simétricas, F representa la matriz de transformación y U_n representa los valores de voltaje trifásico normalizados. De una manera análoga, estas expresiones se pueden aplicar a las corriente trifásicas para obtener los vectores de componentes simétricas con el objetivo de calcular el desbalance de corriente.

Referencias

- [Adzic13] Adzic, E., Grabic, S., Vekic, M., Porobic, V., y Celanovic, N. F. Hardware-in-the-loop optimization of the 3-phase grid connected converter controller. *En IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, págs. 5392–5397. Nov 2013. ISSN 1553-572X. doi:10.1109/IECON.2013.6700013.
- [Arancibia13] Arancibia, A., Strunz, K., y Mancilla-David, F. A unified single- and three-phase control for grid connected electric vehicles. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 4(4):1780–1790, Dec 2013. ISSN 1949-3053. doi:10.1109/TSG.2013.2271096.
- [Bollen99] Bollen, M. H. J. *Understanding Power Quality Problem: Voltages and Interruptions*. Wiley-IEEE Press, 1999.
- [C. E. Sandoval08] C. E. Sandoval, K. C. V. y J. G. D. Accionamiento eléctrico de sistemas dinámicos a través de criterios de control óptimo. *En Revista ingeniería e investigación*, tomo 28, págs. 66–71. Agosto 2008.
- [Castillo08] Castillo, I. I. L. *Ingeniería de sistemas de control continuo*. COECYT, 2008.
- [Ch. Edwards98] Ch. Edwards, S. K. S. *Sliding Mode Control Theory and Applications*. Taylor and Francis, 1998.
- [Curkovic13] Curkovic, M., Jezernik, K., y Horvat, R. Fpga-based predictive sliding mode controller of a three-phase inverter. *IEEE Transactions*

- on Industrial Electronics*, 60(2):637–644, Feb 2013. ISSN 0278-0046. doi:10.1109/TIE.2012.2206360.
- [Duesterhoeft51] Duesterhoeft, W. C., Schulz, M. W., y Clarke, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 70(2):1248–1255, July 1951. ISSN 0096-3860. doi:10.1109/T-AIEE.1951.5060554.
- [Fei14] Fei, Z., Lin, Z. X., Junjun, Z., y Jingsheng, H. Hardware-in-the-loop simulation, modeling and close-loop testing for three-level photovoltaic grid-connected inverter based on rt-lab. *En 2014 International Conference on Power System Technology*, págs. 2794–2799. Oct 2014. doi:10.1109/POWERCON.2014.6993770.
- [HIL] *Typhoon HIL400*.
URL https://www.typhoon-hil.com/doc/brochures/Typhoon_HIL400_brochure_downloadable.pdf
- [Hwang12] Hwang, S. H., Liu, L., Li, H., y Kim, J. M. Dc offset error compensation for synchronous reference frame pll in single-phase grid-connected converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(8):3467–3471, Aug 2012. ISSN 0885-8993. doi:10.1109/TPEL.2012.2190425.
- [Itkis76] Itkis, U. *Control system of variable structure*. John Willey & Sons, 1976.
- [Ivanovic12] Ivanovic, Z. R., Adzic, E. M., Vekic, M. S., Grabic, S. U., Celanovic, N. L., y Katic, V. A. Hil evaluation of power flow control strategies for energy storage connected to smart grid under unbalanced conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11):4699–4710, Nov 2012. ISSN 0885-8993. doi:10.1109/TPEL.2012.2184772.

- [J. B. Ekanayake12] J. B. Ekanayake, K. L. J. W. A. Y., N. Jenkins. *Smart grid: technology and applications*. Wiley & Sons, 2012.
- [J. G.Ziegler44] J. G.Ziegler, N. N. Optimum settings for automatic controls. *American Society of Mechanical Engineers Transactions (EUA)*, 64:759–768, 1944.
- [Kumar15] Kumar, R. S. y Ganapathy, V. Hardware-in-the-loop simulation and implementation of fuzzy sliding mode control of induction motor based on fpga. *International journal of innovative computing, information and control*, 11(6):2215–2228, Dec 2015. ISSN 1349-4198.
- [Lee08] Lee, J., Park, G., y Choi, J. Decoupling ipd controller design for three-phase dc/ac inverter. *En 2008 Power Quality and Supply Reliability Conference*, págs. 73–78. Aug 2008. doi:10.1109/PQ.2008.4653740.
- [Lee11] Lee, S., Lee, J. H., y Cha, H. Grid synchronization pll robust to frequency variation, unbalanced and distorted voltage. *En 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, págs. 1150–1155. Sept 2011. ISSN 2329-3721. doi:10.1109/ECCE.2011.6063905.
- [Lee15] Lee, G. H., Gui, Y., Kim, C., y Chung, C. C. Direct power control for three phase grid connected inverter via port-controlled hamiltonian method. *En IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, págs. 002312–002317. Nov 2015. doi: 10.1109/IECON.2015.7392447.
- [Li13] Li, X., Prasanna, U. R., Bilal, A., y Rajashekara, K. A virtual laboratory for power electronics and dsp based motion control. *En 2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, págs. 1–8. June 2013. ISSN 1093-5142. doi: 10.1109/COMPEL.2013.6626422.
- [M. Gaballah13] M. Gaballah, M. E.-B. Low cost digital signal generation for driving

- space vector pwm inverter. *Ain Shams Engineering Journal*, 4:763–774, 2013.
- [Moreno08] Moreno, J. A. y Osorio, M. A lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers. *En 2008 47th IEEE Conference on Decision and Control*, págs. 2856–2861. Dec 2008. ISSN 0191-2216. doi:10.1109/CDC.2008.4739356.
- [N. Mohan09] N. Mohan, T. M. U. y W. P. R. *Electronica de potencia convertidores, aplicaciones y diseno*. McGraw Hill, 2009.
- [Nicolas96] Nicolas, B., Fadel, M., y Cheron, Y. Fixed-frequency sliding mode control of a single-phase voltage source inverter with input filter. *En Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, tomo 1, págs. 470–475 vol.1. Jun 1996. doi:10.1109/ISIE.1996.548534.
- [P. C. Krause02] P. C. Krause, S. D. S., O. Wasynczuk. *Analysis of electric machinery and drive system*. Wiley Iterscience, 2002.
- [Pires14] Pires, V. F., Sousa, D. M., y Martins, J. F. Controlling a grid-connected t-type three level inverter system using a sliding mode approach. *En 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, págs. 2002–2007. June 2014. ISSN 2163-5137. doi: 10.1109/ISIE.2014.6864924.
- [Poon10] Poon, J., Haessig, P., Hwang, J. G., y Celanovic, I. High-speed hardware-in-the loop platform for rapid prototyping of power electronics systems. *En 2010 IEEE Conference on Innovative Technologies for an Efficient and Reliable Electricity Supply*, págs. 420–424. Sept 2010. doi:10.1109/CITRES.2010.5619770.
- [Poon12] Poon, J. J., Kinsy, M. A., Pallo, N. A., Devadas, S., y Celanovic, I. L. Hardware-in-the-loop testing for electric vehicle drive applications. *En*

- 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, págs. 2576–2582. Feb 2012. ISSN 1048-2334. doi:10.1109/APEC.2012.6166186.
- [Pow] *Power electronics practicum: Grid connected converter control for renewable energy applications*.
URL <https://www.typhoon-hil.com/products/hil400>
- [Q. Ch. Zhong13] Q. Ch. Zhong, T. H. *Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration*. A John Wiley & Sons, 2013. ISBN 978-0-470-66709-5.
- [Rezkallah15] Rezkallah, M., Hamadi, A., Chandra, A., y Singh, B. Real-time hil implementation of sliding mode control for standalone system based on pv array without using dumpload. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 6(4):1389–1398, Oct 2015. ISSN 1949-3029. doi: 10.1109/TSTE.2015.2436333.
- [std93] Ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. *IEEE Std 519-1992*, págs. 1–112, April 1993. doi:10.1109/IEEESTD.1993.114370.
- [std09] Ieee recommended practice for monitoring electric power quality. *IEEE Std 1159-2009 (Revision of IEEE Std 1159-1995)*, págs. c1–81, June 2009. doi:10.1109/IEEESTD.2009.5154067.
- [Stephanblome01] Stephanblome, J. S. . D. B. . T. *Voltage quality in electrical power systems*. IEE powers series 36, 2001.
- [Sudhakar16] Sudhakar, B. y Kumar, G. V. E. S. Co-simulation of sliding mode control of single phase grid connected lcl filtered voltage source inverter using labview and multisim. *En 2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, págs. 311–315. Nov 2016. doi: 10.1109/TENCON.2016.7848013.

- [V. Utkin99] V. Utkin, J. S., J. Guldner. *Sliding Mode Control on Electro-Mechanical Systems*. Taylor and Francis, 1999.
- [Vodyakho10] Vodyakho, O., Edrington, C. S., Steurer, M., Azongha, S., y Fleming, F. Synchronization of three-phase converters and virtual microgrid implementation utilizing the power-hardware-in-the-loop concept. *En 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, págs. 216–222. Feb 2010. ISSN 1048-2334. doi:10.1109/APEC.2010.5433667.
- [Weaver14] Weaver, W. W. y Parker, G. G. Real-time hardware-in-the-loop simulation for optimal dc microgrid control development. *En 2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, págs. 1–6. June 2014. ISSN 1093-5142. doi:10.1109/COMPEL.2014.6877189.
- [Zhang02] Zhang, R., Cardinal, M., Szczesny, P., y Dame, M. A grid simulator with control of single-phase power converters in d-q rotating frame. *En 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*, tomo 3, págs. 1431–1436 vol.3. 2002. doi:10.1109/PSEC.2002.1022377.
- [Zhou15] Zhou, S., Liu, J., y Zhang, Y. A decoupling method based on reference current feedforward for dq-frame pi current control of grid-connected voltage source converters. *En 2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, págs. 1–6. Nov 2015. doi:10.1109/IFEEC.2015.7361405.