



**UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**ALGORITMOS DE DETECCIÓN DE FASE PARA SINCRONIZACIÓN Y CONTROL
DE FRECUENCIA DE CENTRAL MICRO HIDRÁULICA PLUG & PLAY**

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

CARLOS PATRICIO AEDO PAREDES

**PROFESOR GUÍA
RODRIGO PALMA BEHNKE**

**MIEMBROS DE LA COMISIÓN
GUILLERMO JIMÉNEZ ESTÉVEZ
ARIEL VALDENEGRO ESPINOZA**

**SANTIAGO DE CHILE
JULIO 2014**

**RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR
AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO
POR: CARLOS AEDO PAREDES
FECHA: 17/07/2014
PROF. GUÍA: RODRIGO PALMA BEHNKE**

**ALGORITMOS DE DETECCIÓN DE FASE PARA SINCRONIZACIÓN Y CONTROL
DE FRECUENCIA DE CENTRAL MICRO HIDRÁULICA PLUG & PLAY**

Los sistemas de generación distribuida basados en fuentes renovables han experimentado un fuerte desarrollo a nivel mundial, con Alemania, Dinamarca, Japón y Estados Unidos como líderes en este campo. La sincronización de este tipo de fuentes a la red de suministro eléctrico es uno de los aspectos más importantes. La detección de la componente de secuencia positiva de la tensión a frecuencia fundamental es esencial para el control de la generación distribuida y de sistemas de almacenamiento.

Considerando el contexto descrito, el objetivo general del presente trabajo es la elección de un algoritmo para la estimación de ángulo de fase en función del desempeño demostrado frente a distintas perturbaciones típicas de la red de distribución para su implementación en la Central Micro Hidráulica Plug & Play, correspondiente a un proyecto de desarrollo del Centro de Energía de la Universidad de Chile.

Los métodos estudiados se basan en la técnica *Phase Locked-Loop* (PLL). La técnica PLL se puede definir como un método que permite la obtención de una señal de salida de igual frecuencia y fase a partir de una señal de entrada. El criterio de selección supone la simulación de distintos tipos de perturbaciones tales como distorsión armónica e interarmónica, alzas y caídas de tensión y saltos de frecuencia, entre otros.

El funcionamiento de los algoritmos se prueba a nivel de simulación y a nivel experimental en la Central Micro Hidráulica Plug & Play con el fin de verificar su desempeño en condiciones reales de operación. Con el propósito de mejorar la respuesta dinámica de los algoritmos, se implementa, a nivel de simulación, una mejora del centro de frecuencia del esquema básico de PLL. De este modo se obtienen métodos que combinan un buen seguimiento de ángulo de fase y una buena velocidad de respuesta ante variaciones de la frecuencia de la red.

Del trabajo realizado se desprende que las perturbaciones que combinan saltos de fase y desbalances de la magnitud de la tensión son más severas que aquellas que implican distorsión de la forma de onda o únicamente desbalances, los cuales se consideran menos graves; la diferencia entre el error de estimación en uno u otro caso puede ascender sobre los 5° . Los métodos de detección de ángulo de fase presentan un compromiso entre la dinámica y la precisión de seguimiento del ángulo de fase; dándose el caso de un error de estimación de 180° frente a saltos de frecuencia. Se concluye que los algoritmos basados en filtros presentan un mejor desempeño que aquellos basados en la componente de secuencia positiva de la tensión de la red de suministro, con diferencias entre sus errores de seguimiento acumulado de hasta 200 veces en el caso de *sags* de tensión y de hasta 6 veces frente a contenido armónico. El mejor método estudiado se basa en el uso de un observador y obtiene resultados ligeramente mejores que los presentados por los métodos basados en filtros. El conocimiento previo de las características del sistema es vital para la correcta sintonización de los métodos, pues determina el desempeño de los algoritmos.

Se concluye que los métodos basados en PLL son una herramienta eficaz para la detección del ángulo de fase ante perturbaciones típicas de la red eléctrica de distribución. Adicionalmente, con el fin de destacar más aún su utilidad, se simula el uso del PLL para la detección de operación en isla. Como trabajo futuro, entre otras cosas, se propone: la implementación experimental de centro de frecuencia variable y del mecanismo de detección de aislamiento, y la evaluación de los métodos frente a perturbaciones combinadas.

A mi familia

Agradecimientos

A mis padres y hermana – Clara, Juan Carlos y Daniela –, quienes me han apoyado incondicionalmente durante toda mi vida. A mi polola, Sibila, junto a la cual he trazado y recorrido este camino; a su familia – Hilda, Jorge, Maximiliano y Antonino –, quienes me han acogido como un hijo y hermano.

A mi profesor guía, Rodrigo Palma, quien me ha brindado distintas oportunidades para aprender y crecer durante mi vida en la Universidad, así como también guía y apoyo en los distintos proyectos en los que hemos trabajado juntos.

A mis grandes amigos en la carrera, René Rosati, Claudio Flores, Raúl Morales, Matías Lacalle y Jorge Collado junto a los cuales disfruté esta dura travesía.

A Ignacio Polanco, Francisco Martínez-Conde, Rodrigo Rothen, Jonathan Monsalve y Enrique Espina con quienes he tenido el placer de trabajar y vivir enriquecedoras experiencias durante mis mejores años en la Escuela.

A Jorge Villalobos y Vladimir Ovalle quienes nos ayudaron cada vez que lo requerimos.

A todos ellos muchas gracias.

Tabla de contenido

CAPÍTULO 1	Introducción	1
1.1	Motivación.....	1
1.2	Objetivos.....	2
1.2.1	Objetivo general	2
1.2.2	Objetivos específicos	2
1.3	Alcances.....	2
1.4	Estructura del documento	3
CAPÍTULO 2	Antecedentes y marco teórico	4
2.1	Proyecto Central Micro Hidráulica <i>Plug & Play</i>	4
2.1.1	Descripción general.....	4
2.1.2	Elementos de instalación.....	5
2.1.3	Montaje laboratorio.....	6
2.2	Sincronización de un generador	12
2.3	Perturbaciones típicas de la red eléctrica de baja tensión [11]	13
2.3.1	Distorsión armónica	13
2.3.2	Distorsión interarmónica.....	14
2.3.3	Distorsión debido a transmisión de información	14
2.3.4	<i>Sag</i> o caída de tensión [12]	15
2.3.5	<i>Notch</i> o microcortes de tensión	17
2.3.6	Variaciones de frecuencia	17
2.3.7	<i>Flicker</i>	18
2.3.8	<i>Swell</i> o alza sostenida de tensión [13].....	18
2.4	Algoritmos para la detección de fase.....	19
2.4.1	Método de detección de cruces por cero	19
2.4.2	Métodos basados en filtros [1] [2]	19
2.4.3	Métodos basados en <i>phase locked – loop</i>	20
2.5	Índices de desempeño para la evaluación de algoritmos de detección de fase..	40
2.5.1	Error cuadrático medio.....	40
2.5.2	Error de seguimiento acumulado	40
2.5.3	Error máximo de estimación	41
CAPÍTULO 3	Propuesta de metodología	42
3.1	Propuesta general.....	42
3.2	Descripción de etapas principales	43
3.3	Aspectos de implementación y validación	43

3.3.1	Simulación	43
3.3.2	Implementación.....	43
CAPÍTULO 4 Aplicación de metodología y casos de estudio.....		48
4.1	Selección preliminar de algoritmos	48
4.2	Descripción de casos de estudio	49
4.2.1	Perturbaciones típicas de la red de distribución eléctrica	49
4.2.2	Salto de frecuencia	51
4.3	Evaluación teórica de la metodología.....	52
4.3.1	Perturbaciones típicas de la red de distribución eléctrica	52
4.3.2	Salto de frecuencia	61
4.4	Evaluación experimental de la metodología.....	66
4.4.1	Stand – by.....	66
4.4.2	Operación en isla.....	66
4.4.3	Operación en sincronismo caso 1.....	67
4.4.4	Operación en sincronismo caso 2.....	67
CAPÍTULO 5 Análisis de resultados.....		69
5.1	Análisis comparativo de los métodos de detección	69
5.1.1	Desempeño de algoritmos PLL frente a perturbaciones típicas de las redes eléctricas de distribución	69
5.1.2	Desempeño de algoritmos PLL con centro de frecuencia variable frente a saltos de frecuencia 74	
5.2	Análisis desempeño experimental	76
5.3	Extensión a detección de operación en isla	76
5.3.1	Marco teórico	77
5.3.2	Aplicación	83
CAPÍTULO 6 Conclusiones y trabajo futuro		87
6.1	Conclusiones.....	87
6.2	Trabajo futuro	89
CAPÍTULO 7 Bibliografía.....		90
ANEXO A Datos técnicos equipos laboratorio hidráulico		94
A.1.	Variador de frecuencia.....	94
A.2.	Motor de inducción.....	94
A.3.	Bomba hidráulica.....	94

ANEXO B	Desarrollo observador SOAP – PLL	95
ANEXO C	Observabilidad.....	99
ANEXO D	Descripción archivos adjuntos	100
ANEXO E	Resultados simulación perturbaciones típicas de la red	101
E.1.	Red normal	101
E.2.	Distorsión armónica.....	104
E.3.	Distorsión interarmónica	107
E.4.	Ruido de alta frecuencia	111
E.5.	<i>Sag</i> tipo A.....	114
E.6.	<i>Sag</i> tipo C	118
E.7.	<i>Notch</i>	121
E.8.	<i>Flicker</i>	124
E.9.	<i>Swell</i>	128
E.10.	Salto de frecuencia	131
ANEXO F	Resultados simulación saltos de frecuencia.....	135
F.1.	Centro de frecuencia variable	135
F.2.	Centro de frecuencia variable mediante SRF – PLL	136
F.3.	Centro de frecuencia variable mediante SRF – PLL en presencia de contenido armónico.....	138
ANEXO G	Dimensionamiento y costo placa de transductores de tensión	140
ANEXO H	Descripción del sistema de adquisición de datos	142
H.1.	Tarjeta DSK C6713	142
H.2.	Tarjeta HPI	142
H.3.	Tarjeta FPGA.....	142

Índice de Tablas

Tabla 2-1: Datos de placa generador μ Hidro.	7
Tabla 2-2: Rango de operación sincronización μ Hidro.....	10
Tabla 2-3: Siete tipos de sags de tensión trifásica desbalanceada según clasificación ABC.	16
Tabla 2-4: Características de perturbaciones típicas de la red eléctrica.	18
Tabla 4-1: Saltos de frecuencia prueba perturbaciones típicas de la red.....	50
Tabla 4-2: Saltos de frecuencia prueba centro de frecuencia variable.	51
Tabla 5-1: Desfase de estimación de ángulo máximo según perturbación.....	69
Tabla 5-2: Resumen de características de los algoritmos para la detección de ángulo de fase.....	71
Tabla 5-3: Ranking métodos de detección de ángulo de fase frente a perturbaciones típicas de la red eléctrica.....	74
Tabla 5-4: Ranking métodos de detección de ángulo de fase frente a saltos de frecuencia.	75
Tabla 5-5: Comparación de técnicas de detección de operación en isla.	80
Tabla 5-6: Parámetros de operación nominal generador simulación de detección de aislamiento.	83
Tabla 5-7: Ganancias control generador sincrónico simulación detección de operación en isla. .	84
Tabla A-1: Datos de placa variador de frecuencia	94
Tabla A-2: Datos de placa motor de inducción	94
Tabla A-3: Datos de placa bomba hidráulica	94
Tabla G-1: Costo componentes placa transductores.	141

Índice de Figuras

Figura 2-1: Prototipo μ Hidro.....	4
Figura 2-2: Esquema de instalación componentes μ Hidro.....	5
Figura 2-3: Esquema laboratorio hidráulico.....	6
Figura 2-4: Sistema de potencia μ Hidro.....	7
Figura 2-5: Operación chopper.....	7
Figura 2-6: Diagrama de bloques control rectificador trifásico.	8
Figura 2-7: Diagrama de bloques control chopper.	9
Figura 2-8: Diagrama de bloques control de excitación.....	9
Figura 2-9: Mediciones μ Hidro.....	11
Figura 2-10: Ejemplo notch de tensión	17
Figura 2-11: Esquema general algoritmo de detección de fase basado en filtro en sistema de referencia estacionario.....	19
Figura 2-12: Esquema general algoritmo de detección de fase basado en filtro en sistema de referencia rotatorio sincrónico.....	20
Figura 2-13: Estructura general método de detección de fase basado en PLL trifásico en coordenadas dq.	21
Figura 2-14: Diagrama básico PLL.	21
Figura 2-15: Lazo cerrado de control PLL.	22
Figura 2-16: Diagrama de bloques SRF-PLL.....	23
Figura 2-17: Diagrama de bloques DSRF-PLL.....	25
Figura 2-18: Diagrama de bloques SOGI-PLL.....	27
Figura 2-19: Diagramas de Bode funciones de transferencia D(s) y Q(s).....	28
Figura 2-20: Diagrama de Bode P-SSI.....	29
Figura 2-21: Diagrama de bloques SSI-PLL.....	29
Figura 2-22: Diagrama de Bode NF.....	30
Figura 2-23: Filtro Notch Adaptativo.....	31
Figura 2-24: Arreglo de bloques ANF en paralelo.....	31
Figura 2-25: Diagrama de bloques ANF-PLL.....	32
Figura 2-26: Diagrama de bloques SOAP-PLL.....	33
Figura 2-27: Diagrama de bloques observador SOAP-PLL.....	33
Figura 2-28: Diagrama de bloques LC-PLL.....	34

Figura 2-29: Contraste entre diagramas de Bode de un compensador en adelanto y un filtro notch.	35
Figura 2-30: Diagrama de bloques LCA-PLL.....	36
Figura 2-31: Diagrama de bloques de un compensador en adelanto adaptativo de segundo orden Li (z).....	36
Figura 2-32: Diagrama de bloques operador DSC.	38
Figura 2-33: Diagrama de bloques CDSC-PLL.	38
Figura 2-34: Diagrama de control equivalente SRF-PLL.	39
Figura 2-35: Ejemplo error de seguimiento acumulado.	41
Figura 3-1: Propuesta de metodología.....	42
Figura 3-2: Montaje laboratorio de pruebas proyecto Central Micro Hidráulica Plug & Play.	44
Figura 3-3: Tensión, frecuencia y distorsión armónica durante pruebas de implementación de algoritmos en Central Micro Hidráulica Plug & Play en estado stand-by.....	45
Figura 3-4: Tensión, frecuencia y distorsión armónica durante pruebas de implementación de algoritmos en Central Micro Hidráulica Plug & Play en operación aislada.....	46
Figura 3-5: Tensión, frecuencia y distorsión armónica durante pruebas de implementación de algoritmos en Central Micro Hidráulica Plug & Play en operación sincronizada a la red.....	46
Figura 3-6: Procedimiento prueba experimental μ Hidro.....	47
Figura 4-1: Diagrama de bloques SOAP-PLL modificado.	51
Figura 4-2: Contraste desempeño algoritmos PLL, red normal.	52
Figura 4-3: Estimación de ángulo de fase SSI-PLL, red normal.....	53
Figura 4-4: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con presencia de armónicos.	53
Figura 4-5: Estimación de ángulo de fase SSI-PLL, red con presencia de armónicos.....	54
Figura 4-6: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con presencia de interarmónico.....	54
Figura 4-7: Estimación de ángulo de fase SSI-PLL, red con presencia de interarmónicos.	55
Figura 4-8: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con presencia de ruido de alta frecuencia.	55
Figura 4-9: Estimación de ángulo de fase SSI-PLL, red con presencia de ruido de alta frecuencia.	56
Figura 4-10: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con sag tipo A (30% de caída de tensión).	56
Figura 4-11: Sag tipo A, caída de tensión de 30 %.	57

Figura 4-12: Estimación de ángulo de fase SRF-PLL sag tipo A.	57
Figura 4-13: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con sag tipo C (40% de caída de tensión).	58
Figura 4-14: Sag tipo C, caída de tensión de 40 %.	58
Figura 4-15: Estimación de ángulo de fase ANF-PLL sag tipo C.....	58
Figura 4-16: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con presencia de notches.....	59
Figura 4-17: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con presencia de flicker.....	59
Figura 4-18: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con presencia de swell.....	60
Figura 4-19: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con presencia de saltos de frecuencia. .	61
Figura 4-20: Contraste desempeño algoritmos PLL con centro de frecuencia variable, red con saltos de frecuencia.....	62
Figura 4-21: Estimación de ángulo de fase SSI-PLL con centro de frecuencia variable, red con saltos de frecuencia.....	62
Figura 4-22: Estimación de ángulo de fase LCA-PLL con centro de frecuencia variable, red con saltos de frecuencia.....	63
Figura 4-23: Contraste desempeño algoritmos PLL con centro de frecuencia variable, mediante SRF-PLL, red con saltos de frecuencia.	64
Figura 4-24: Estimación de ángulo de fase SOAP-PLL con centro de frecuencia, mediante SRF- PLL, red con saltos de frecuencia.....	64
Figura 4-25: Contraste desempeño algoritmos PLL con centro de frecuencia variable, mediante SRF-PLL, red con saltos de frecuencia y distorsión armónica.....	65
Figura 4-26: Estimación de ángulo de fase LC-PLL con centro de frecuencia mediante SRF-PLL, red con saltos de frecuencia y contenido armónico.....	65
Figura 4-27: Resultados implementación algoritmos PLL operación stand-by.	66
Figura 4-28: Resultados implementación algoritmos PLL operación aislada.....	67
Figura 4-29: Resultados implementación algoritmos PLL operación en sincronismo caso 1.....	67
Figura 4-30: Resultados implementación algoritmos PLL operación en sincronismo caso 2.....	68
Figura 5-1: Contraste error máximo de estimación de frecuencia frente a perturbaciones típicas.	70
Figura 5-2: Componentes de secuencia positiva y negativa de una señal con distorsión armónica.	72
Figura 5-3: Componentes de secuencia positiva y negativa de una señal desbalanceada.	73
Figura 5-4: Sistema de potencia simplificado.	81

Figura 5-5: Diagrama de flujo método de detección de operación aislada basado en PLL.	83
Figura 5-6: Regulador de velocidad generador simulación detección de estado aislado.	84
Figura 5-7: Respuesta del sistema ante situación de aislamiento.	85
Figura 5-8: Respuesta control generador distribuido sistema detección de operación en isla.	86
Figura 5-9: Indicador de detección de aislamiento.	86
Figura E-1: Resultados estimación ángulo de fase para red normal algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.	101
Figura E-2: Resultados estimación ángulo de fase para red normal algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.	102
Figura E-3: Resultados estimación de frecuencia para red normal algoritmos: SRF-PLL y DSRF-PLL.	102
Figura E-4: Resultados estimación de frecuencia para red normal algoritmos: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y LCA-PLL.	103
Figura E-5: Resultados estimación de frecuencia para red normal algoritmo CDSC-PLL.	104
Figura E-6: Resultados estimación ángulo de fase para red con distorsión armónica algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL y SSI-PLL.	104
Figura E-7: Resultados estimación ángulo de fase para red con distorsión armónica algoritmos: ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.	105
Figura E-8: Resultados estimación de frecuencia para red con distorsión armónica algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.	106
Figura E-9: Resultados estimación de frecuencia para red con distorsión armónica algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.	107
Figura E-10: Resultados estimación ángulo de fase para red con distorsión interarmónica algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL.	107
Figura E-11: Resultados estimación ángulo de fase para red con distorsión interarmónica algoritmos: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y LCA-PLL.	108
Figura E-12: Resultados estimación ángulo de fase para red con distorsión interarmónica algoritmo CDSC-PLL.	109
Figura E-13: Resultados estimación de frecuencia para red con distorsión interarmónica algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL y SSI-PLL.	109
Figura E-14: Resultados estimación de frecuencia para red con distorsión interarmónica algoritmos: ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.	110

Figura E-15: Resultados estimación ángulo de fase para red con ruido de alta frecuencia algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.....	111
Figura E-16: Resultados estimación ángulo de fase para red con ruido de alta frecuencia algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.....	112
Figura E-17: Resultados estimación de frecuencia para red con ruido de alta frecuencia algoritmos: SRF-PLL y DSRF-PLL.....	112
Figura E-18: Resultados estimación de frecuencia para red con ruido de alta frecuencia algoritmos: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y LCA-PLL.....	113
Figura E-19: Resultados estimación de frecuencia para red con ruido de alta frecuencia algoritmo CDSC-PLL.....	114
Figura E-20: Resultados estimación ángulo de fase frente sag tipo A algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL y SSI-PLL.....	114
Figura E-21: Resultados estimación ángulo de fase frente sag tipo A algoritmos: ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.....	115
Figura E-22: Resultados estimación de frecuencia frente sag tipo A algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.....	116
Figura E-23: Resultados estimación de frecuencia frente sag tipo A algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.....	117
Figura E-24: Resultados estimación ángulo de fase frente sag tipo C algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.....	118
Figura E-25: Resultados estimación ángulo de fase frente sag tipo C algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.....	119
Figura E-26: Resultados estimación de frecuencia frente sag tipo C algoritmos: SRF-PLL y DSRF-PLL.....	119
Figura E-27: Resultados estimación de frecuencia frente sag tipo C algoritmos: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y LCA-PLL.....	120
Figura E-28: Resultados estimación de frecuencia frente sag tipo C algoritmo CDSC-PLL.....	121
Figura E-29: Resultados estimación ángulo de fase red con presencia de notches algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL y SSI-PLL.....	121
Figura E-30: Resultados estimación ángulo de fase red con presencia de notches algoritmos: ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.....	122

Figura E-31: Resultados estimación de frecuencia red con presencia de notches algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.	123
Figura E-32: Resultados estimación de frecuencia red con presencia de notches algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.....	124
Figura E-33: Resultados estimación ángulo de fase red con flicker algoritmos: SRF-PLL y DSRF-PLL.	124
Figura E-34: Resultados estimación ángulo de fase red con flicker algoritmos: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y SOAP-PLL.....	125
Figura E-35: Resultados estimación ángulo de fase red con flicker algoritmo CDSC-PLL.	126
Figura E-36: Resultados estimación de frecuencia red con flicker algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL y SSI-PLL.	126
Figura E-37: Resultados estimación de frecuencia red con flicker algoritmos: ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.	127
Figura E-38: Resultados estimación ángulo de fase red con swell algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.	128
Figura E-39: Resultados estimación ángulo de fase red con swell algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.	129
Figura E-40: Resultados estimación frecuencia red con swell algoritmos: SRF-PLL y DSRF-PLL.	129
Figura E-41: Resultados estimación frecuencia red con swell algoritmos: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y LCA-PLL.	130
Figura E-42: Resultados estimación frecuencia red con swell algoritmo CDSC-PLL.....	131
Figura E-43: Resultados estimación ángulo de fase red con saltos de frecuencia algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL y SSI-PLL.....	131
Figura E-44: Resultados estimación ángulo de fase red con saltos de frecuencia algoritmos: ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.....	132
Figura E-45: Resultados estimación de frecuencia red con saltos de frecuencia algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.....	133
Figura E-46: Resultados estimación de frecuencia red con saltos de frecuencia algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.	134

Figura F-1: Resultados estimación ángulo de fase y frecuencia, para red con saltos de frecuencia, algoritmos con centro de frecuencia variable: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.	135
Figura F-2: Resultados estimación ángulo de fase y frecuencia, para red con saltos de frecuencia, algoritmos con centro de frecuencia variable: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.	136
Figura F-3: Resultados estimación ángulo de fase y frecuencia, para red con saltos de frecuencia, algoritmos con centro de frecuencia variable mediante SRF-PLL: SRF-PLL y DSRF-PLL.....	136
Figura F-4: Resultados estimación ángulo de fase y frecuencia, para red con saltos de frecuencia, algoritmos con centro de frecuencia variable mediante SRF-PLL: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y LCA-PLL.	137
Figura F-5: Resultados estimación ángulo de fase y frecuencia, para red con saltos de frecuencia, algoritmo CDSC-PLL con centro de frecuencia variable mediante SRF-PLL.	138
Figura F-6: Resultados estimación ángulo de fase y frecuencia, para red con saltos de frecuencia y distorsión armónica, algoritmos con centro de frecuencia variable mediante SRF-PLL: SRF-PLL y DSRF-PLL.....	138
Figura F-7: Resultados estimación ángulo de fase y frecuencia, para red con saltos de frecuencia y distorsión armónica, algoritmos con centro de frecuencia variable mediante SRF-PLL: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.	139
Figura G-1: Esquema de conexión transductor de tensión LV 20-P.	140
Figura G-2: Placa de transductores de tensión.	140
Figura G-3: Esquemático placa transductores.	141

CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN

1.1 MOTIVACIÓN

Los sistemas de generación distribuida basados en fuentes renovables han experimentado un fuerte desarrollo a nivel mundial, con Alemania, Dinamarca, Japón y Estados Unidos como líderes en este campo [1]. La sincronización de este tipo de fuentes a la red de suministro eléctrico es uno de los aspectos más importantes [2]. La detección de la componente de secuencia positiva de la tensión a frecuencia fundamental es esencial para el control de la generación distribuida y sistemas de almacenamiento [3].

El presente Trabajo de Título está vinculado al desarrollo del proyecto Central Micro Hidráulica Plug & Play (μ Hidro) llevado a cabo por el Centro de Energía de la Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile. El objetivo general del proyecto es desarrollar una central micro hidráulica comercial de 10 kW que pueda operar de manera autónoma tanto en condiciones de isla (local) y conectada a la red de distribución eléctrica.

En su calidad de generador distribuido (DG por sus siglas en inglés) la μ Hidro se enfrenta a distintos tipos de requerimientos de carácter técnico esto a fin de garantizar un funcionamiento adecuado y seguro que prevenga inestabilidades en la red de suministro eléctrico [4]. Exigencias asociadas a márgenes admisibles de tensión, frecuencia y ángulo de fase para efectos de sincronización, límites de contenido armónico generado o factores de potencia definidos con el fin de no afectar la tensión en el punto de inyección son ejemplos de dichos requerimientos. Más aún, dado el incremento de medios de generación distribuida en la red de suministro, muchos países están imponiendo exigencias que establecen protocolos de operación de este tipo de medios de generación en situaciones de falla [5]; Chile no es la excepción, y al igual que lo establecido en normas como la IEEE 929-1988 y la IEEE 1547-2003, en su Norma Técnica de Conexión y Operación de Pequeños Medios de Generación Distribuida (PMGD) en Instalaciones de Media Tensión, establece que en caso de presentarse una operación en isla de manera involuntaria debido a una falla en el sistema de distribución, el DG debe detectar dicha condición y desconectarse de la red en un tiempo máximo de 2 s, esto para resguardar, entre otras cosas, la seguridad de los trabajadores de las redes de distribución.

Otro aspecto a considerar es que la incorporación de medios de generación renovable, en particular aquellos basados en electrónica de potencia, suponen cierto tipo de perturbaciones como distorsión armónica y/o *notches* de tensión, lo que se suma a las perturbaciones ya existentes en los sistemas eléctrico modernos; SEP pequeños con alta presencia de DG o sistemas eléctricos de potencia móviles como aeronaves y embarcaciones presentan variaciones importantes de frecuencia [6].

Las exigencias técnicas y de seguridad establecidas en la normativa demandan el desarrollo de métodos de control apropiados, lo que compone uno de los aspectos más desafiantes para fuentes de carácter renovable como la μ Hidro [3] [7] [8]. Para la implementación de dichos métodos, entre otras cosas, es necesaria una correcta medición o estimación de variables como la magnitud, frecuencia y ángulo de fase de la tensión de la red de suministro. El conocimiento del ángulo de fase en particular es importante en sistemas basados en electrónica de potencia para efectos de control de potencia activa/reactiva, estrategias de control de tensión y corriente, monitoreo de la red y/o para la determinación de la entrada o salida de unidades, entre otros [8] [9].

Considerando lo antes expuesto, es decir, la necesidad de conocer las características de la tensión de la red, en particular el ángulo de fase y la frecuencia, y la presencia de perturbaciones en la red de distribución que pueden dificultar la medición o estimación de éstas, el presente Trabajo de Título se fundamenta en la necesidad de proveer a la μ Hidro de un método de estimación de ángulo de fase y frecuencia robusto frente a perturbaciones que garantice, entre otras cosas, una correcta sincronización y control de frecuencia.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 OBJETIVO GENERAL

Identificación de un algoritmo para la estimación de ángulo de fase de la tensión de la red en función del desempeño demostrado frente a distintas perturbaciones típicas de la red de distribución de suministro eléctrico para su implementación en la μ Hidro.

1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Revisar métodos para la detección de ángulo de fase, en particular aquellos basados en el algoritmo *Phase Locked – Loop* (PLL).
- Identificar criterios, o indicadores de desempeño, para la elección del método de detección de fase con mejor funcionamiento general.
- Revisar perturbaciones típicas de las redes eléctricas de distribución a nivel general para efectos de simulación.
- Simular, en entorno MATLAB – Simulink, los métodos de detección de fase basados en PLL.
- Elegir tres métodos para su implementación.
- Implementar los métodos de detección de fase elegidos para efectos de sincronización y control de frecuencia de la μ Hidro.
- Comparar los resultados obtenidos tanto mediante simulación como experimentalmente.

1.3 ALCANCES

- La revisión de métodos de detección de ángulo de fase se centra en métodos basados en el SRF-PLL.
- Se realiza una revisión de perturbaciones propias de redes de distribución eléctrica a nivel general.
- No es objetivo la sintonización perfecta de los algoritmos, sólo se busca un buen desempeño.
- Las pruebas experimentales se desarrollan en un ambiente de laboratorio controlado y se limitan a la implementación de los algoritmos basados en PLL en la μ Hidro.

1.4 ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO

En el CAPÍTULO 2 se presentan los antecedentes y el marco teórico que sustentan el trabajo realizado. En particular, se brinda una descripción de la μ Hidro, destacándose sus componentes y aspectos relativos a su sistema de control; se muestran los requerimientos básicos para la sincronización de un generador y se presentan las perturbaciones más comunes de las redes de distribución eléctrica; posteriormente se realiza una introducción a los métodos de detección de ángulo de fase de la tensión de la red, detallándose en particular aquellos basados en el algoritmo PLL; el capítulo culmina con una sección asociada a indicadores para la evaluación de desempeño de los métodos de detección de ángulo de fase.

En el CAPÍTULO 3 se presenta la propuesta metodológica, describiéndose sus etapas principales, en particular, los criterios utilizados para la selección de algoritmos, las condiciones de simulación de los mismos y aspectos relativos a la implementación en la μ Hidro.

En el CAPÍTULO 4 se aplica la metodología, se efectúa la selección de algoritmos detallándose las condiciones en la que fueron evaluados. Se presentan los resultados obtenidos mediante simulación y de manera experimental en la μ Hidro.

En el CAPÍTULO 5 se efectúa un análisis comparativo de los algoritmos para las condiciones simuladas y para las condiciones de implementación experimental. Adicionalmente, se propone el uso de los algoritmos PLL para la detección de operación en isla de la central: se presenta un breve marco teórico y posteriormente se evalúa, a nivel de simulación, la aplicación del PLL para dicho propósito, todo esto de manera complementaria a su uso para efectos de sincronización y control de la μ Hidro.

Finalmente, en el CAPÍTULO 6 se presentan las conclusiones del trabajo realizado y se propone trabajo futuro vinculado al mismo.

CAPÍTULO 2 ANTECEDENTES Y MARCO TEÓRICO

2.1 PROYECTO CENTRAL MICRO HIDRÁULICA *PLUG & PLAY*

2.1.1 DESCRIPCIÓN GENERAL

La μ Hidro consiste en una solución para el abastecimiento local de energía especialmente diseñada para zonas que disponen de cursos de agua y diferencias de nivel. Entre sus características particulares destacan:

- Generación de energía limpia de forma estable.
- Capacidad de operación en forma aislada o conectada a la red.
- Capacidad de operación manual y automática.
- Capacidad de operación paralela de unidades.
- Interfaz de usuario con información relativa a la operación y estado del sistema.

A grandes rasgos la unidad generadora está compuesta por: un caparazón de protección, destinado a la defensa de los equipos frente a condiciones climatológicas desfavorables, daños por robo, entre otros; un módulo turbina-generator; un tablero de potencia; una interfaz de usuario para efectos de operación y monitoreo; y un chasis para el soporte del conjunto.

En Figura 2-1 se presenta el prototipo de la μ Hidro.

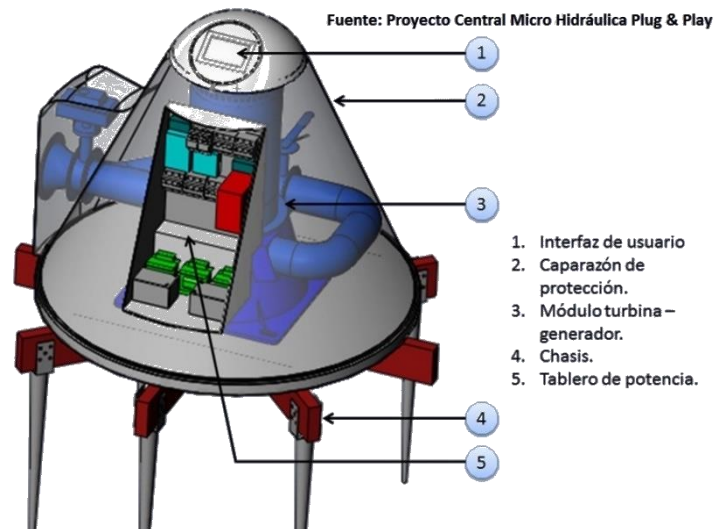


Figura 2-1: Prototipo μ Hidro.

2.1.2 ELEMENTOS DE INSTALACIÓN

A continuación se indican los elementos propios de la instalación de la μ Hidro.

1. Bocatoma: elemento diseñado para la captación de agua desde la fuente (río, canal, entre otros). Entre sus funciones destaca evitar el ingreso de materiales sólidos y flotantes en el caudal a ser turbinado, y la regulación del volumen de agua durante períodos pluviosos.
2. Canal de derivación: canal destinado a la conducción de agua desde la bocatoma hasta el desarenador y cámara de carga.
3. Desarenador: elemento diseñado para la captación de materia sólida en suspensión abrasiva que acelera el desgaste de los álabes de la turbina debido a fricción (por ejemplo: arena).
4. Cámara de carga: elemento de almacenamiento de agua que tiene el doble propósito de garantizar durante un corto período el funcionamiento de la central y amortiguar sobrepresiones en la tubería o canalización.
5. Unidad generadora: módulo turbina-generator responsable de la conversión de energía hidráulica a eléctrica.
6. Restitución: Corresponde a las obras de desvío de agua (ductos) para su restitución a la fuente de origen.
7. Consumo: Corresponde a la carga abastecida en situación de operación en isla, por ejemplo una vivienda.

En Figura 2-2 se ilustran los elementos de instalación de la central, la numeración presentada en la figura corresponde a la utilizada para la numeración de elementos.

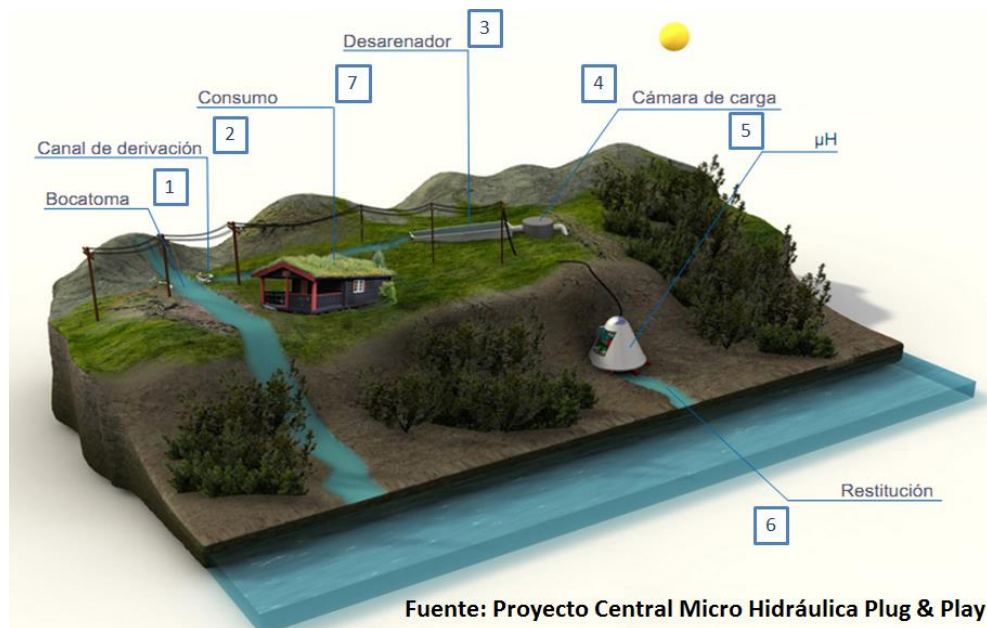


Figura 2-2: Esquema de instalación componentes μ Hidro.

2.1.3 MONTAJE LABORATORIO

2.1.3.1 SISTEMA MECÁNICO

Actualmente la μ Hidro se encuentra en fase de desarrollo. Para efectos de evaluación mecánica se dispone de un laboratorio que emula las condiciones de operación de la central. En Figura 2-3 se presenta el esquema del laboratorio, en particular se destacan la turbina y 2 válvulas de mariposa.

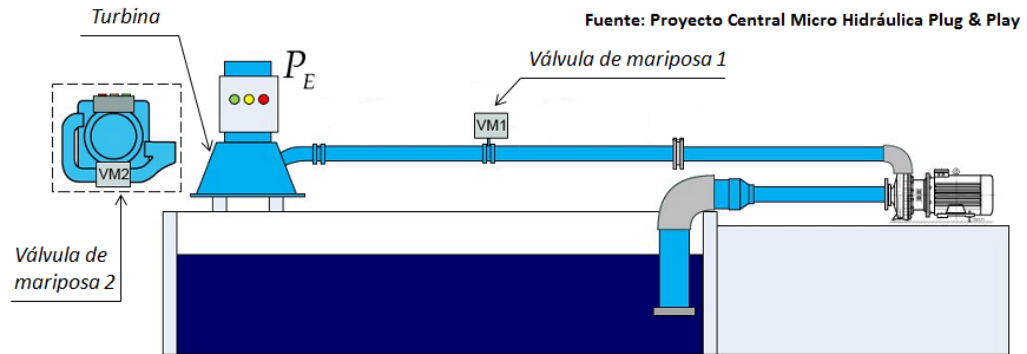


Figura 2-3: Esquema laboratorio hidráulico.

Turbina: corresponde a una turbina tipo Turgo. Su rango de operación fluctúa entre: 30 – 60 l/s de caudal y 30 – 50 m de altura de caída. El agua inyectada incide con un ángulo de 20° . Cuenta con dos inyectores, uno de los cuales se puede inhabilitar manualmente; a partir de la interacción de la apertura y cierre de ambos es posible desplazar la curva de operación de la unidad. Su velocidad nominal es de 1500 rpm . La eficiencia nominal es de 60% (para un caudal entre 45 – 50 l/s y una altura de caída de 34 m).

Válvula de mariposa: son los actuadores para el control de caudal, típicamente se operan para efectos de apertura y cierre y no para un control activo. La válvula de mariposa 1 (ver Figura 2-3) puede operarse semiautomáticamente desde el panel de control.

La propulsión del agua se efectúa mediante la acción de un motor de inducción, alimentado por un inversor, sobre una bomba hidráulica, ésta última es la que succiona agua desde un estanque para su inyección al sistema hidráulico representado en Figura 2-3. Las características de los equipos mencionados se detallan en el ANEXO A .

2.1.3.2 SISTEMA ELÉCTRICO

A continuación se describen los componentes eléctricos/electrónicos de la μ Hidro.

A. Sistema de potencia

En Figura 2-4 se representa el sistema de potencia de la μ Hidro, se destacan: el generador y su sistema de excitación, y el sistema de control de frecuencia compuesto por: un rectificador trifásico controlado, un *chopper* y una resistencia de desahogo. Para completar el cuadro se presenta un consumo local y la red de suministro eléctrico.

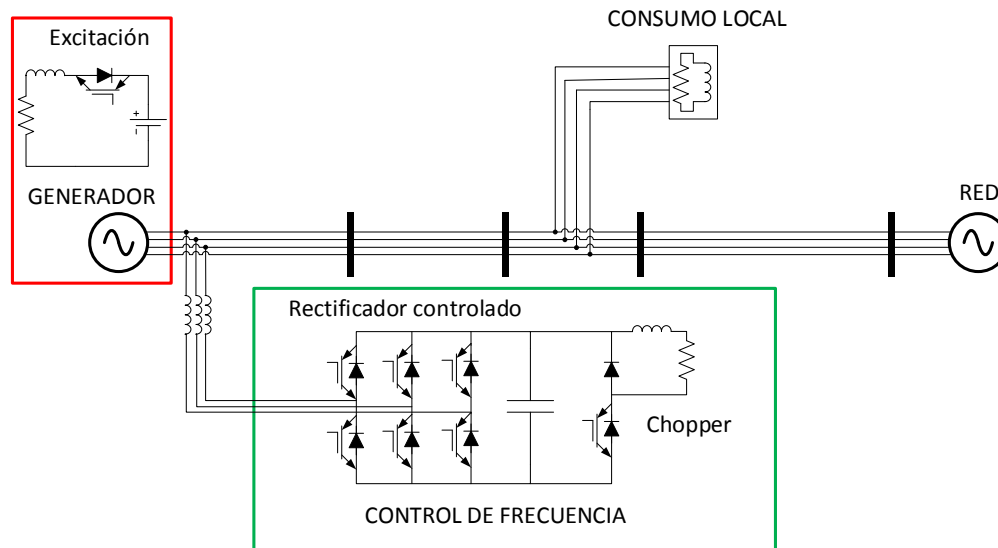


Figura 2-4: Sistema de potencia μ Hidro.

El generador es de tipo sincrónico, trifásico. Sus características se presentan en la Tabla 2-1.

Tabla 2-1: Datos de placa generador μ Hidro.

Parámetro	Valor
Tensión nominal	380 V
Potencia	10 kW
Corriente	25 A
Frecuencia	50 Hz
Cantidad de polos	4
Conexión	Y

El sistema de control de frecuencia está basado en un convertidor de cuatro piernas. Tres piernas son utilizadas para la rectificación trifásica controlada, la cual permite un ajuste fino de la magnitud de la tensión y con ello una reducción del contenido armónico de la corriente circulante; la mitad de la pierna restante se utiliza para el *chopper*, ver Figura 2-5. En la imagen se muestra la cuarta pierna del convertidor, el DC-Link, una inductancia (filtro) y una resistencia (de desahogo); cuando ambos interruptores – en este caso IGBTs – se encuentran en estado apagado (*off*) no hay circulación de corriente (imagen izquierda), cuando el interruptor inferior es activado (*on*) existe circulación de corriente (imagen derecha).

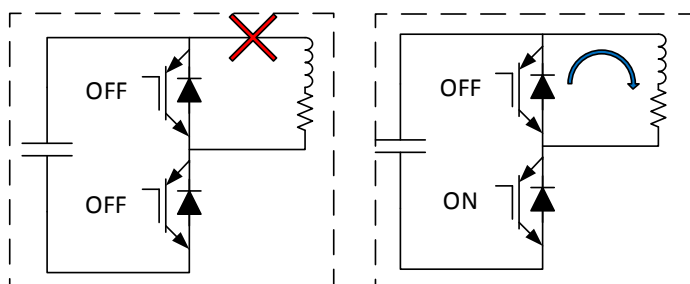


Figura 2-5: Operación chopper.

Los esquemas de control (frecuencia, tensión y factor de potencia) se explican en el acápite siguiente.

B. Esquemas de control

i. Control de frecuencia

Como se adelantó en la sección anterior el control de frecuencia se logra mediante la acción conjunta de un rectificador trifásico controlado, un *chopper* y una resistencia de desahogo. La filosofía del sistema consiste en quemar la potencia excedente de manera de mantener la frecuencia del generador en torno a los 50 Hz; naturalmente ante falta de recurso hídrico (potencia mecánica de entrada) no es posible controlar la frecuencia del sistema.

El control se divide en dos: una primera etapa que controla la tensión del DC-Link entre el rectificador trifásico controlado y el *chopper* (ver Figura 2-4), y una segunda etapa que define el ciclo de trabajo del *chopper* de manera de ajustar la frecuencia en torno al punto de operación deseado. En Figura 2-6 se presenta el diagrama de bloques del control del rectificador controlado. En primer lugar, se mide la tensión instantánea del generador (correspondiente a la tensión en bornes del rectificador) y las corrientes instantáneas a través del rectificador; a partir del vector de tensiones se obtiene el ángulo de fase y la frecuencia de la tensión del generador mediante un algoritmo PLL, con el ángulo obtenido se transforma el vector de corrientes desde un sistema de referencia estacionario ($\alpha\beta$) a un sistema de referencia sincrónico (dq); de la diferencia entre la tensión medida en el DC-Link y su referencia, mediante un controlador proporcional-integral (PI) se obtiene la corriente de eje directo de referencia, la corriente de eje en cuadratura se fija dependiendo del factor de potencia deseado. A partir de la diferencia entre las corrientes de eje directo y en cuadratura y sus respectivas referencias se obtienen tensiones en eje directo y en cuadratura mediante la acción de dos controladores PI independientes; las tensiones obtenidas son transformadas a coordenadas naturales, las que alimentan un bloque de modulación de espacio vectorial de dos dimensiones que determina los estados de *switching*, o disparos, de las piernas del convertor de manera de obtener la tensión deseada en el DC-Link.

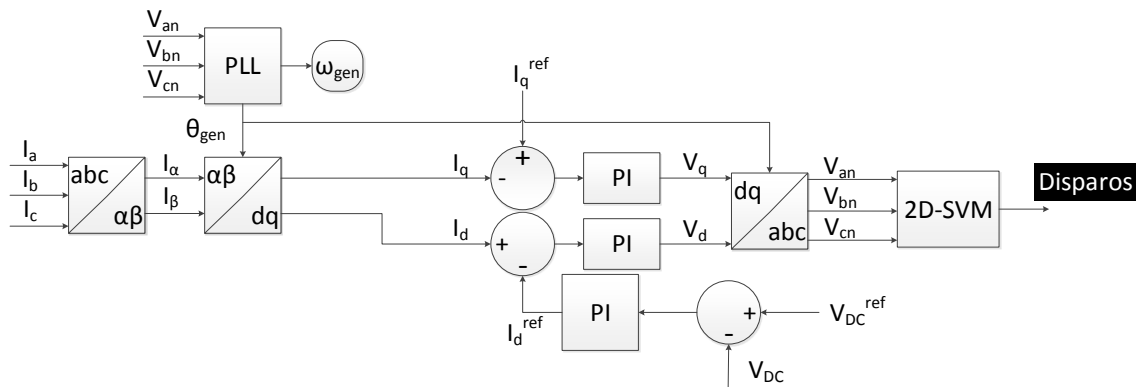


Figura 2-6: Diagrama de bloques control rectificador trifásico.

El lazo de control del *chopper* se presenta en Figura 2-7. La diferencia entre la frecuencia angular del generador, obtenida mediante un PLL, y la frecuencia de referencia alimenta un controlador PI, a partir del cual se obtiene la corriente del *chopper* de referencia, es decir, la corriente a través de la resistencia de desahogo deseada; la diferencia entre la referencia y la corriente medida en el *chopper* es la entrada a un último controlador PI que retorna la tensión del *chopper*. Del cociente entre la tensión obtenida y la tensión del DC-Link se obtiene el ciclo de trabajo correspondiente.

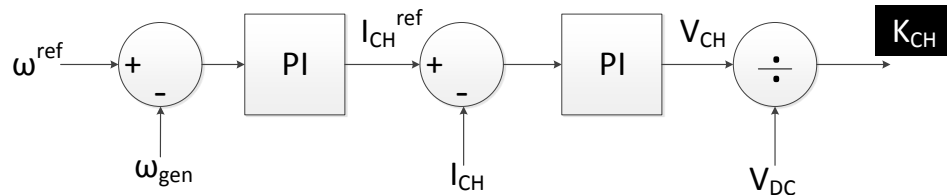


Figura 2-7: Diagrama de bloques control chopper.

ii. Control de excitación

Como se mencionó previamente, la μ Hidro opera tanto de manera sincronizada a la red de suministro eléctrico como de manera aislada, abasteciendo a un consumo local. Dependiendo de la condición de operación se distinguen dos estrategias de control las cuales se comentan a continuación.

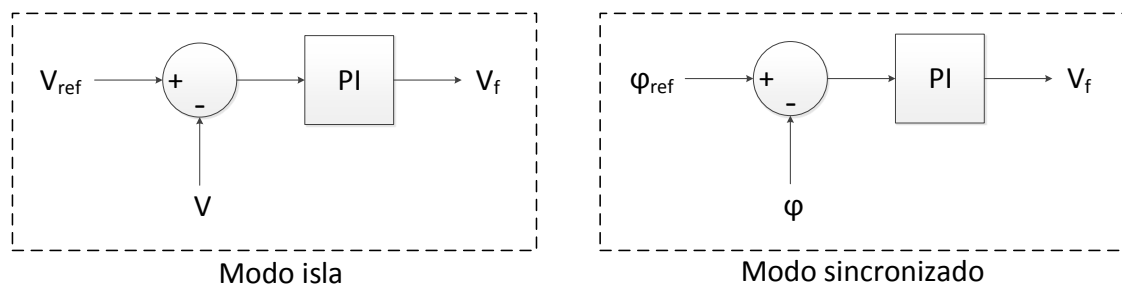


Figura 2-8: Diagrama de bloques control de excitación.

Operación en isla

Cuando se está operando aisladamente es responsabilidad del generador mantener la frecuencia y la tensión en los rangos estandarizados de operación (en Chile, 50 Hz y 220 V_{fn} , respectivamente), conforme a lo anterior, la variable de control del sistema de excitación corresponde a la tensión en bornes del generador. En Figura 2-8 se presentan los diagramas de bloques de los esquemas de control de excitación, a la izquierda se presenta el esquema de control en operación en isla y a la derecha se presenta el esquema de control en modo sincronizado. A partir de la acción de un controlador PI, que tiene como entrada la diferencia entre la tensión de referencia y la tensión en bornes del generador, se define la tensión a ser aplicada en el campo del mismo. El actuador de este sistema de control corresponde a un *chopper* que opera de manera análoga al descrito en la sección previa, del cociente entre la tensión definida a la salida del bloque de control y la tensión de una fuente DC, que alimenta al campo del generador, se obtiene el ciclo de trabajo del *chopper*.

Operación en modo sincronizado

Cuando el generador se encuentra sincronizado la frecuencia y tensión le son impuestas por el sistema interconectado; en estas circunstancias la excitación se regula de modo de controlar el factor de potencia de la máquina. Matemáticamente el factor de potencia se define como el cociente entre la potencia activa y la potencia aparente, no obstante, también puede entenderse como el coseno del ángulo de desfase ($\cos \varphi$) entre la tensión y corriente de un elemento, en este caso del generador. El control de excitación de la μ Hidro mide el factor de potencia del generador y obtiene el ángulo φ , la diferencia entre éste ángulo y un ángulo de referencia correspondiente a una condición de operación conforme a normativa (por ejemplo 0,93 inductivo) alimenta un controlador PI, obteniéndose la tensión de campo requerida para el punto de operación deseado. El actuador es el mismo que en el modo de operación previo, en caso de pasar de un modo de operación a otro sólo cambia el esquema de control (ver Figura 2-8).

iii. Accionadores

Además del control de frecuencia y del control de tensión, la μ Hidro controla accionadores que le permiten cambiar de un modo de operación a otro. Dichos elementos consisten en dos contactores; la central monitorea el cumplimiento de las condiciones requeridas para operar en un estado definido (por ejemplo los estados de operación en isla y sincronizado) y procede a cerrar y/o abrir dichos dispositivos. A modo de ejemplo, si se está operando en isla y se quiere sincronizar el generador a la red de suministro eléctrico, el control central verifica que la tensión, frecuencia y ángulo de fase de la red y el generador sean lo suficientemente parecidos, y una vez cumplidas las condiciones procede a cerrar el contactor vinculado a la red (el contactor vinculado al consumo local se encuentra cerrado). En la Tabla 2-2 se presentan los intervalos de magnitud de tensión, frecuencia y fase configurados para la sincronización de la μ Hidro.

Tabla 2-2: Rango de operación sincronización μ Hidro.

Variable	Rango
Magnitud de tensión	$\pm 3 \text{ V}$
Frecuencia	$\pm 0,1 \text{ Hz}$
Ángulo de fase	$\pm 0,03 \text{ rad}$

En la sección 3.3.2.1, Figura 3-2, se presenta un esquema del montaje del laboratorio de pruebas de la μ Hidro en el cual se señalan los contactores vinculados a la red y al consumo local.

C. Mediciones

Como se describió en las secciones previas, para llevar a cabo el control de frecuencia es necesario conocer la tensión instantánea del generador, las corrientes instantáneas a través del rectificador, la tensión del DC-Link, y la tensión y corriente del *chopper*; éstas variables permiten estimar otras como la frecuencia y el ángulo de fase de la tensión del generador, teniéndose así todas las variables necesarias para el control y, simultáneamente, el monitoreo de las variables eléctricas del generador. De modo similar, se necesita conocer las tensiones y corrientes del generador y de la red tanto para verificar las condiciones de sincronización como para tener un monitoreo de las variables eléctricas de interés del generador (tensiones, corrientes y potencias activa y reactiva). En Figura 2-9 se presentan las mediciones efectuadas en la μ Hidro, se aprecia que sólo son medidas las tensiones entre las fases *ab* y *bc* tanto del generador como de la red, asimismo sólo se miden las corrientes a través de las fases *a* y *b* a la salida del generador, de la red y a la entrada del rectificador controlado; la situación anterior se basa en la suposición de un sistema balanceado con cargas equilibradas¹.

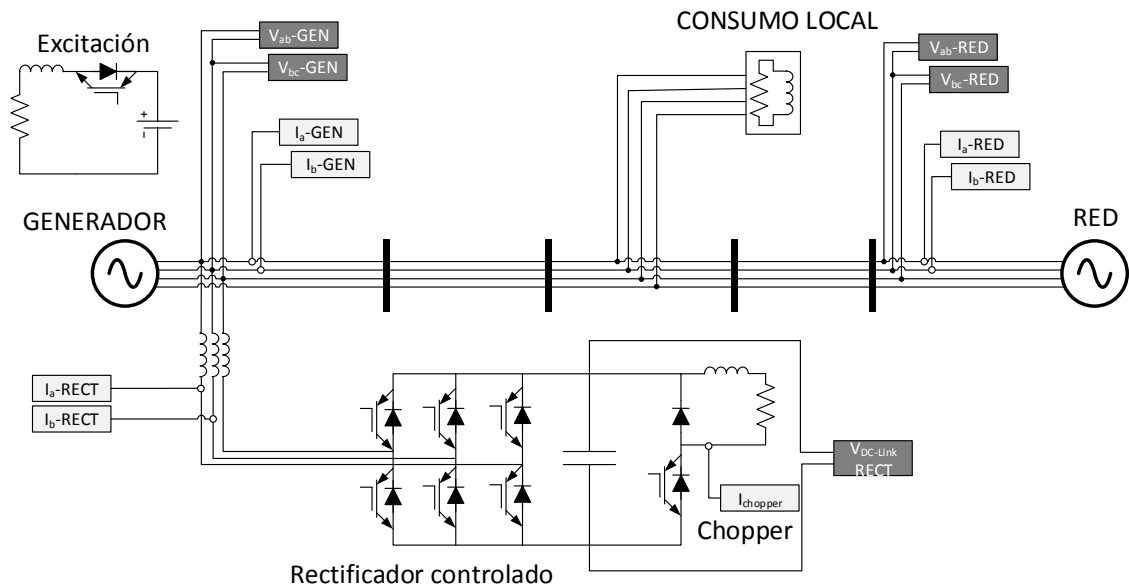


Figura 2-9: Mediciones μ Hidro.

¹ En la versión en desarrollo se contempla la medición de todas las tensiones y corrientes como también de otras variables como por ejemplo el flujo de caudal y nivel de la cámara de carga.

D. Electrónica

A continuación se describe de manera somera el *hardware* que permite el control de la μ Hidro.

La parte fundamental la compone el DSC (*Digital Signal Controller*) el cual está compuesto por un micro procesador², un bloque de alimentación, conectores para periféricos y bloques para el uso de puertos CAN, RS232, JTAG, I2C y XBee; esta placa permite el control de excitación y el manejo de contactores. Para el uso de las salidas digitales del DSC se dispone de una placa de amplificación que las adapta, denominada *buffer*; del mismo modo se cuenta con placas de amplificación que permite la adecuación de las variables análogas de entrada al DSC, denominadas *filtros*; las señales análogas (tensiones y corrientes) se miden mediante una placa de transductores³. La alimentación del sistema electrónico se consigue a través de una placa diseñada para ese fin, todas las tensiones del sistema son provistas por ésta, la cual, a su vez, se alimenta de una fuente DC. Existen placas destinadas para conocer el estado de los contactores los cuales son accionados a través de un conjunto de relés (placa de relés). Por último se cuenta con una *tablet* que permite la interacción con el usuario, en ésta se despliega información referente a la operación y estado de la máquina; la configuración del sistema también se efectúa a través de ésta.

El control de frecuencia cuenta con una electrónica aparte: transductores de corriente y tensión; micro procesador⁴; tarjeta DSK 6713 fabricada por *Texas Instruments*, correspondiente a la placa que permite el funcionamiento del DSP; tarjeta HPI para la comunicación entre la placa DSK C6713 y un Host PC mediante conexión USB; tarjeta FPGA la cual permite, entre otras cosas, la conversión análoga digital de señales, implementación de protecciones, medición de tensión DC-Link y el envío de disparos; alimentación, entre otros. Más información se presenta en el ANEXO H.

2.2 SINCRONIZACIÓN DE UN GENERADOR

Ya sea se desee la conexión de un generador a la red de suministro eléctrico o bien la interconexión de generadores para el abastecimiento conjunto de una carga, el (los) generador(es) debe(n) ser *sincronizado(s)*. Dicho concepto implica la satisfacción de las siguientes condiciones [10]:

1. La frecuencia del generador debe ser igual a la frecuencia del sistema.
2. La magnitud de la tensión del generador debe ser igual a la magnitud de la tensión del sistema.
3. La tensión del generador debe estar en fase con la tensión del sistema.
4. La secuencia de fases del generador debe ser igual a la secuencia del sistema.

Sólo cuando estas condiciones son logradas puede realizarse la sincronización del generador, debido a que diferencias apreciables de dichas variables pueden derivar en daño al mismo (enrollados, aislación, componentes mecánicos, entre otros).

Lo anterior implica la necesidad de conocer magnitud, frecuencia, ángulo de fase y secuencia de la tensión de la red y del generador para efectos de sincronización.

² DSP *Texas Instruments* TMS320F28335.

³ En el ANEXO G se presenta información en detalle relativa a los transductores de tensión.

⁴ DSP *Texas Instruments* TMS120C6713.

A nivel legal, por ejemplo, en la Norma Técnica de Conexión y Operación de PMGD en Instalaciones de Media Tensión la cual establece los procedimientos, metodologías y exigencias para la conexión y operación de PMGD en redes de distribución, se establece en su artículo 3-19 que al momento de la sincronización los generadores sincrónicos deben satisfacer los siguientes requerimientos:

- Diferencia de tensión $\Delta V < \pm 10\%$
- Diferencia de frecuencia $\Delta f < \pm 0,5 \text{ Hz}$
- Diferencia de ángulo de fase $\Delta \varphi < \pm 10^\circ$

Los valores recién presentados también son requeridos por la norma europea VDE-AR-N 4105, que fija las exigencias para la conexión de centrales de generación en redes de distribución.

2.3 PERTURBACIONES TÍPICAS DE LA RED ELÉCTRICA DE BAJA TENSIÓN [11]

La calidad de la potencia está vinculada a la cantidad y severidad de variaciones de la forma de onda de las señales de tensión y corriente respecto a su forma ideal. Dichas variaciones, también denominadas “fenómenos” o “perturbaciones” de la calidad de la potencia pueden ser categorizadas según cómo afectan la tensión y corriente⁵:

1. Variaciones pequeñas de tensión o corriente respecto a su valor nominal (magnitud, frecuencia, fase). Por ejemplo, la frecuencia no siempre es 50 Hz o la magnitud de la tensión no es siempre 220 V.
2. Variaciones de la forma de onda ideal (sinusoidal) de la tensión o corriente. Por ejemplo, la conmutación de equipos basados en electrónica de potencia pueden derivar en la existencia de armónicos, generando la deformación de la forma de onda de la tensión y/o corriente.

La variación de las características de la tensión y corriente tornan necesario el monitoreo continuo en pos de mantener la operación de los sistemas dentro de rangos nominales.

A continuación se describen perturbaciones típicas de la red.

2.3.1 DISTORSIÓN ARMÓNICA

Una señal periódica puede ser representada como la suma de muchas señales sinusoidales de frecuencias múltiplo de una frecuencia fundamental. A las componentes derivadas de las frecuencias no fundamentales se les denomina armónicas.

Existen tres contribuyentes para la existencia de armónicos de tensión en la red eléctrica:

1. Generadores: la tensión generada por un generador sincrónico, por ejemplo, no siempre es sinusoidal debido a posibles variaciones respecto a su forma ideal; muestra de ello puede ser un generador con asimetrías en sus enrollados.

⁵ Existen diversos criterios de categorización que se basan en aspectos tales como: su carácter estacionario o no estacionario, la duración, espectro de frecuencia de los eventos, entre otros [11].

2. Sistemas de transmisión-subtransmisión-distribución de energía: existen ciertos elementos característicos de las redes eléctricas con comportamiento no lineal. Ejemplo de ello puede ser un transformador de potencia saturado.
3. Cargas: el principal contribuyente a la existencia de armónicos de tensión son las cargas debido a su no linealidad. Gran porcentaje de las cargas son alimentadas a través de convertidores basados en electrónica de potencia, lo que supone la existencia de corrientes no sinusoidales; las componentes armónicas de corriente generan armónicos de tensión.

Como se desprende del ejemplo anterior, los fenómenos de distorsión armónica de tensión y corrientes están relacionados. Este último, en general, se genera cuando se exceden los valores nominales de operación de algún elemento.

El contenido armónico total (THD por sus siglas en inglés) de una señal de tensión o corriente está dado por:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n X_i^2}}{X_1} \quad (2.1)$$

Donde,

- X_1 : Componente fundamental de la señal de tensión o corriente
- X_i : Componente armónica de orden i de la señal de tensión o corriente
- n : Orden de armónico máximo considerado⁶

2.3.2 DISTORSIÓN INTERARMÓNICA

Existen dispositivos que generan componentes de frecuencia que no son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental de la red. Si bien, en general, la magnitud de estas componentes es pequeña, pueden generarse efectos de resonancia entre las inductancias y condensadores presentes en los sistemas. Un tipo de distorsión interarmónica de particular riesgo es la distorsión subarmónica: señales de tensión o corriente con frecuencias inferiores a la industrial que pueden derivar en la saturación de transformadores y el daño de generadores y turbinas. Ejemplo particular de distorsión subarmónica es aquella originada por la oscilación del campo magnético terrestre luego de una erupción solar: las corrientes inducidas geomagnéticamente poseen períodos cercanos a los 5 minutos, provocando la saturación de transformadores e incluso *blackouts*⁷.

El contenido interarmónico total (*TIHD* por sus siglas en inglés) se determina de igual manera que el contenido armónico total, ecuación (2.1).

2.3.3 DISTORSIÓN DEBIDO A TRANSMISIÓN DE INFORMACIÓN

Este tipo de distorsión se presenta por la superposición de señales de información en los sistemas de distribución y en las dependencias de los consumidores. De acuerdo a lo presentado en los estándares europeos se reconocen tres tipos:

⁶ La normativa chilena establece la medición hasta el armónico de orden 50 [40].

⁷ Pérdida total del suministro eléctrico en un sistema de potencia.

1. *Ripple control signals*⁸: señales sinusoidales de frecuencias entre 110 – 3000 Hz. Se consideran similares a las componentes armónicas e interarmónicas.
2. *Power-line-carrier signals*⁹: señales sinusoidales entre 3 – 148,5 kHz. Este tipo de ruido puede ser considerado de alta frecuencia o (inter)armónicos de alto orden.
3. *Mains marking signals*: alteraciones superpuestas de corta duración (transientes) en puntos específicos de la forma de onda de la señal de tensión.

2.3.4 SAG O CAÍDA DE TENSION [12]

De acuerdo al estándar 1159-1995 del IEEE se define como *sag* (también denominado *dip*) como una disminución de la tensión rms desde un 10% a un 90 % de la tensión nominal durante un tiempo superior a 0,5 ciclos (0,01 s) e inferior o igual a un minuto.

Un *sag* de tensión puede originarse por diferentes causas: operaciones de conmutación asociadas a desconexiones temporales de las fuentes de poder; corrientes de *inrush* asociadas al arranque de motores; flujos generados por corrientes de falla; descargas atmosféricas, entre otros.

Convencionalmente los *sags* se caracterizan según su magnitud y duración; no obstante, las fallas, sean éstas balanceadas o desbalanceadas, no sólo implican caídas de tensión, sino cambios del ángulo de fase. Por lo tanto sistemas basados en electrónica de potencia que utilizan la información del ángulo de fase para determinar los instantes de disparo pueden ser afectados por estos saltos.

2.3.4.1 MÉTODOS PARA LA CLASIFICACIÓN DE SAGS

Existen dos métodos para la clasificación de *sags*: la clasificación ABC (más ampliamente usada) y la clasificación de componentes simétricas. A continuación se da una breve descripción de ambas.

A. Clasificación ABC

Esta clasificación distingue siete tipos de *sags*, los cuales se presentan en Tabla 2-3. La tensión pre-falla se representa como E_1 , la tensión de la fase fallada o entre las fases falladas corresponde a V^* .

⁸ Son señales que utilizan la red de distribución eléctrica para aplicaciones de manejo de carga.

⁹ Son señales que utilizan las redes de transmisión eléctrica.

Tabla 2-3: Siete tipos de sags de tensión trifásica desbalanceada según clasificación ABC.

Tipo	Tensiones	Tipo	Tensiones
A	$U_a = V^*$ $U_b = -\frac{1}{2} \cdot V^* - j \cdot \frac{1}{2} \cdot V^* \cdot \sqrt{3}$ $U_c = -\frac{1}{2} \cdot V^* + j \cdot \frac{1}{2} \cdot V^* \cdot \sqrt{3}$	E	$U_a = E_1$ $U_b = -\frac{1}{2} \cdot V^* - j \cdot \frac{1}{2} \cdot V^* \cdot \sqrt{3}$ $U_c = -\frac{1}{2} \cdot V^* + j \cdot \frac{1}{2} \cdot V^* \cdot \sqrt{3}$
B	$U_a = V^*$ $U_b = -\frac{1}{2} \cdot E_1 - j \cdot \frac{1}{2} \cdot E_1 \cdot \sqrt{3}$ $U_c = -\frac{1}{2} \cdot E_1 + j \cdot \frac{1}{2} \cdot E_1 \cdot \sqrt{3}$	F	$U_a = V^*$ $U_b = -\frac{1}{2} \cdot V^* - j \cdot \left(\frac{1}{3} \cdot E_1 + \frac{1}{6} \cdot V^* \right) \cdot \sqrt{3}$ $U_c = -\frac{1}{2} \cdot V^* + j \cdot \left(\frac{1}{3} \cdot E_1 + \frac{1}{6} \cdot V^* \right) \cdot \sqrt{3}$
C	$U_a = E_1$ $U_b = -\frac{1}{2} \cdot E_1 - j \cdot \frac{1}{2} \cdot V^* \cdot \sqrt{3}$ $U_c = -\frac{1}{2} \cdot E_1 + j \cdot \frac{1}{2} \cdot V^* \cdot \sqrt{3}$	G	$U_a = \frac{2}{3} \cdot E_1 + \frac{1}{3} \cdot V^*$ $U_b = -\left(\frac{1}{3} \cdot E_1 + \frac{1}{6} \cdot V^* \right) - j \cdot \frac{1}{2} \cdot V^* \cdot \sqrt{3}$ $U_c = -\left(\frac{1}{3} \cdot E_1 + \frac{1}{6} \cdot V^* \right) + j \cdot \frac{1}{2} \cdot V^* \cdot \sqrt{3}$
D	$U_a = V^*$ $U_b = -\frac{1}{2} \cdot V^* - j \cdot \frac{1}{2} \cdot E_1 \cdot \sqrt{3}$ $U_c = -\frac{1}{2} \cdot V^* + j \cdot \frac{1}{2} \cdot E_1 \cdot \sqrt{3}$		

B. Clasificación de componentes simétricas

Esta clasificación distingue los *sags* según si la caída de tensión mayor ocurre en una fase o entre 2 fases. *Sags* con caídas de tensión iguales en las tres fases son casos particulares de las caídas en una o entre 2 fases. La componente de secuencia cero de tensión es tratada como una característica aparte y en general no se considera. Se definen la “tensión característica” V y el “factor PN” F . La expresión general para un *sag* de tensión con una caída principal en la fase a sin componentes de secuencia cero (denominada *sag* tipo Da) es:

$$\begin{aligned}
 U_a &= V \\
 U_b &= -\frac{1}{2} \cdot V - j \cdot \frac{1}{2} \cdot F \cdot \sqrt{3} \\
 U_c &= -\frac{1}{2} \cdot V + j \cdot \frac{1}{2} \cdot F \cdot \sqrt{3}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

La expresión general para un *sag* de tensión con una caída principal entre las fases *b* y *c* (denominada *sag* tipo *Ca*) es:

$$\begin{aligned} U_a &= F \\ U_b &= -\frac{1}{2} \cdot F - j \cdot \frac{1}{2} \cdot V \cdot \sqrt{3} \\ U_c &= -\frac{1}{2} \cdot F + j \cdot \frac{1}{2} \cdot V \cdot \sqrt{3} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Donde $|F| \geq |V|$.

2.3.5 NOTCH O MICROCORTE DE TENSIÓN

El IEEE denomina *notch* de manera general para referirse a cualquier reducción de tensión con una duración inferior a medio ciclo (0,01 s). Por ejemplo, la conmutación de un diodo o tiristor a otro en un rectificador trifásico crea cortocircuitos con una duración inferior a 1 ms, resultando en una reducción de la tensión de la fuente de alimentación.

En Figura 2-10 se ilustra un *notch* de tensión. En esta se distingue el tiempo de duración *t* del *notch* (en μs) y la profundidad del *notch* (en *V*).

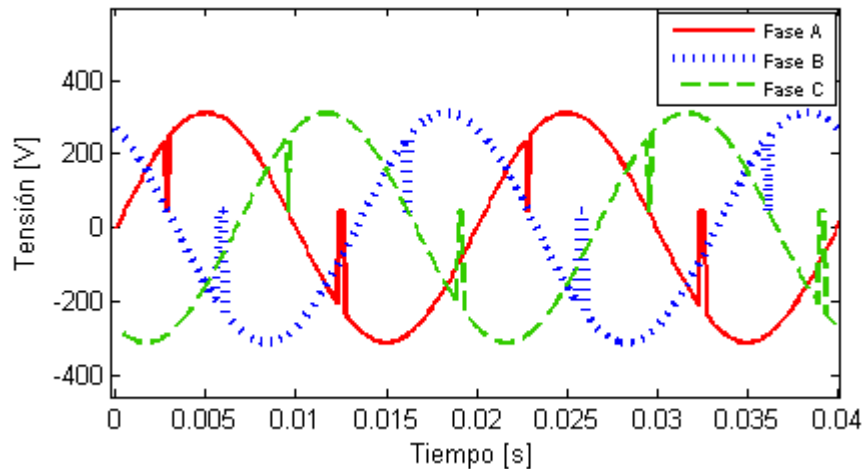


Figura 2-10: Ejemplo notch de tensión

2.3.6 VARIACIONES DE FRECUENCIA

Desbalances entre la generación y la demanda pueden generar variaciones de la frecuencia de la red. Redes aisladas basadas en generación distribuida o sistemas móviles de potencia, tales como barcos y aeronaves, son particularmente susceptibles a este tipo de fenómenos [6].

2.3.7 FLICKER

Si la tensión varía, el flujo de potencia normalmente también varía. Dependiendo de la magnitud de las variaciones el desempeño de los equipos conectados puede verse afectado. En general, es extraño que las variaciones de tensión afecten a las cargas a excepción de las luminarias. Variaciones de la magnitud de tensión con frecuencias fluctuantes entre 1 y 10 Hz son perceptibles por el ojo humano, resultando en un parpadeo molesto. A este fenómeno se le denomina *flicker*. Esta perturbación puede ser representada como una modulación donde una frecuencia – inferior a la industrial – modula la magnitud de la tensión.

2.3.8 SWELL O ALZA SOSTENIDA DE TENSIÓN [13]

Se denomina *swell* al incremento sostenido de la magnitud de tensión en un rango comprendido entre 1,1 p.u. a 1,8 p.u. En general se acepta que un *swell* tiene una duración comprendida entre 0,5 ciclos (0,01 s) a 1 minuto. No son tan comunes como los *sags* de tensión, sus principales causas son:

- Salida de cargas importantes.
- Energización de bancos de condensadores.
- Incremento de tensión de las fases sanas durante una falla monofásica a tierra.

En la Tabla 2-4 se presenta un cuadro resumen de las perturbaciones presentes en sistemas eléctricos de potencia, antes descritas, basado en las definiciones del estándar IEEE-1159 según lo presentado en [13].

Tabla 2-4: Características de perturbaciones típicas de la red eléctrica.

Perturbación	Contenido espectral típico	Duración típica	Magnitud de tensión típica
Distorsión armónica	0 – 100 ¹⁰	Régimen permanente	0 – 20 %
Distorsión interarmónica	0 – 6 kHz	Régimen permanente	0 – 2 %
Sag		0,5 ciclos– 1 min	0,1 – 0,9 p. u.
Notch		Régimen permanente	
Flicker	< 25 Hz	Intermitente	0,1 – 7 %
Swell		0,5 – 30 ciclos	1,1 – 1,8 p. u.
		30 ciclos – 3 s	1,1 – 1,4 p. u.
		3 s – 1 min	1,1 – 1,2 p. u.
Variaciones de frecuencia		< 10 s	

¹⁰ Orden de armónico.

2.4 ALGORITMOS PARA LA DETECCIÓN DE FASE

A continuación se presentan de manera sucinta algunos tipos de métodos para la detección de ángulo de fase de la tensión de la red de suministro eléctrico.

2.4.1 MÉTODO DE DETECCIÓN DE CRUCES POR CERO

Este método se basa en la detección de los cruces por cero de la señal de tensión para la obtención de la fase. La información relevante (cruce por cero) puede ser detectada una vez cada medio ciclo (10 ms); dada su dinámica lenta, su desempeño es insatisfactorio. Debido a su obsolescencia no se profundiza al respecto.

2.4.2 MÉTODOS BASADOS EN FILTROS [1] [2]

El ángulo de fase de la señal de tensión puede obtenerse mediante la aplicación de filtros a las tres tensiones del sistema (U_a, U_b, U_c). Según el sistema de referencia sobre el cual se aplique el filtro se reconocen estructuras basadas en: ejes de referencia estacionarios (por ejemplo, coordenadas $\alpha\beta$) o ejes de referencia girando a velocidad de sincronismo (por ejemplo, coordenadas dq).

2.4.2.1 SISTEMA DE REFERENCIA ESTACIONARIO – COORDENADAS DE CLARKE

En Figura 2-11 se presenta una manera para obtener el ángulo de fase de la tensión de la red mediante el uso de filtros basados en un sistema de referencia estacionario. Las tres tensiones de la red son transformadas mediante una matriz de transformación adecuada (transformada de Clarke); las componentes resultantes de la transformación son filtradas mediante algún tipo de filtro: pasa bajo, supresor o de espacio vectorial, entre otros; finalmente, previa normalización, a partir de la aplicación de la función trigonométrica \tan^{-1} entre las componentes de eje alfa y eje beta se obtiene el ángulo buscado.

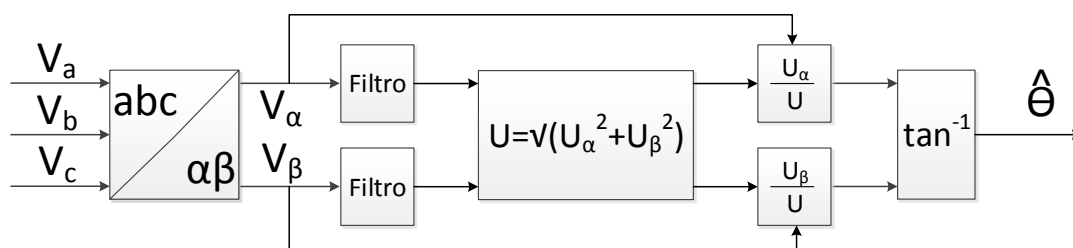


Figura 2-11: Esquema general algoritmo de detección de fase basado en filtro en sistema de referencia estacionario.

2.4.2.2 SISTEMA DE REFERENCIA SINCRÓNICO – COORDENADAS DQ

Similar al método descrito en el acápite anterior es el que se presenta en Figura 2-12. Esta vez a las tensiones de la red se le aplican dos transformaciones: la primera transformación es la transformada de Clarke, la cual reduce la dimensión de las variables de tres a dos; la segunda transformación traslada el vector de tensiones $\alpha\beta$ a un sistema de coordenadas rotatorio a velocidad de sincronismo. Las dos variables resultantes son continuas, a éstas se le aplica un filtro (por ejemplo: pasa bajo, supresor, rechaza banda, entre otros). Una vez filtradas, las variables son transformadas al sistema de referencia estacionario $\alpha\beta$, obteniéndose el ángulo a partir de la aplicación de la función \tan^{-1} .

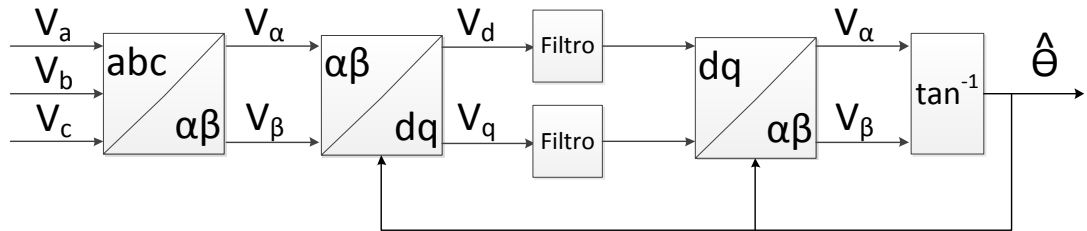


Figura 2-12: Esquema general algoritmo de detección de fase basado en filtro en sistema de referencia rotatorio sincrónico.

Es sabido que los algoritmos basados en filtros introducen retardos en la señal, lo que no es conveniente para el cálculo del ángulo de fase de la señal de tensión ya sea para efectos de sincronización o control.

2.4.3 MÉTODOS BASADOS EN PHASE LOCKED – LOOP

2.4.3.1 PHASE LOCKED – LOOP

En la actualidad la técnica más usada para la extracción del ángulo de fase de la señal de tensión de la red es la basada en PLL (por sus siglas en inglés) [1]. En términos generales un PLL se puede entender como mecanismo en que una señal sigue a otra, es decir, un PLL permite obtener una señal de salida con igual frecuencia y fase que la señal de entrada con la cual es alimentado [14].

Un esquema de PLL ampliamente utilizado se presenta en Figura 2-13. Como se observa, existe un módulo transformador en el cual las tensiones en coordenadas abc son transformadas a un sistema de referencia estacionario bidimensional (coordenadas $\alpha\beta$); las variables resultantes son transformadas a un sistema de referencia rotatorio (dq), el ángulo utilizado es el resultante del bloque de control del PLL. La tensión de eje directo en coordenadas dq , U_d , es comparada con una referencia U_d^* igual a cero. La comparación ingresa a un controlador, usualmente PI, del cual se obtiene la frecuencia de la red. A partir de la frecuencia se determina el ángulo de fase de la red con el cual se realimenta el bloque de transformación.

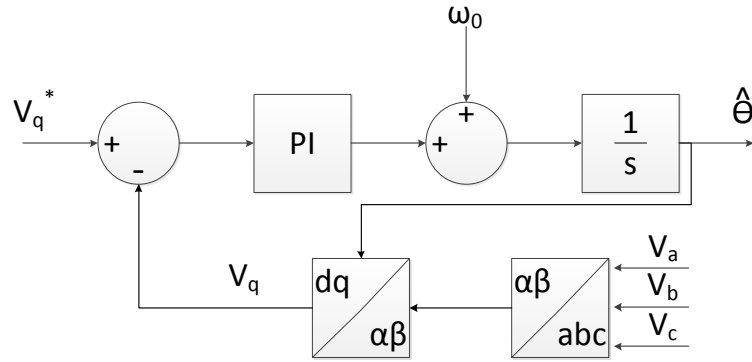


Figura 2-13: Estructura general método de detección de fase basado en PLL trifásico en coordenadas dq.

2.4.3.2 CONCEPTOS BÁSICOS [15]

Phase – Locked Loop (PLL) es una técnica que permite generar una señal de salida de igual fase y frecuencia que una señal periódica de entrada.

Funcionalmente el PLL se constituye de 3 componentes: un detector de fase (PD por su sigla en inglés); un filtro (generalmente uno de tipo pasa bajo); y un oscilador controlado (VCO por su sigla en inglés) cuya frecuencia es, valga la redundancia, controlada externamente. En Figura 2-14 se presenta el diagrama básico de un PLL. El PD compara la fase de la señal periódica de entrada con la fase del oscilador, la medida resultante – asociada a la diferencia de fase entre las dos señales – es filtrada para posteriormente ser sometida al VCO. El control del VCO cambia la frecuencia de modo de reducir la diferencia de fase entre la señal de entrada y la señal de salida.



Figura 2-14: Diagrama básico PLL.

2.4.3.3 FUNCIONES DE TRANSFERENCIA BÁSICAS

Considérese un lazo constituido por un PD, un filtro y un VCO como el de Figura 2-14. El ángulo θ_i corresponde a la fase de la señal de entrada mientras que θ_o corresponde a la fase a la salida del VCO. Se supone que el lazo es cerrado, que el PD es lineal y que su salida es proporcional a la diferencia entre los ángulos θ_i y θ_o , esto es:

$$v_d = K_d \cdot \left(\frac{\theta_i - \theta_o}{\theta_e} \right) \quad (2.4)$$

Donde K_d es la ganancia del detector $\frac{V}{rad}$.

La señal de tensión de error de fase v_d es filtrada mediante el filtro representado por la función de transferencia $F(s)$ con el objetivo de eliminar ruido y componentes de alta frecuencia, el cual además define la dinámica del PLL.

La frecuencia del VCO es determinada por la tensión de control v_c , resultante de la aplicación del filtro $F(s)$ sobre v_d . Las variación del VCO respecto a su centro de frecuencia es representada por $\Delta\omega = K_o \cdot v_c$, donde K_o es el factor de ganancia, en $\frac{rad}{s \cdot V}$, del VCO. Dado que la frecuencia corresponde a la derivada del ángulo de fase se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_o(t)}{dt} &= K_o \cdot v_c \\ \Leftrightarrow \mathcal{L}\left\{\frac{d\theta_o(t)}{dt}\right\} &= \mathcal{L}\{K_o \cdot v_c\} = s \cdot \theta_o(s) = K_o \cdot V_c(s) \\ \Rightarrow \theta_o(s) &= \frac{K_o \cdot V_c(s)}{s} \end{aligned} \quad (2.5)$$

De (2.5) se desprende que la salida del VCO está linealmente relacionada a la integral de la tensión de control V_c .

En resumen, en el dominio de Laplace un PLL se describe como:

$$\begin{aligned} V_d(s) &= K_d \cdot (\theta_i(s) - \theta_o(s)) \\ V_c(s) &= F(s) \cdot V_d(s) \\ \theta_o &= \frac{K_o}{s} \cdot V_c(s) \end{aligned} \quad (2.6)$$

De la combinación de las ecuaciones presentadas en (2.6) se obtienen las ecuaciones básicas de lazo cerrado (Figura 2-15) como:

$$\begin{aligned} \theta_o(s) &= (\theta_i(s) - \theta_o(s)) \cdot K_d \cdot F_s(s) \cdot \frac{K_o}{s} \\ \theta_o \cdot (s + K_d \cdot K_o \cdot F_s(s)) &= \theta_i(s) \cdot K_d \cdot K_o \cdot F(s) \\ \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} &= \frac{K_d \cdot K_o \cdot F(s)}{s + K_d \cdot K_o \cdot F(s)} = H(s) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Donde $H(s)$ corresponde a la función de transferencia de lazo cerrado.

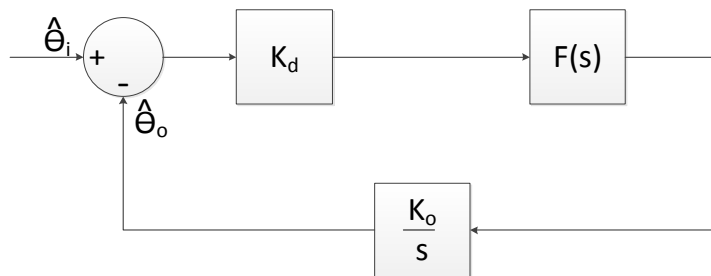


Figura 2-15: Lazo cerrado de control PLL.

2.4.3.4 ALGORITMOS BASADOS EN PLL

A. Synchronous Reference Frame PLL

En Figura 2-16 se presenta el diagrama de bloques correspondiente al *Synchronous Reference Frame* PLL (SRF-PLL). El VCO corresponde a un integrador y una constante ($\omega_0 = 2 \cdot \pi i \cdot 50 \text{ rad}$). La transformación de Park corresponde al detector de fase, la tensión en cuadratura v_q representa al error entre la fase de la señal de entrada y la señal de salida (θ_e). Las tensiones provenientes de la red en coordenadas naturales (abc), son transformadas a coordenadas $\alpha\beta$ mediante la transformación de Clarke (ecuación (2.8)); posteriormente las tensiones $\alpha\beta$ se transforman a un sistema de referencia sincrónico (dq), mediante la transformación de Park (ecuación (2.9)), obteniéndose señales continuas (en estado estacionario) lo que simplifica el diseño del controlador de lazo cerrado [16].

$$[T_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$[T_{dq}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

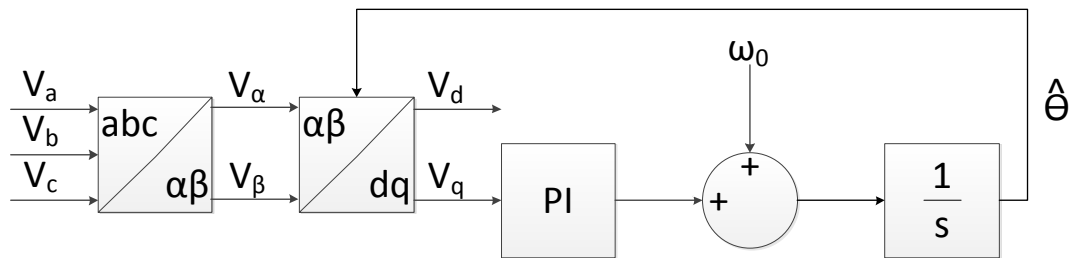


Figura 2-16: Diagrama de bloques SRF-PLL.

Considérese un sistema balanceado¹¹, el valor promedio de la tensión en eje en cuadratura (\bar{v}_q) es cero, al igual que el promedio de la amplitud de la componente fundamental del vector de secuencia positiva (\bar{v}_d). Luego, en régimen permanente $\bar{\theta}_e = 0$, por lo tanto el sistema está rastreando la componente fundamental de secuencia positiva [17].

Si sólo la secuencia positiva es considerada como entrada, el SRF-PLL es capaz de operar en un amplio ancho de banda (PLL de alta ganancia), lo que es una de las características más deseadas de este algoritmo. No obstante, cuando se consideran perturbaciones – desbalance de las entradas – una sintonización de baja ganancia es recomendada [17].

El SRF-PLL es un sistema no lineal. Cuando la señal de salida se asemeja a la de entrada se puede considerar que $\omega_i \approx \omega_0$ y $\theta_i \approx \theta_0$ (se suponen entradas balanceadas) [9], luego se tiene:

¹¹ Tensiones de igual magnitud y frecuencia, desfasadas en 120°.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}}_{V_{dq}} = \begin{bmatrix} V \cdot \cos(\theta_i - \theta_o) \\ V \cdot \sin(\theta_i - \theta_o) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} V \\ V \cdot \frac{(\theta_i - \theta_o)}{\theta_e} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Donde, V es el valor máximo de tensión de la componente de secuencia positiva de la tensión fase neutro de alguna fase (suponiendo un sistema balanceado), la cual es típicamente normalizada para efecto de sintonización [16].

Posterior a la etapa de transformación, la tensión en eje en cuadratura es filtrada. A la resultante del bloque de control PI se le suma el centro de frecuencia (valor esperado de frecuencia), obteniéndose la frecuencia del sistema; la integral del resultado anterior corresponde al ángulo de fase buscado.

El ajuste del filtro es importante dada la relación de compromiso existente entre la velocidad de la respuesta y la precisión de éste, lo que se traduce en que la mejora de un aspecto supone un desmedro del otro. La función de transferencia aproximada del lazo cerrado está dada por [18]:

$$F(s) = \frac{2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (2.11)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p \cdot E_m}{\tau}} \quad \zeta = \frac{K_p \cdot E_m}{2 \cdot \omega_n} \quad (2.12)$$

Donde, ω_n es la frecuencia natural, ζ es el coeficiente de amortiguamiento, $E_m = -V$ (V es la amplitud de la tensión) y K_p es la constante proporcional del controlador PI. La constante integral K_i se obtiene como $K_i = \tau \cdot K_p$.

Ante situaciones de desbalance un vector de tensión se representa de forma genérica como $V = V^+ + V^- + V^0$, donde los superíndices “+”, “-” y “0” denotan si la componente es de secuencia positiva, negativa o cero, respectivamente. Aplicando (2.8) sobre un vector de tensión desbalanceado se obtiene su representación en coordenadas de Clarke:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^+ \cdot \cos \theta^+ + V^- \cdot \cos \theta^- \\ V^+ \cdot \sin \theta^+ + V^- \cdot \sin \theta^- \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Aplicando la transformada de Park a la expresión (2.13) se obtiene el vector de tensiones en coordenadas dq .

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \\ -\sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V^+ \cdot \cos \theta^+ + V^- \cdot \cos \theta^- \\ V^+ \cdot \sin \theta^+ + V^- \cdot \sin \theta^- \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} V^+ \cdot \cos(\theta^+ - \hat{\theta}) + V^- \cdot \cos(\theta^- - \hat{\theta}) \\ V^+ \cdot \sin(\theta^+ - \hat{\theta}) + V^- \cdot \sin(\theta^- - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} V^+ + V^- \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) \\ -V^- \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Donde, ω es la frecuencia angular del sistema. En régimen estacionario se cumple que $\hat{\theta} \approx \theta^+ = -\theta^- = \omega \cdot t$. En (2.13) se observa que tanto la componente en eje α como en eje β contienen información sobre las componentes de secuencia negativa y positiva, dificultando la detección de esta última (componente de interés). De (2.14) se desprende que ante condiciones de desbalance el SRF-PLL presenta segundos armónicos sustanciales que dificultan obtener información sobre la magnitud y ángulo del vector de tensiones de red [7]. En resumen, en condiciones de desbalance el desempeño del SRF-PLL desmejora, siendo necesaria una reformulación de su estructura que le permita desenvolverse apropiadamente en dichas circunstancias.

B. Double Synchronous Reference Frame PLL

El *Double Synchronous Reference Frame PLL* (DSRF-PLL) está compuesto por dos SRF-PLL convencionales y un circuito de síntesis el cual tiene como objetivo descomponer el vector de tensiones en sus componentes de secuencia positiva y negativa, lo que permite soslayar la limitación del SRF-PLL frente a perturbaciones. Ambos PLL operan de manera independiente, rotando en direcciones opuestas (positiva y negativa, respectivamente), permitiendo detectar ambas componentes.

En Figura 2-17 se presenta el diagrama del DSRF-PLL. Destacado en la figura se encuentra el circuito de síntesis, constituido por: un filtro pasa bajos (LPF por sus siglas en inglés), dos multiplicadores y dos funciones trigonométricas ortogonales, cuyo objetivo es la generación de dos señales ortogonales en fase a la señal de entrada y de igual magnitud [7]. Ambos PLL permiten detectar las componentes de secuencia positiva y negativa paralelamente. Las señales resultantes de los circuitos de síntesis realimentan la entrada de los bloques de transformación $\alpha\beta$ - dq , “limpiando” las entradas de los SRF-PLL respectivos. La secuencia positiva es detectada por el PLL asociado a la salida $\hat{\theta}^+$, mientras que la secuencia negativa es detectada por el PLL asociado a la salida $\hat{\theta}^-$.

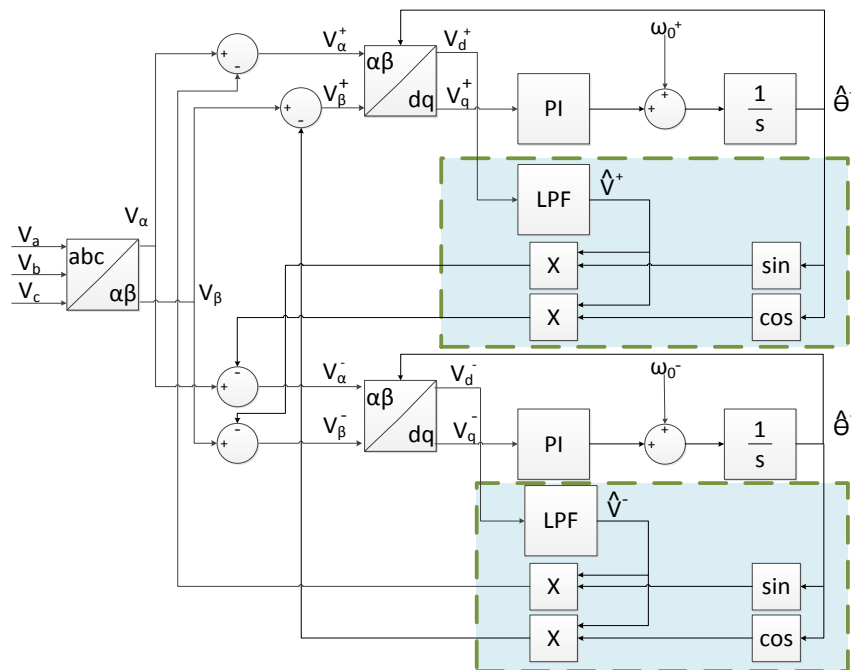


Figura 2-17: Diagrama de bloques DSRF-PLL.

El comportamiento del DSRF-PLL se describe a continuación [3].

Inicialmente $v_d = 0$ y $\hat{\theta} = \omega_0 \cdot t$, las salidas de los circuitos de síntesis son nulas lo que equivale a la no existencia de desacople, ambos PLL contienen información tanto de la componente positiva como negativa. Si se considera un sistema rotatorio de secuencia positiva la ecuación (2.14) se traduce a:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V^+ \cdot \cos(\theta^+ - \hat{\theta}^+) + V^- \cdot \cos(\theta^- - \hat{\theta}^+) \\ V^+ \cdot \sin(\theta^+ - \hat{\theta}^+) + V^- \cdot \sin(\theta^- - \hat{\theta}^+) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} V^+ + V^- \cdot \cos(-2 \cdot \omega_0^+ \cdot t) \\ V^- \cdot \sin(-2 \cdot \omega_0^+ \cdot t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.15)$$

El armónico de segundo orden generado se elimina mediante un filtro pasa bajo dado por:

$$LPF(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (2.16)$$

Donde ω_c es la frecuencia de corte del filtro.

A partir de Figura 2-17 se desprende la siguiente representación en variables de estado:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V}^+ \\ \hat{V}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_c \cdot (V^+ - x_1 + (V^- - x_2) \cdot \cos(\theta^+ - \theta^-)) \\ \omega_c \cdot (V^- - x_2 + (V^+ - x_1) \cdot \cos(\theta^+ - \theta^-)) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

En estado estacionario se cumple que $x_1 = V^+$ y $x_2 = V^-$, lo que implica que la componente de eje directo v_d convergerá al valor de la amplitud del vector de entrada y la salida de los circuitos de síntesis serán las componentes desacopladas.

C. Second Order Generalized Integrator PLL

Previo a la descripción de este método se efectúa una breve explicación sobre la obtención de componentes de secuencia positiva y secuencia negativa en coordenadas $\alpha\beta$.

i. Cálculo de componentes de secuencia positiva y negativa en coordenadas $\alpha\beta$

Las componentes de secuencia positiva V_{abc}^+ y negativa V_{abc}^- de un vector de tensiones en coordenadas naturales $V_{abc} = [V_a \ V_b \ V_c]^T$ se obtienen como [19]:

$$\begin{aligned} V_{abc}^+ &= [T_+] \cdot V_{abc} \\ V_{abc}^- &= [T_-] \cdot V_{abc} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Donde $[T_+]$ y $[T_-]$ se definen como:

$$[T_+] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \quad [T_-] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$\text{Con } a = e^{j \frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + e^{j \frac{\pi}{2}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

Aplicando la matriz de transformación de Clarke a los vectores definidos en (2.18) se obtiene:

$$\begin{aligned}
 V_{\alpha\beta}^+ &= \begin{bmatrix} v_{\alpha}^+ \\ v_{\beta}^+ \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \cdot V_{abc}^+ = [T_{\alpha\beta}] \cdot [T_+] \cdot V_{abc} = [T_{\alpha\beta}] \cdot [T_+] \cdot [T_{\alpha\beta}]^T \cdot V_{\alpha\beta} \\
 &= \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} \cdot V_{\alpha\beta} \\
 V_{\alpha\beta}^- &= \begin{bmatrix} v_{\alpha}^- \\ v_{\beta}^- \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \cdot V_{abc}^- = [T_{\alpha\beta}] \cdot [T_-] \cdot V_{abc} = [T_{\alpha\beta}] \cdot [T_-] \cdot [T_{\alpha\beta}]^T \cdot V_{\alpha\beta} \\
 &= \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \cdot V_{\alpha\beta}
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

Donde $q = e^{-j \cdot \frac{\pi}{2}}$ es un operador cambio de fase en el dominio del tiempo el cual permite obtener una versión en cuadratura (con 90° de retraso) de una señal periódica.

ii. SOGI – PLL

En Figura 2-18 se presenta el diagrama de bloques del *Second Order Generalized Integrator PLL* (SOGI-PLL). Este tipo de algoritmo para la detección de fase se basa, al igual que el DSRF-PLL, en la separación de las componentes de secuencia, pero con mejor respuesta dinámica [8]. Su estructura incorpora la generación de señales en cuadratura¹² para la obtención de las componentes de secuencia positiva y negativa en coordenadas $\alpha\beta$, basándose en el modo de obtención descrito en la sección anterior; el bloque encargado de la descomposición se denomina SOGI y se aprecia destacado en la Figura 2-18. La componente de secuencia positiva es utilizada para la alimentación de un SRF-PLL convencional, que sucede al bloque SOGI, mediante el cual se obtiene el ángulo de fase.

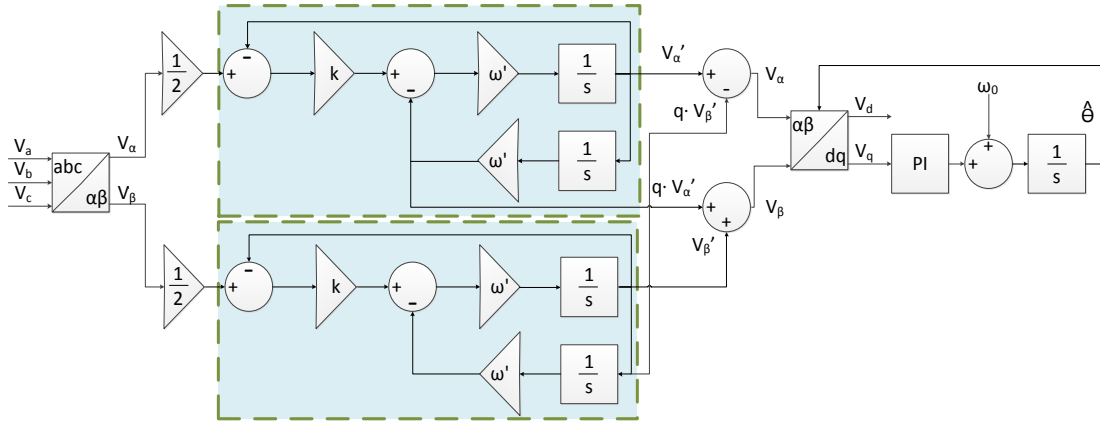


Figura 2-18: Diagrama de bloques SOGI-PLL.

¹² Al tratarse de señales sinusoidales, la obtención de las señales en cuadratura (retraso de 90°) se logra integrando.

Las funciones de transferencia que representan al bloque SOGI generador de señales en cuadratura son [20]:

$$\begin{aligned} D(s) &= \frac{v'}{v}(s) = \frac{k \cdot \omega' \cdot s}{s^2 + k \cdot \omega' \cdot s + \omega'^2} \\ Q(s) &= \frac{q \cdot v'}{v}(s) = \frac{k \cdot \omega'^2}{s^2 + k \cdot \omega' \cdot s + \omega'^2} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Donde ω' es la frecuencia de resonancia y k es el factor de decaimiento del SOGI. A partir de los diagramas de Bode respectivos para cada función (ver Figura 2-19, $D(s)$ a la izquierda y $Q(s)$ a la derecha) se desprende que para menores valores de k la respuesta es más selectiva, sin embargo el desempeño del SOGI desmejora en la medida que la frecuencia de la señal se aleja de la frecuencia de resonancia.

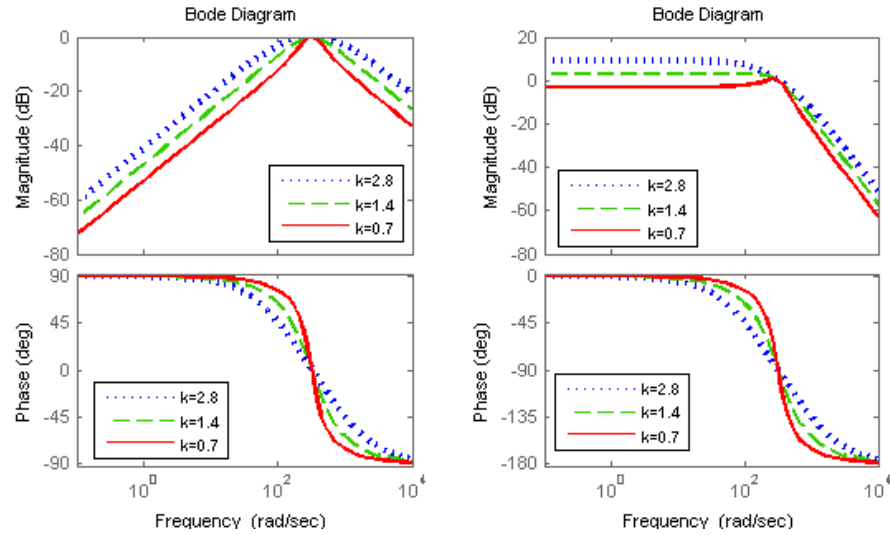


Figura 2-19: Diagramas de Bode funciones de transferencia $D(s)$ y $Q(s)$.

La frecuencia de resonancia utilizada en los diagramas corresponde a $\omega' = 2 \cdot \pi \cdot 50 \frac{rad}{s}$.

D. Sinusoidal Signal Integrator PLL

El algoritmo *Sinusoidal Signal Integrator PLL* (SSI-PLL) está constituido por un SRF-PLL antecedido por un bloque integrador proporcional-sinusoidal de señales (P-SSI por sus siglas en inglés); en Figura 2-21 se presenta el diagrama de bloques correspondiente, se destaca el P-SSI.

La función de transferencia del P-SSI está dada por:

$$H_{P-SSI}(s) = k_p + \frac{2 \cdot k_i \cdot s}{s^2 + \omega_0^2} = H_p(s) + H_{SSI}(s) \quad (2.22)$$

Donde k_p es la ganancia proporcional, k_i es la ganancia integral y ω_0 es la frecuencia de resonancia del SSI. En Figura 2-20 se presenta la respuesta del P-SSI en su representación de Bode para: $k_p = -1$, $k_i = 0,001$ y $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 50 \frac{rad}{s}$.

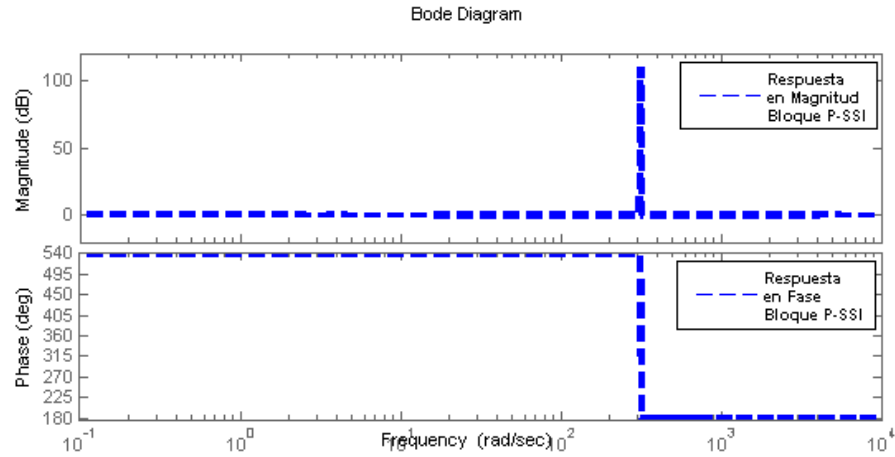


Figura 2-20: Diagrama de Bode P-SSI.

El objetivo del P-SSI es obtener error de régimen permanente cero para señales sinusoidales con una frecuencia específica ω_0 . Dado que el P-SSI actúa como un filtro resonante en ω_0 (ver Figura 2-20), es posible la implementación paralela de este tipo de filtros. Una ventaja a destacar es la capacidad del SSI de operar tanto con componentes de secuencia positiva como negativa [21]. El vector de tensiones en coordenadas $\alpha\beta$ es sometido al filtro P-SSI para luego alimentar un SRF-PLL convencional. Cabe notar que para su correcto desempeño el P-SSI requiere conocer la secuencia de fases para la determinación de la componente de eje beta, dependiendo si la secuencia es positiva o negativa el bloque “Detector de Secuencia” debe entregar -1 o 1, respectivamente.

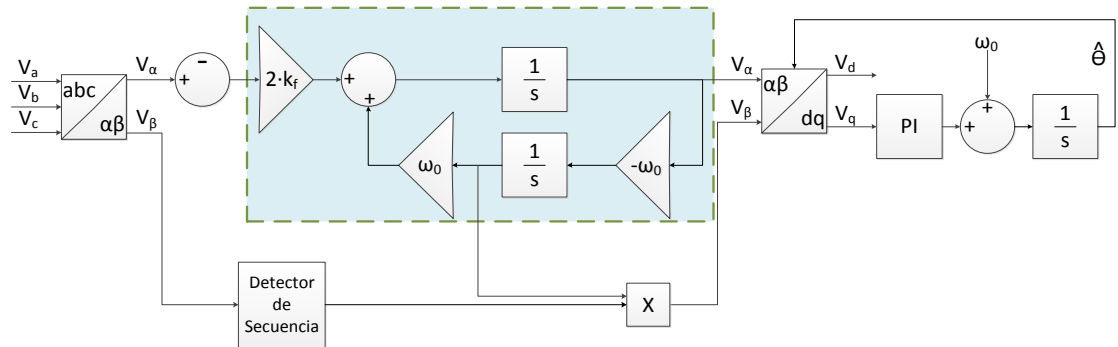


Figura 2-21: Diagrama de bloques SSI-PLL.

E. Adaptive Notch Filter PLL

Un filtro *notch* (NF por sus siglas en inglés) corresponde a un filtro cuya ganancia es unitaria para todas las frecuencias salvo para la frecuencia *notch* (hendidura) para la cual posee ganancia cero. Si bien no es posible crear un NF ideal es posible aproximarse a éste limitando el ancho de banda del filtro [4].

La función de transferencia asociada a un NF se presenta en (2.23):

$$N(s) = \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + s \cdot \frac{\omega_z}{Q} + \omega_z^2} \quad (2.23)$$

Donde ω_z es la frecuencia a eliminar (frecuencia *notch*) y Q el denominado factor de calidad. Altos valores de Q resultan en filtros más selectivos. Q también tiene un impacto sobre la respuesta en fase del filtro, en particular para las frecuencias cercanas a la frecuencia ω_z para las cuales presenta un desfase de -90° ; debido a esta característica es necesario reducir el ancho de banda del PLL con el fin de tener rangos de estabilidad aceptables [9]. En Figura 2-22 se presenta la respuesta en magnitud y fase respecto la frecuencia de un NF para distintos valores de Q .

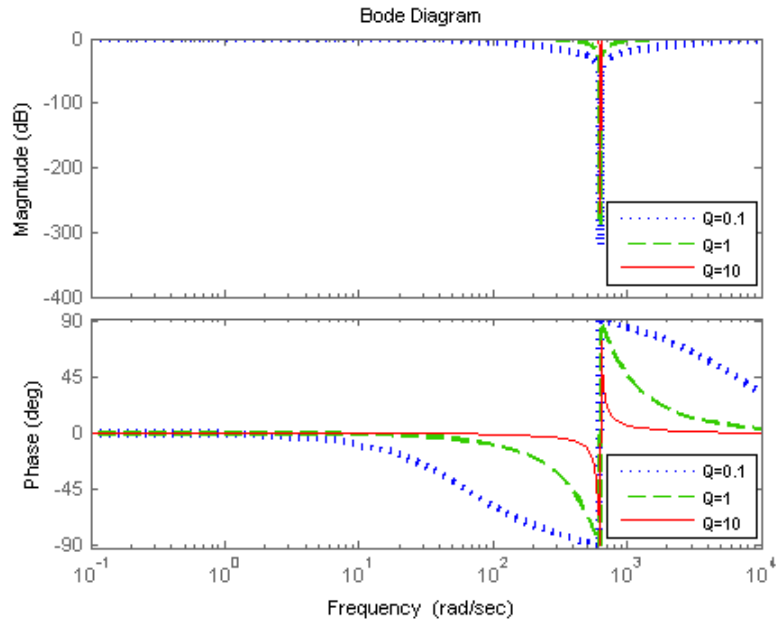


Figura 2-22: Diagrama de Bode NF.

Filtros como éste son utilizados en algoritmos como el SRF-PLL para cancelar los armónicos de segundo orden generados por la presencia de componentes de secuencia negativa en caso de perturbaciones [9]. Sin embargo, si la señal filtrada no tiene una frecuencia constante el NF se vuelve inoperante, en particular para los casos en que se tiene un ancho de banda acotado.

Es por la restricción anterior que en diversas publicaciones [22] [23] [24] proponen un esquema basado en un filtro *notch* adaptativo (ANF por sus siglas en inglés) el cual permite seguir las variaciones de frecuencia de la señal de entrada y de acuerdo a ésta variar la frecuencia *notch*.

En Figura 2-23 se presenta la estructura del ANF, a diferencia del NF convencional es no lineal debido al lazo para la estimación de frecuencia. La variable $y(t)$ corresponde a la variable de entrada y θ es la frecuencia estimada [22].

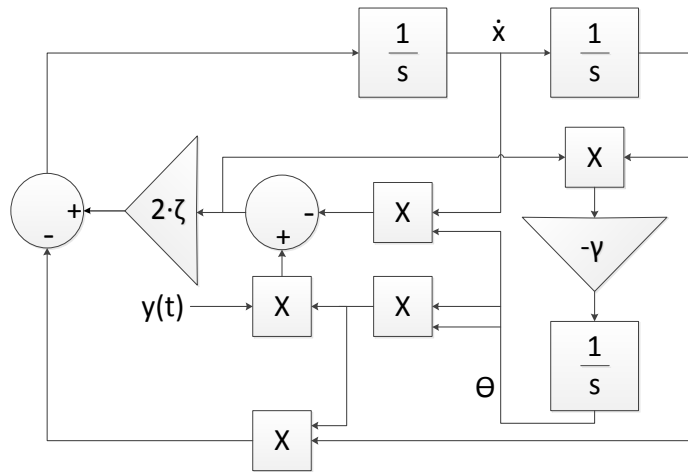


Figura 2-23: Filtro Notch Adaptativo.

El ANF-PLL se constituye de múltiples unidades ANF, permitiendo eliminar tantos armónicos como se desee. La respuesta en el dominio del tiempo de este arreglo es igual a la de un solo ANF lo que es favorable [4]. La estructura de múltiples ANF se presenta en Figura 2-24.

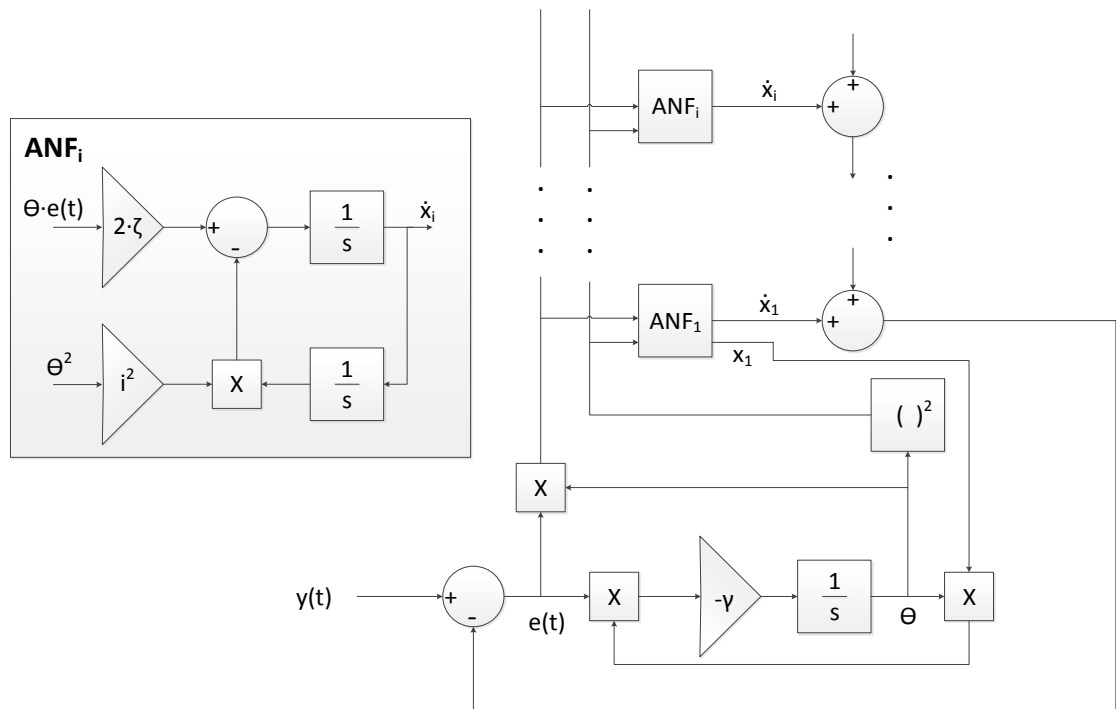


Figura 2-24: Arreglo de bloques ANF en paralelo.

El comportamiento dinámico del sistema presentando en Figura 2-24 queda representado por el siguiente sistema de ecuaciones [4]:

$$\begin{aligned} \ddot{x}_i + i^2 \cdot \theta^2 \cdot x_i &= 2 \cdot \zeta_i \cdot \theta \cdot [y(t) - \dot{x}] \\ \dot{\theta} &= -\gamma \cdot x_1 \cdot \theta \cdot [y(t) - \dot{x}] \end{aligned} \quad (2.24)$$

Donde i corresponde al número de bloque, y x se define como:

$$\dot{x} = [\dot{x}_1 + \dot{x}_2 + \dots + \dot{x}_N] \quad (2.25)$$

La salida del i-ésimo filtro ANF en estado estacionario está dada por:

$$\dot{x}_i = A \cdot \sin(i \cdot \omega_0 \cdot t + \varphi_i) \quad (2.26)$$

Los parámetros ζ y γ corresponden a factor de decaimiento y la ganancia de adaptación, respectivamente. ζ determina la “profundidad del *notch*” y por lo tanto la sensibilidad al ruido; γ determina la velocidad de adaptación y por lo tanto la respuesta del ANF frente a variaciones de frecuencia [22].

El ANF-PLL se presenta en Figura 2-25, consiste en un SRF-PLL adaptado al cual se añade el bloque ANF antes del controlador PI. Dependiendo de los bloques implementados en el ANF se puede eliminar los armónicos de segundo orden generados por desbalances como también tantos armónicos como se deseen (por ejemplo de tercer, quinto y séptimo orden, entre otros) sin afectar la respuesta en el tiempo del PLL.

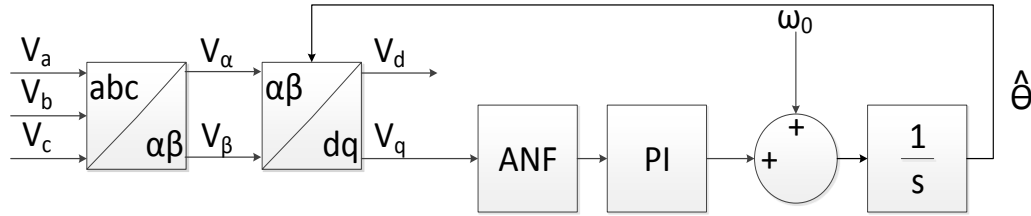


Figura 2-25: Diagrama de bloques ANF-PLL.

Para la determinación de los parámetros γ y ζ se considera la siguiente condición de estabilidad presentada en [22]:

$$\frac{k^2 \cdot \gamma}{4 \cdot \zeta} < 1 \quad (2.27)$$

Donde k corresponde a la amplitud de la tensión.

F. Synchronous Observer-Aided Preprocessing PLL [25]

El diagrama de bloques correspondiente al *Synchronous Observer-Aided Preprocessing PLL* (SOAP-PLL) se presenta en Figura 2-26. Su estructura consiste en un SRF-PLL modificado mediante la adición de un observador¹³ previo al controlador PI. La incorporación del observador se traduce en menos esfuerzos por parte del PLL para el filtrado de armónicos, lo que permite aumentar el ancho de banda para el diseño del bloque de control PI, incrementando así la dinámica del algoritmo para la detección del ángulo.

¹³ En el ANEXO A se presenta el desarrollo para la obtención de las ganancias del observador.

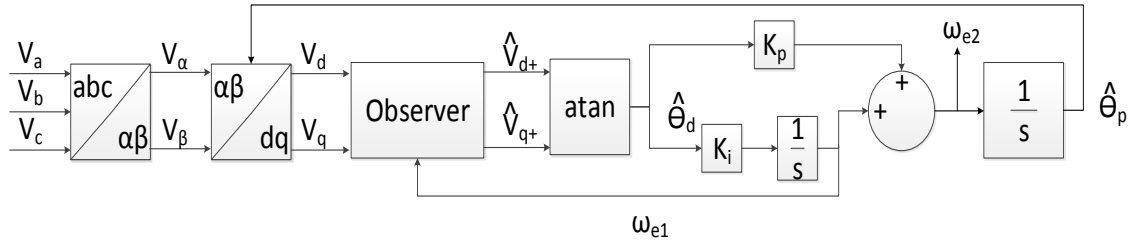


Figura 2-26: Diagrama de bloques SOAP-PLL.

La estructura del observador se presenta en Figura 2-27. El observador utiliza la frecuencia de secuencia positiva estimada $\hat{\omega}_p = \omega_{e2}$ como realimentación, siendo ésta una variable importante para el diseño del mismo. No obstante, como se aprecia en Figura 2-26, en el SOAP-PLL el observador es realimentado con la frecuencia ω_{e1} .

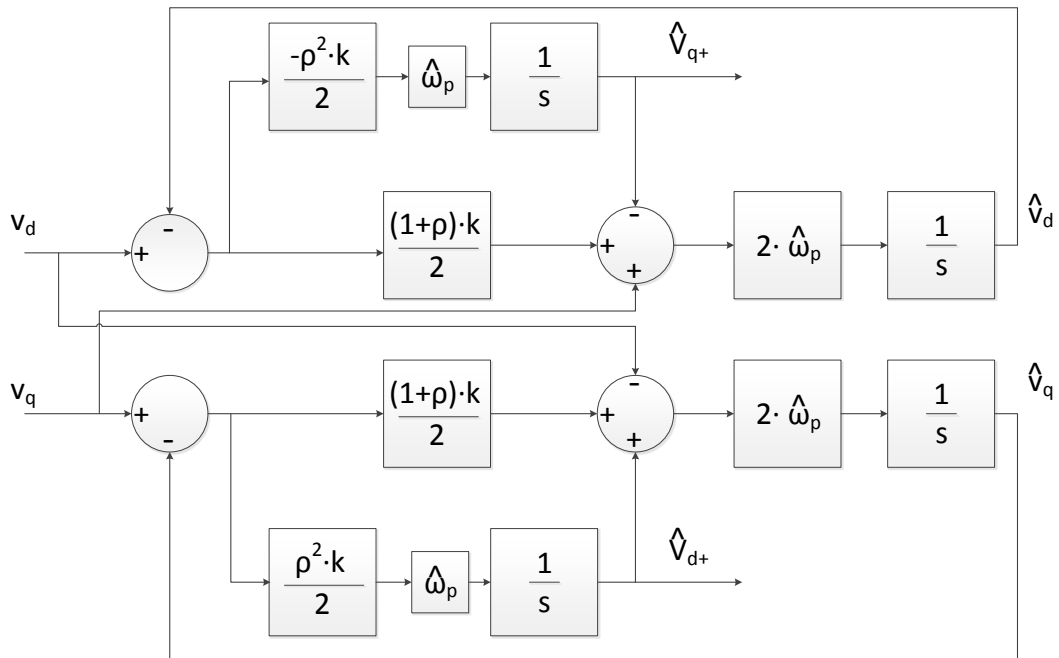


Figura 2-27: Diagrama de bloques observador SOAP-PLL.

La conveniencia de utilizar ω_{e1} sobre ω_{e2} se deriva de las siguientes ecuaciones. Se supone que el ángulo $\hat{\theta}_d$ resultante a la salida del observador corresponde a una buena estimación de θ_d (diferencia entre el ángulo de secuencia positiva real θ_p y el estimado $\hat{\theta}_p$), esto es:

$$\hat{\theta}_d \approx \theta_d = \theta_p - \hat{\theta}_p$$

$$\hat{\theta}_p = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s^2 + K_p \cdot s + K_i} \cdot \theta_p \quad (2.28)$$

De acuerdo a Figura 2-26 ω_{e1} se obtiene como:

$$\omega_{e1} = \frac{K_i}{s} \cdot \hat{\theta}_d \quad (2.29)$$

Reemplazando (2.28) en (2.29) se tiene:

$$\omega_{e1} = \frac{K_i}{s} \cdot (\theta_p - \hat{\theta}_p) = \frac{K_i}{s^2 + K_p \cdot s + K_i} \cdot \underbrace{\theta_p \cdot s}_{\omega_p} \quad (2.30)$$

A partir de (2.30) se desprende que ω_{e1} corresponde a la frecuencia de secuencia positiva sometida a un filtro pasa bajos, luego realimentar el observador con $\hat{\omega}_p$ puede tornar al observador menos sensible a perturbaciones.

G. Lead Compensator PLL

De manera análoga al uso de filtros *notch*, es posible utilizar compensadores en atraso o adelanto en el SRF-PLL para la eliminación de armónicos con la ventaja de obtener una mejor respuesta en fase. En [9] se propone el uso de un compensador en adelanto de segundo orden de la forma siguiente:

$$L(s) = \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + \omega_p^2} \quad (2.31)$$

Donde $\omega_p > \omega_z$. El filtro $L(s)$ consiste en un filtro *notch* para la frecuencia ω_z y un filtro resonante para la frecuencia ω_p . La estructura del SRF-PLL potenciado con el compensador en adelanto de segundo orden presentado en (2.31) se denomina *Lead Compensator PLL* (LC-PLL) y se presenta en Figura 2-28.

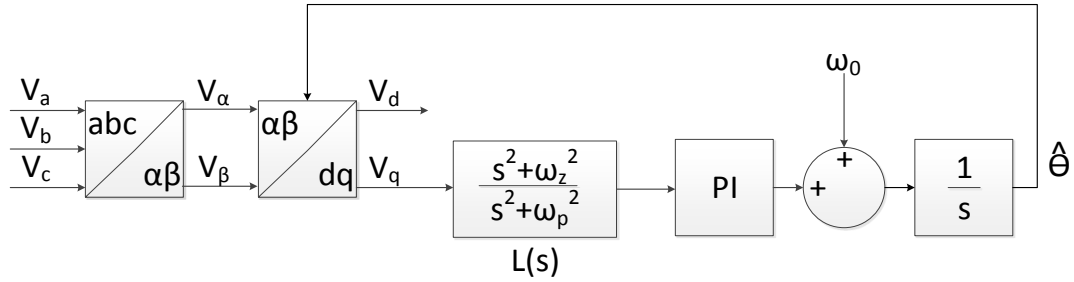


Figura 2-28: Diagrama de bloques LC-PLL.

En contraste al NF-PLL (*Notch Filter PLL*) el LC-PLL presenta una mejor respuesta en fase; en Figura 2-29 se gráfica la respuesta en fase y magnitud en función de la frecuencia de un filtro *notch* como el descrito en la ecuación (2.23) y de un compensador en adelanto de segundo orden como el presentado en (2.31). Los parámetros de diseño de los filtros son los siguientes: $\omega_z = 4 \cdot \pi \cdot 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, $\omega_p = 6 \cdot \pi \cdot 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ y $Q = 10$. Se observa en la gráfica un adelanto de fase de $+180^\circ$ para la frecuencia ω_z lo que permite cancelar dicha frecuencia sin generar un retardo para frecuencias inferiores. Para la frecuencia ω_p se observa un retardo de fase de -180° . La ganancia infinita para ω_p implica un perfecto seguimiento para esta frecuencia, si bien no es de interés para

la aplicación. La añadidura del filtro $L(s)$ permite sintonizar el PLL para un mayor ancho de banda, o mayores ganancias [9].

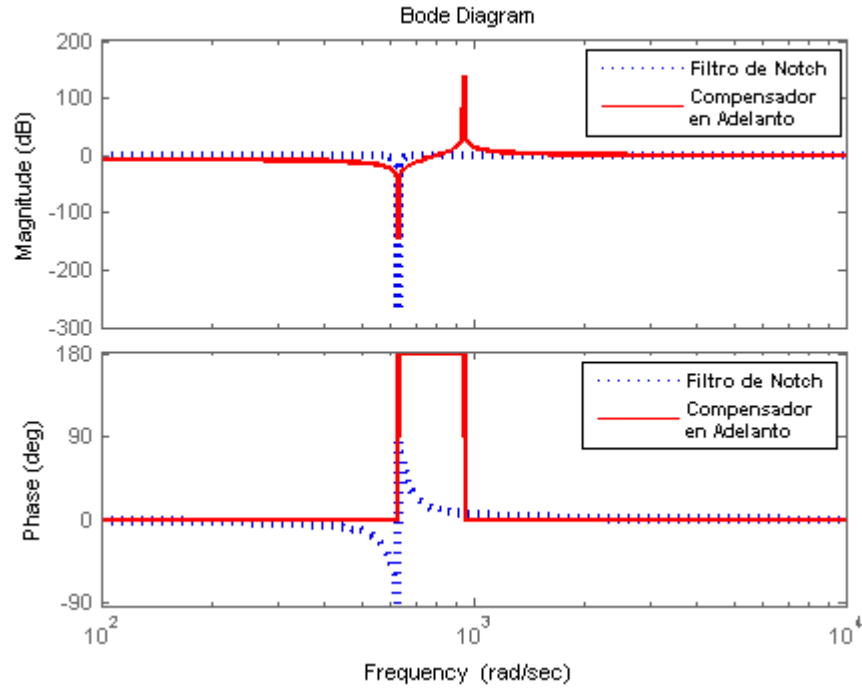


Figura 2-29: Contraste entre diagramas de Bode de un compensador en adelanto y un filtro notch.

En la referencia [9] se demuestra que es posible la implementación de más de un compensador en adelanto; el bloque de control resultante tiene la forma siguiente:

$$L(s) = \prod_{i=1}^n L_i(s) \quad , \quad L_i(s) = \frac{s^2 + \omega_{zi}^2}{s^2 + \omega_{pi}^2} \quad (2.32)$$

Para evitar efectos negativos sobre el SRF-PLL es necesario que se satisfaga que:

$$\omega_{z1} < \omega_{p1} < \omega_{z2} < \omega_{p2} < \omega_{z3} < \omega_{p3} < \dots \quad (2.33)$$

La posibilidad de implementar varios compensadores en adelanto permite la eliminación de los principales armónicos propios de las perturbaciones típicas de la red.

Análogamente al ANF-PLL en [9] se propone una versión adaptativa del LC-PLL (LCA-PLL), esto debido a que la frecuencia de los sistemas eléctricos no es siempre 50 Hz o 60 Hz lo que supone armónicos que varían según lo hace la fundamental; reglamentos como el estándar europeo UNE-EN 50160 o la Norma Técnica de Seguridad y Calidad de Servicio chilena admiten desviaciones de frecuencia del sistema de al menos $\pm 0,5$ Hz.

El diagrama de bloques del LCA-PLL se presenta en Figura 2-30. La estructura corresponde a un SRF-PLL con el aditamento del bloque de compensadores en adelanto adaptativos; la estructura de cada compensador en adelanto adaptativo se presenta en Figura 2-31. Adicionalmente se añade un filtro de segundo orden para la realimentación de frecuencia al bloque compensador.

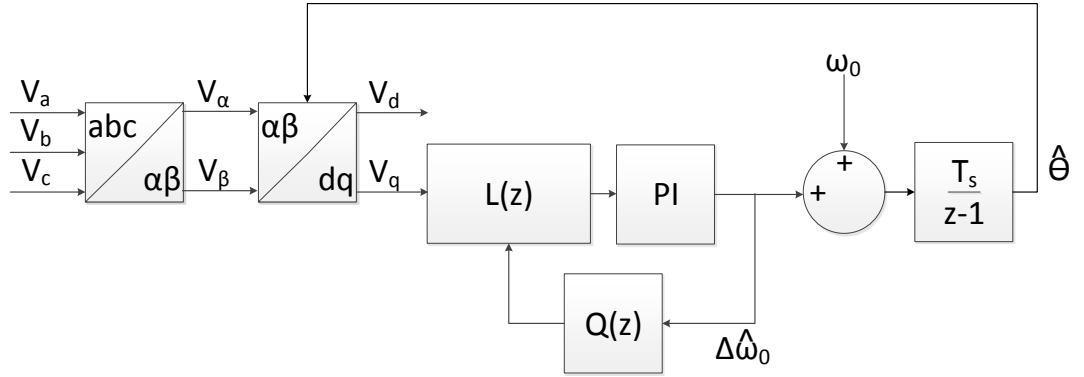


Figura 2-30: Diagrama de bloques LCA-PLL.

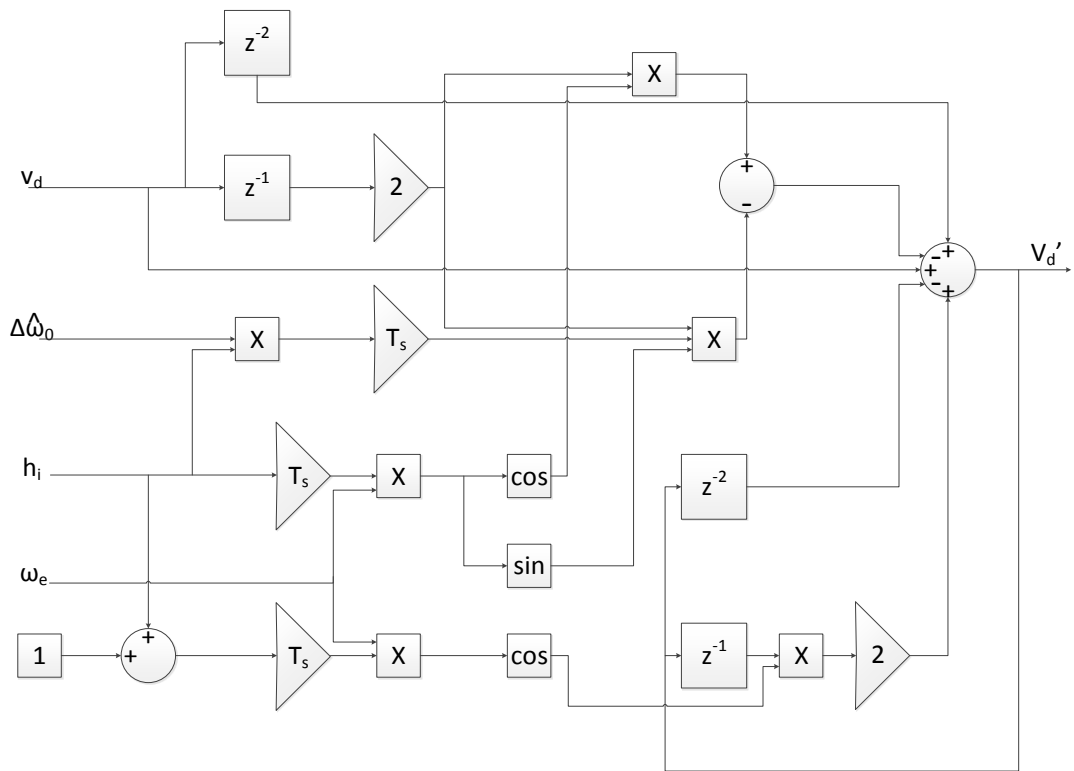


Figura 2-31: Diagrama de bloques de un compensador en adelanto adaptativo de segundo orden $L_i(z)$.

H. Cascaded Delayed Signal Cancelation PLL

En las referencias [26] [27] [28] [29] se presenta un método para la detección selectiva de armónicos basado en la cancelación de señales en atraso (DSC por sus siglas en inglés), el cual permite potenciar el desempeño del SRF-PLL. La eliminación de los armónicos indeseados se efectúa en el sistema de referencia estacionario $\alpha\beta$, obteniéndose un error de detección nulo en estado estacionario.

Delayed Signal Cancelation es un método utilizado para la cancelación de las componentes fundamentales de secuencia negativa presentes en un vector de tensiones desbalanceadas. La cancelación se efectúa en el sistema de referencia estacionario $\alpha\beta$, para ello se utiliza la señal actual y una versión un cuarto de ciclo en atraso. A continuación se efectúa una breve descripción del método.

Un vector de tensiones trifásicas desbalanceadas puede ser representado en el dominio $\alpha\beta$ como la suma de la fundamental y sus armónicos como se presenta en (2.34):

$$v_{\alpha\beta} = \sum_{h=1}^n v_{\alpha\beta}^h \quad v_{\alpha\beta}^h = \vec{v}_{\alpha\beta}^h = V \cdot e^{h \cdot \omega \cdot t + \varphi} \quad (2.34)$$

Donde, h es el orden del armónico (el signo denota si es de secuencia positiva o negativa), ω es la frecuencia fundamental y φ es el ángulo de fase inicial.

El operador DSC se presenta en (2.35):

$$DSC_n[v_{\alpha\beta}(t)] = \frac{1}{2} \cdot \left(v_{\alpha\beta}(t) + R(\theta_r) \cdot v_{\alpha\beta} \left(t - \frac{T}{n} \right) \right) \quad (2.35)$$

$$R(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad \theta_r = \frac{-2 \cdot \pi \cdot h^*}{n}$$

Donde, T corresponde al período de la señal (de su componente fundamental), n es el “factor de retardo”, h^* es el orden de la componente que se desea extraer. El diagrama de bloques correspondiente se presenta en Figura 2-32.

El operador DSC presenta ganancia unitaria y desfase nulo para el armónico a extraer $h = h^*$ y ganancia cero para los armónicos dados por $h = h^* - \left(k + \frac{1}{2} \right) \cdot n$, con $k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm \dots$. Las componentes armónicas existentes entre los puntos de ganancia unitaria y ganancia cero son atenuadas, pero no eliminadas, por lo tanto la selección de los parámetros n y h^* deben ser efectuada conforme al objetivo deseado (eliminar, atenuar o conservar alguna componente en particular). Una propuesta de diseño del operador DSC se presenta en [26], considerando h^+ como el armónico a extraer y h^- como el armónico a eliminar el factor de retardo n y la componente deseada h^* deben cumplir que:

$$\begin{aligned} h^* &= h^+ \\ \frac{n}{2} &= |h^+ - h^-| \end{aligned} \quad (2.36)$$

Las expresiones presentadas en (2.36) se sustentan en el valor de la ganancia del operador para los valores de h^+ y h^- al cumplirse las ecuaciones; considerando el ángulo de desfase $\theta_n = \frac{2 \cdot \pi \cdot h}{n}$ y $\theta_r = \frac{2 \cdot \pi \cdot h^*}{n}$ la ganancia del DSC es:

$$G = \left| \cos \left(\frac{\theta_r + \theta_n}{2} \right) \right| = 1, h = h^+$$

$$G = \left| \cos \left(\frac{\theta_r + \theta_n}{2} \right) \right| = 0, h = h^- \quad (2.37)$$

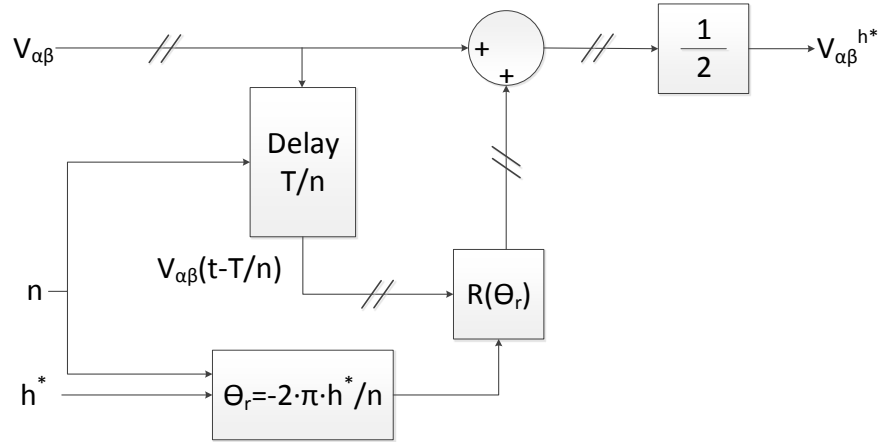


Figura 2-32: Diagrama de bloques operador DSC.

El *Cascaded Delayed Signal Cancellation PLL* (CDSC-PLL) consiste en un SRF-PLL con un conjunto de bloques DSC previo a la transformación dq como el presentado en Figura 2-33. El algoritmo resultante permite la total eliminación de armónicos indeseados, implicando error de detección cero en estado permanente. Como su nombre sugiere el CDSC-PLL está compuesto por una serie de operadores DSC que operan en cascada para la eliminación de armónicos, luego la cantidad de bloques depende de la cantidad de armónicos que se desee eliminar; la ausencia de armónicos permite el uso de un ancho de banda mayor para el diseño del controlador PI para efectos de mejor respuesta dinámica.

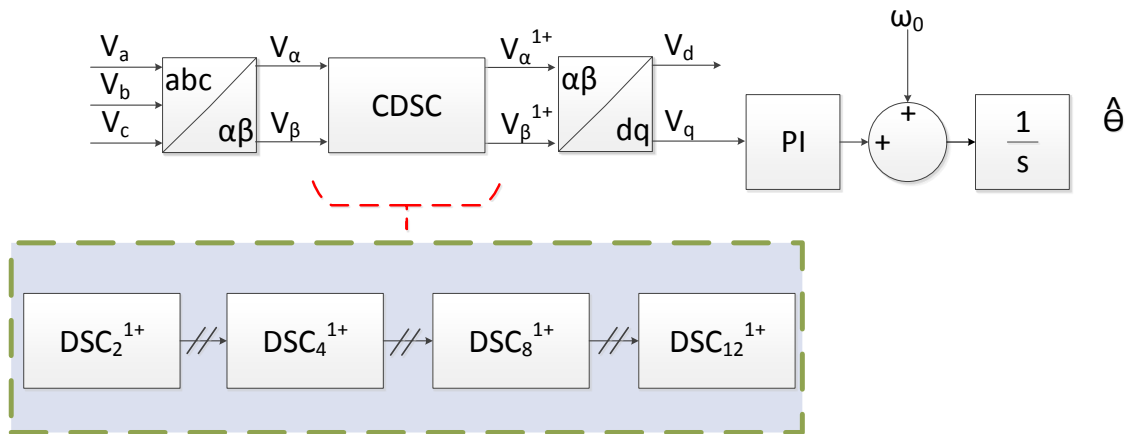


Figura 2-33: Diagrama de bloques CDSC-PLL.

2.4.3.5 CENTRO DE FRECUENCIA VARIABLE

La frecuencia de los sistemas eléctricos de potencia tiene una fuerte dependencia del flujo de potencia activa; si la demanda sube, existirá una baja en la frecuencia a menos que exista un incremento proporcional a nivel de generación; si la demanda baja, la frecuencia aumentará, requiriéndose disminuir la generación a fin de mantener el balance con el consumo. La tasa con la que cambia la frecuencia de un sistema depende de la inercia del mismo, esto es a menor inercia mayor tasa de cambio. Las micro redes, por ejemplo, ante perturbaciones pueden presentar cambios de frecuencia rápidamente debido a su baja inercia (entre 40 y 70 Hz en micro redes de 60 Hz [6]). Cuando una micro red se haya sincronizada a la red la frecuencia es impuesta por la red, no obstante cuando una micro red opera en isla, ésta debe mantener la frecuencia estable mediante sus estrategias de control. Si los sistemas de medición o estimación de variables tales como la frecuencia o el ángulo de fase son defectuosos, los mecanismos de control de la micro red se verán afectados, generándose una realimentación negativa. De manera similar, la situación antes descrita puede presentarse en sistemas de potencia móviles como aeronaves y embarcaciones.

Ya se ha mencionado que en el diseño de los PLL un mayor ancho de banda implica una mejor respuesta dinámica a cambio de un mayor error de seguimiento y viceversa. Un método para mejorar la capacidad de seguimiento del SRF-PLL en sistemas en que la frecuencia presenta cambios constantes no despreciables es el propuesto en la referencia [6]. Dicho método se basa en la realimentación de un centro de frecuencia dinámico y se describe a continuación.

El SRF-PLL presentado en Figura 2-16 posee un centro de frecuencia estático ω_0 , el cual corresponde a la frecuencia de operación normal del sistema. El uso de un centro de frecuencia variable compone una ventaja, ya que un centro de frecuencia más preciso se traduce en la acción del controlador PI sólo sobre el error de fase.

La función de transferencia de lazo abierto G_{ol} del SRF-PLL puede describirse como:

$$G_{ol} = \frac{U}{s} \cdot \left(\frac{s \cdot K_p + K_i}{s} + \omega_{CF}(s) \right) \quad (2.38)$$

Donde U corresponde a la magnitud de la señal de entrada, K_p y K_i son las ganancias proporcional e integral del controlador PI.

En la expresión (2.38) se supone que la diferencia entre la señal de entrada y de salida del lazo de control es pequeña con lo que es posible la linealización de la función $\sin u$ (ver expresión (2.10)). En Figura 2-34 se presenta un diagrama de control equivalente del SRF-PLL.

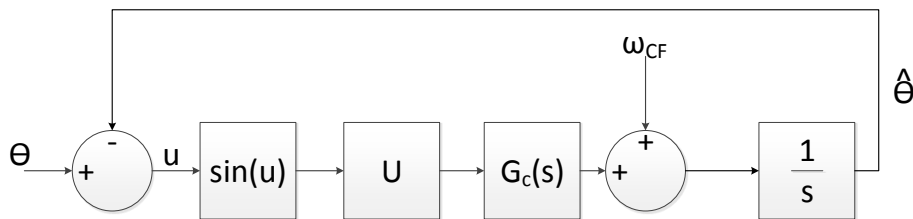


Figura 2-34: Diagrama de control equivalente SRF-PLL.

En [6] se propone un centro de frecuencia variable definido como:

$$\omega_{CF} = \frac{\Delta\omega}{s^2} \quad (2.39)$$

Donde ω es la frecuencia angular del sistema. Al considerar el centro de frecuencia dinámico mostrado en (2.39) al aplicar el teorema del valor final se obtiene un error de estado estacionario e_{ss} nulo, esto es:

$$e_{ss} \cong \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega}{s^2 + U \cdot \left(s \cdot K_p + K_i + \frac{\Delta\omega}{s} \right)} = 0 \quad (2.40)$$

Con ese resultado se demuestra que un centro de frecuencia dinámico permite mejorar el desempeño dinámico del SRF-PLL.

2.5 ÍNDICES DE DESEMPEÑO PARA LA EVALUACIÓN DE ALGORITMOS DE DETECCIÓN DE FASE

En esta sección se describen algunos criterios usados para la evaluación de algoritmos, en particular para aquellos relativos a la detección de ángulo de fase.

2.5.1 ERROR CUADRÁTICO MEDIO

El error cuadrático medio (MSE por sus siglas en inglés) corresponde a un método estadístico para la cuantificación de la diferencia entre un estimador respecto al valor real de la variable en estudio. Matemáticamente se define como:

$$\text{MSE} = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - \hat{x}_i)^2} \quad (2.41)$$

Donde n corresponde a la cantidad de datos, x_i es el valor real de la variable estimada y \hat{x}_i es el valor estimado de la variable.

2.5.2 ERROR DE SEGUIMIENTO ACUMULADO

Se define el error de seguimiento acumulado (CTE por sus siglas en inglés) como el área entre el ángulo de fase estimado y el ángulo de fase real. Matemáticamente se expresa como:

$$\text{CTE} = \int_0^T |\theta_e(t) - \theta(t)| dt \approx \sum_{i=1}^{\frac{T}{T}} |\theta_{e_i} - \theta_i| \cdot T \quad (2.42)$$

Donde T corresponde al intervalo de tiempo en evaluación, T corresponde al período definido por la frecuencia de muestreo respectiva, θ_e es el ángulo de fase estimado y θ es el ángulo de fase real.

En Figura 2-35 se muestra un ejemplo, el gráfico corresponde al ángulo de fase real y el ángulo de fase estimado por un SRF-PLL ante perturbaciones, el área entre las curvas (en gris) corresponde al error de seguimiento acumulado.

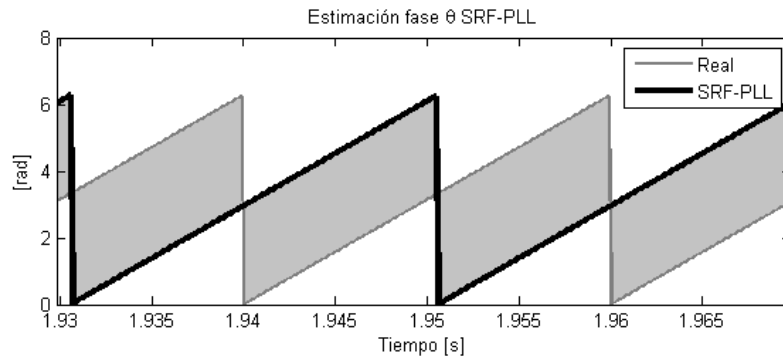


Figura 2-35: Ejemplo error de seguimiento acumulado.

2.5.3 ERROR MÁXIMO DE ESTIMACIÓN

Se define como error máximo de estimación $e_{m\acute{a}x}$ a la diferencia entre la variable real y la variable estimada de valor absoluto máximo en el intervalo de simulación, matemáticamente se define según (2.43).

$$e_{m\acute{a}x} = |x_e(t^*) - x(t^*)| \quad (2.43)$$

Donde x_e corresponde al valor estimado, x es el valor real y t^* es el tiempo para el cual se produce la diferencia de máximo valor absoluto.

CAPÍTULO 3 PROPUESTA DE METODOLOGÍA

En el presente capítulo se presenta la metodología utilizada para la selección de algoritmos de detección de fase propicios para la operación y control de la μ Hidro.

3.1 PROPUESTA GENERAL

En primer lugar se hace una revisión de los métodos más ampliamente utilizados para la detección de fase; luego, en función de los requerimientos de operación de la central, se efectúa una selección preliminar. En una segunda etapa de selección, los métodos escogidos son simulados en distintas condiciones; las simulaciones corresponden a perturbaciones típicas de las redes de distribución de suministro eléctrico. Se establecen índices de desempeño para el contraste entre los diversos métodos. Conforme a los resultados obtenidos se escogen tres algoritmos para su implementación en la μ Hidro: el algoritmo base (SRF-PLL), el de mejor desempeño y uno con desempeño intermedio. Finalmente se analizan los resultados obtenidos de forma experimental y mediante simulación. La metodología utilizada se resume en la Figura 3-1.

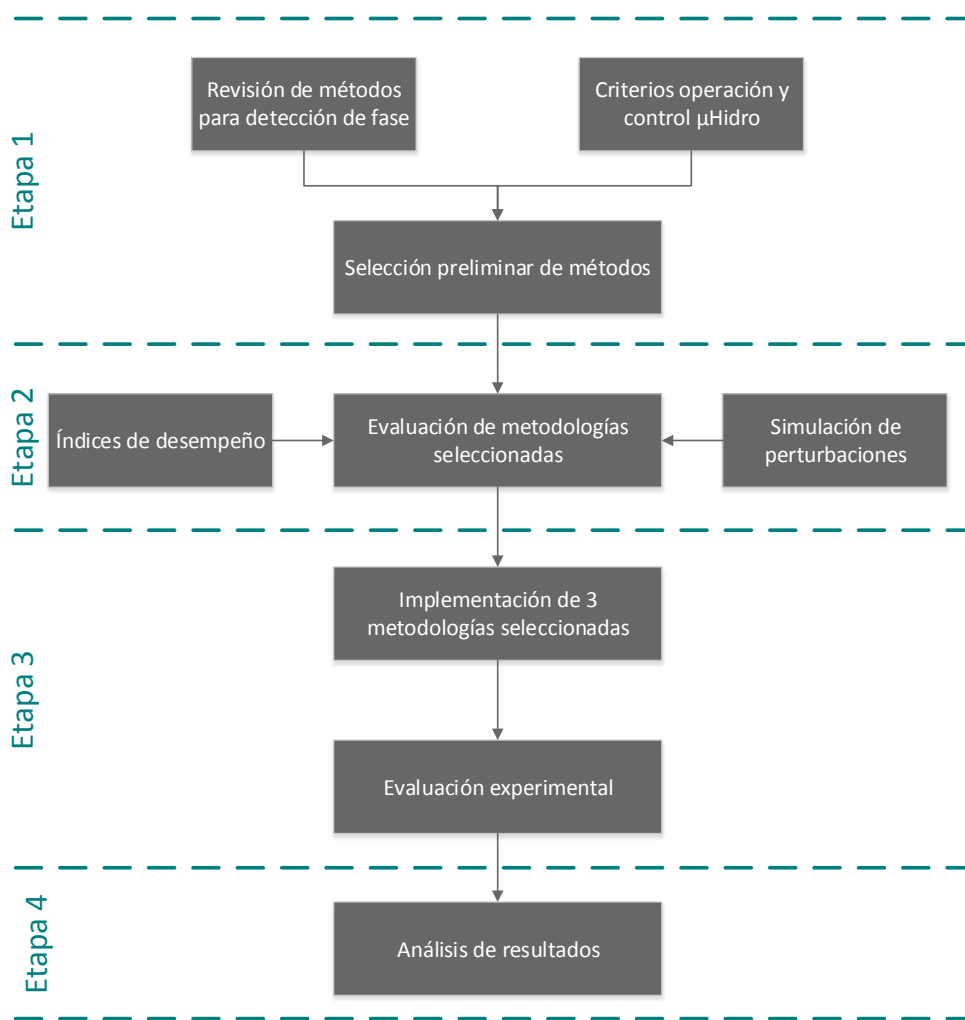


Figura 3-1: Propuesta de metodología.

3.2 DESCRIPCIÓN DE ETAPAS PRINCIPALES

La metodología propuesta se puede descomponer en 4 etapas (ver Figura 3-1), las cuales se detallan a continuación.

En la primera etapa se realiza una selección entre los métodos presentados en el acápite 2.4 conforme a criterios teóricos asociados al desempeño de éstos, en particular, para las condiciones de operación de la μ Hidro. Como se manifestó en la sección 2.1.1, la central es capaz de operar tanto de manera conectada a la red de suministro eléctrico como en isla, es decir, abasteciendo a un consumo local. El conocimiento del ángulo de fase y la frecuencia del sistema son especialmente críticos para la sincronización y el control de frecuencia de la μ Hidro (ver acápites 2.2 y 2.1.3.2 sección B, respectivamente). Las condiciones de operación señaladas junto a los requerimientos de control y operación de la central establecen ciertas restricciones mínimas sobre los algoritmos para detección de fase permitiendo una selección preliminar a nivel teórico.

La etapa 2 consiste en un segundo nivel de selección: los modelos escogidos son simulados bajo distintas condiciones correspondientes a las perturbaciones típicas de la red de distribución de suministro eléctrico (descritas en la sección 2.3). Para contrastar el desempeño de los métodos escogidos en la etapa 1 se utilizan criterios típicos utilizados en la literatura, dichos criterios o índices de desempeño son: el error cuadrático medio, el error de seguimiento acumulado y el error máximo de estimación, descritos en el acápite 2.5.

La etapa 3 consiste en la implementación de tres algoritmos. Se implementa el algoritmo base (SRF-PLL), el algoritmo de mejor desempeño y uno de desempeño intermedio. La implementación se hace en la μ Hidro, esto es, los algoritmos son utilizados para la operación y control de la central. El desempeño de éstos se evalúa mediante la comparación entre la señal de tensión real – obtenida mediante transductores de tensión – y las señales construidas a partir de los ángulos de fase estimados mediante los distintos métodos; para esto último se asume como amplitud la tensión instantánea máxima registrada.

Finalmente, se analizan los resultados obtenidos tanto de manera experimental como a través de simulaciones.

3.3 ASPECTOS DE IMPLEMENTACIÓN Y VALIDACIÓN

3.3.1 SIMULACIÓN

La simulación se efectúa en el entorno MATLAB-Simulink. El tiempo de simulación máximo utilizado es de 2 s, con un muestreo de la señal de tensión de 10^{-4} s, salvo para la simulación de *notches* de tensión para los cuales se utiliza un muestreo de la señal de tensión de $0,5 \cdot 10^{-5}$ s. Las simulaciones se llevan a cabo en un computador con procesador Intel® Core™ i73635 CPU @ 2,4 GHz, RAM 8 GB. Todos los archivos desarrollados se adjuntan a este trabajo en un CD. Un detalle de los archivos entregados se presenta en el ANEXO D.

3.3.2 IMPLEMENTACIÓN

A continuación se detallan los aspectos relativos a la implementación de los algoritmos en la μ Hidro a nivel experimental.

3.3.2.1 MONTAJE EXPERIMENTAL

Para validar los resultados obtenidos mediante simulación, tres de los algoritmos simulados se implementan en la μ Hidro. Las pruebas se efectúan en el Taller del Departamento de Ingeniería Civil Mecánica de la Universidad de Chile (laboratorio de pruebas del proyecto, en adelante denominado “Molina”), el cual está emplazado en la intersección de Avenida Blanco Encalada con Abate Molina. El montaje se detalla en Figura 3-2, en ésta se aprecia: la red de suministro eléctrico de Molina, un variador de frecuencia que alimenta a un motor de inducción, el cual acciona un bomba de agua que bombea agua hacia la turbina, la cual se haya acoplada al generador; también se ilustra el sistema de control de frecuencia (constituido por un rectificador trifásico y un chopper que evacúa la potencia excedente a través de un resistencia de desahogo), y un consumo local.

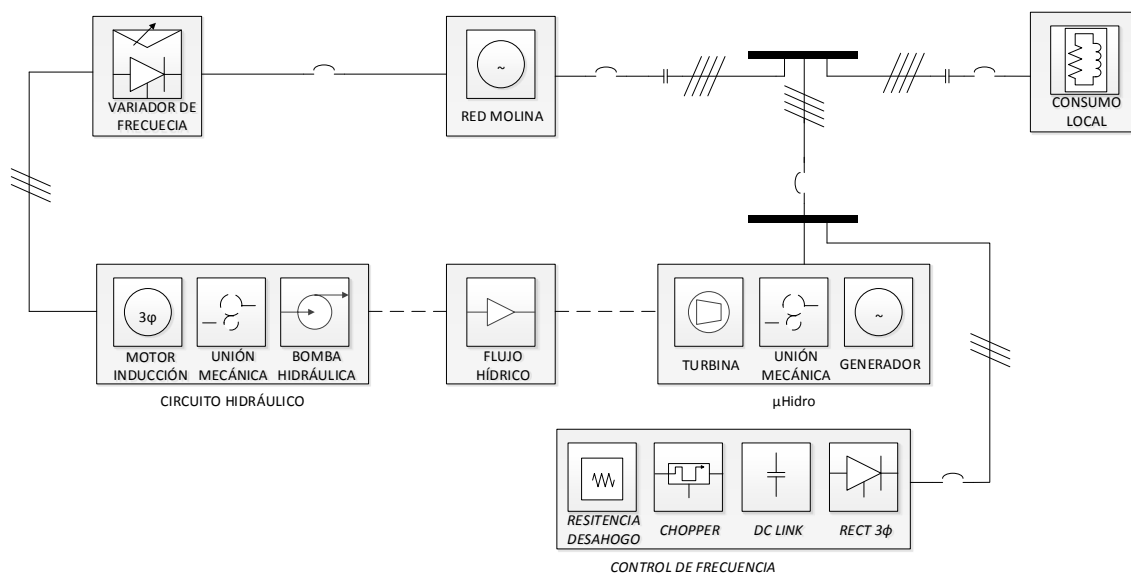


Figura 3-2: Montaje laboratorio de pruebas proyecto Central Micro Hidráulica Plug & Play.

Actualmente la μ Hidro no dispone de un sistema que le permita almacenar datos de operación continua. Debido a lo anterior la adquisición de datos para efectos de verificación del desempeño de los algoritmos de detección basados en PLL se logra mediante la electrónica asociado al sistema de control de frecuencia. Dicho sistema permite guardar 1 s de funcionamiento, pudiéndose almacenar variables relativas a la operación y control del sistema. A continuación se mencionan los elementos principales que permiten la obtención de la tensión instantánea del sistema trifásico.

A. Transductores de tensión

Como se mencionó previamente se mide la tensión entre las fases ab y bc (se supone condiciones de balance de tensión y equilibrio de carga para el cálculo de la tensión en las 3 fases), para ello se hace uso de transductores marca LEM modelo LV 20-P. Los transductores permiten medir un rango de tensión que fluctúa entre los 10 V – 500 V; las consideraciones para el diseño de la placa se presentan en el ANEXO G .

B. Adquisición de datos

Como se menciona en el acápite 2.1.3.2 (sección D), la tarjeta HPI del sistema de control de frecuencia permite la comunicación con un PC Host. La principal ventaja de ésta es que permite utilizar el *software* MATLAB, pudiéndose cargar programas, inicializar, resetear, leer y escribir memorias sobre el DSP, lo que permite obtener los valores de las mediciones realizadas. El conjunto tarjeta DSK C6713-tarjeta controlador FPGA-tarjeta HPI permite la adquisición de todos los datos de interés.

3.3.2.2 DESCRIPCIÓN DE PRUEBAS

Se implementan en el sistema de control de la μ Hidro tres métodos de detección de ángulo de ángulo de fase de la tensión: el algoritmo base (SRF-PLL), el algoritmo de mejor desempeño y un algoritmo de desempeño intermedio. Las pruebas realizadas para la evaluación del desempeño de los algoritmos de detección basados en PLL se hacen para tres estados de operación distintos de la μ Hidro, los cuales se describen a continuación.

La primera prueba se efectúa en condición “*stand-by*”, en este estado la máquina se encuentra lista para su sincronización u operación en isla: la tensión en bornes del generador es 220 V y la frecuencia oscila en torno a los 50 Hz; corresponde al estado previo a cualquier transición de operación y es equivalente a operar en vacío, no hay inyección (flujo) de potencia. En Figura 3-3 se presentan las condiciones de tensión, frecuencia y contenido armónico del sistema durante la prueba¹⁴. El THD observado se debe a que el sistema de control de frecuencia se opera con rectificación trifásica no controlada, no pudiéndose hacer un manejo del contenido armónico.



Figura 3-3: Tensión, frecuencia y distorsión armónica durante pruebas de implementación de algoritmos en Central Micro Hidráulica Plug & Play en estado stand-by.

¹⁴ Las mediciones se efectuaron con un analizador de potencia marca Hioki modelo 3196.

La segunda prueba se hace alimentando a un consumo local, de tipo resistivo, compuesto por un conjunto de ampolletas. La carga total, balanceada en las 3 fases, es de aproximadamente 1 kW. Las características del sistema (tensión, frecuencia y contenido armónico) se muestran en Figura 3-4. Al igual que el caso anterior la presencia de armónicos se debe a la etapa de rectificación no controlada y a la acción del *chopper* para efectos de control de frecuencia.



Figura 3-4: Tensión, frecuencia y distorsión armónica durante pruebas de implementación de algoritmos en Central Micro Hidráulica Plug & Play en operación aislada.

La tercera y cuarta prueba se realizan con la μ Hidro sincronizada al sistema de distribución de suministro eléctrico; las pruebas se diferencian entre sí en la magnitud de la inyección de potencia: para el primer caso el sistema se configura para una inyección baja en torno a 1,7 kVA, el segundo caso se hace para la potencia máxima permitida por el montaje mostrado en Figura 3-2, esto es, alrededor de 7,5 kVA. A diferencia de los casos anteriores el contenido armónico observado está presente en la red de suministro, presumiblemente debido al variador de frecuencia que alimenta el circuito hidráulico.



Figura 3-5: Tensión, frecuencia y distorsión armónica durante pruebas de implementación de algoritmos en Central Micro Hidráulica Plug & Play en operación sincronizada a la red.

Las pruebas son llevadas a cabo siguiendo el siguiente procedimiento:

1. Se inicia la operación de la máquina, llevándola al estado de operación *stand-by*, esto es, tensión de $220 V_{fn}$ y frecuencia de $50 Hz$. La máquina opera en vacío, el contactor que conecta al consumo local y el contactor que conecta a la red se encuentran *abiertos*.
2. Se toman mediciones en esta condición.
3. Posteriormente, la máquina se conecta a un consumo local resistivo compuesto de ampolletas, las cuales suman $1 kW$ de potencia. Las cargas se encuentran equilibradas entre las 3 fases. Se acciona el contactor “consumo local” a modo *cerrado*.
4. Se toman mediciones en esta condición.
5. A continuación, una vez estabilizado el sistema se procede a sincronizar el generador. El control de la μ Hidro está diseñado para que una vez satisfechas las condiciones de sincronización (diferencia entre los valores de magnitud, ángulo de fase y frecuencia de la red y del generador dentro del rango definido por norma¹⁵), ésta se efectúe de manera automática mediante el accionamiento de contactor “red”.
6. Se toman mediciones en esta condición.
7. Se desconecta la máquina.

En Figura 3-6 se ilustra el procedimiento experimental para la toma de datos.

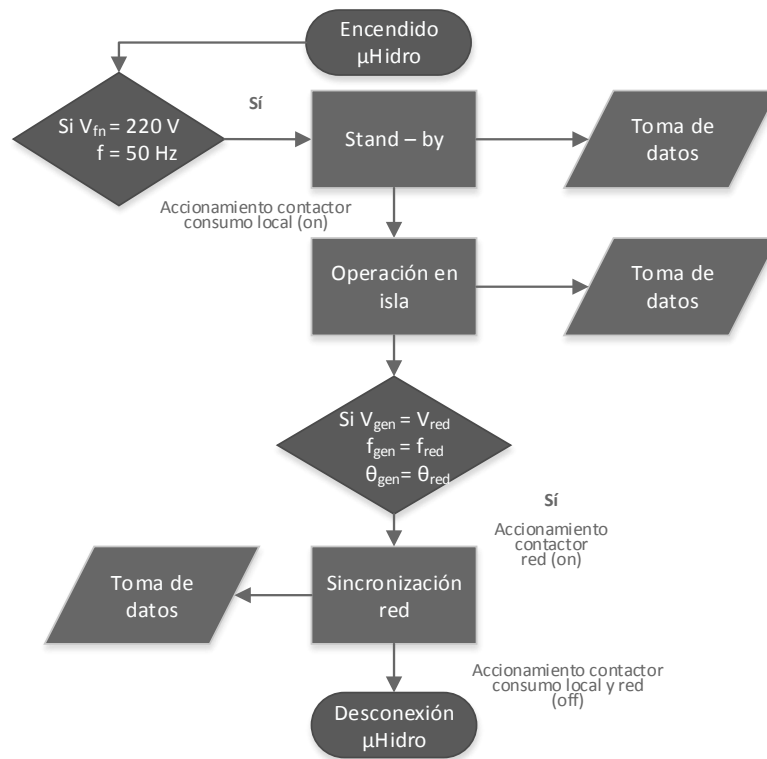


Figura 3-6: Procedimiento prueba experimental μ Hidro.

¹⁵ En la sección 2.1.3.2, Tabla 2-2, se señalan los valores programados en el sistema de control de la μ Hidro.

CAPÍTULO 4 APLICACIÓN DE METODOLOGÍA Y CASOS DE ESTUDIO

4.1 SELECCIÓN PRELIMINAR DE ALGORITMOS

La técnica más primitiva para el seguimiento de ángulo de fase corresponde a la detección de cruces por cero. Esta técnica es insatisfactoria debido a su lento desempeño – la información sobre el ángulo de fase se obtiene cada medio ciclo [4] [18] – y porque es sumamente vulnerable frente problemas de calidad de potencia, particularmente en redes débiles como es el caso de las micro redes [7].

El uso de filtros aplicados sobre las señales de tensión de la red, ya sea en un sistema de referencia sincrónico o en uno estacionario, es otra técnica ampliamente usada. La aplicación de filtros implica retardo en la señal que contiene información sobre el ángulo de fase, requiriéndose un buen diseño de éstos a fin de mitigar dicho efecto indeseado [1] [4]. Si bien se obtienen mejores resultados que con el método basado en la detección cruces por cero, las técnicas basadas en filtros presentan dificultades para extraer el ángulo de fase en casos de falla o de variaciones de la tensión de la red [1].

Hoy en día el PLL corresponden al estado del arte para la extracción del ángulo de fase y frecuencia de sistemas eléctricos [1] [2] [7] [9]. En el área de electrónica de potencia es usado en esquemas de control de velocidad de motores eléctrico; en sistemas de potencia se utiliza para la sincronización y control de sistemas como por ejemplo turbinas eólicas, paneles fotovoltaicos o sistemas basados en celdas de combustibles. Las razones que fundamentan el uso de esta técnica son:

- La obtención del ángulo de fase y la frecuencia se logra mediante un solo lazo de control.
- Para redes balanceadas sin presencia de perturbaciones el PLL puede ser implementado con un amplio ancho de banda, lo que se traduce en una respuesta transitoria rápida.

No obstante lo anterior, en presencia de distorsiones o desbalances el desempeño del PLL desmejora: el ancho de banda debe ser reducido con el fin de obtener un mejor filtrado, sacrificándose la respuesta transitoria del método. Debido a la situación anterior se han desarrollado distintas modificaciones al algoritmo básico PLL a fin de robustecerlo frente a perturbaciones y desbalances [4], [6] – [9], [17] – [30].

Conforme a lo expuesto se escogen los métodos basados en el algoritmo PLL presentados en la sección 2.4.3.4 para su simulación.

4.2 DESCRIPCIÓN DE CASOS DE ESTUDIO

Conforme a lo señalado en el título 3.2 los métodos de detección de ángulo de fase escogidos preliminarmente son simulados frente a distintas perturbaciones típicas de las redes de distribución eléctrica. A continuación se hace una descripción de los casos estudiados, describiéndose las perturbaciones simuladas y detallándose las consideraciones de diseño de los distintos algoritmos. Se hace una distinción especial al salto de frecuencia respecto al resto de perturbaciones debido a la severidad con que afecta a los métodos; para esta perturbación en particular se efectúa la modificación presentada en la sección 2.4.3.5 a fin de contrastar el desempeño de los algoritmos con y sin centro de frecuencia variable.

4.2.1 PERTURBACIONES TÍPICAS DE LA RED DE DISTRIBUCIÓN ELÉCTRICA

4.2.1.1 PARÁMETROS PERTURBACIONES

Se evalúa el desempeño de los algoritmos presentados en la sección 2.4.3.4 ante perturbaciones típicas de la red de distribución eléctrica. En primer lugar, se evalúan las perturbaciones más comunes según lo presentado en referencia [2]:

- 6% de THD
 - Para la simulación se consideran componentes de 3^{era}, 5^{ta} y 7^{ma} armónicas (componentes de 5 %, 3 % y 2 % del valor nominal de tensión, respectivamente).
- *Notches* de voltaje de 30% de profundidad
 - Se simulan dos *notches* por ciclo con anchos de 14,4 μ s y 20,8 μ s (valores conforme a lo presentado en [31]) para ángulos de disparo de 50° y 225°, respectivamente.
- *Sags* de voltaje tipo A de 30%
 - Para la simulación se considera un tiempo de simulación es de 0,3 s, la falla ocurre transcurridos 5 ciclos (0,1 s)¹⁶.
- *Sags* de voltaje tipo C de 40%
 - Ídem.

Adicionalmente se evalúa el desempeño de los algoritmos frente a las siguientes perturbaciones típicas presentadas en la sección 2.3:

- 2% TIHD
 - Para la simulación se consideran componentes con las siguientes frecuencias: 310 Hz, 680 Hz y 2030 Hz (magnitudes de 1,7 %, 1 % y 0,5 % del valor nominal de tensión, respectivamente).
- Ruido de alta frecuencia
 - Se simulan componentes con frecuencias de: 3000 Hz, 78 kHz y 148,5 kHz (magnitudes de 1,7 % , 1% y 0,5 % del valor nominal de tensión respectivamente).

¹⁶ Se consideran estos intervalos de tiempo ya que en la norma VDE-AR-N 4105, la cual fija requerimientos para la conexión de centrales en redes de baja tensión, las protecciones deben operar en un tiempo máximo de 200 ms, tiempo durante el cual se debe seguir monitoreando las variables del sistema.

- *Flicker*
 - Se simulan oscilaciones de la magnitud de la tensión de $\pm 10\%$ del valor nominal con una frecuencia de modulación de 5 Hz.
- *Swell*
 - Se simula un alza de tensión durante un intervalo de 0,3 s desde valores nominales a 1,8 p.u. El tiempo de simulación considerado es 0,6 s.
- Saltos de frecuencia
 - Se simulan los cambios de frecuencia presentados en la Tabla 4-1. Se indica el instante de ocurrencia.

Tabla 4-1: Saltos de frecuencia prueba perturbaciones típicas de la red.

Frecuencia Hz	Tiempo s
50	0,0 – 0,6
52	0,6 – 1,0
55	1,0 – 1,4
51	1,4 – 1,8
49	1,8 – 2,0

El tiempo de simulación, como se señala en el acápite 3.3.1, es 2 s para todas las perturbaciones descritas, salvo para aquellas en que se explicitó un valor distinto.

4.2.1.2 SINTONIZACIÓN ALGORITMOS PLL

Para la sintonización del controlador PI de los algoritmos evaluados se utiliza las expresiones (2.11) y (2.12). Los parámetros de diseño considerados son : $\omega_n = 5 \text{ Hz}$, $\zeta = 0.707$ y $V = -E_m = 311,13 \text{ V}$. Para la elección de la frecuencia natural se privilegió un menor error de detección sobre una mejor respuesta dinámica; el factor de amortiguamiento se escogió conforme a lo utilizado en [18].

La frecuencia de corte del filtro pasa-bajo del DSRF-PLL es $\omega_c = 60 \text{ Hz}$.

El factor de decaimiento del SOGI-PLL es $k = \sqrt{2}$ en consistencia a lo presentado en [20].

Se utiliza $k_f = 10$ para la sintonización del bloque integrador de señales sinusoidales del SSI-PLL (ver Figura 2-21). Dado que la red simulada posee secuencia de fase negativa el valor del detector de secuencia es 1.

Los parámetros γ y ζ propios del ANF-PLL se calculan conforme a la condición de estabilidad presentada en (2.27), sus valores son: $\gamma = 1,4610 \cdot 10^{-5}$ y $\zeta = 0,701$.

En cuanto al SOAP-PLL se efectúa una modificación respecto a lo presentado en [25]. En la referencia el ángulo de fase y la frecuencia se obtiene a partir de la acción del filtro PI sobre la variable $\hat{\theta}_d$ obtenida como $\hat{\theta}_d = \tan^{-1} \frac{\hat{v}_d}{\hat{v}_q}$ (ver Figura 2-26), dado que las variables de salida del observador son las tensiones estimadas en eje directo y en cuadratura es posible implementar el esquema típico de SRF-PLL (utilizado en los otros métodos implementados). De esta forma se obtiene mejores resultados. Las ganancias utilizadas para la implementación del observador son las presentadas en la referencia antes mencionada ($\rho = 1$ y $k = 1,7$). El nuevo diagrama de bloques del SOAP-PLL se presenta en Figura 4-1, se destaca la modificación.

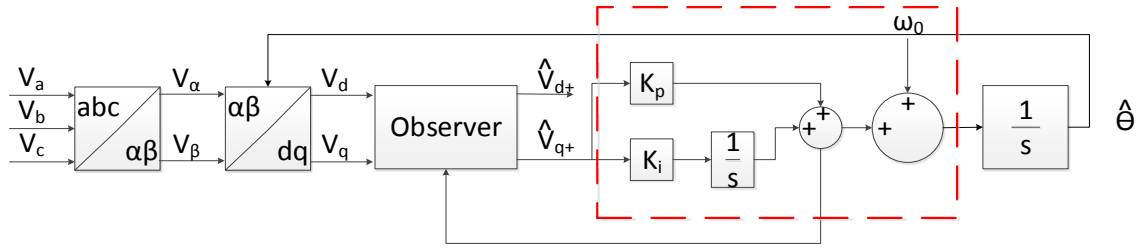


Figura 4-1: Diagrama de bloques SOAP-PLL modificado.

Se implementa el LC-PLL tanto en su versión normal como adaptativa (LCA-PLL). El LC-PLL contempla dos compensadores en atraso como el implementado en [9], las frecuencias (*notch* y de resonancia) utilizadas son: $\omega_{z1} = 2 \cdot \omega$, $\omega_{p1} = 3 \cdot \omega$, $\omega_{z1} = 6 \cdot \omega$, $\omega_{p1} = 7 \cdot \omega$ con $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 50$. El LCA-PLL es diseñado de manera de eliminar componentes de 2^{da}, 3^{era}, 5^{ta} y 7^{ma} armónicas; se añade un filtro de segundo orden a la realimentación de frecuencia $\Delta\hat{\omega}_0$ (ver Figura 2-30), para el diseño del filtro se considera una frecuencia de corte de 150 Hz. A diferencia de los métodos antes mencionados la simulación de éstos se hace en dominio discreto, la frecuencia de muestreo es $f_s = 10 \text{ kHz}$.

Al igual que el LC-PLL y su versión adaptativa, la simulación del CDSC-PLL se efectúa en dominio discreto para la misma tasa de muestreo. El diseño se hace de manera de eliminar componentes de 2^{da}, 3^{era}, 5^{ta} y 7^{ma} armónicas conforme a la expresión (2.36), los parámetros de los 4 operadores DSC implementado son: $h^* = h^+ = 1$, $h^- = \{2, 3, 5, 7\}$ y $n = \{2, 4, 8, 12\}$.

4.2.2 SALTOS DE FRECUENCIA

4.2.2.1 DESCRIPCIÓN PRUEBA

Como se comentó previamente, los algoritmos basados en PLL presentan un compromiso entre el error de seguimiento y la respuesta dinámica, por lo que si se sintonizan para la detección de ángulo en medios con presencia de perturbaciones, por ejemplo de tipo armónico, el ancho de banda utilizado al ser bajo implicará una peor respuesta en pos de un buen seguimiento. La mejora presentada en [6] (explicada en el acápite 2.4.3.5) propone un centro de frecuencia variable para mejorar la respuesta del SRF-PLL frente a saltos de frecuencia. Se evalúa el desempeño de los algoritmos con centro de frecuencia variable frente a variaciones de frecuencia; la modificación presentada en la referencia mencionada se extiende al resto de algoritmos basados en PLL.

La magnitud de los saltos de frecuencia simulados corresponde a la presentada en [6] si bien se simula para distintos intervalos de tiempo, siendo el tiempo de simulación de 2 s. La magnitud de los saltos y los instantes de ocurrencia se señalan en la Tabla 4-2.

Tabla 4-2: Saltos de frecuencia prueba centro de frecuencia variable.

Frecuencia Hz	Tiempo s
50	0,0 – 0,6
60	0,6 – 1,0
50	1,0 – 1,4
70	1,4 – 1,8
40	1,8 – 2,0

4.2.2.2 SINTONIZACIÓN ALGORITMOS PLL

En la referencia [6] no se presenta un método para la sintonización del algoritmo SRF-PLL modificado. Luego, el ajuste de las ganancias de los controladores PI de los algoritmos de detección se hace en función de la respuesta presentada por éstos; por simplicidad se utilizan (de manera general) las siguientes ganancias: $K_p = 2000$ y $K_i = 1000$ (ganancias grandes se asocian a anchos de banda amplios). Los parámetros propios de cada método no son modificados, permaneciendo igual a los de la prueba anterior.

Los algoritmos SOGI-PLL, SSI-PLL y SOAP-PLL, si bien se les implementa la modificación, no presentan una buena respuesta por lo que el centro de frecuencia se reemplaza por un SRF-PLL con el único propósito de un buen seguimiento de la frecuencia del sistema (ganancias $K_p = 3000$ y $K_i = 3000$).

El reemplazo del centro de frecuencia por un SRF-PLL sintonizado especialmente para un buen seguimiento de la frecuencia se extiende a todos los métodos con el fin de evaluar el desempeño de los algoritmos frente un sistema que además de saltos de frecuencia presenta contenido armónico como el descrito en la sección 4.2.1.1.

4.3 EVALUACIÓN TEÓRICA DE LA METODOLOGÍA

A continuación se presentan los resultados obtenidos mediante simulación para los casos de estudio descritos en la sección 4.2.

4.3.1 PERTURBACIONES TÍPICAS DE LA RED DE DISTRIBUCIÓN ELÉCTRICA

4.3.1.1 CASO BASE: RED NORMAL

En Figura 4-2 se presenta el desempeño de los algoritmos para la detección de ángulo de fase en condiciones de red normal (ausencia de perturbaciones). Se observa en los resultados que el desempeño de todos los métodos es similar. El método con peor funcionamiento, el SSI-PLL, presenta un desfase máximo de estimación de $0,12^\circ$ como se presenta en Figura 4-3.

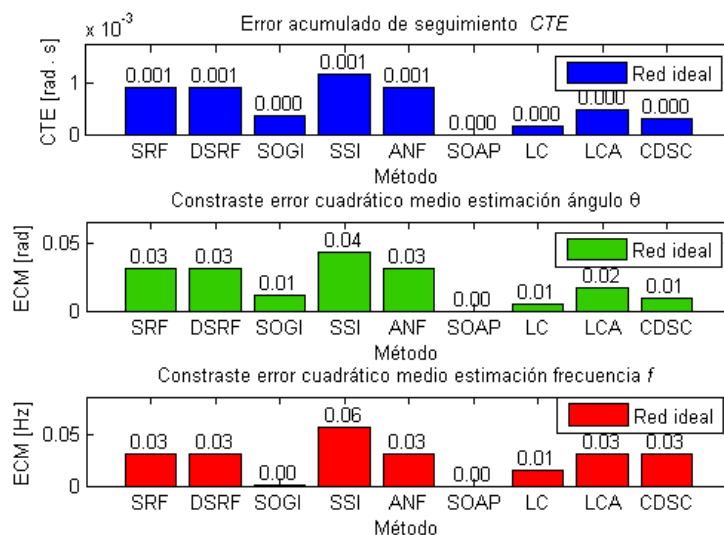


Figura 4-2: Contraste desempeño algoritmos PLL, red normal.

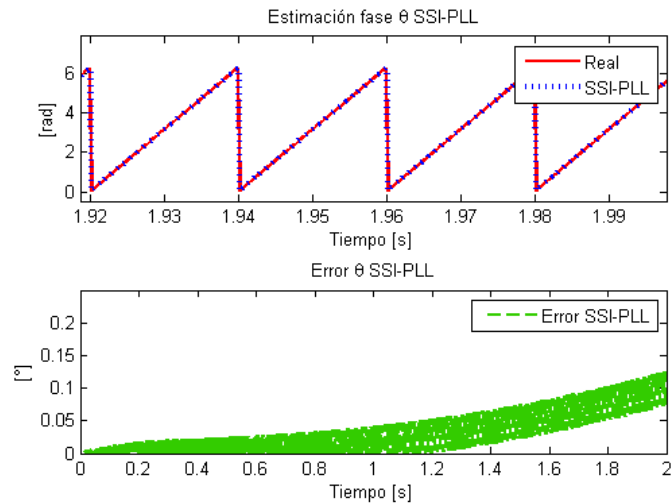


Figura 4-3: Estimación de ángulo de fase SSI-PLL, red normal.

4.3.1.2 ***DISTORSIÓN ARMÓNICA***

En Figura 4-4 se presenta la respuesta de los algoritmos ante presencia de contenido armónico (tercera, quinta y séptima armónicas, $THD = 6\%$). Se observa un buen desempeño general, si bien los métodos basados en filtros (salvo el ANF-PLL) y el método basado en un observador presentan mejor comportamiento. El método con peor seguimiento de ángulo de fase, el SSI-PLL, presenta un desfase máximo de ángulo de $0,125^\circ$ como se muestra en Figura 4-5; se observa que el error incrementa en la medida que transcurre el tiempo de simulación, fenómeno observado en otros algoritmos como el SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL y ANF-PLL (ver ANEXO B). El algoritmo con mejor desempeño, SOAP-PLL, presenta error nulo.

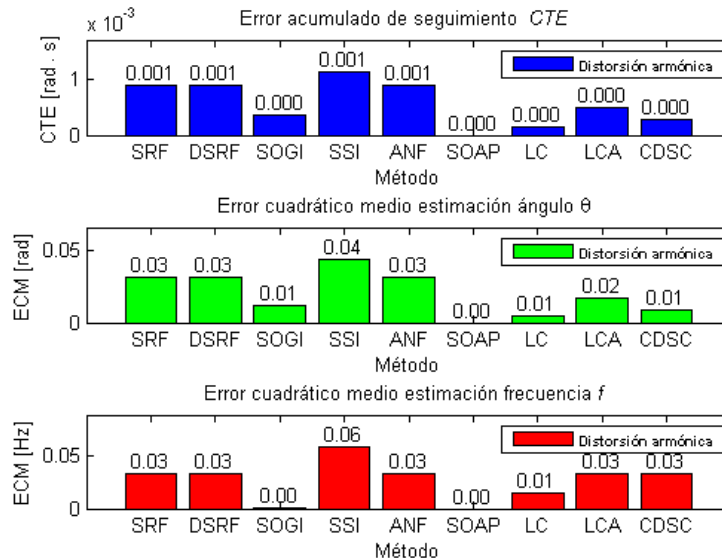


Figura 4-4: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con presencia de armónicos.

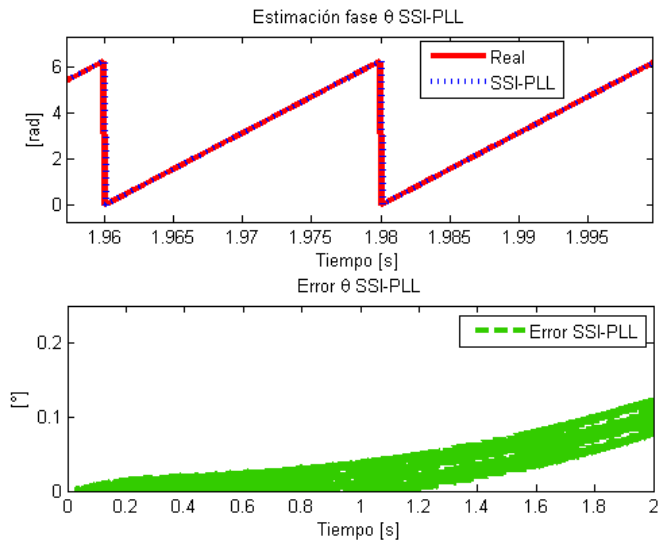


Figura 4-5: Estimación de ángulo de fase SSI-PLL, red con presencia de armónicos.

4.3.1.3 *DISTORSIÓN INTERARMÓNICA*

En Figura 4-6 se presentan los indicadores de desempeño de los algoritmos PLL para un vector de tensiones en presencia de contenido interarmónico ($TIHD = 2\%$). La respuesta de los métodos es similar entre sí; el con peor desempeño (SSI-PLL) presenta un ángulo de desfase máximo de $0,13^\circ$ como se presenta en Figura 4-7.

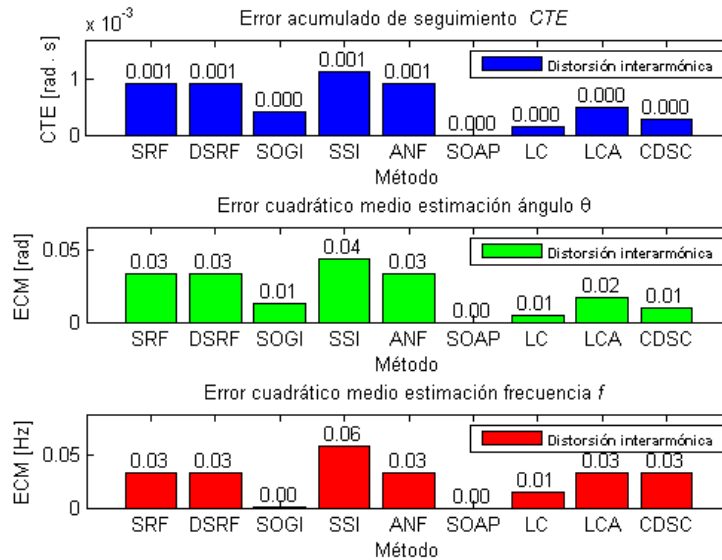


Figura 4-6: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con presencia de interarmónico.

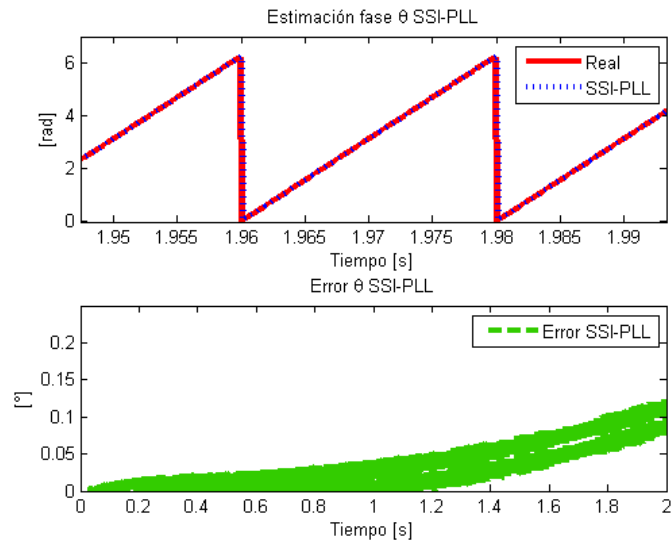


Figura 4-7: Estimación de ángulo de fase SSI-PLL, red con presencia de interarmónicos.

4.3.1.4 RUIDO DE ALTA FRECUENCIA

La Figura 4-8 muestra los indicadores del comportamiento de los algoritmos PLL en presencia de ruido de alta frecuencia ($TIHD = 2\%$). Los algoritmos presentan desempeños similares, tal como en el caso anterior (este tipo de ruido también es considerado interarmónico). El SSI-PLL, algoritmo con mayor error acumulado de seguimiento, presenta un desfase máximo de seguimiento de $0,13^\circ$ como se aprecia en Figura 4-9.

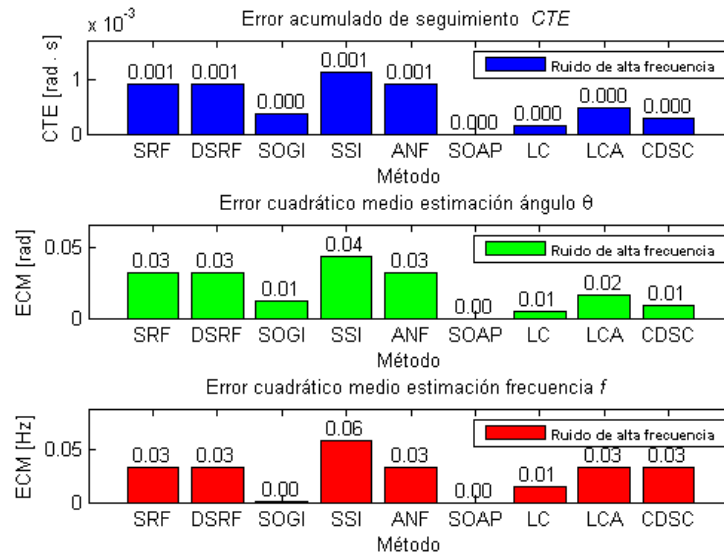


Figura 4-8: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con presencia de ruido de alta frecuencia.

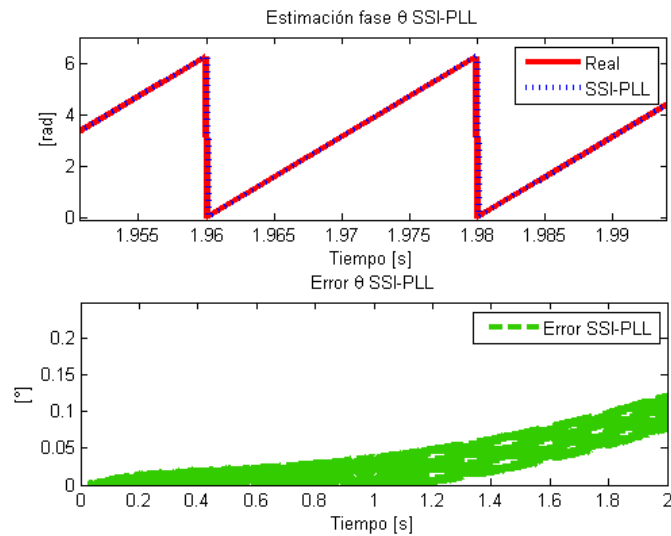


Figura 4-9: Estimación de ángulo de fase SSI-PLL, red con presencia de ruido de alta frecuencia.

4.3.1.5 SAG TIPO A

El desempeño de los algoritmos PLL frente a un *sag* tipo A con una caída de un 30 % se presenta Figura 4-10. Los métodos basados en un observador y filtros (a excepción del ANF-PLL) presentan mejor comportamiento respecto al demostrado por los algoritmos basados en la detección de la componente de secuencia positiva del vector de tensión. La falla simulada implica un desfase de -120° de la fase B y 120° de la fase C (ver Figura 4-11); a pesar de la situación anterior los algoritmos SSI-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y LCA-PLL presentan un error de seguimiento prácticamente nulo. El algoritmo con peor desempeño, SRF-PLL, presenta un desfase máximo de $5,27^\circ$ (ver Figura 4-12). Todos los algoritmos – salvo el LC-PLL, LCA-PLL y SOAP-PLL – muestran una tendencia a incrementar el error de seguimiento una vez ocurrida la falla (ver el ANEXO E.5) tal como se aprecia para el caso del SRF-PLL en Figura 4-12.

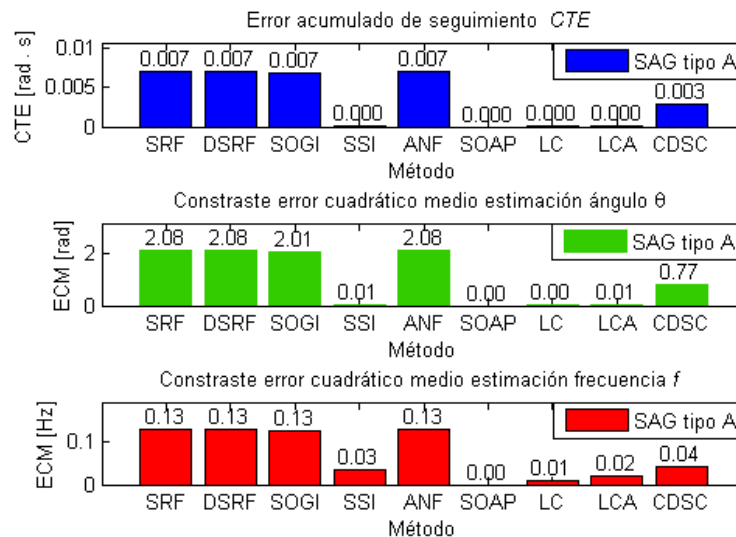


Figura 4-10: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con sag tipo A (30% de caída de tensión).

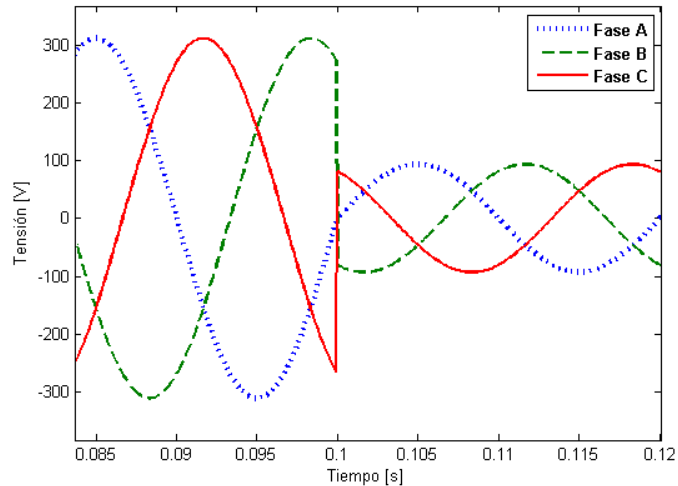


Figura 4-11: Sag tipo A, caída de tensión de 30 %.

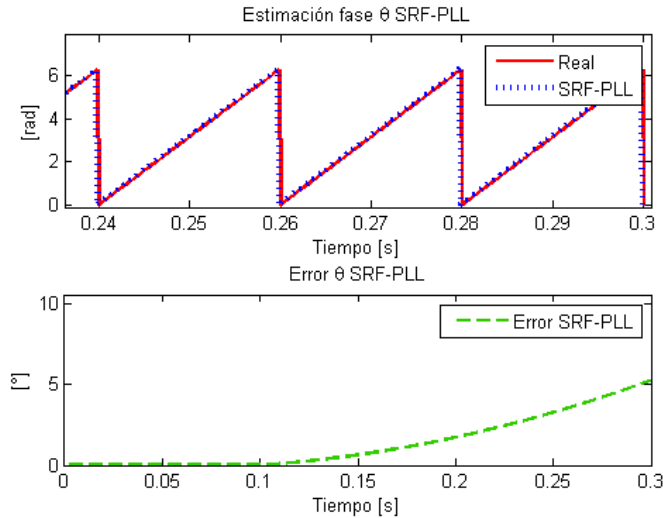


Figura 4-12: Estimación de ángulo de fase SRF-PLL sag tipo A.

4.3.1.6 SAG TIPO C

El desempeño de los algoritmos de detección de fase frente a un *sag* tipo C con una caída de tensión de 40 % se resume en las gráficas presentadas en Figura 4-13. Los resultados esperados son similares al caso anterior, los algoritmos basados en filtros de armónicos (desconsiderando el ANF) y el método basado en un observador presentan mejor desempeño respecto al SRF-PLL y aquellos algoritmos que se basan en la detección de la secuencia positiva de la tensión del sistema. A diferencia del *sag* tipo A, el desfase generado en las fases B y C es de 145° y -145° respectivamente, la caída de tensión ocurre sólo en las fases desfasadas (ver Figura 4-14). Los algoritmos con peor desempeño son el SRF-PLL y el ANF-PLL, el máximo desfase de estimación presentado por ambos asciende a $5,01^\circ$ (ver Figura 4-15).

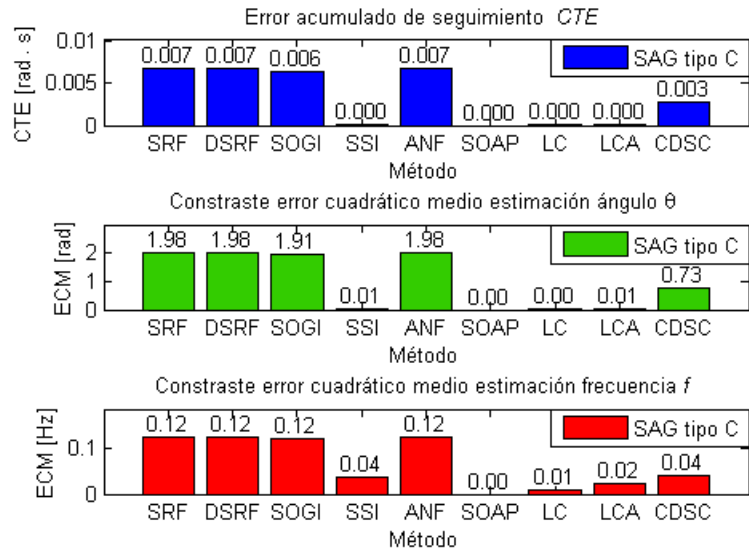


Figura 4-13: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con sag tipo C (40% de caída de tensión).

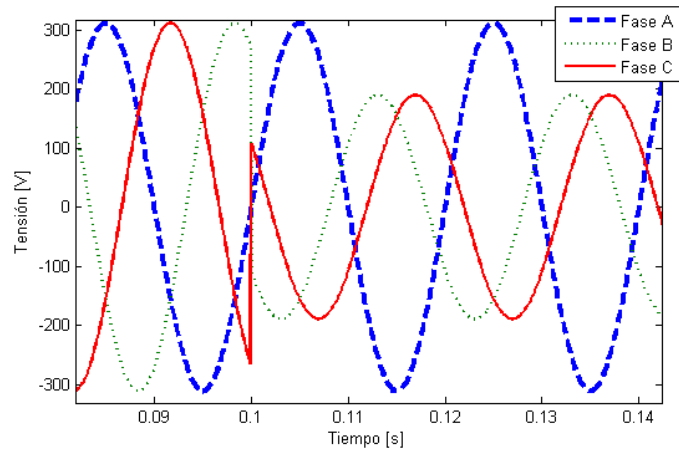


Figura 4-14: Sag tipo C, caída de tensión de 40 %.

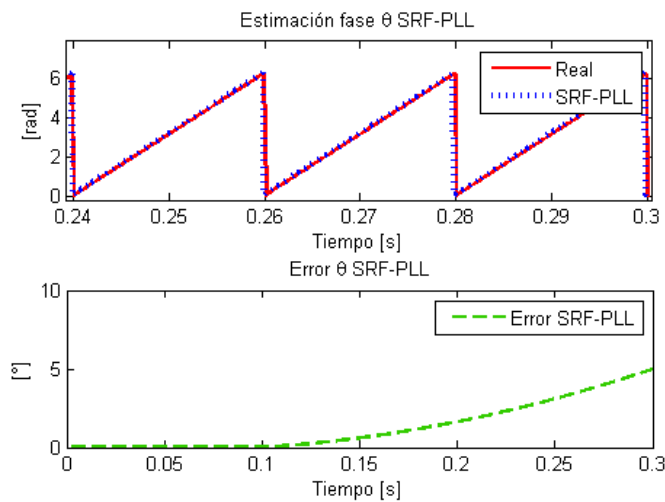


Figura 4-15: Estimación de ángulo de fase ANF-PLL sag tipo C.

4.3.1.7 NOTCH

En Figura 4-16 se presenta los indicadores de desempeño de los algoritmos PLL frente a *notches* (microcortes) de tensión. Se observa un buen desempeño a nivel general frente a este tipo de perturbaciones, con un error de seguimiento prácticamente nulo; el SSI-PLL posee el mayor desfase de estimación de ángulo y es de $0,05^\circ$.

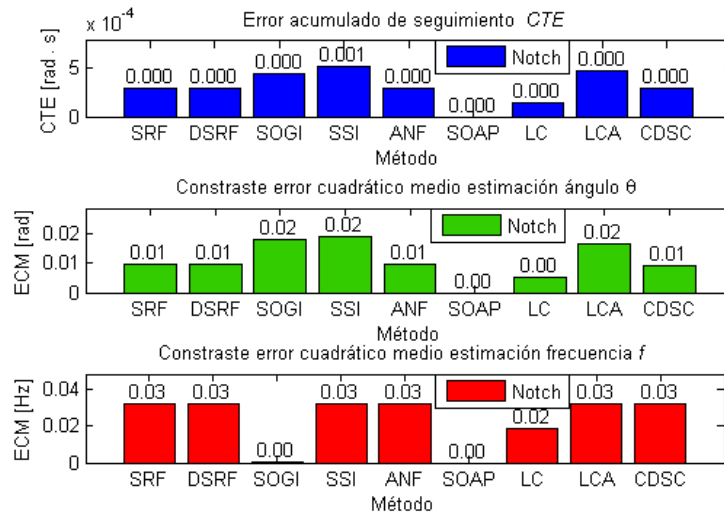


Figura 4-16: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con presencia de notches.

4.3.1.8 FLICKER

En Figura 4-17 se presenta la respuesta de los algoritmos de detección en una red con presencia de *flicker*. El error de seguimiento máximo observado – SSI-PLL – es de $0,12^\circ$ al igual que los resultados obtenidos para una red normal.

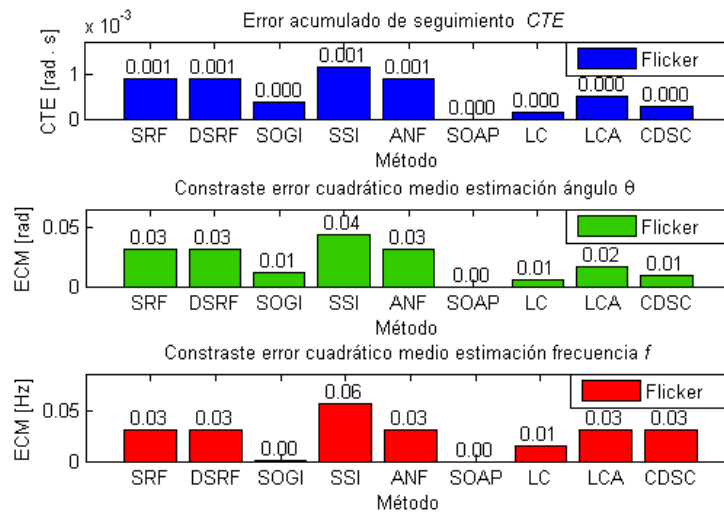


Figura 4-17: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con presencia de flicker.

4.3.1.9 SWELL

En Figura 4-18 se presentan los resultados exhibidos por los algoritmos de detección frente a una red con presencia de un alza sostenida de tensión. El PLL que muestra un mayor error acumulado de seguimiento presenta un desfase de estimación máximo de $0,03^\circ$. Cabe destacar que el desempeño de los métodos es incluso mejor que el presentado en condiciones ideales (red normal).

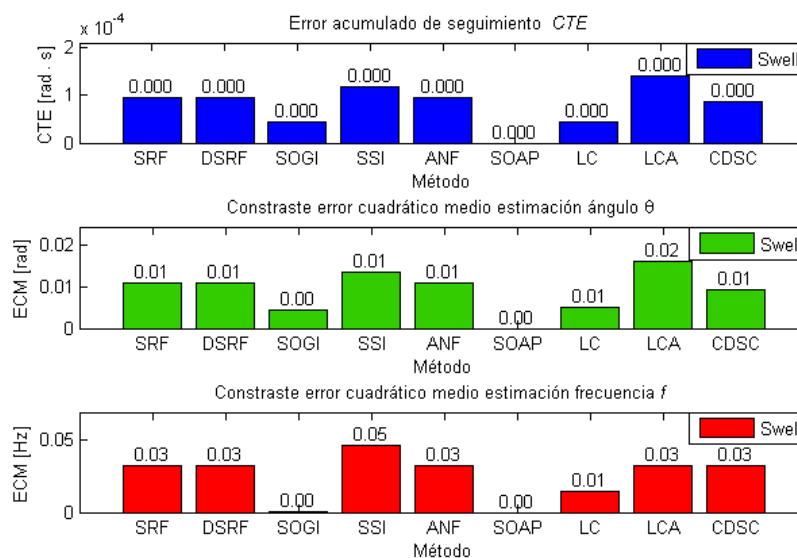


Figura 4-18: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con presencia de swell.

4.3.1.10 SALTOS DE FRECUENCIA

En Figura 4-19 se ilustra el desempeño de los algoritmos PLL ante una red con variaciones (saltos) de frecuencia. A diferencia de los casos anteriores todos los algoritmos presentan una mala respuesta. El desfase máximo exhibido por todos los algoritmos alcanza, en algún momento, los 180° .

El desempeño de todos los algoritmos tanto en términos de seguimiento de ángulo de fase como de frecuencia se presenta en el ANEXO D .

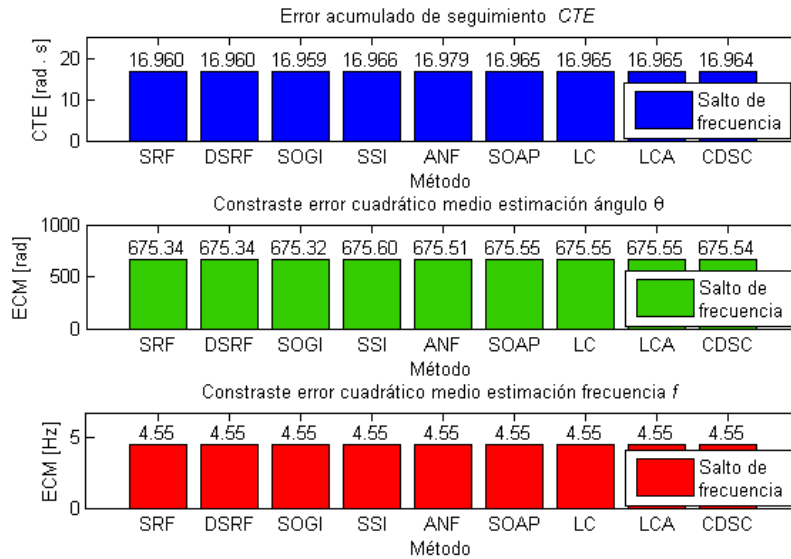


Figura 4-19: Contraste desempeño algoritmos PLL, red con presencia de saltos de frecuencia.

4.3.2 SALTOS DE FRECUENCIA

Los resultados obtenidos por los algoritmos con centro de frecuencia variable ante los saltos de frecuencia presentados en Tabla 4-2 se resumen en la Figura 4-20. Se aprecia que el SOAP-PLL, el SOGI-PLL y, en menor medida, el SSI-PLL presentan un mal desempeño, a diferencia de los métodos restantes, los cuales son capaces de seguir los cambios de frecuencia con un buen seguimiento de ángulo de fase. En los gráficos de la Figura 4-21 se muestra el comportamiento del SSI-PLL, se observa que el seguimiento de frecuencia mejora sólo cuando la frecuencia es de 50 Hz, el máximo error de detección es de alrededor de 180°. El método con mejor desempeño, LCA-PLL, presenta un error de seguimiento máximo de 15,4°, la frecuencia del sistema es seguida casi de manera perfecta, salvo oscilaciones en los instantes que se producen los saltos de frecuencia (ver Figura 4-22). El SRF-PLL, el cual exhibe un rendimiento medio, presenta un desfase máximo en la estimación de ángulo de casi 99°. El seguimiento de la frecuencia y la estimación de ángulo de todos los métodos se muestran en el ANEXO F.1.

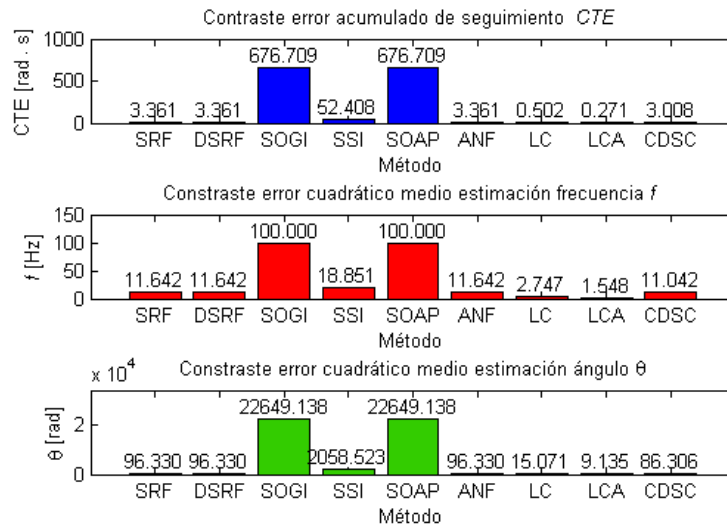


Figura 4-20: Contraste desempeño algoritmos PLL con centro de frecuencia variable, red con saltos de frecuencia.

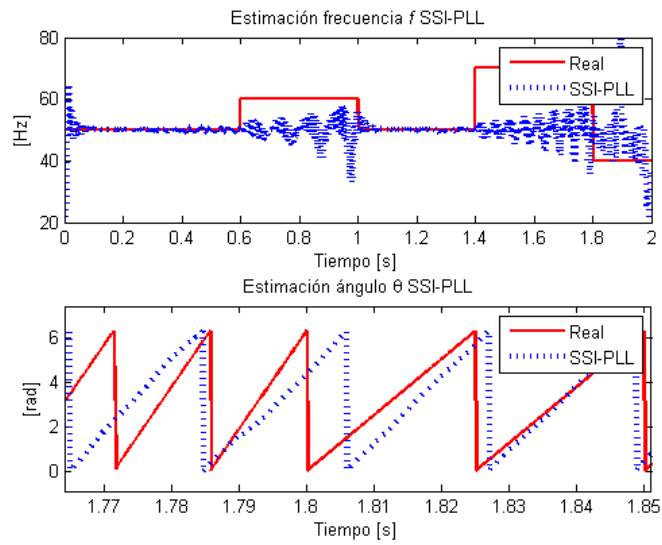


Figura 4-21: Estimación de ángulo de fase SSI-PLL con centro de frecuencia variable, red con saltos de frecuencia.

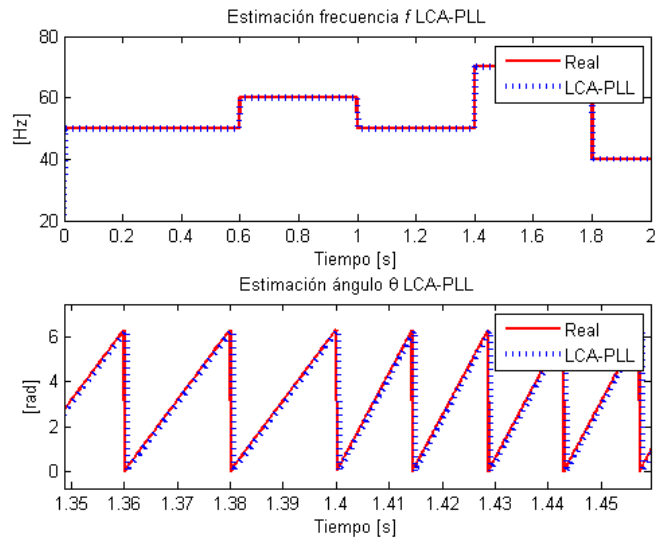


Figura 4-22: Estimación de ángulo de fase LCA-PLL con centro de frecuencia variable, red con saltos de frecuencia.

Con el fin de implementar un centro de frecuencia variable en los algoritmos SOGI-PLL, SSI-PLL y SOAP-PLL se reemplaza el centro de frecuencia propuesto en [6] por un SRF-PLL sintonizado especialmente para el seguimiento de frecuencia; la modificación se hace extensiva a todos los algoritmos. En la Figura 4-23 se resumen los indicadores de desempeño de los algoritmos con la modificación implementada frente a los saltos de frecuencia señalados en Tabla 4-2. La respuesta de los métodos, en general, es buena y comparable entre sí, si bien los algoritmos basados en filtro, salvo el ANF-PLL, presentan una respuesta ligeramente mejor. A diferencia del caso anterior, el SOAP-PLL no sólo es capaz de efectuar un seguimiento de ángulo de fase, sino mejora su desempeño al punto de ser comparable con los métodos que presentan mejor rendimiento. Mientras que con el centro de frecuencia variable propuesto en [6] el SOAP-PLL es incapaz de efectuar seguimiento de ángulo de fase, mediante el reemplazo del centro de frecuencia por un SRF-PLL especialmente diseñado es capaz de estimar el ángulo de fase con un error cercano a los 22° (ver Figura 4-24). El algoritmo con peor desempeño presenta un error de estimación máximo de 180° (SOGI-PLL), mientras que el mejor exhibe un error de $10,7^\circ$ (LC-PLL). Los resultados de todos los métodos se muestran en el ANEXO F.2.

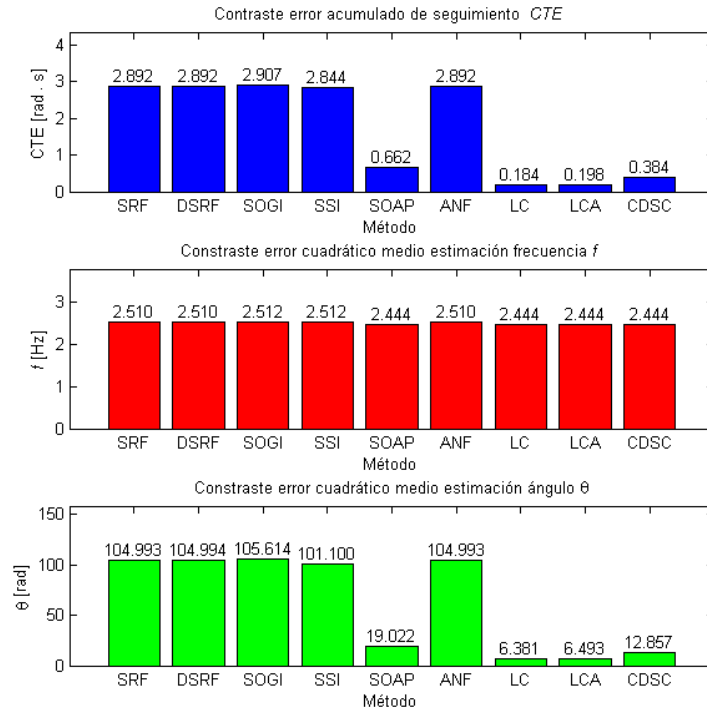


Figura 4-23: Contraste desempeño algoritmos PLL con centro de frecuencia variable, mediante SRF-PLL, red con saltos de frecuencia.

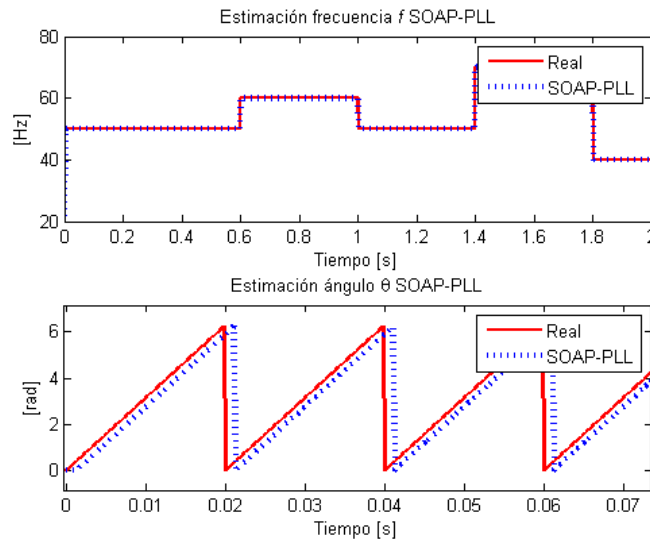


Figura 4-24: Estimación de ángulo de fase SOAP-PLL con centro de frecuencia, mediante SRF-PLL, red con saltos de frecuencia.

Por último se simula la respuesta de los algoritmos con centro de frecuencia variable basado en un SRF-PLL en una red con saltos de frecuencia (presentados en Tabla 4-2) y contenido armónico (mismos valores utilizados en la sección anterior, presentados en el acápite 4.2.1.1). El desempeño de los métodos se resume en los gráficos de la Figura 4-25. Se aprecia un desempeño un similar al caso anterior. El algoritmo con peor desempeño, SOGI-PLL, presenta un error de estimación máximo de 180° , mientras que el con mejor desempeño, el LC-PLL, presenta un error de estimación máximo de $15,54^\circ$; en Figura 4-26 se grafica el comportamiento del LC-PLL. Los gráficos de todos los algoritmos se presentan en el ANEXO F.3.

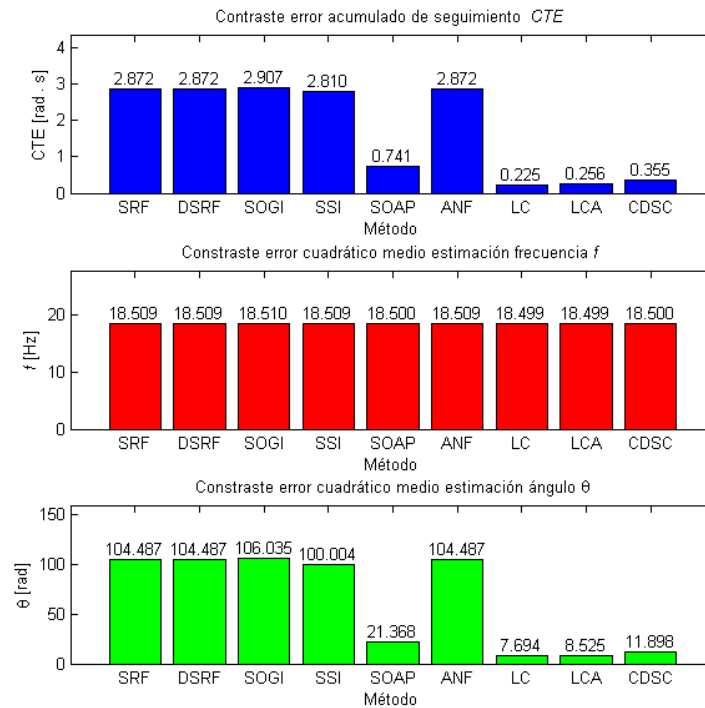


Figura 4-25: Contraste desempeño algoritmos PLL con centro de frecuencia variable, mediante SRF-PLL, red con saltos de frecuencia y distorsión armónica.

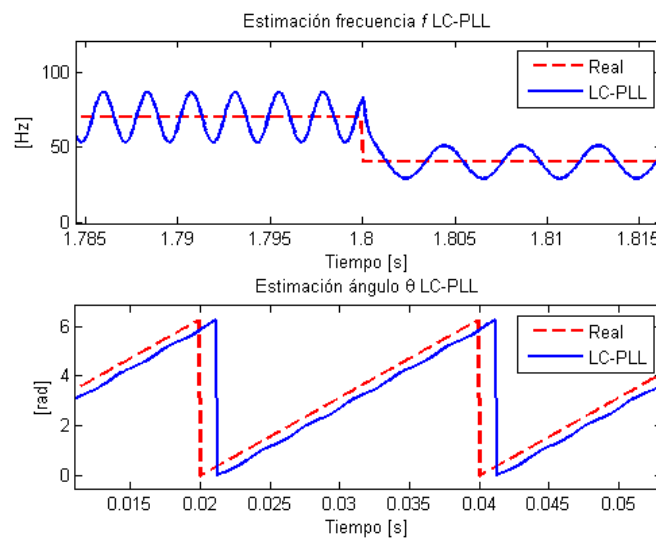


Figura 4-26: Estimación de ángulo de fase LC-PLL con centro de frecuencia mediante SRF-PLL, red con saltos de frecuencia y contenido armónico.

4.4 EVALUACIÓN EXPERIMENTAL DE LA METODOLOGÍA

A continuación se presentan los resultados obtenidos de la implementación de los algoritmos SRF-PLL, SOGI-PLL y SOAP-PLL en la μ Hidro. Para la comparación de los resultados presentados empíricamente se procede a contrastar el desfase entre la señal de tensión real (fase a) y una señal construida a partir del ángulo de fase estimado por cada uno de los algoritmos implementados y el valor máximo de amplitud de la señal real.

4.4.1 STAND – BY

En Figura 4-27 se presentan los resultados obtenidos de la implementación en estado de operación *stand-by*. Se observa que el método SOAP-PLL presenta un seguimiento casi perfecto de la señal. Los métodos SRF-PLL y SOGI-PLL presenta un comportamiento similar con un error máximo de estimación cercano a 83° como se muestra en la ilustración.

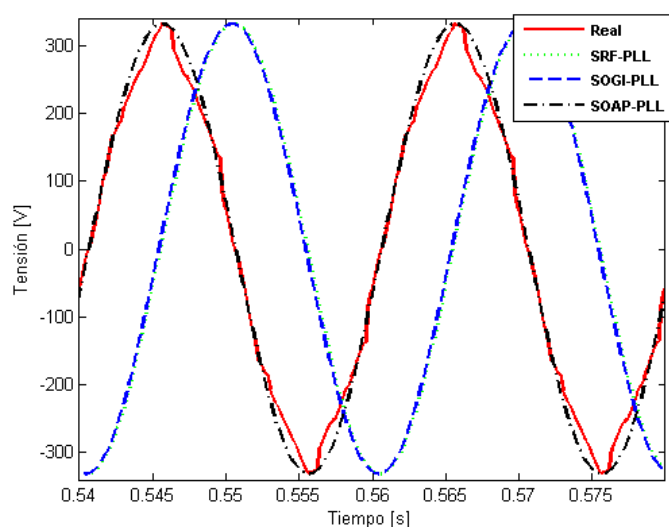


Figura 4-27: Resultados implementación algoritmos PLL operación stand-by.

4.4.2 OPERACIÓN EN ISLA

En Figura 4-28 se muestra la comparación entre la señal real y las señales reconstruidas a partir de la estimación de ángulo de fase en condiciones de operación aislada. Se observa un comportamiento similar al caso anterior, el error máximo de estimación del SOAP-PLL bordea los 10° , mientras que los algoritmos SRF-PLL y SOGI-PLL presentan un error máximo de estimación cercano a 88° , con un desfase entre sí de alrededor 3° .

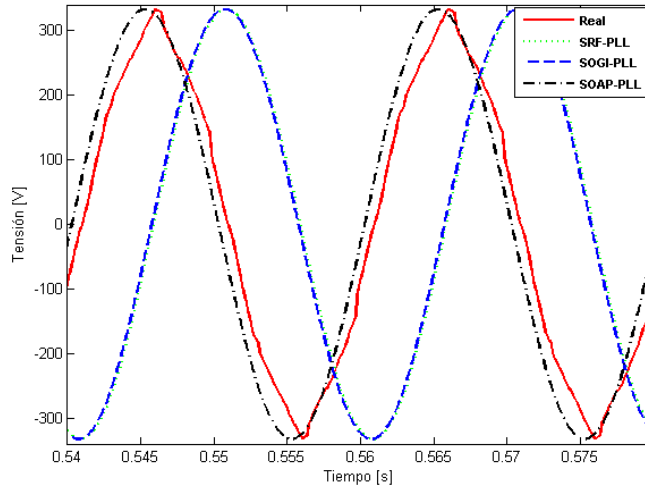


Figura 4-28: Resultados implementación algoritmos PLL operación aislada.

4.4.3 OPERACIÓN EN SINCRONISMO CASO 1

En Figura 4-29 se presentan los resultados de la implementación de los algoritmos de seguimiento de ángulo de fase en la μ Hidro en condiciones de sincronismo con una baja inyección de potencia. Los resultados son análogos a los obtenidos durante operación aislada y en vacío, el SOAP-PLL realiza un seguimiento casi perfecto, a diferencia de los dos algoritmos restantes los cuales presentan casi igual comportamiento con un error máximo de estimación cercano a los 88° .

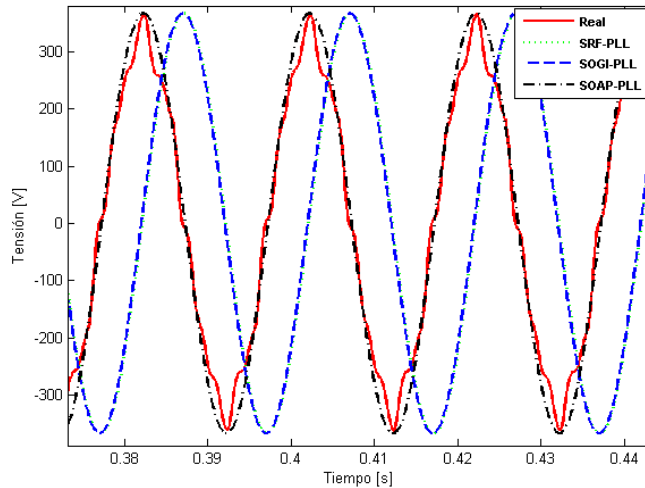


Figura 4-29: Resultados implementación algoritmos PLL operación en sincronismo caso 1.

4.4.4 OPERACIÓN EN SINCRONISMO CASO 2

En Figura 4-30 se presentan los resultados obtenidos de la implementación en condiciones de operación sincronizada a la red en condiciones de alta inyección de potencia. A diferencia de los casos anteriores el SOAP-PLL exhibe un desfase apreciable (57°) respecto el ángulo de fase real; los algoritmos SRF-PLL y SOGI-PLL (similares entre sí) presentan un error de estimación máximo de 90° .

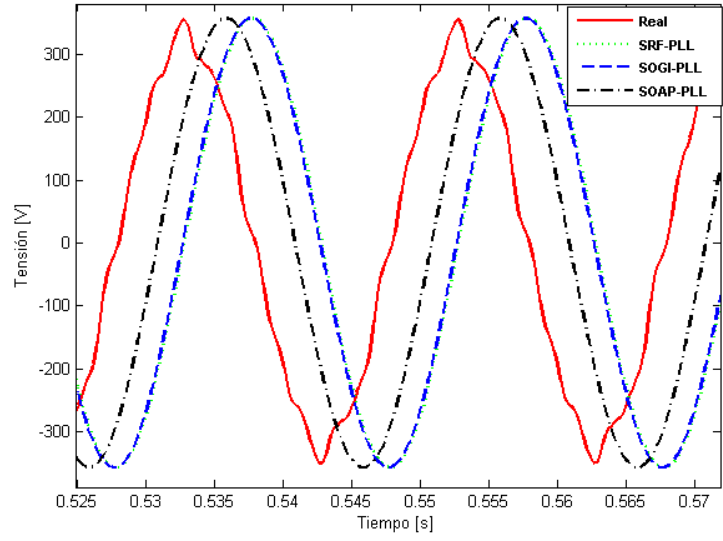


Figura 4-30: Resultados implementación algoritmos PLL operación en sincronismo caso 2.

CAPÍTULO 5 ANÁLISIS DE RESULTADOS

En el capítulo siguiente se analizan los resultados obtenidos de la implementación en la μ Hidro mediante simulación y experimentalmente.

5.1 ANÁLISIS COMPARATIVO DE LOS MÉTODOS DE DETECCIÓN

5.1.1 DESEMPEÑO DE ALGORITMOS PLL FRENTE A PERTURBACIONES TÍPICAS DE LAS REDES ELÉCTRICAS DE DISTRIBUCIÓN

5.1.1.1 SEVERIDAD PERTURBACIONES

En la Tabla 5-1 se resumen los desfases de estimación de ángulo máximo observados en las simulaciones, se aprecia que, a excepción de la simulación de saltos de frecuencia, el error máximo de estimación de ángulo no supera los $5,27^\circ$. En Figura 5-1 se grafica el error de estimación máximo de estimación de frecuencia de los algoritmos frente a las distintas perturbaciones simuladas; de manera análoga al caso del ángulo de fase, salvo para las simulaciones de saltos de frecuencia, los algoritmos presentan un buen desempeño con un error que no sobrepasa el 0,25% ($0,125\text{ Hz}$). Dichos resultados satisfacen los rangos de error admitidos para el ángulo de fase y la frecuencia por la Norma Técnica de Conexión y Operación de PMGD en instalaciones de Media Tensión los cuales establecen diferencias de hasta 10° y $0,5\text{ Hz}$, respectivamente. Caso distinto es el de los saltos de frecuencia los cuales alcanzan un error de seguimiento de ángulo de fase máximo de 180° y un error de estimación de frecuencia, para todos los métodos, cercano a los $4,55\text{ Hz}$ ($9,1\%$). Los resultados anteriores, además de no satisfacer lo establecido en la normativa, sitúan al salto de frecuencia como la perturbación más severa para los algoritmos PLL. Esta situación, conforme a lo presentado en el marco teórico, se debe a que el desempeño de los métodos de detección presenta un compromiso entre la velocidad de respuesta y la precisión en el seguimiento del ángulo de fase; para diseños con anchos de banda pequeños – como el utilizado para la sintonización de los algoritmos – la respuesta dinámica de éstos se sacrifica en pos de un buen seguimiento en presencia de desbalances en la tensión de la red.

Tabla 5-1: Desfase de estimación de ángulo máximo según perturbación.

Perturbación	Desfase de estimación de ángulo máximo
Salto de frecuencia	180°
SAG A	$5,27^\circ$
SAG C	$5,01^\circ$
Distorsión armónica	$0,13^\circ$
Distorsión interarmónica	$0,13$
Ruido de alta frecuencia	$0,13$
Flicker	$0,12^\circ$
Notch	$0,05^\circ$
Swell	$0,03^\circ$

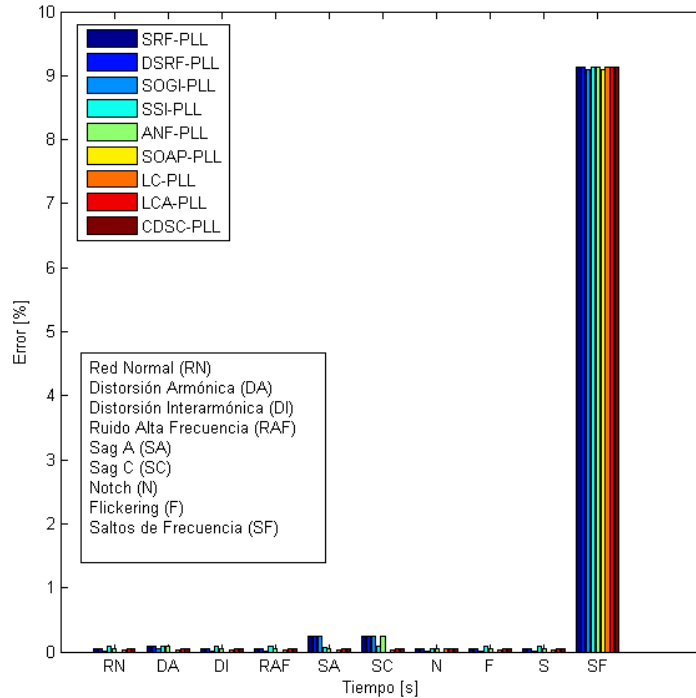


Figura 5-1: Contraste error máximo de estimación de frecuencia frente a perturbaciones típicas.

Se aprecia también de los resultados presentados en la Tabla 5-1 que aquellas perturbaciones que afectan la forma de onda de la señal de tensión (distorsión armónica, distorsión interarmónica y ruido de alta frecuencia) afectan de manera levemente mayor el rendimiento de los algoritmos respecto aquellas perturbaciones que afectan sólo la magnitud de la señal de tensión de forma simétrica (*swell* y *flicker*). Los *sags* de tensión, los cuales combinan una caída de tensión y un salto de fase, componen una perturbación más severa que las antes mencionadas, situándolos solo por debajo de los saltos de frecuencia en términos de error de estimación de ángulo y frecuencia.

Se observa que los microcortes o *notches* son despreciables para el desempeño de los algoritmos de detección. La deformación que generan en la señal de tensión no es lo suficientemente significativa como para afectar el desempeño de los algoritmos; esta situación puede deberse al tiempo de duración propio de este tipo de perturbación. De hecho, el período de muestreo utilizado para todas las simulaciones es $T_s = 10^{-4}$ s salvo para los *notches* para los cuales se utiliza $T_s = 0,5 \cdot 10^{-5}$ s, ya que de lo contrario la perturbación no se refleja en la simulación.

5.1.1.2 COMPARACIÓN MÉTODOS

Los métodos para la detección de ángulo de fase pueden ser clasificados en función de la característica principal que los distingue del algoritmo base. Según las características de los métodos, presentadas en la Tabla 5-2, se distinguen: el método base (SRF-PLL); aquellos basados en la utilización de la componente de secuencia positiva de la señal de tensión (DSRF-PLL y SOGI-PLL); aquellos basados en filtros (SSI-PLL, ANF-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL¹⁷); y el método basado en un observador (SOAP-PLL).

Tabla 5-2: Resumen de características de los algoritmos para la detección de ángulo de fase.

Método	Basado en				Adaptativo
	Componentes de secuencia	Filtros		Observador	
		Armónicas	Resonante		
SRF	No	No	No	No	No
DSRF	Sí	No	No	No	No
SOGI	Sí	No	No	No	No
SSI	No	No	Sí	No	No
ANF	No	Sí	No	No	No
SOAP	No	No	No	Sí	No
LC	No	Sí	No	No	No
LCA	No	Sí	No	No	Sí
CDSC	Sí	Sí	No	No	No

A nivel general, frente a perturbaciones que suponen salto de fase (*sag*) y alteraciones de la forma de onda de la señal de tensión (contenido armónico, interarmónico y de alta frecuencia), se observa un mejor desempeño en los algoritmos basados en filtros de componentes armónicas por sobre aquellos basados en la detección de la componente de secuencia positiva. Para hallar el fundamento de este resultado se analiza el efecto del uso de la componente de secuencia positiva. En Figura 5-2 se presenta la descomposición de una señal de tensión con distorsión armónica en sus componentes de secuencia positiva y negativa tanto en coordenadas naturales como en coordenadas $\alpha\beta$; para la extracción de las componentes se utilizan las ecuaciones presentadas en el acápite 2.4.3.4 (sección C). Se observa que la componente de secuencia negativa tiene poca información asociada a la perturbación (gráficos central derecho e inferior derecho), por lo que la componente de secuencia positiva (gráficos central izquierdo e inferior izquierdo), extraída para la estimación del ángulo de fase, es similar a la señal original (comparar gráfico inferior izquierdo y superior). El resultado anterior implica que ante este tipo de perturbaciones los métodos basados en el uso de la componente de secuencia positiva son muy similares al SRF-PLL, lo que es totalmente consistente con los resultados derivados de las simulaciones.

¹⁷ El CDSC-PLL permite extraer la componente armónica de interés de la componente de secuencia deseada, en este caso la fundamental de la componente de secuencia positiva. Si bien satisface dos características – la eliminación de contenido armónico y la descomposición de la señal en sus componentes de secuencia – se opta por agruparlo junto a los métodos basados en filtros.

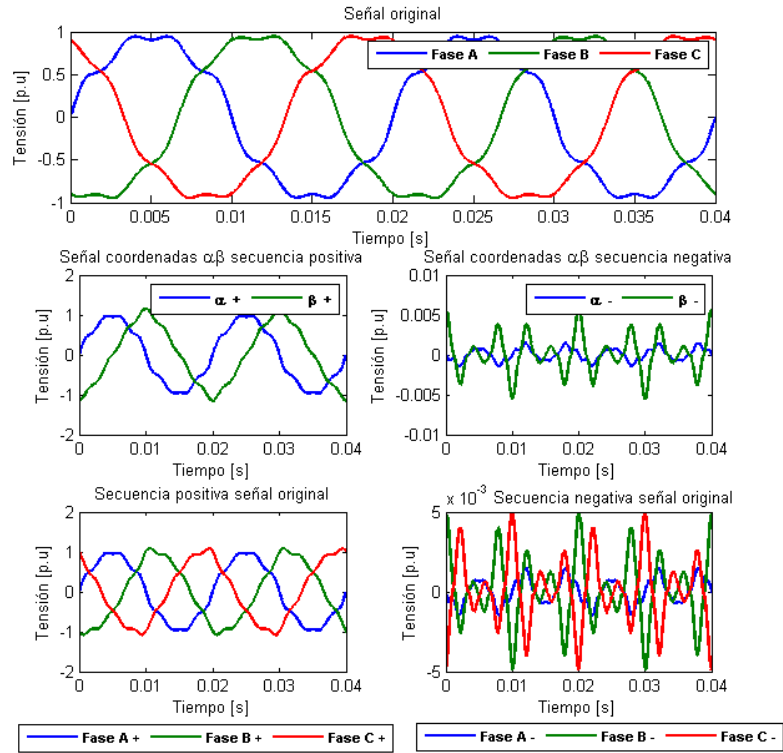


Figura 5-2: Componentes de secuencia positiva y negativa de una señal con distorsión armónica.

Se analiza también la conveniencia del uso de la componente de secuencia positiva para la estimación del ángulo de fase en caso de desbalances de la magnitud de tensión. Los resultados obtenidos frente perturbaciones de este tipo validan el buen desempeño de estos métodos ante variaciones de la magnitud de tensión. En Figura 5-3 se grafica la descomposición en componentes de secuencia, tanto en coordenadas naturales como en coordenadas $\alpha\beta$, de una señal de tensión desbalanceada; se observa en la ilustración que la componente de secuencia positiva (gráficos central izquierdo e inferior izquierdo) corresponde, a diferencia de la señal original, a un vector de tensiones balanceado, lo que sumado a la normalización del vector de tensiones post transformación a coordenadas de Clarke, favorece la estimación del ángulo de fase frente a perturbaciones que afectan la magnitud de las tensiones trifásicas. Se aprecia que la componente de secuencia negativa (gráficos central derecho e inferior derecho) posee información asociada al desbalance, la cual es extraída en beneficio de la estimación del ángulo de fase.

Respecto a los algoritmos basados en filtros se aprecia un buen desempeño. La extracción de las componentes armónicas no deseadas es efectiva, lo que permite alimentar el PLL con una señal de tensión razonablemente parecida a la fundamental. La excepción son el ANF-PLL y el SSI-PLL. Para el caso del ANF-PLL, su desempeño regular, similar al del SRF-PLL, puede deberse a la condición de estabilidad (ecuación (2.27)) utilizada para la sintonización del bloque M-ANF, ya que al sólo se satisface la inecuación sin buscarse el parámetro apropiado para sacar el mejor provecho del ANF-PLL. EL SSI-PLL funciona particularmente bien frente a *sags* de tensión, no obstante, frente al resto de perturbaciones su desempeño es comparable con el SRF-PLL; lo anterior puede deberse, al igual que para el caso del ANF-PLL, al ajuste del filtro.

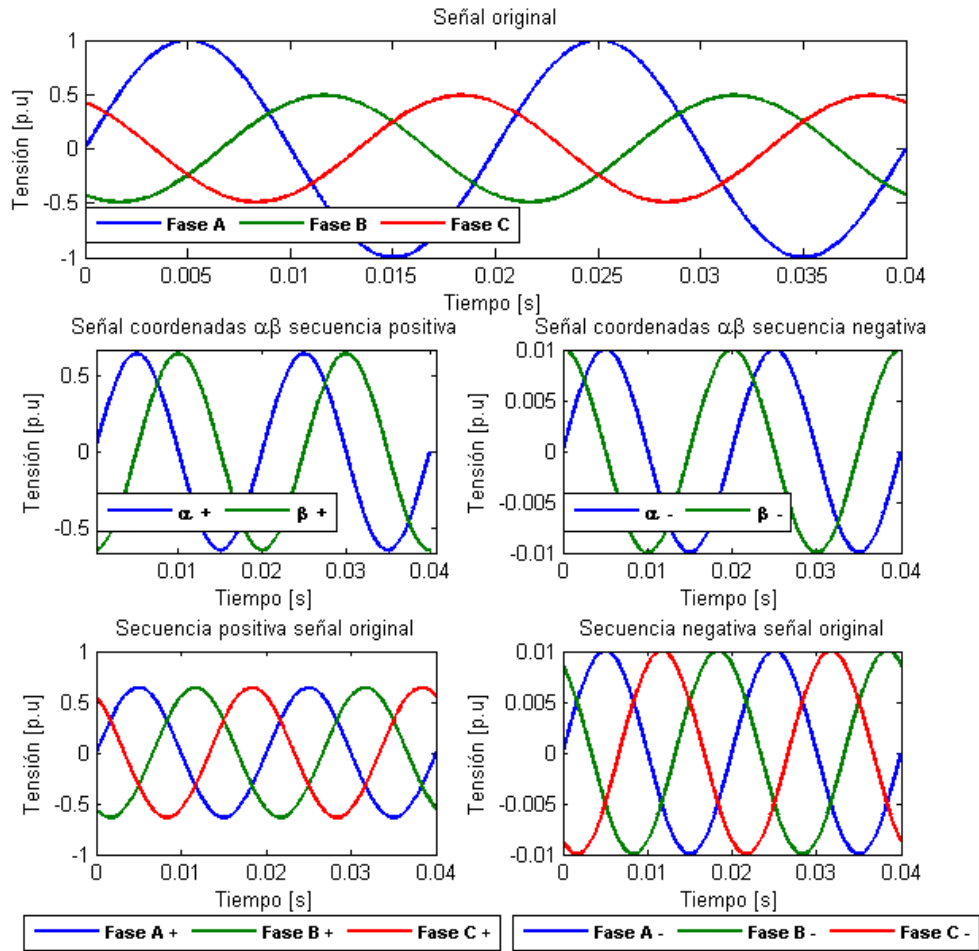


Figura 5-3: Componentes de secuencia positiva y negativa de una señal desbalanceada.

Respecto a los algoritmos basados en la utilización de la componente de secuencia positiva se aprecia un desempeño considerablemente mejor en el SOGI-PLL que en el DSRF-PLL. Dichos métodos utilizan estrategias totalmente distintas para el mismo propósito. Se presume que el ancho de banda utilizado en el filtro del circuito de síntesis del DSRF-PLL no es el mejor, resultando en un algoritmo con un rendimiento similar al algoritmo base.

El algoritmo con mejor desempeño, SOAP-PLL, demuestra que el uso de un observador es una buena herramienta para estimación del ángulo de fase. No obstante lo anterior, el uso de este método fuera del punto de operación para el que se diseña, en particular la frecuencia de operación, se traduce en un mal funcionamiento, incluso peor a cualquier otro método. El resultado anterior se debe a que para simplificación del diseño e implementación del observador, entre otras cosas, se supone una estimación precisa de la frecuencia del sistema; ésta y otras suposiciones vuelve efectivo el SOAP-PLL para sistemas con frecuencia invariante e igual a la nominal de operación, pero lo torna ineficaz para condiciones distintas a dicho punto. El diseño del observador es realizado para tener un buen funcionamiento frente a perturbaciones del tipo armónico, ruido de alta frecuencia y situaciones de desbalance, lo que es observado en las simulaciones realizadas, pero no para medios con oscilaciones importantes de frecuencia. Una descripción detallada del diseño del observador se presenta en el ANEXO B.

A modo de resumen, en la Tabla 5-3¹⁸ se ordenan los métodos de detección de ángulo de fase según desempeño, esto es, en función del error de seguimiento acumulado de ángulo de fase y el error cuadrático medio de estimación de ángulo y de frecuencia, según los resultados presentados en la sección 4.3.1. Se omiten los resultados obtenidos para los saltos de frecuencia, dado el mal rendimiento general. Aquellos algoritmos que presentan un comportamiento prácticamente igual se destacan con un mismo color, para cada perturbación.

Tabla 5-3: Ranking métodos de detección de ángulo de fase frente a perturbaciones típicas de la red eléctrica.

Posición	RN	DA	DI	RAF	SA	SC	N	F	S
1°	SOAP	SOAP	SOAP	SOAP	SOAP	SOAP	SOAP	SOAP	SOAP
2°	LC	LC	LC	LC	LC	LC	LC	LC	SOGI
3°	CDSC	CDSC	CDSC	CDSC	LCA	LCA	CDSC	CDSC	LC
4°	SOGI	SOGI	SOGI	SOGI	SSI	SSI	ANF	SOGI	ANF
5°	LCA	LCA	LCA	LCA	CDSC	CDSC	DSRF	LCA	CDSC
6°	ANF	ANF	ANF	ANF	SOGI	SOGI	SRF	ANF	DSRF
7°	DSRF	DSRF	DSRF	DSRF	ANF	ANF	SOGI	DSRF	SRF
8°	SRF	SRF	SRF	SRF	DSRF	DSRF	LCA	SRF	SSI
9°	SSI	SSI	SSI	SSI	SRF	SRF	SSI	SSI	LCA

En cuanto al desempeño de los algoritmos durante el intervalo de tiempo simulado (2 s), a partir de los resultados exhibidos en el ANEXO D se observa que, en términos generales, los algoritmos basados en filtros y el método basado en un observador presentan un error acotado mientras que los métodos SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL y ANF-PLL presentan un error que aumenta con el tiempo.

En términos generales, se colige que una adecuada sintonización del PLL es fundamental para su correcto desempeño. Como se mencionó, la respuesta dinámica del SRF-PLL presenta un compromiso con la precisión en la estimación del ángulo de fase, característica transitiva al resto de algoritmos implementados (que corresponden a versiones mejoradas de éste).

Por último destacar que el buen funcionamiento de los algoritmos basados en filtros se debe, en parte, a la sintonización con conocimiento a priori respecto al contenido armónico a ser filtrado; en el caso del LCA-PLL, su desempeño ligeramente peor respecto a su versión no adaptativa puede deberse a la introducción de un retardo debido al uso de un filtro de segundo orden considerado en su diseño.

5.1.2 DESEMPEÑO DE ALGORITMOS PLL CON CENTRO DE FRECUENCIA VARIABLE FRENTE A SALTOS DE FRECUENCIA

A partir de los resultados se verifica la efectividad del centro de frecuencia variable. Si bien el método es desarrollado para el SRF-PLL, su implementación en el resto de métodos, a nivel general, es exitosa: los métodos son capaces de seguir los cambios de frecuencia (ver resultados ANEXO F.1), presentando un error máximo de estimación de ángulo de fase de 15,4° en el caso del LCA-PLL (algoritmo con mejor desempeño). Son excepción los métodos SSI-PLL, SOGI-PLL y el SOAP-PLL, los cuales exhiben un pésimo comportamiento con la modificación. Para el caso del SSI-PLL se observa que la respuesta mejora cuando la frecuencia del sistema está en los 50 Hz, dicha situación halla su explicación en el filtro resonante que compone el bloque P-SSI del método,

¹⁸ RN: red normal, DA: distorsión armónica, DI: distorsión interarmónica, RAF: ruido de alta frecuencia, SA: sag tipo A, SC: sag tipo C, N: notch, F: flicker, S: swell.

el cual elimina toda componente de la señal de tensión distinta a la considerada para su sintonización (frecuencia nominal de operación). El observador que compone al SOAP-PLL utiliza la frecuencia de secuencia positiva filtrada ω_{e1} (ver sección F.), dado que el centro de frecuencia variable se basa en la doble integración en el tiempo de la diferencia de la frecuencia estimada entre dos instantes consecutivos, se produce una realimentación negativa entre ambos, conllevando al mal desempeño del método. De manera análoga, el bloque SOGI del SOGI-PLL utiliza la frecuencia estimada para la descomposición en componentes de secuencia; luego, la mala estimación de la frecuencia deriva en una mala descomposición en componentes de secuencia y viceversa, determinando el mal desempeño del método.

El uso de un SRF-PLL con centro de frecuencia variable, sintonizado especialmente para un buen seguimiento de la frecuencia, como centro de frecuencia del resto de algoritmos es exitoso: permite, por un lado, el funcionamiento del SOGI-PLL, SSI-PLL y SOAP-PLL en medios en que la tensión presenta saltos de frecuencia y, por otro, mejora el desempeño de los algoritmos frente a este tipo de perturbación; el error de seguimiento acumulado se reduce un 13% para métodos con rendimiento similar al SRF-PLL, y un 31% para el LC-PLL equivalente a una disminución del error máximo de estimación de ángulo de fase de $4,7^\circ$ (de $15,4^\circ$ a $10,7^\circ$).

El uso de un PLL especialmente diseñado para desempeñarse como centro de frecuencia permite además una respuesta razonable por parte de los métodos en condiciones en que la tensión presenta saltos de frecuencia y distorsión armónica; el error de seguimiento acumulado y el error cuadrático medio de estimación de ángulo de fase y frecuencia son similares al caso en que sólo se presentan saltos de frecuencia, si bien existen un aumento en el error máximo de estimación; por ejemplo, el LC-PLL experimenta un incremento en el desfase entre la variable real y la estimada de $4,84^\circ$ (de $10,7^\circ$ a $15,54^\circ$).

En la Tabla 5-4 se ordenan los métodos de detección de ángulo de fase según desempeño, esto es, en función del error de seguimiento acumulado de ángulo de fase y el error cuadrático medio de estimación de ángulo y de frecuencia, de acuerdo a los resultados presentados en la sección 4.3.2. El ranking se efectúa para los tres casos simulados: métodos con centro de frecuencia variable (CFV) en un sistema con saltos de frecuencia; algoritmos con centro de frecuencia basado en un SRF-PLL (CFV-SRF) especialmente diseñado para el seguimiento de frecuencia ante saltos de frecuencia; y los mismos métodos que el caso anterior, pero ante saltos de frecuencia y contenido armónico (CFV-SRF 2). Al igual que para el caso de las perturbaciones típicas de la red eléctrica, aquellos algoritmos que presentan resultados prácticamente iguales se destacan con un mismo color.

Tabla 5-4: Ranking métodos de detección de ángulo de fase frente a saltos de frecuencia.

Posición	CFV	CFV-SRF	CFV-SRF 2
1°	LCA	LC	LC
2°	LC	LCA	LCA
3°	CDSC	CDSC	CDSC
4°	ANF	SOAP	SOAP
5°	DSRF	SSI	SSI
6°	SRF	ANF	ANF
7°	SSI	DSRF	DSRF
8°	SOAP	SRF	SRF
9°	SOGI	SOGI	SOGI

Los algoritmos LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL desempeñan una mejor detección de ángulo de fase independiente de la manera en que se mejora su centro de frecuencia. Su diseño es totalmente compatible con las modificaciones al punto de poder estimar el ángulo de fase en condiciones en las cuales además de saltos de frecuencia existe contenido armónico. Si bien la estimación excede la máxima diferencia permitida por la normativa para efectos de sincronización, el error (entre 10° y 20° , dependiendo del caso) es razonable dadas las condiciones de operación de la red simulada.

Al igual que para el resto de perturbaciones, los algoritmos ANF-PLL y DSRF-PLL exhiben un comportamiento casi idéntico al SRF-PLL, confirmando la hipótesis que el diseño de ambos (la condición de estabilidad y la frecuencia del filtro del circuito de síntesis, respectivamente) no contribuyen a la mejora, ni al desmedro, del algoritmo base.

Los métodos SOAP-PLL, SOGI-PLL y SSI-PLL, los cuales no asimilan la adaptación de centro de frecuencia variable del mismo modo que el resto de métodos, al incorporar un centro de frecuencia compuesto por un SRF-PLL diseñado especialmente para el seguimiento de frecuencia son capaces de estimar el ángulo de fase en un ambiente de frecuencia cambiante. Dicha situación se debe a que la estimación de frecuencia se hace de manera totalmente independiente (por parte del SRF-PLL) a la estimación de ángulo de fase efectuada por los algoritmos, permitiendo combinar una respuesta rápida frente a cambios de frecuencia con un buen seguimiento de ángulo de fase.

5.2 ANÁLISIS DESEMPEÑO EXPERIMENTAL

En primer lugar cabe mencionar que las características del sistema en operación aislada y en sincronismo presentan un contenido armónico similar al simulado: un THD cercano al 6% con presencia principal de armónicas de tercer, quinto y séptimo orden (en sincronismo también se observa una presencia importante de armónicas de orden 11). Se aprecia un rendimiento similar el exhibido durante las simulaciones: los algoritmos SRF-PLL y SOGI-PLL presentan un mal desempeño con un error de estimación de más de 80° durante el intervalo de tiempo analizado; mientras que el SOAP-PLL, salvo para la cuarta condición de operación, presenta un seguimiento casi perfecto.

Ya se señaló que tanto el SRF-PLL como el SOGI-PLL son totalmente vulnerables ante condiciones de distorsión armónica y que el error de estimación presentado en estas condiciones aumenta en la medida que incrementa el tiempo, situación que explica el desfase de estimación observado, el cual es considerablemente mayor que el registrado mediante simulación. Adicionalmente al error atribuible a la distorsión armónica presente en el sistema, se presume una merma del desempeño de los algoritmos debido a la existencia de saltos u oscilaciones de frecuencia ocasionados por la respuesta del control de frecuencia de la μ Hidro durante las transiciones de operación indicadas en la sección 3.3.2.2. Dicha situación explicaría, en particular, el error en la estimación del ángulo de fase registrado durante la operación en sincronismo caso 2 (ver Figura 4-30) registrado en los tres métodos implementados.

5.3 EXTENSIÓN A DETECCIÓN DE OPERACIÓN EN ISLA

Además de su utilización para efectos de sincronización y control de frecuencia, los algoritmos PLL pueden ser utilizados para la detección de operación en isla de DG como la μ Hidro. Dado que se considera un aspecto relevante para el funcionamiento de la central, se simula el desempeño de un algoritmo PLL para la detección de operación en isla.

A continuación se presenta un breve marco teórico para introducir al tópico, se describe y simula un caso de estudio, se presentan los resultados obtenidos junto a su análisis con el fin de evaluar el uso de los PLL para detección de aislamiento.

5.3.1 MARCO TEÓRICO

Se entiende por aislamiento a la condición en que un generador distribuido continúa abasteciendo de energía a parte del sistema a pesar de la no existencia de suministro a partir de la red eléctrica. La detección de operación en isla se basa en el monitoreo de ciertos parámetros de la red para determinar si existe condición de aislamiento en una porción del sistema eléctrico.

5.3.1.1 ASPECTO IMPORTANTES DE LA DETECCIÓN DE OPERACIÓN EN ISLA

En los sistemas de distribución tradicionales no existen fuentes de generación de potencia, por lo que durante situaciones de falla en el sistema de transmisión aguas arriba son incapaces de obtener energía. La situación anterior, con la proliferación de sistemas de generación distribuida, ha cambiado. Debido, por ejemplo, al riesgo al que se expone a los trabajadores en los sistemas de transmisión-distribución al alimentar el sistema mediante DG cuando las fuentes primarias de generación han fallado, o el riesgo de una reconexión fuera de fase que podría implicar daño en generadores debido a altas corrientes y torques mecánicos, o transientes que puedan derivar en daños en los consumos, la normativa actual establece como requerimiento la capacidad de los generadores distribuidos de detectar la operación en isla y proceder a la desconexión lo antes posible.

5.3.1.2 TÉCNICAS DE DETECCIÓN DE OPERACIÓN EN ISLA

En la actualidad los métodos de detección de operación en isla se clasifican en: técnicas remotas (o basadas en comunicaciones) y técnicas locales, las cuales se subdividen en: técnicas pasivas, técnicas activas y técnicas híbridas. A continuación se da una breve descripción de cada método.

A. Técnicas remotas

Las técnicas de detección remota se basan en el uso de comunicaciones entre la red de servicio y los DG. Los métodos principales se basan en:

- El uso de las líneas de transmisión para el envío de señales. Ante la pérdida de la señal se supone la condición de aislamiento.
- Señales de desconexión producidas por equipos de reconexión. Este método supone que los reconectores y/o interruptores cuentan con transmisores que informan a los DG cuando se encuentran abiertos.
- Sistemas SCADA¹⁹ que utilizan sensores de tensión emplazados en las zonas en que se ubican los DG. El sistema de monitoreo permite alertar la eventual condición de aislamiento.

¹⁹ *Supervisory Control and Data Acquisition.*

B. Técnicas locales

Este tipo de técnicas se basa en la medición de parámetros del sistema tales como tensión y frecuencia, en la ubicación misma de los DG. Dependiendo si se ejerce algún tipo de acción sobre la red se clasifican en pasivas, activas o híbridas.

i. *Pasivas*

Se basan en el monitoreo de las variables de la red en busca de cambios anormales en variables tales como la frecuencia, la tensión o el ángulo de fase, como también en aspectos tales como la presencia de algún armónico en particular o el contenido total armónico existente. Cuando las variaciones observadas son de importancia se procede a desconectar los DG. Los métodos de detección pasiva más comunes se basan en la observación de las siguientes condiciones o indicadores:

- Alzas o caídas de tensión más allá de los límites definidos en la normativa.
- Variaciones de frecuencia (sobrefrecuencia y subfrecuencia) más allá de los límites impuestos en las regulaciones.
- Cambio abrupto de la tasa de cambio de frecuencia (ROCOF por sus siglas en inglés) y tasa de cambio de tensión (ROCOV por sus siglas en inglés).
- Saltos de fase del vector de tensión.
- Contenido armónico total o ciertas componentes (3^{era}, 5^{ta}, entre otras).

Este tipo de técnica es efectiva en la mayoría de condiciones de operación de la red, no obstante cuando la potencia generada por el DG calza de manera casi exacta con el consumo, estos métodos son incapaces de detectar el aislamiento debido a que el cambio de las variables o parámetros medidos no escapa de los límites definidos en la normativa y, por tanto, se mantiene dentro de los límites definidos en los algoritmos de detección. Al rango de operación en la cual no existe detección debido al calce generación-consumo se le denomina zona de no detección (NZD por sus siglas en inglés).

ii. *Activas*

Al igual que los métodos pasivos las técnicas activas se basan en la detección de cambios anormales en variables tales como la frecuencia, la tensión o el ángulo de fase, como también en aspectos tales como el contenido armónico. El objetivo principal de estos métodos es reducir la NZD en condiciones de igualdad de generación y consumo entre los DG y las cargas. Típicamente los métodos activos se basan en la inyección de una pequeña perturbación a la red, dependiendo de la respuesta de la red y del sistema en torno al DG en operación en isla se definen indicadores que establecen si se está en condición de aislamiento; perturbaciones en términos de cambios de tensión, frecuencia o fase pueden ser generados en el DG: en operación sincronizada la red absorberá todos esos cambios mientras que en operación en isla esas variaciones serán observadas (medidas o estimadas). Los métodos más comunes se basan en:

- La alteración de variables tales como la frecuencia, ángulo de fase o magnitud de tensión con el fin de conseguir: saltos de frecuencia o de fase, o la modificación de la tensión en el punto de conexión común²⁰ (PCC por sus siglas en inglés).
- La medición de la impedancia del sistema. Mediante, por ejemplo, la inyección de corriente de manera periódica y del monitoreo de la respuesta de la tensión del sistema, la impedancia de la red es determinada mediante el uso de la transformada de Fourier.

iii. *Híbridas*

Las técnicas híbridas emplean ambos métodos, pasivos y activos. La idea de este tipo de método es emplear el método activo de detección sólo cuando el método pasivo sospecha la operación en isla.

En la Tabla 5-5 se presenta un cuadro comparativo entre las técnicas de detección de aislamiento.

En cuanto a la regulación a los métodos de detección, organizaciones como el IEEE y la IEC son los principales promotores de la estandarización de requerimientos para la detección de aislamiento. No obstante, algunos países han desarrollado sus propias normativas al respecto, las cuales al diferir de los enfoques tanto del IEEE como de la IEC han tornado difícil el desarrollo de una solución comercial general; Alemania, Austria, España, Italia y Japón son ejemplos de países que han establecido sus propios requerimientos al respecto.

²⁰ Se define PCC como el punto en que la red de electricidad y cualquier consumo (dispositivos, equipos o sistemas u otros) están, o pueden estar, conectados. No se refiere necesariamente a una misma locación del punto de conexión.

Tabla 5-5: Comparación de técnicas de detección de operación en isla.

Técnica		Ventajas	Desventajas
Remotas		<ul style="list-style-type: none"> ▪ Altamente confiable 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Altos costos para sistemas pequeños
Locales	Pasivas	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Tiempo de detección corto ▪ No perturba el sistema ▪ Precisa cuando existen grandes diferencias entre la generación y la demanda del sistema aislado ▪ Fácil y barata de implementar 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Dificultad de detección cuando existe coincidencia entre la generación y consumo de la zona aislada ▪ Ajuste de umbrales de detección críticos ▪ Ajustes inadecuados pueden derivar en desconexiones indeseadas
	Activas	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Puede detectar operación en isla incluso si existe coincidencia entre la generación y la demanda en el sistema aislado (pequeña NDZ) ▪ Fácil de implementar 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Introduce perturbaciones en el sistema desmejorando la calidad del producto eléctrico ▪ Demora en la respuesta debido al tiempo requerido para observar la respuesta del sistema ante la perturbación
	Híbridas	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Pequeña NDZ ▪ La perturbación es introducida solamente cuando se sospecha aislamiento 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Tiempo prolongado de detección debido a la implementación de métodos pasivos y activos (sucesivamente)

5.3.1.3 DETECCIÓN DE OPERACIÓN EN ISLA BASADA EN PLL

En las referencias [32] [33] se propone un método para la detección de aislamiento basado en las variaciones de ángulo de fase de la señal de tensión mediante el uso de algoritmos basados en PLL. Adicionalmente en [32] con el objetivo de mejorar la precisión de detección del método, esto es reducir su NDZ, se propone la inyección de reactivos. A continuación se describe el método.

A. Principios básicos de detección

Considérese el sistema de potencia presentado en la Figura 5-4, la tensión y la frecuencia en el punto de acoplamiento común están dadas por:

$$\begin{aligned} P + \Delta P &= \frac{V^2}{R} \Rightarrow V = \sqrt{R \cdot (P + \Delta P)} \\ Q + \Delta Q &= \frac{V^2}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L} \Rightarrow f = \frac{R \cdot (P + \Delta Q)}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot (Q + \Delta Q)} \end{aligned} \quad (5.1)$$

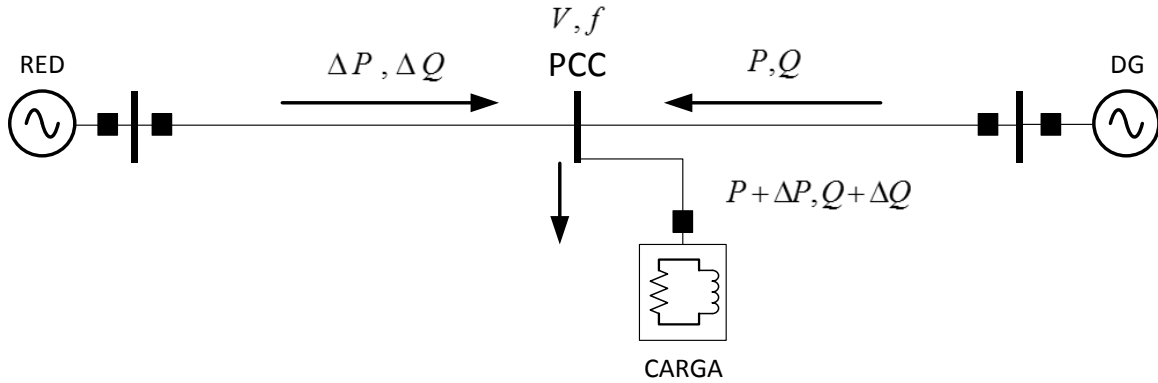


Figura 5-4: Sistema de potencia simplificado.

Ante la salida de la red de suministro eléctrico el subsistema constituido por la carga y por el generador distribuido compone un sistema aislado. La tensión y la frecuencia se reescriben como:

$$V' = \sqrt{R \cdot P} \quad , \quad f' = \frac{V'^2}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot Q} = \frac{R \cdot P}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot Q} \quad (5.2)$$

Luego, a partir de las ecuaciones (5.1) y (5.2) la variación de tensión y de frecuencia al ocurrir aislamiento se puede expresar en función de la potencia según:

$$\begin{aligned} \Delta V &= V' - V = \sqrt{R \cdot P} - \sqrt{R \cdot (P + \Delta P)} \\ \Delta f &= f' - f = \frac{R \cdot P}{L \cdot Q} - \frac{R \cdot (P + \Delta P)}{L \cdot (Q + \Delta Q)} \end{aligned} \quad (5.3)$$

El resultado presentado en (5.3) sugiere que la detección de aislamiento puede lograrse monitoreando los cambios de tensión y/o la frecuencia, principio en el cual se basan los métodos pasivos de detección.

B. Método de detección basado en PLL

Como se presenta en la sección 2.4.3.4, apartado A, las tensiones de eje directo y en cuadratura a la salida del detector de fase del SRF-PLL están dadas por:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ d_q \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ \sin \theta_e & -\sin \theta_e \end{bmatrix}}_{T_{dq}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}}_{T_{\alpha\beta}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} V \cdot \cos \theta \\ V \cdot \cos \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \\ V \cdot \cos \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \end{bmatrix}}_{V_{abc}} \\ &= V \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_e) \\ \sin \left(\underbrace{\theta - \theta_e}_{\Delta\theta} \right) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Donde, V es la magnitud de la tensión, θ es el ángulo de fase real y θ_e es el ángulo de fase estimado por el SRF-PLL. $\Delta\theta$ corresponde a la diferencia entre el ángulo de fase de la tensión de la red de suministro y el ángulo de fase propio del PLL, y también representa las variaciones del ángulo de fase de la tensión del sistema. El método descrito en las publicaciones citadas se basa en el monitoreo de $\Delta\theta$ obtenida como:

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \frac{v_d}{v_q} \quad (5.5)$$

En condiciones ideales, en ausencia de perturbaciones, el valor promedio de la tensión en eje en cuadratura (\bar{v}_q) es cero, al igual que el promedio de la amplitud de la componente fundamental del vector de secuencia positiva (\bar{v}_d), por lo que $\Delta\theta$ corresponde un buen indicador de operación en isla. El algoritmo de detección de estado aislado se presenta en la Figura 5-5.

En [32] se incorpora inyección de reactivos con el objetivo de incrementar el desbalance entre la potencia generada o consumida de manera de favorecer, en caso de hallarse en la NDZ, la detección de aislamiento.

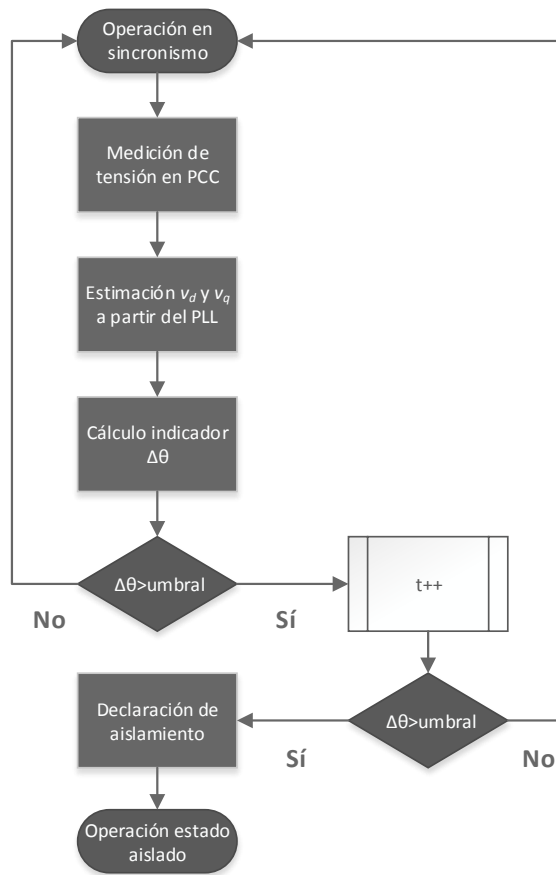


Figura 5-5: Diagrama de flujo método de detección de operación aislada basado en PLL.

5.3.2 APLICACIÓN

5.3.2.1 SISTEMA EN ESTUDIO

El sistema en estudio es el mismo que el presentado en Figura 5-4. Los valores de operación nominal del generador²¹ simulado se presentan en Tabla 5-6.

Tabla 5-6: Parámetros de operación nominal generador simulación de detección de aislamiento.

Parámetro	Valor
Tensión	400 V
Frecuencia	50 Hz
Potencia	8100 VA
Velocidad	1500 rpm

La red se representa mediante una fuente de tensión trifásica programable y una carga LC con un consumo de 5000 W y 1000 VAR²².

²¹ El generador utilizado pertenece a las librerías de *SimPowerSystems* de MATLAB-Simulink.

²² La fuente y carga utilizadas pertenecen a las librerías de *SimPowerSystems* de MATLAB-Simulink.

5.3.2.2 DESCRIPCIÓN PRUEBA

Se emplea el método de detección de operación en isla descrito en la sección previa. Con el fin de reducir la NZD se inyectan reactivos mediante un condensador con capacidad de $1 \mu F$ que se conecta y desconecta con una frecuencia de *switching* de 1 kHz (método activo). La salida del sistema se programa un 1 s después de iniciada la simulación. El tiempo total de simulación es 2 s .

El control de excitación corresponde al descrito en la sección 2.1.3.2, apartado B: en condiciones de sincronismo se efectúa control de factor de potencia (más precisamente se controla el ángulo de desfase φ), al transitar a operación en isla se cambia a control de tensión. El generador se modela con control de la potencia mecánica en el eje; el diagrama de bloques correspondiente al control de potencia se presenta en Figura 5-6: la velocidad angular del rotor es comparada con una referencia (velocidad nominal de operación), de la acción de un controlador PI se obtiene la potencia mecánica en el eje del generador.

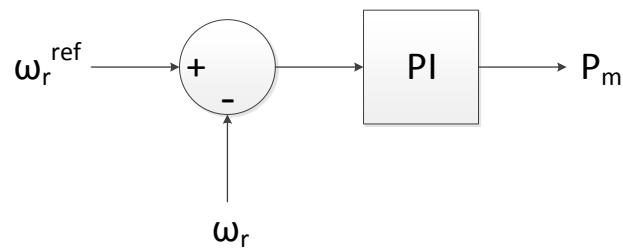


Figura 5-6: Regulador de velocidad generador simulación detección de estado aislado.

En la Tabla 5-7 se presentan las ganancias de los controladores respectivos.

Tabla 5-7: Ganancias control generador sincrónico simulación detección de operación en isla.

Control	Ganancia proporcional K_p	Ganancia integral K_i
Excitación – $\cos \varphi$	0,3788	142,2623
Excitación – Tensión	0,7575	14,2262
Velocidad	65,7810	$7,3675 \cdot 10^4$

5.3.2.3 RESULTADOS Y ANÁLISIS

En Figura 5-7 y Figura 5-8 se ilustra la respuesta del sistema frente a una situación de aislamiento y el desempeño del indicador de estado aislado implementado. En Figura 5-7 se aprecia la caída de tensión experimentada por el sistema al producirse el aislamiento (ilustración superior izquierda); la respuesta del control de excitación se muestra en Figura 5-8, se observa que durante el primer segundo de simulación se aplica control de factor de potencia (ilustración superior izquierda), mientras que una vez ocurrida la falla se efectúa control de tensión (ilustración superior derecha), el restablecimiento de la tensión a valores nominales tarda alrededor de 0,5 s. En cuanto a la inyección de potencia se aprecia en la Figura 5-7 que el DG cubre toda la demanda una vez ocurrida la falla (gráfico superior derecho y gráfico central derecho); la ilustración inferior muestra la frecuencia de *switching* de la perturbación, esto es, la conexión y desconexión de un condensador con una frecuencia de 1 kHz. Se aprecia que durante la operación en sincronismo la perturbación no se manifiesta en términos de tensión, fenómeno sí observado en operación en isla; el indicador implementado (gráfico central izquierdo) presenta un comportamiento oscilatorio que, al pasar a estado aislado, se ve perturbado por la conmutación intermitente del condensador (ver Figura 5-9). Este cambio en el comportamiento del indicador de estado de aislamiento señala efectivamente la transición de operación en sincronismo a operación en isla.

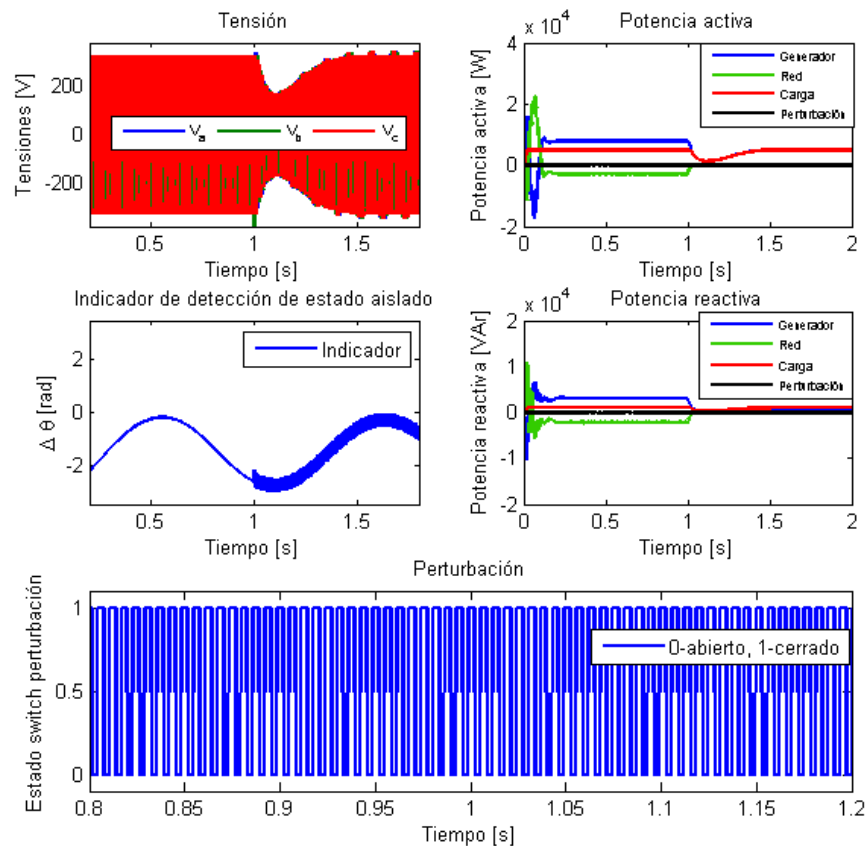


Figura 5-7: Respuesta del sistema ante situación de aislamiento.

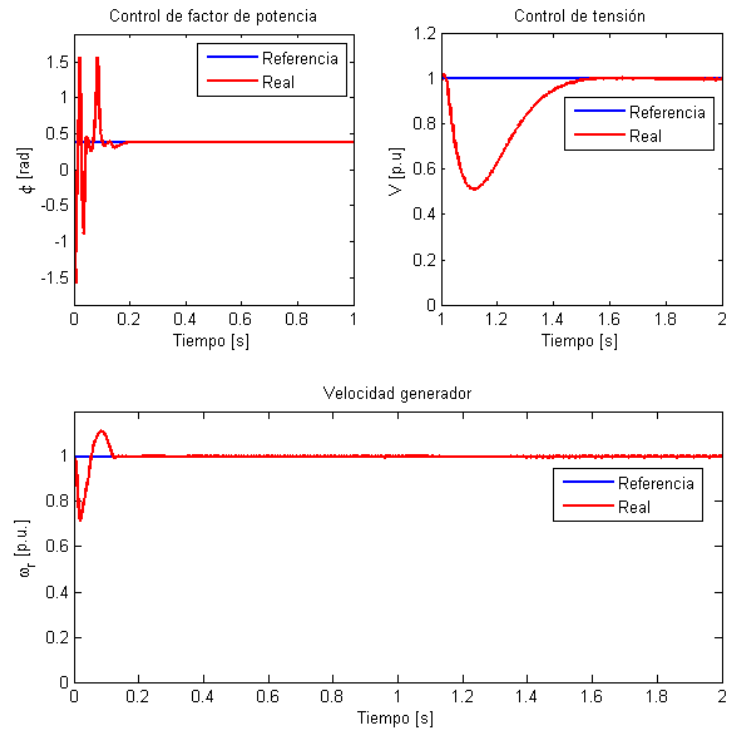


Figura 5-8: Respuesta control generador distribuido sistema detección de operación en isla.

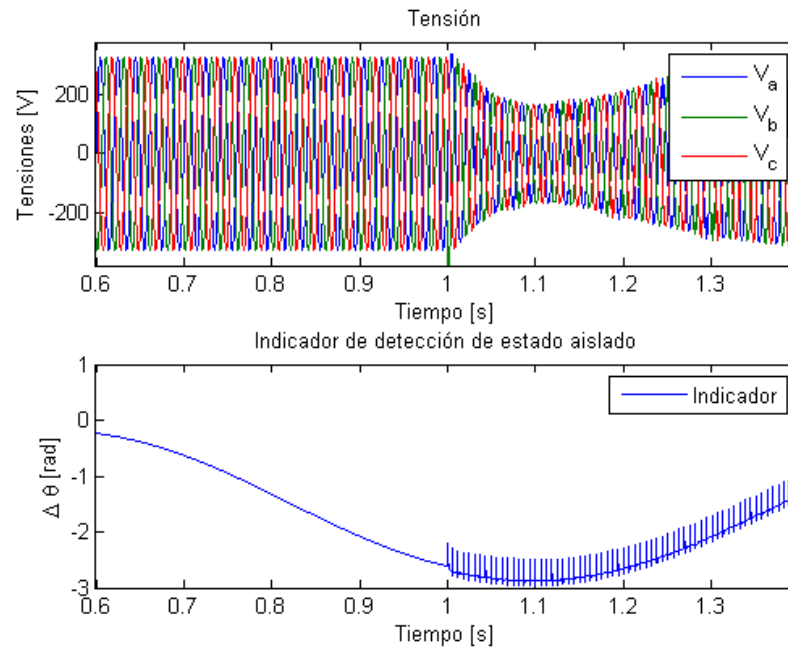


Figura 5-9: Indicador de detección de aislamiento.

CAPÍTULO 6 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

6.1 CONCLUSIONES

En primer lugar se confirma la efectividad de los métodos basados en el algoritmo *Phase Locked – Loop* para la estimación del ángulo de fase tanto a nivel de simulación como a nivel experimental. Los resultados obtenidos, en términos generales, respaldan el uso de los métodos basados en PLL para la estimación de frecuencia y ángulo de fase, ya que satisfacen los requerimientos para efectos de sincronización o bien para las estrategias de control de la μ Hidro.

A partir de los resultados de la simulación de distintas perturbaciones propias de las redes eléctricas de distribución se concluye que los algoritmos basados en filtros, en general, y el algoritmo basado en un observador presentan mejor desempeño que aquellos basados en la extracción de las componentes de secuencia positiva. Conforme a los resultados exhibidos en Tabla 5-3 y Tabla 5-4, en orden decreciente de desempeño los algoritmos se pueden ordenar como: SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL, CDSC-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOGI-PLL, DSRF-PLL y SRF-PLL.

En función del desempeño de los algoritmos de estimación de ángulo de fase se colige que aquellas perturbaciones que suponen deformación de la forma de onda de la señal de tensión son más severas que aquellas que sólo suponen variaciones de la magnitud de la tensión. Perturbaciones como los *sag* de tensión, los cuales combinan variaciones de la magnitud de la tensión y saltos de fase, implican una severidad incluso mayor. Cabe señalar que dichos resultados están sujetos tanto al grado de deformación de la onda (en este caso contenido armónico y/o interarmónico) como a la magnitud de los desbalances o saltos de fase; de hecho, como se observa en los resultados, para las condiciones simuladas de distorsión armónica, distorsión interarmónica, *notch*, *flicker* y *swell*, los resultados de los algoritmos PLL son similares a los obtenidos para una red ideal, lo que se debe tanto a la eficacia de los métodos como a la magnitud de las perturbaciones. Los saltos de frecuencia componen un tipo de perturbación especial, ya que los algoritmos presentan un compromiso entre la velocidad de respuesta y el seguimiento del ángulo de fase. Para algoritmos sintonizados de manera de privilegiar el seguimiento del ángulo de fase por sobre la respuesta dinámica, como es el caso, los saltos de frecuencia corresponden a las perturbaciones más severas.

Los métodos basados en el uso de la componente de secuencia positiva para la determinación del ángulo de fase son mejores para los casos en que existe desbalance de tensión y no para aquellos que presentan distorsión de la forma de onda. Lo anterior se debe a que para casos de desbalance la componente de secuencia negativa (desechada para el seguimiento de ángulo de fase) contiene bastante información relativa a la perturbación, por lo que su extracción supone una señal de tensión totalmente balanceada a la entrada del PLL; situación contraria a la del contenido armónico, el cual se manifiesta en ambas componentes de secuencia.

Los resultados obtenidos para los *sag* de tensión son alentadores en el sentido que, a pesar de la perturbación, un buen seguimiento del ángulo de fase es posible, lo que permite un correcto desempeño de los algoritmos de control y protección ante fallas en el sistema de transmisión. En el artículo 3-8 de la Norma Técnica de Calidad y Seguridad de Servicios, por ejemplo, se establece que las unidades eólicas deberán ser diseñadas de modo de asegurar la continuidad de servicio cuando la tensión en el punto de conexión varíe como consecuencia de una falla en el sistema de transmisión; normativas como ésta (conocidas en la literatura como *fault ride through* o *low voltage fault ride through*) han proliferado como resultado de la integración, cada vez mayor, de fuentes renovables, luego es de vital importancia contar con buenos algoritmos de detección de ángulo de

fase para el correcto funcionamiento de las centrales ante todo tipo de perturbación y , en particular, ante aquellas que impliquen bajas de tensión por debajo de los límites de operación normal.

La incorporación del centro de frecuencia variable propuesto en la referencia [6] compone un excelente mecanismo para mejorar el desempeño de los algoritmos PLL en condiciones en que la frecuencia de la red de suministro presenta variaciones (saltos) de importancia. Se comprueba tanto con el método ya mencionado como con la implementación de un SRF-PLL (con centro de frecuencia variable) sintonizado especialmente para el buen seguimiento de frecuencia, que reemplazar el centro de frecuencia fijo por uno variable favorece la respuesta dinámica de los algoritmos de detección de ángulo de fase basados en PLL. Más aún, como se observa en los resultados obtenidos de la simulación de una red con saltos de frecuencia y presencia de contenido armónico, la combinación del SRF-PLL modificado (como centro de frecuencia) con los métodos mejorados (ya sea basados en filtros, observador o extracción de la componente de secuencia positiva del vector de tensión) compone una herramienta eficaz.

La sintonización de los algoritmos es un aspecto sensible para su buen desempeño. Como ya se mencionó, al escoger las ganancias del controlador PI que componen a los algoritmos se enfrenta un dilema respecto a si se quiere un buen seguimiento ante perturbaciones o una buena respuesta dinámica. Del mismo modo, el diseño de los filtros u observador que componen los métodos, para un buen desempeño, requiere de conocimiento previo sobre las condiciones de operación del sistema en el que trabajará el PLL, por ejemplo, variaciones de magnitud y frecuencia y distorsión de la forma de onda de la tensión.

La tendencia a incrementar en el tiempo observada en el error de seguimiento de algunos métodos da pie para suponer un error no nulo en régimen permanente. Dicha suposición es confirmada por los resultados obtenidos experimentalmente para los cuales el error de detección del SOGI-PLL fue mayor que el observado mediante simulación; el tiempo de simulación es menor que el tiempo de operación real del PLL durante la implementación en la μ Hidro. La situación anterior implica la necesidad de simular el desempeño de los algoritmos durante intervalos de tiempo mayores, a fin de obtener resultados más precisos sobre el funcionamiento durante operación real.

Como resultado adicional se demuestra que es posible el desarrollo de un método para la detección de operación en isla basado en algoritmos PLL. Dicho método, mejorado con la incorporación de una pequeña perturbación controlada (método activo para la detección de aislamiento), supone una herramienta eficaz y económica – ya que supone poco *hardware* adicional –, idóneo para su implementación en generadores distribuidos como la μ Hidro.

En términos de costos, a modo de comparación, en [34] se presenta un sistema para el control electrónico de potencia basado en GTO para el cual se elabora un detector de cruces por cero; de acuerdo a los datos presentados, el costo de los componentes bordea los 8.000 CL\$²³. En el ANEXO G se presenta el costo de los componentes utilizados para la elaboración de la placa de transductores de tensión, el cual asciende a 209.003 CL\$. En sistemas que cuentan con un procesador y un sistema de adquisición análogo-digital, la única inversión adicional para el uso de algoritmos PLL es una placa de transductores de tensión; considerando la incorporación de este único nuevo elemento, el uso de PLL para la estimación del ángulo de fase supone una inversión considerablemente mayor que un circuito detector de cruces por cero. Sin embargo, considerando que: en este tipo de aplicaciones siempre es necesario el monitoreo de la tensión trifásica del sistema; que los métodos basados en PLL suponen una detección más precisa y rápida, en particular

²³ Los precios corresponden al año 2012 y se presentan en dólares. La conversión a moneda nacional se efectúa considerando el dólar a 556,792873 pesos chilenos (16-06-2014).

en presencia de perturbaciones; y que adicionalmente se puede implementar un sistema para la detección de operación en isla, en términos de aplicaciones, la inversión en *hardware* se justifica.

Finalmente, en cuanto a los objetivos del presente trabajo de título se logra la simulación de algoritmos basados en PLL para la estimación del ángulo de fase frente a perturbaciones típicas de la red de distribución eléctrica; de los resultados obtenidos se califican los algoritmos según su rendimiento; del ranking de algoritmos se implementa tres métodos para la estimación de ángulo en la μ Hidro, entre ellos el de mejor desempeño y el algoritmo base.

6.2 TRABAJO FUTURO

Una mejora al trabajo presentado consiste en optimizar el desempeño de los algoritmos basados en PLL mediante una sintonización particularmente desarrollada para los distintos tipos de perturbaciones propias de la red de suministro en el punto de inyección.

Se estima que es necesaria la evaluación del comportamiento de los algoritmos en ventanas de tiempo mayores. En condiciones de operación continua, en particular en operación en isla, errores de régimen permanente en el PLL pueden traducirse, por ejemplo, en problemas de control de frecuencia. Soluciones posibles para esta dificultad pueden ser: la implementación de más de un método a fin de comparar resultados continuamente; o la comparación de la señal de tensión real con la estimada, lo anterior está sujeto a la disponibilidad del *hardware* apropiado para el almacenamiento de datos de operación en tiempo real.

Se propone la evaluación de los algoritmos frente a perturbaciones combinadas tal como se hizo para la evaluación de los métodos con centro de frecuencia variable mediante un SRF-PLL adaptado (simulación de red con saltos de frecuencia y distorsión armónica).

En consideración de los resultados obtenidos de la incorporación de un centro de frecuencia variable, se propone el estudio del uso de otros métodos para este efecto (por ejemplo un *Frequency Locked-Loop*). Esto a fin de desarrollar un método que posea tanto un buen seguimiento del ángulo de fase como una buena respuesta dinámica.

Por último, se plantea la evaluación experimental del centro de frecuencia variable como también la implementación del sistema de detección de operación en isla propuesto.

CAPÍTULO 7 BIBLIOGRAFÍA

- [1] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre y A. Timbus, «Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, n° 5, pp. 1398-1409, 2006.
- [2] A. Timbus, R. Teodorescu, F. Blaabjerg y M. Liserre, «Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. An Overview and Evaluation,» de *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, Recife, 2005.
- [3] X. Fang, Y. Wang, M. Li, K. Wang y W. Lei, «A Novel PLL for Grid Synchronization of Power Electronic Converters in Unbalanced and Variable-Frequency Environment,» de *2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, 2010.
- [4] S. Eren, M. Karimi-Ghartemani y A. Bakhshai, «Enhancing the Three-Phase Synchronous Reference Frame PLL to remove Unbalance and Harmonic Errors,» de *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, Porto, 2009.
- [5] P. Mahat, Z. Chen y B. Bak-Jensen, «Review of Islanding Detection Methods for Distributed Generation,» de *Third International Conference on Electricity Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, NanJing, 2008.
- [6] K. Young y R. Dougal, «SRF-PLL with Dynamic Center Frequency for Improved Phase Detection,» de *Clean Electrical Power, 2009 International Conference on*, Capri, 2009.
- [7] D. Sharma, B. Sen y B. C. Babu, «Improved Grid Synchronization Algorithm for DG System using DSRF PLL under Grid Disturbances,» de *Engineering and Systems (SCES), 2012 Students Conference on*, Allahabad, Uttar Pradesh, 2012.
- [8] B. Sen, D. Sharma y B. C. Babu, «DSRF and SOGI based PLL-Two Viable Scheme for Grid Synchronization of DG Systems during Grid Abnormalities,» de *Engineering and Systems (SCES), 2012 Students Conference on*, Allahabad, Uttar Pradesh, 2012.
- [9] F. D. Freijedo, A. G. Yepes, Ó. López, A. Vidal y J. Doval-Gandoy, «Three-Phase PLLs With Fast Postfault Retracking and Steady-State Rejection of Voltage Unbalance and Harmonics by Means of Lead Compensation,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, n° 1, pp. 85-97, Enero 2011.

- T. Wildi, Máquinas eléctricas y sistemas de potencia, Sexta ed., P. M. Guerrero Rosas, Ed., Pearson Educación, 2007.
- [10] M. H. Bolen, Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions, Wiley, Ed., Nueva York: IEEE Press, 2000.
- [11] S. Kamble y C. Thorat, «Classification of Voltage Sags in Distribution Systems Due to Short Circuit Faults,» de *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2012 13th International Conference on*, Brasov, 2012.
- [12] E. f. Fuchs y M. A. Masoum, Power Quality in Power Systems and Electrical Machines, Elsevier, 2008.
- [13] G. C. Hsieh y J. C. Hung, «Phase-Locked Loop Techniques - A Survey,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, nº 6, pp. 609-615, 1996.
- [14] F. M. Gardner, Phaselock Technique, Segunda ed., Nueva York: Wiley, 1975.
- [15] S. Ranjan Panda y B. C. Babu, «Phase Estimation for Grid Synchronization using CORDIC Algorithm with SRF-PLL,» de *2012 IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science*, 2012.
- [16] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, Ó. López y E. Acha, «Tuning a Phase-Locked Loops for Power Converters Under Distorted Utility Conditions,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, nº 6, pp. 2039-2047, Noviembre-Diciembre 2009.
- [17] S.-K. Chung, «A Phase Tracking System for Three Phase Utility Interface Inverters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, nº 3, pp. 431-438, 2000.
- [18] P. Rodríguez, A. Luna, M. Ciobotaru, r. Teodorescu y F. Blaabjerg, «Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions,» de *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, Paris, 2006.
- [19] P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. Timbus, M. Liserre y F. Blaabjerg, «New Positive Sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions,» de *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, 2006.
- [20] R. I. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina y F. Profumo, «Current Control Strategy for Power Conditioners Using Sinusoidal Signal Integrators in Synchronous Reference Frame,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, nº 6, pp. 1402-1412, Noviembre 2005.
- [21]

- M. Mojiri y A. R. Bakhshai, «An Adaptive Notch Filter for Frequency Estimation of a Periodic Signal,» *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 49, nº 2, pp. 314-318, Febrero 2004.
- H. Rivas y J. Bergas, «Frequency Determination in a Single-Phase Voltage Signal using Adaptive Notch Filters,» de *9th International Conference Electrical Power Quality and Utilisation*, Barcelona, 2007.
- D. Yazdani, M. Mojiri, A. Bakhshai y G. Joós, «A Fast and Accurate Synchronization Technique for Extraction of Symmetrical Components,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, nº 3, pp. 674-684, Marzo 2009.
- Y. Park, S.-K. Sul, W.-C. Kim y H.-Y. Lee, «Phase Locked Loop Based on an Observer for Grid Synchronization,» *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, nº 2, pp. 1256-1265, 2013.
- Y. F. Wang y Y. W. Li, «Fast Harmonic Detection Based on Cascaded Delayed Signal Cancellation PLL,» de *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, Phoenix, AZ, 2011.
- Y. F. Wang y Y. W. Li, «Grid Synchronization PLL Based on Cascaded Delayed Signal Cancellation,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, nº 7, pp. 1987-1997, 2011.
- Y. F. Wang y Y. W. Li, «Three-Phase Cascaded Delayed Signal Cancellation PLL for Fast Selective Harmonic Detection,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, nº 4, pp. 1452-1463, 2013.
- H. Souza, F. Neves, M. Cavalcanti, E. Bueno y M. Rizo, «Frequency Adaptive Phase-Sequence Separation Method Based on a Generalized Delayed Signal Cancellation Method,» de *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, San Jose, CA, 2009.
- P. Rodríguez, J. Pou, J. Bergas, I. Candela, R. Burgos y D. Boroyevich, «Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control,» de *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, Recife, 2005.
- A. Ghaemi, H. Askarian Abyaneh, K. Mazlumi y S. Sadeghi, «Voltage Notch Indices Determination Using Wavelet Transform,» de *Power Tech, 2007 IEEE Lausanne*, Lausanne, 2007.
- I.-Y. Chung y S.-I. Moon, «A New Islanding Detection Method using Phase-Locked Loop for Inverter-Interfaced Distributed Generators,» *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 2007, nº 2, pp. 165-171, 2007.

- [33] M. Hashemi, H. Mahdian y A. A. Ghadimi, «A New Method for Islanding Detection the Grid Connected Inverters in Case of Unbalanced Loads,» *Indian Journal of Science and Technology*, vol. 6, n° 8, pp. 5024-5035, 2013.
- [34] T. G. Revelo Terán y W. A. Muñoz Jaramillo, *Construcción de un módulo didáctico para el control electrónico de potencia utilizando un GTO*, Quito: Escuela Politécnica Nacional, 2012.
- [35] E. A. Espina González, *Control de un convertor PWM de cuatro piernas para compensar armónicos y desbalances en una red trifásica*, Santiago: Universidad de Santiago de Chile, 2012.
- [36] A. Timbus, A. Oudalov y C. N. Ho, *Islanding detection in smart grids*, 2010.
- [37] K. Ogata, *Ingeniería de Control Moderna*, Tercera ed., Pearson, 1998.
- [38] Super Intendencia de Electricidad y Combustibles, Gobierno de Chile, «SEC Superintendencia de Electricidad y Combustibles,» 12 Marzo 2014. [En línea]. Available:
http://www.sec.cl/pls/portal/docs/PAGE/SECNORMATIVA/electricidad_calidadservicio/calidad_servicio.pdf.
- [39] J.-Y. Kim, S.-K. Kim y J.-H. Park, «Contribution of an Energy Storage System for Stabilizing a Microgrid during Islanded Operation,» *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 4, n° 2, pp. 194-200, 2009.
- [40] Centro de Energías Renovables, Gobierno de Chile, *Reporte CER boletín Diciembre 2013*.
- [41] Comisión Nacional de Energía, Gobierno de Chile, *Norma Técnica de Seguridad y Calidad de Servicio*, 2009.
- [42] Comisión Nacional de Energía, Gobierno de Chile, *Norma Técnica de Conexión y Operación de PMGD en Instalaciones de Media Tensión*, Santiago, 2007.

ANEXO A DATOS TÉCNICOS EQUIPOS

LABORATORIO HIDRÁULICO

A.1. VARIADOR DE FRECUENCIA

Tabla A-1: Datos de placa variador de frecuencia

Parámetro	Valor
Marca	Siemens
Modelo	6SE7027-2ED61
Entrada	Trifásica 380 – 480 V 79,2 A 50/60 Hz
Salida	Trifásica 380 – 480 V 65,5 A 500 Hz

A.2. MOTOR DE INDUCCIÓN

Tabla A-2: Datos de placa motor de inducción

Parámetro	Valor
Marca	Marathon Electric
Modelo	225MFC4506AA
Tensión nominal	380/660 V
Potencia	45 kW
Corriente	25 A
Frecuencia	50 Hz
Eficiencia	92,5%
Factor de potencia	0.90
Velocidad	2965 rpm

A.3. BOMBA HIDRÁULICA

Tabla A-3: Datos de placa bomba hidráulica

Parámetro	Valor
Marca	KSB
Modelo	ETABLOC GN 080-200/3002
Caudal	100 m ³ /h
Altura	65,20 m

ANEXO B DESARROLLO OBSERVADOR SOAP – PLL

A continuación se presenta el desarrollo para la obtención del observador según los presentado en [25]. Para el diseño de un observador de Luenburger es necesaria la representación en variables de estado del sistema (tensiones trifásicas). Considerando que cada tensión puede ser expresada, en un sistema de referencia sincrónico, como la suma de sus componentes de secuencia positiva y negativa²⁴ es posible representar el vector de tensiones de red como:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_p & \cos(\hat{\theta}_p - 120^\circ) & \cos(\hat{\theta}_p + 120^\circ) \\ -\sin \hat{\theta}_p & -\sin(\hat{\theta}_p - 120^\circ) & -\sin(\hat{\theta}_p + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -V_+ \cdot \sin \theta_p & -V_- \cdot \sin(\theta_p + \phi_n) \\ -V_+ \cdot \sin(\theta_p - 120^\circ) + -V_- \cdot \sin(\theta_p + \phi_n + 120^\circ) \\ -V_+ \cdot \sin(\theta_p + 120^\circ) & -V_- \cdot \sin(\theta_p + \phi_n - 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (\text{B. 1})$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{V_{abc^+}} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{V_{abc^-}}$

Donde, los subíndices “+” y “p” se refieren a componente positiva, y el subíndice “-” representa secuencia negativa; el símbolo “^” señala que el valor es estimado; ϕ_n representa el desfase angular entre las componentes de secuencia positiva y negativa. Considerando $\theta_d = \theta_p - \hat{\theta}_p$ es posible simplificar (B. 1) a:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{d^+} \\ v_{q^+} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{d^-} \\ v_{q^-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -V_+ \cdot \sin \theta_d \\ V_+ \cdot \cos \theta_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_- \cdot \sin(2 \cdot \hat{\theta}_p + \theta_d + \phi_n) \\ -V_- \cdot \cos(2 \cdot \hat{\theta}_p + \theta_d + \phi_n) \end{bmatrix} \quad (\text{B. 2})$$

Suponiendo que la variación del error θ_d y la diferencia de fase ϕ_n son despreciables la derivada de la expresión (B. 2) puede ser aproximada como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{d^-} \\ v_{q^-} \end{bmatrix} = 2 \cdot \frac{d}{dt} \cdot \hat{\theta}_p \cdot \begin{bmatrix} -V_- \cdot \cos(2 \cdot \hat{\theta}_p + \theta_d + \phi_n) \\ -V_- \cdot \sin(2 \cdot \hat{\theta}_p + \theta_d + \phi_n) \end{bmatrix} \quad (\text{B. 3})$$

Luego, la ecuación anterior se puede reescribir como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \approx \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{d^-} \\ v_{q^-} \end{bmatrix} = 2 \cdot \frac{d\hat{\theta}_p}{dt} \cdot \begin{bmatrix} v_{q^-} \\ -v_{d^-} \end{bmatrix} = 2 \cdot \hat{\omega}_p \cdot \begin{bmatrix} v_{q^-} - v_{q^+} \\ v_{d^+} - v_{d^-} \end{bmatrix} \quad (\text{B. 4})$$

²⁴ Al aplicar transformada de Park la componente de secuencia cero es eliminada.

Se obtiene así una expresión que asocia las tensiones en coordenadas dq con sus respectivas derivadas, la ecuación en variables de estado que representa al sistema queda dada por:

$$\frac{d}{dt} V_s = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 2 \cdot \hat{\omega}_p & 0 & -2 \cdot \hat{\omega}_p \\ -2 \cdot \hat{\omega}_p & 0 & 2 \cdot \hat{\omega}_p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_m} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_{d+} \\ v_{q+} \end{bmatrix}}_{V_s} \quad (\text{B. 5})$$

$$V_0 = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{C_m} \cdot V_s$$

Donde los subíndices “s” y “o” se refieren a estado (*state*) y salida (*output*), respectivamente. El sistema dado por (B. 5) es observable²⁵. El observador desarrollado en [25] para estimar las variables de estado v_{d+} y v_{q+} se presenta a continuación:

$$\frac{d}{dt} \hat{V}_s = A_m \cdot \hat{V}_s + L_m \cdot (V_0 - C_m \cdot \hat{V}_s)$$

$$L_m = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_3 & p_4 \\ q_1 & q_2 \\ q_3 & q_4 \end{bmatrix}, \quad \hat{V}_s = \begin{bmatrix} \hat{v}_d \\ \hat{v}_q \\ \hat{v}_{d+} \\ \hat{v}_{q+} \end{bmatrix} \quad (\text{B. 6})$$

La implementación del observador, y su correcto desempeño, dependen del ajuste de las ganancias presentadas en la expresión (B. 6), para efectos de simplificación del proceso se trabaja en el dominio de Laplace, las ecuaciones presentadas en (B. 6) quedan expresadas como se muestra a continuación:

$$\hat{V}_s = [s \cdot I_m - A_m + L_m \cdot C_m]^{-1} \cdot L_m \cdot V_0 \quad (\text{B. 7})$$

Donde I_m corresponde a la matriz de identidad. Luego los estados estimados, vector \hat{V}_s puede ser obtenidos en función de las variables medidas como:

$$\begin{aligned} \hat{v}_d &= \frac{A_t}{P_t} \cdot v_d + \frac{E_t}{P_t} \cdot v_q \\ \hat{v}_q &= \frac{B_t}{P_t} \cdot v_d + \frac{F_t}{P_t} \cdot v_q \\ \hat{v}_{d+} &= \frac{C_t}{P_t} \cdot v_d + \frac{G_t}{P_t} \cdot v_q \\ \hat{v}_{q+} &= \frac{D_t}{P_t} \cdot v_d + \frac{H_t}{P_t} \cdot v_q \end{aligned} \quad (\text{B. 8})^{26}$$

²⁵ En el ANEXO C se presenta la definición de observabilidad.

²⁶ Las expresiones $A_t, B_t, C_t, D_t, E_t, F_t, G_t, H_t$ y P_t se desarrollan en [25].

De las expresiones en (B. 8) las más relevantes son los factores C_t/P_t y H_t/P_t ya que explican la relación entre las componentes de secuencia positiva de las tensiones en coordenadas dq con los valores reales de tensión respectivos. Con el propósito de mejorar el filtrado de componentes de altas frecuencias los coeficientes de orden mayor de los factores mencionados son anulados, esto es:

$$q_1 = 0 \quad q_4 = 0 \quad (\text{B. 9})$$

Con el fin de prevenir respuestas de fase no mínima²⁷ los coeficientes que componen los factores C_t y H_t debe ser todos de igual signo; la condición de diseño impuesta y las expresiones respectivas de los factores se presentan a continuación:

$$\begin{aligned} C_t &= -p_3 \cdot q_2 \cdot s^2 + 2 \cdot \hat{\omega}_p \cdot p_1 \cdot q_2 \cdot s - 4 \cdot \hat{\omega}_p^2 \cdot q_2 \cdot q_3 \\ H_t &= -p_2 \cdot q_3 \cdot s^2 - 2 \cdot \hat{\omega}_p \cdot p_4 \cdot q_3 \cdot s - 4 \cdot \hat{\omega}_p^2 \cdot q_2 \cdot q_3 \end{aligned} \quad (\text{B. 10})$$

$$\frac{p_1}{p_3} < 0 \quad \frac{q_3}{p_3} > 0 \quad \frac{p_4}{p_2} > 0 \quad \frac{q_2}{p_2} > 0$$

Los polos son determinados mediante el concepto general de sistema de segundo orden presentado en la siguiente expresión:

$$P_{set} = (s^2 + 2 \cdot \zeta_1 \cdot \omega_{n1} \cdot s + \omega_{n1}^2)(s^2 + 2 \cdot \zeta_2 \cdot \omega_{n2} \cdot s + \omega_{n2}^2) \quad (\text{B. 11})$$

Donde los parámetros ζ_i y ω_{ni} son la tasa de decaimiento y la frecuencia natural. Con el fin de robustecer el observador frente a perturbaciones del tipo armónico las frecuencias naturales se configuran proporcionales a la frecuencia del sistema, esto es:

$$\omega_{n1} = k_1 \cdot \hat{\omega}_p \quad \omega_{n2} = k_2 \cdot \hat{\omega}_p \quad (\text{B. 12})$$

Tras la determinación de las frecuencias naturales y las tasas de decaimiento, a partir de la comparación de la expresión (B. 11) y la expresión (B. 13), considerando todos los coeficientes positivos se obtiene la condición de diseño presentada en (B. 14).

$$P_t = \det(s \cdot I_m - A_m + L_m \cdot C_m) = s^4 + (p_1 + p_4) \cdot s^3 - 4 \cdot \hat{\omega}_p^2 \cdot q_2 \cdot q_3 + [4 \cdot \hat{\omega}_p^2 + 2 \cdot \hat{\omega}_p \cdot (p_3 - p_2 + q_2 - q_3) + p_1 \cdot p_4 - p_2 \cdot p_3] \cdot s^2 + 2 \cdot \hat{\omega}_p \cdot (p_1 \cdot q_2 - p_4 \cdot q_3) \cdot s \quad (\text{B. 13})$$

$$p_1 + p_4 > 0 \quad q_2 \cdot q_3 < 0 \quad (\text{B. 14})$$

Con el fin de simplificar la implementación del observador se diseña de manera que su estructura sea simétrica, luego cumpliéndose todas las condiciones de diseño mencionadas la condición de simetría se obtiene si se satisface:

$$p_1 = p_4 \quad p_2 = -p_3 \quad q_2 = -q_3 \quad (\text{B. 15})$$

²⁷ Se entiende por sistema de fase no mínima a aquel sistema en que al menos uno de sus polos o ceros se halla en semiplano derecho del plano s .

Aplicando todas las consideraciones de diseño planteadas, de los resultados obtenidos a partir de la comparación de las ecuaciones (B. 11) y (B. 13) es posible despejar:

$$\left(\frac{\zeta_1 \cdot k_2 + \zeta_2 \cdot k_1}{\zeta_1 \cdot k_1 + \zeta_2 \cdot k_2}\right)^2 = 1 \xleftrightarrow{k_i \zeta_i > 0} (\zeta_2 - \zeta_1) \cdot (k_1 - k_2) = 0 \quad (\text{B. 16})$$

Considerando que tasas de decaimiento inferiores a la unidad suponen respuestas oscilatorias, por lo que se utiliza la unidad, los coeficientes del observador se pueden obtener como:

$$\begin{aligned} p_1 = p_4 &= (k_1 + k_2) \cdot \hat{\omega}_p \\ p_2 = -p_3 &= 2 \cdot \hat{\omega}_p \\ q_2 = -q_3 &= k_1 \cdot k_2 \cdot \frac{\hat{\omega}_p}{2} \end{aligned} \quad (\text{B. 17})$$

Es posible lograr que las variables \hat{v}_{d+} y \hat{v}_{d+} tengan una estructura similar a un sistema de segundo orden si se considera:

$$k_1 = k \quad k_2 = \rho \cdot k \quad (\text{B. 18})$$

Si la ganancia ρ es ajustada en 1, \hat{v}_{d+} y \hat{v}_{d+} tiene una estructura de un sistema de segundo orden con tasa de decaimiento unitaria, la ganancia k ajusta el ancho de banda.

ANEXO C OBSERVABILIDAD

Se dice que un sistema es observable en el tiempo t_0 si, con el sistema en el estado $x(t_0)$, es posible determinar este estado a partir de la observación de la salida durante un intervalo de tiempo finito.

Considérese un sistema como el presentado (C. 1):

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A \cdot x \\ y &= C \cdot x\end{aligned}\tag{C. 1}$$

Donde,

- \dot{x} : Vector de variables de estado de dimensión n
- y : Vector de salida de dimensión m
- A : Matriz de $n \times n$
- C : Matriz de $m \times n$

Se cumple que el sistema es estable si y sólo si el rango de la matriz de observabilidad V , definida en (C. 2), es de rango n o equivalentemente que V posee n vectores columna linealmente independientes.

$$V = \begin{bmatrix} C \\ C \cdot A \\ C \cdot A^2 \\ \vdots \\ C \cdot A^{n-1} \end{bmatrix}\tag{C. 2}$$

ANEXO D DESCRIPCIÓN ARCHIVOS ADJUNTOS

El CD adjunto contiene tres carpetas las cuales se detallan a continuación.

▪ Carpeta “01. Referencias”

Esta carpeta contiene las referencias utilizadas ordenadas conforme a la Bibliografía del presente trabajo.

▪ Carpeta “02. Simulación (MATLAB-Simulink)”

Esta carpeta contiene los archivos desarrollados en entorno MATLAB-Simulink para la simulación de algoritmos PLL frente a perturbaciones y el caso de estudio sobre detección de aislamiento. Se subdivide en las siguientes carpetas:

○ “01. Perturbaciones típicas de la red”

Contiene las funciones, m-file y archivos de simulación, necesarios para replicar las simulaciones efectuadas para cada PLL frente a las perturbaciones estudiadas. Además contiene un archivo Excel con el detalle de características de las perturbaciones simuladas.

○ “02. Saltos de frecuencia”

Contiene las funciones, m-file y archivos de simulación, necesarios para replicar las simulaciones efectuadas para los PLL con centro variable de frecuencia (tanto mediante la modificación propuesta en [6] como mediante un SRF-PLL). Se adjuntan los archivos asociados al estudio del caso sólo con saltos de frecuencia y al caso con saltos de frecuencia y contenido armónico.

○ “03. Detección de operación en isla”

Contiene las funciones, m-file y archivos de simulación, necesarios para replicar las simulaciones efectuadas para el estudio del uso del algoritmo PLL para la detección de operación en isla.

▪ Carpeta “03. Implementación”

Esta carpeta contiene los archivos desarrollados para la implementación experimental de los algoritmos PLL. Se subdivide en las siguientes carpetas:

○ “01. MATLAB-Simulink”

Contiene los códigos de los PLL implementados en C en versión MATLAB. Una carpeta por código.

○ “02. Code Composer”

Contiene el código en C implementado en la μ Hidro.

Todas las carpetas contienen un archivo LÉEME que detalla el uso de los programas.

ANEXO E RESULTADOS SIMULACIÓN PERTURBACIONES TÍPICAS DE LA RED

E.1. RED NORMAL

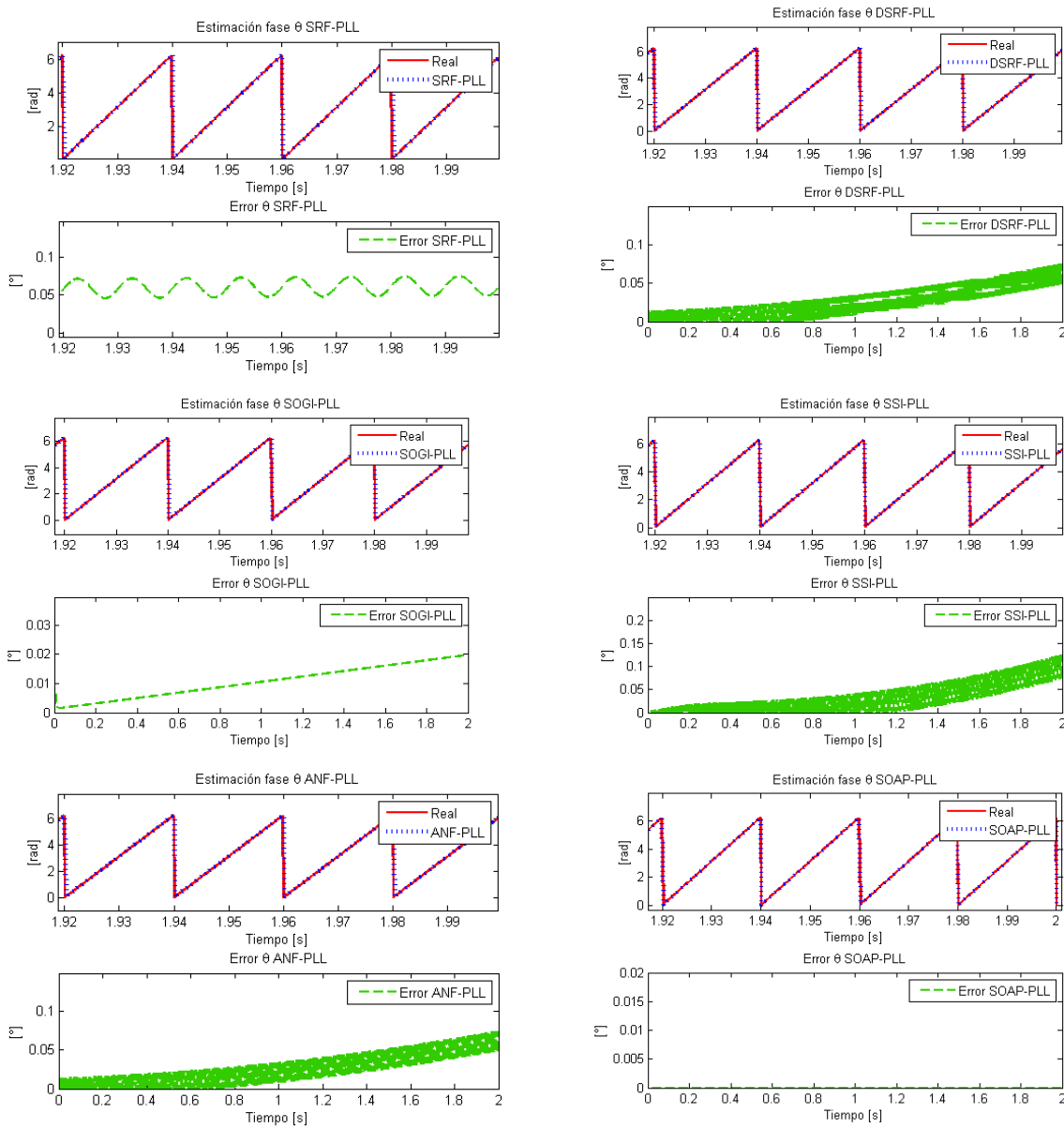


Figura E-1: Resultados estimación ángulo de fase para red normal algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.

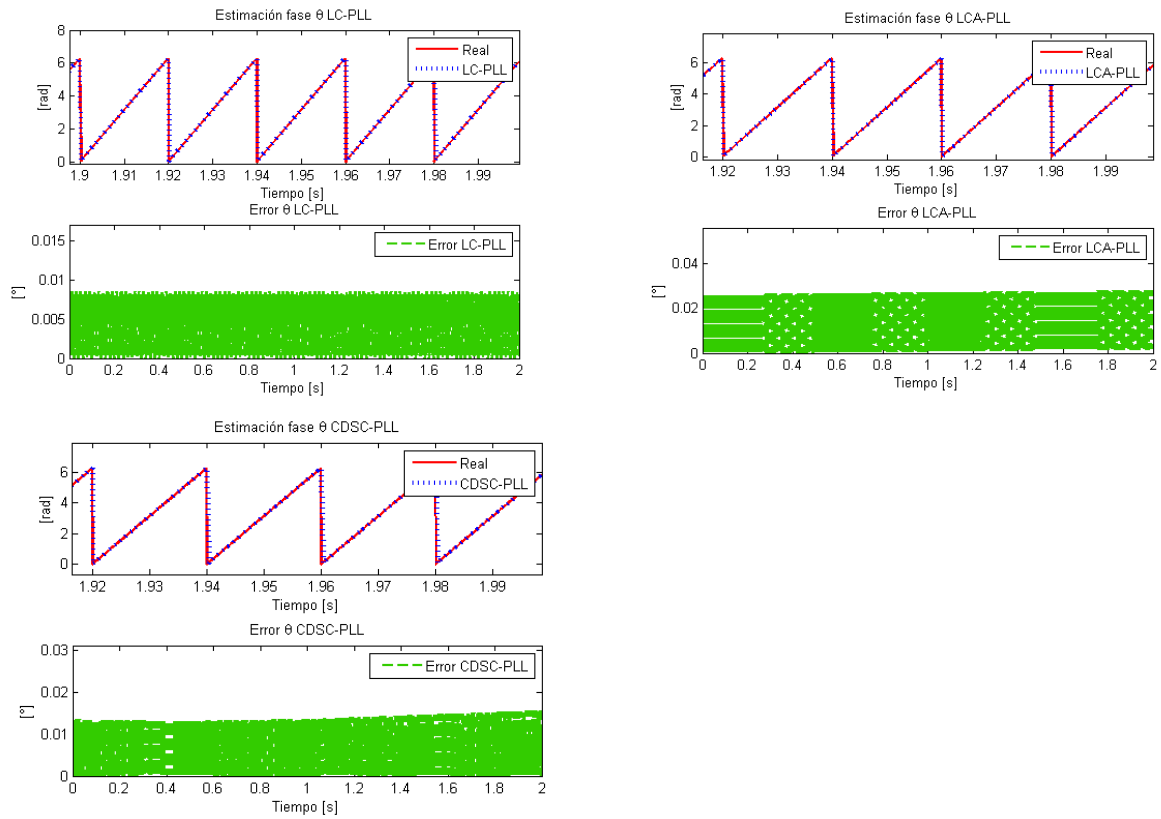


Figura E-2: Resultados estimación ángulo de fase para red normal algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

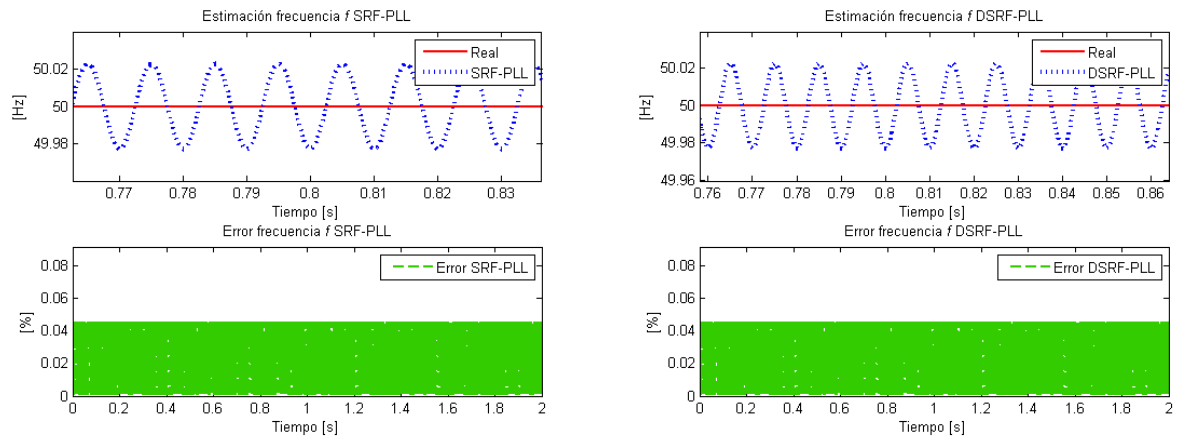


Figura E-3: Resultados estimación de frecuencia para red normal algoritmos: SRF-PLL y DSRF-PLL.

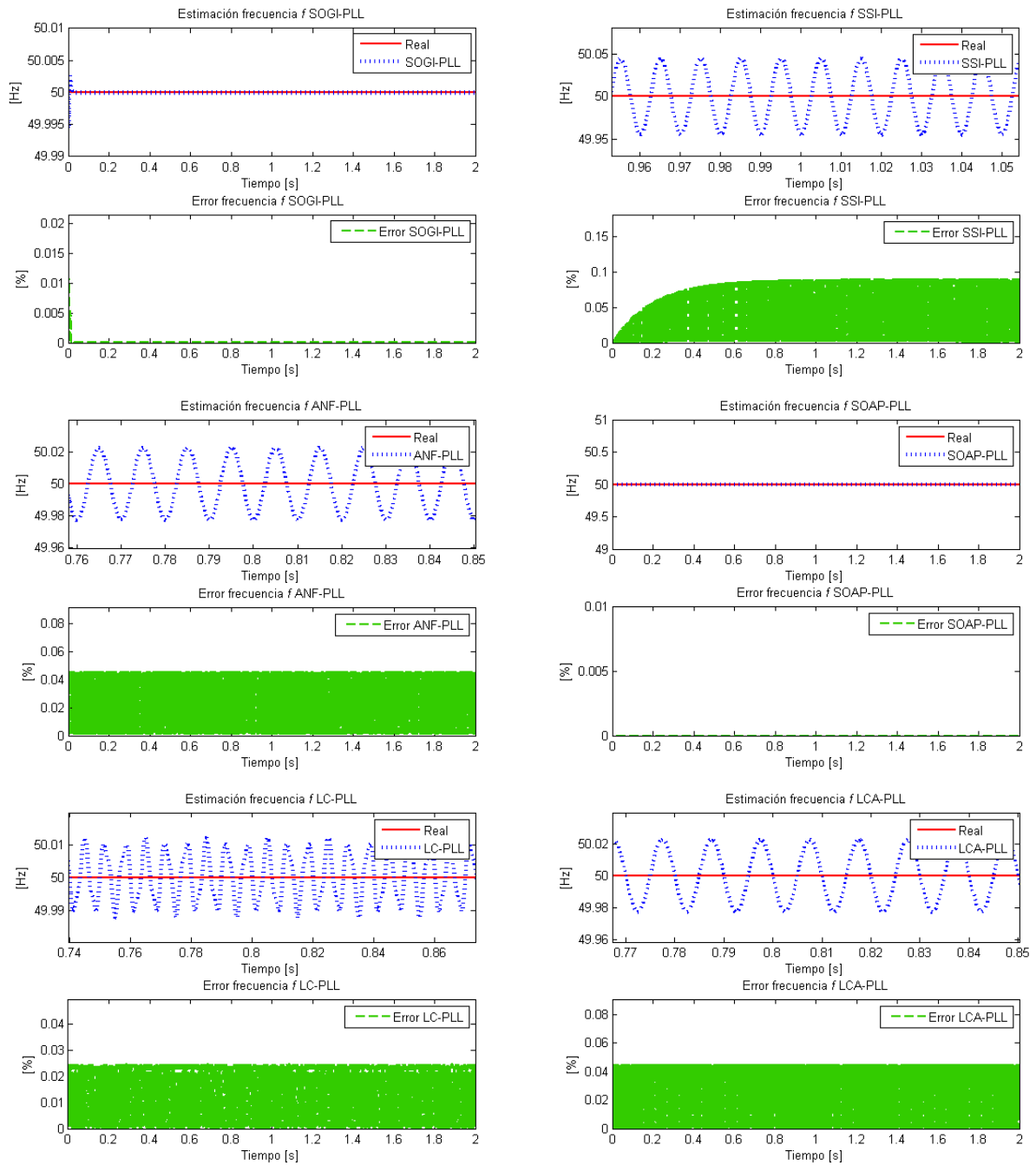


Figura E-4: Resultados estimación de frecuencia para red normal algoritmos: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y LCA-PLL.

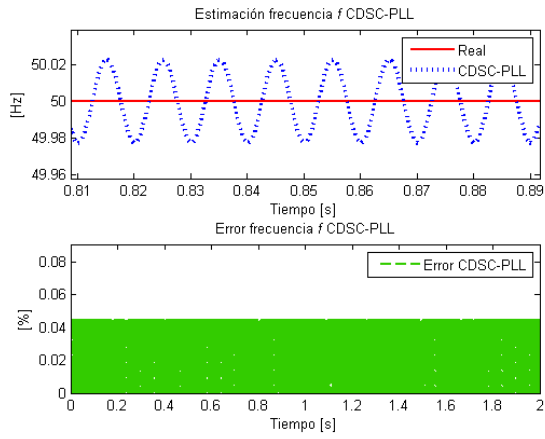


Figura E-5: Resultados estimación de frecuencia para red normal algoritmo CDSC-PLL.

E.2. DISTORSIÓN ARMÓNICA

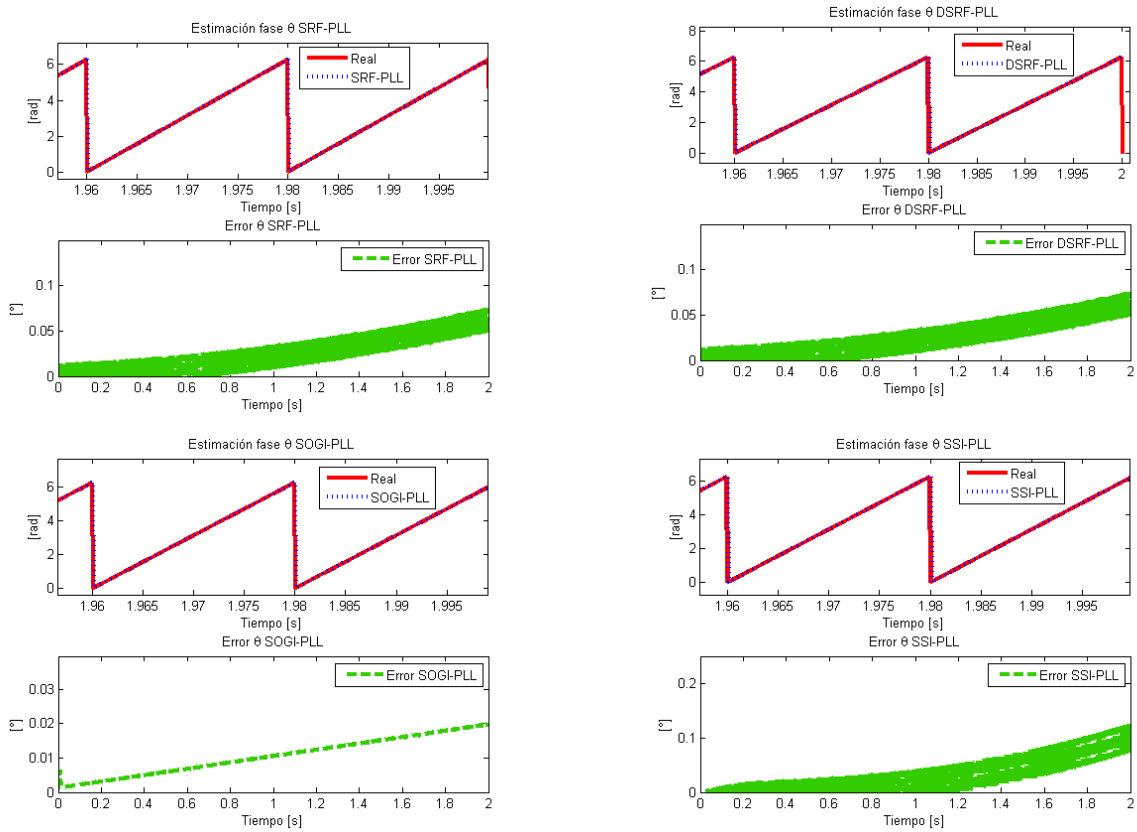


Figura E-6: Resultados estimación ángulo de fase para red con distorsión armónica algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL y SSI-PLL.

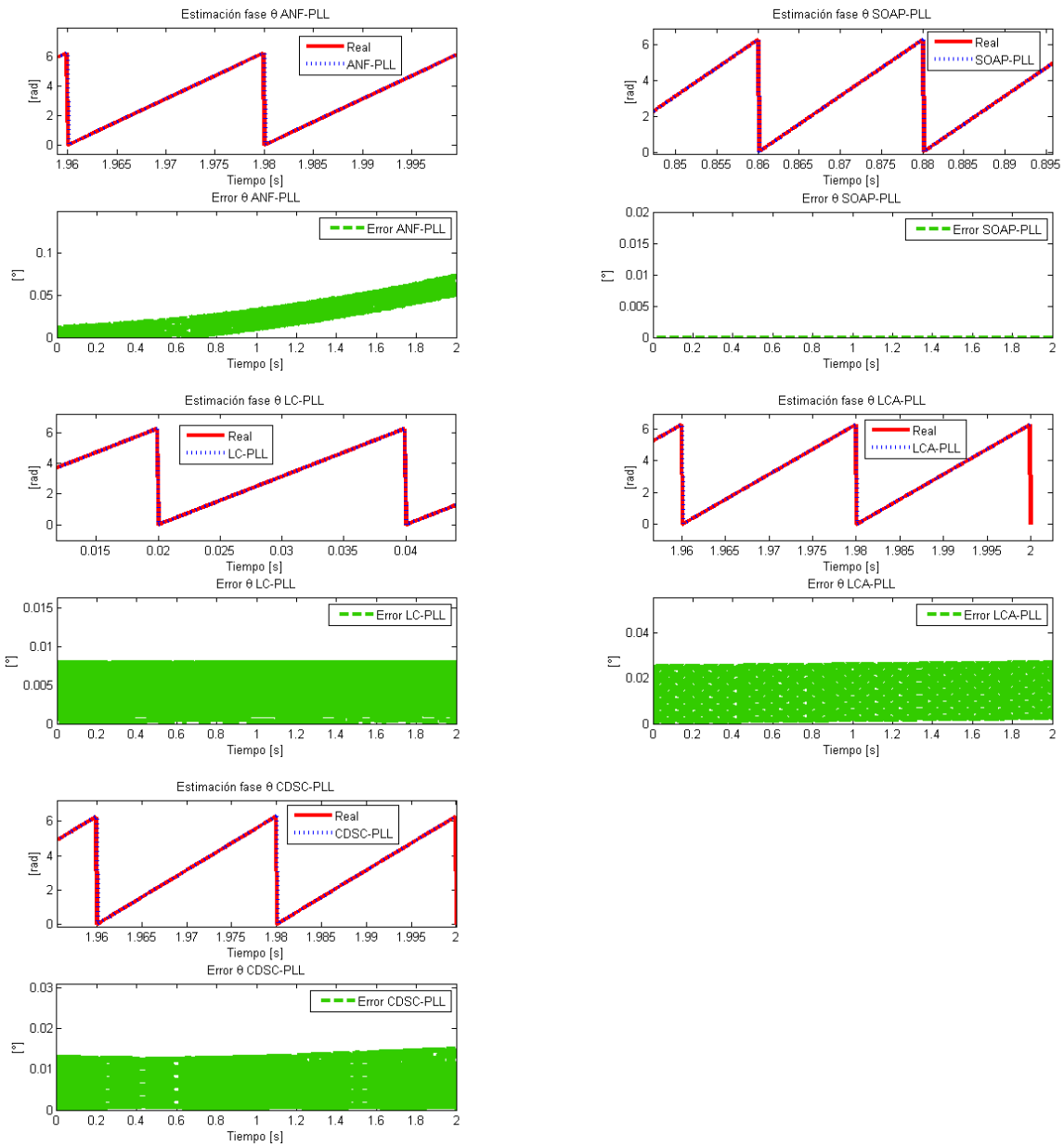


Figura E-7: Resultados estimación ángulo de fase para red con distorsión armónica algoritmos: ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

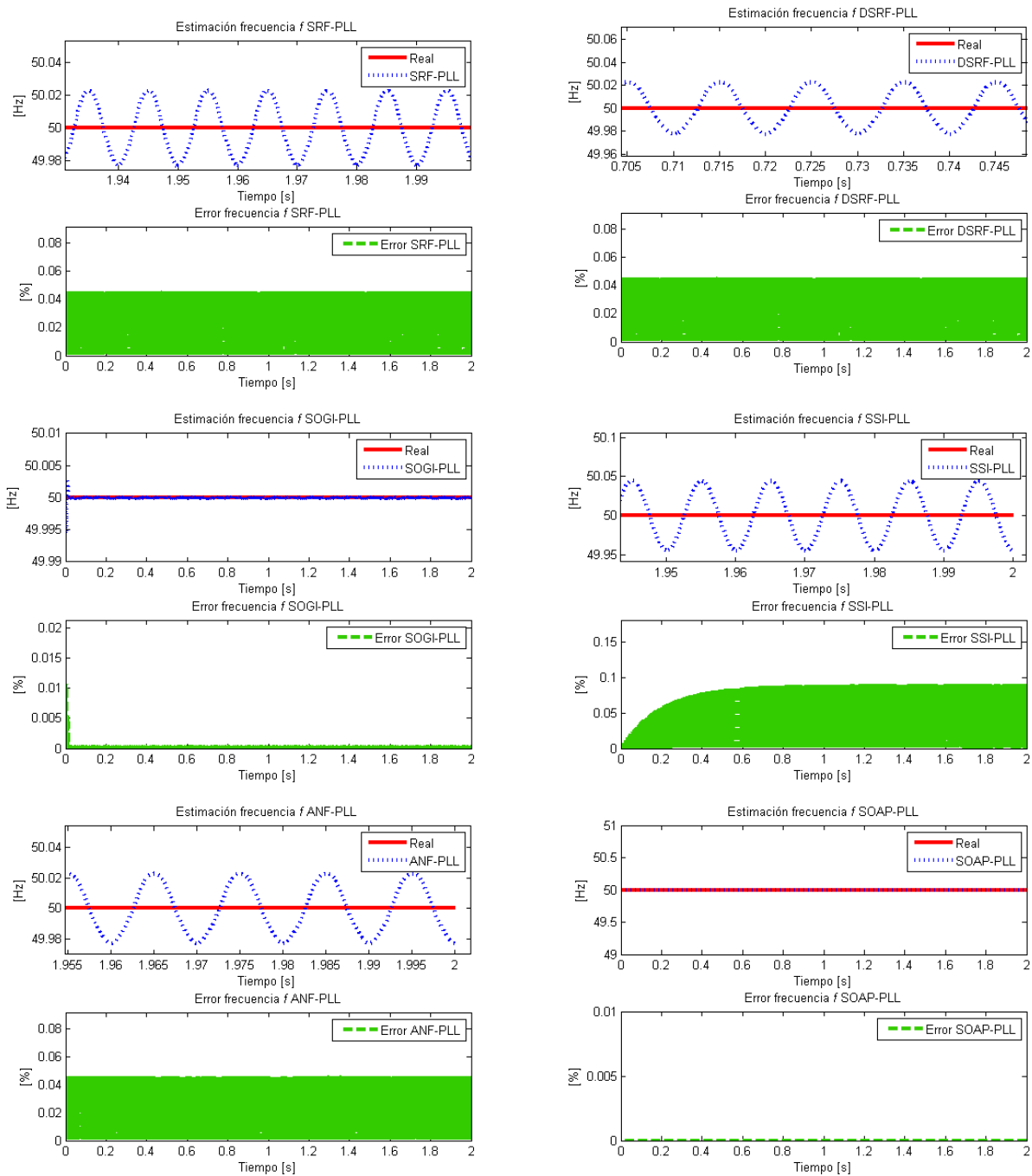


Figura E-8: Resultados estimación de frecuencia para red con distorsión armónica algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.

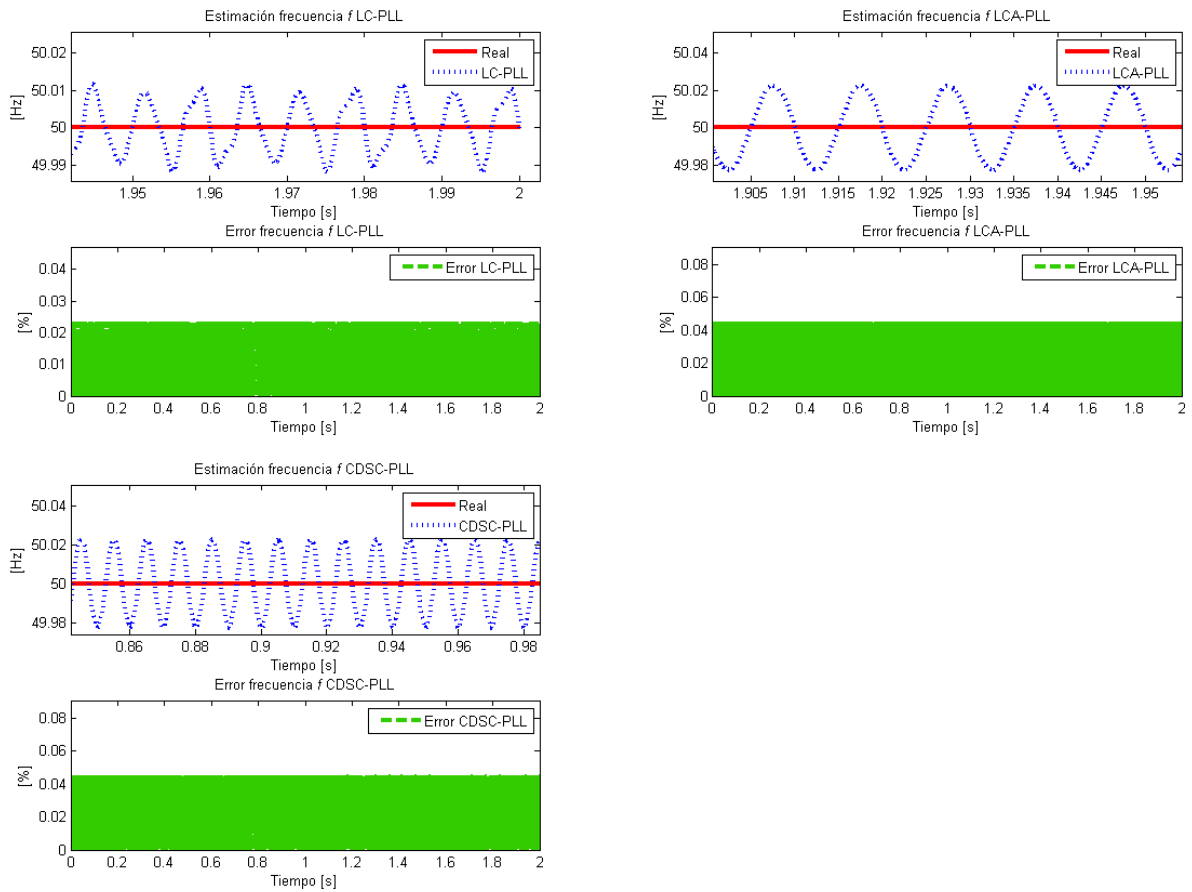


Figura E-9: Resultados estimación de frecuencia para red con distorsión armónica algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

E.3. DISTORSIÓN INTERARMÓNICA

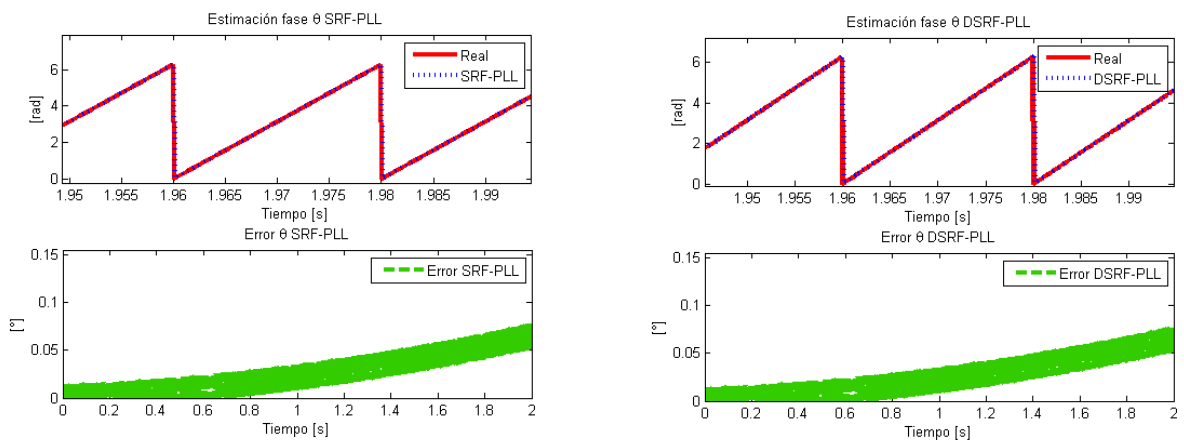


Figura E-10: Resultados estimación ángulo de fase para red con distorsión interarmónica algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL.

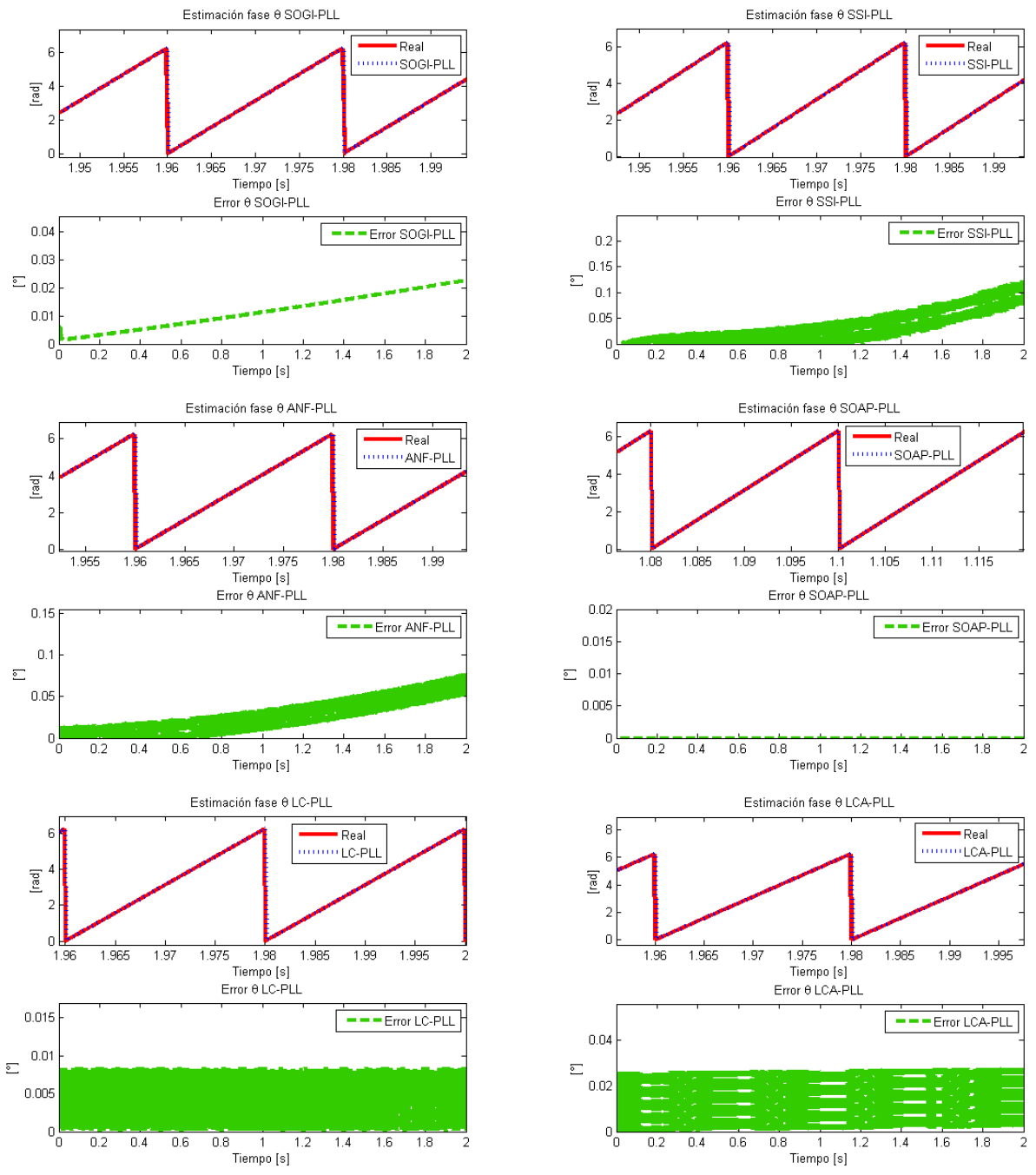


Figura E-11: Resultados estimación ángulo de fase para red con distorsión interarmónica algoritmos: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y LCA-PLL.

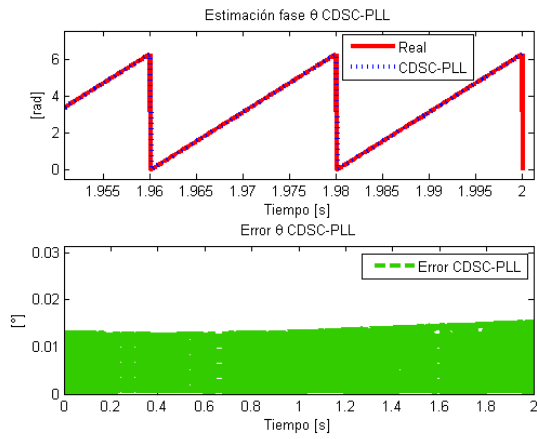


Figura E-12: Resultados estimación ángulo de fase para red con distorsión interarmónica algoritmo CDSC-PLL.

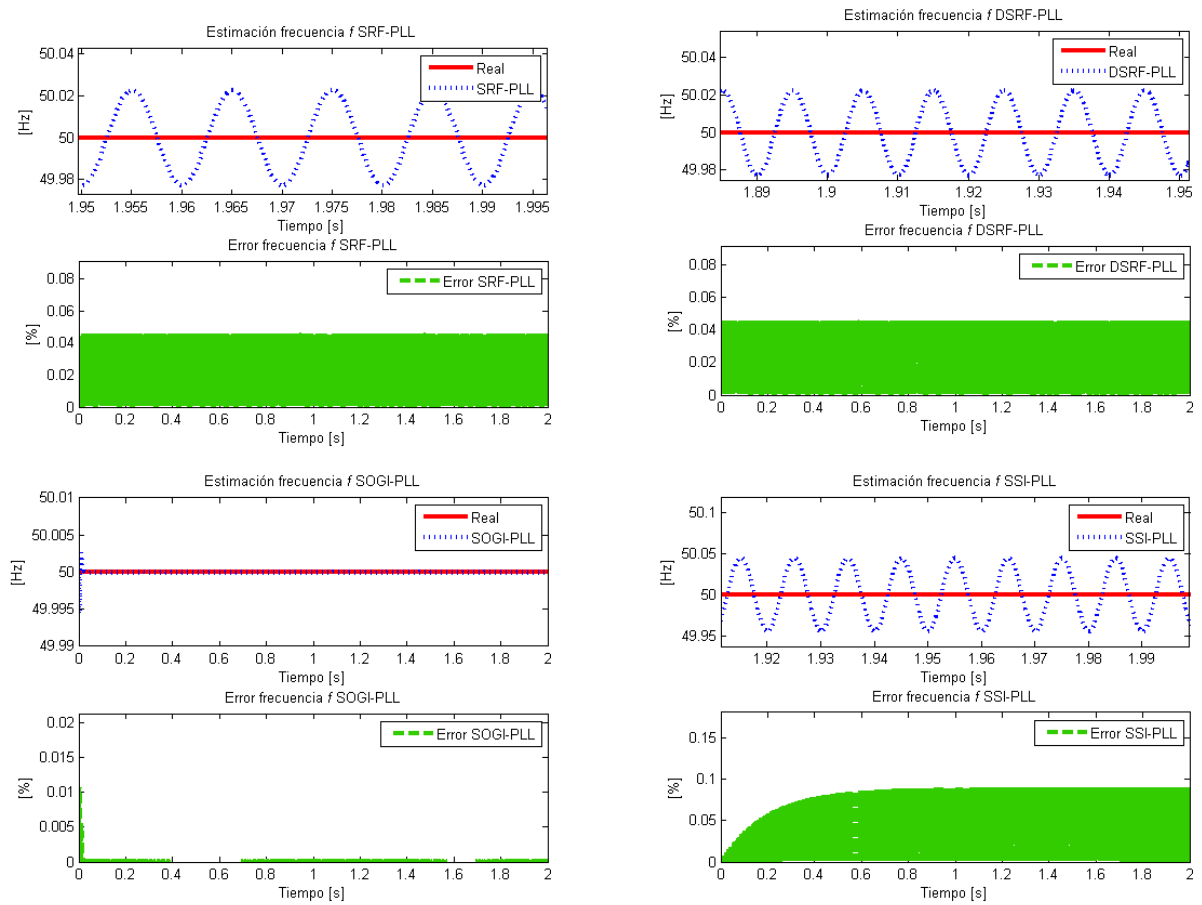


Figura E-13: Resultados estimación de frecuencia para red con distorsión interarmónica algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL y SSI-PLL.

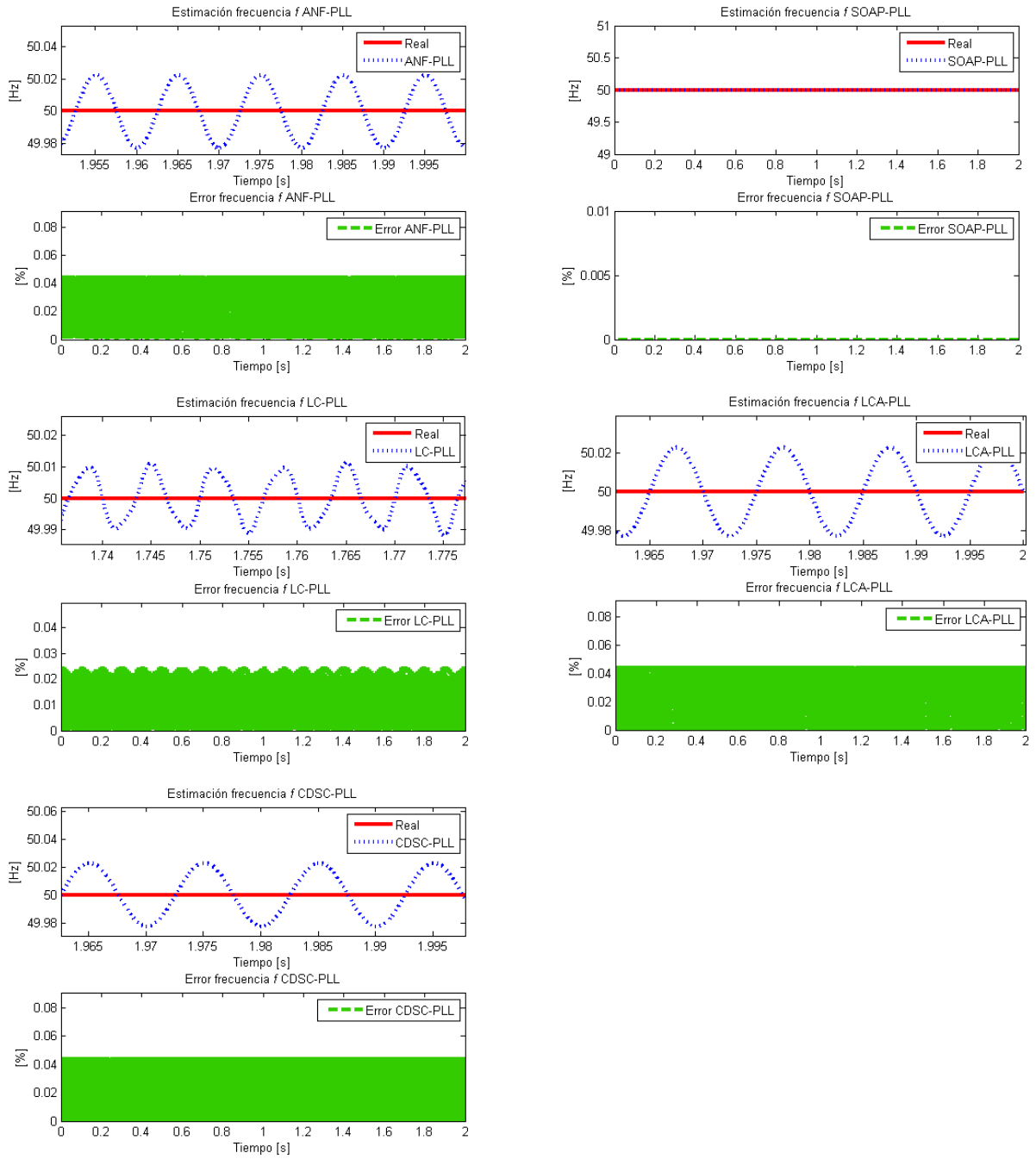


Figura E-14: Resultados estimación de frecuencia para red con distorsión interarmónica algoritmos: ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

E.4. RUIDO DE ALTA FRECUENCIA

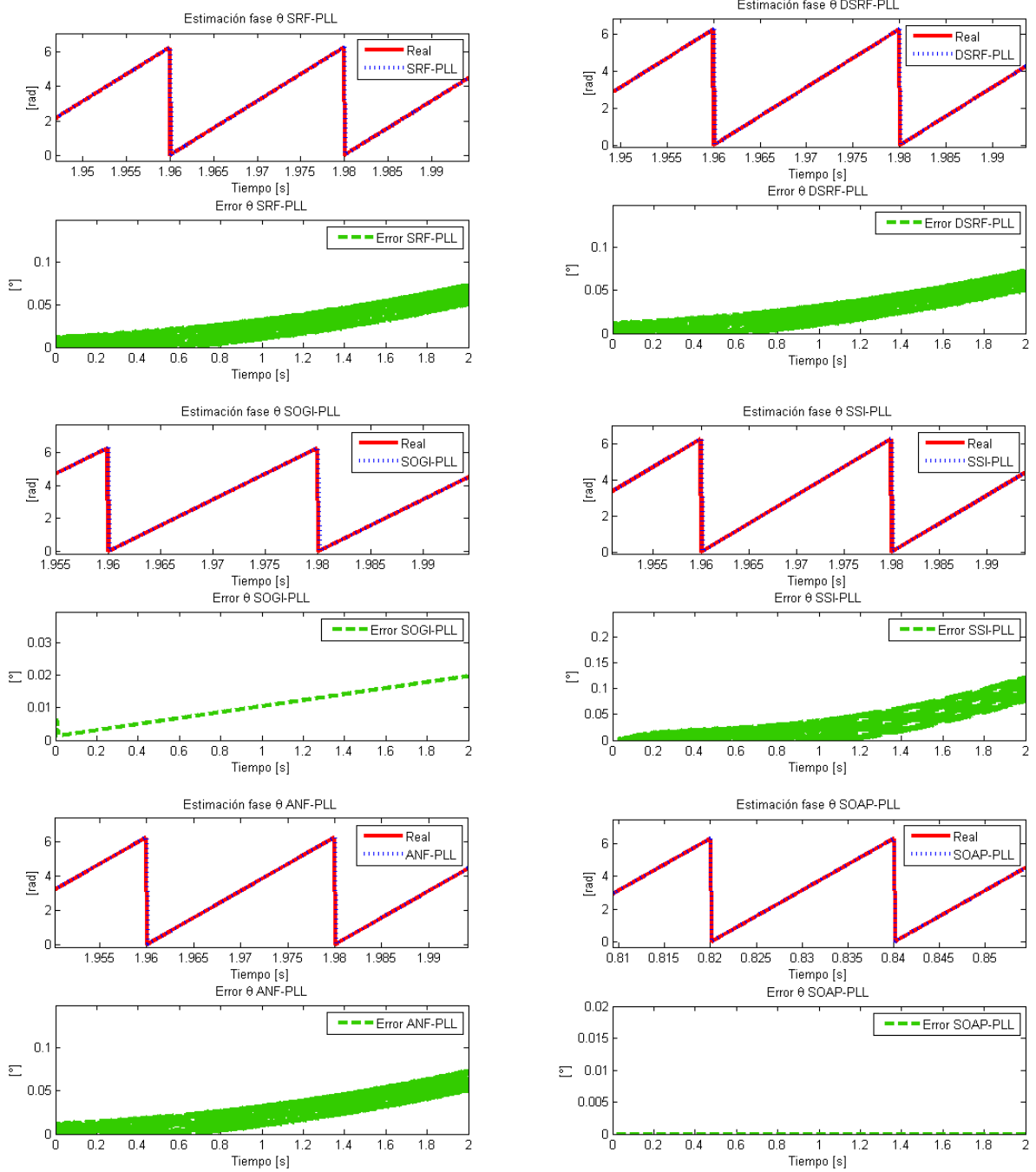


Figura E-15: Resultados estimación ángulo de fase para red con ruido de alta frecuencia algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.

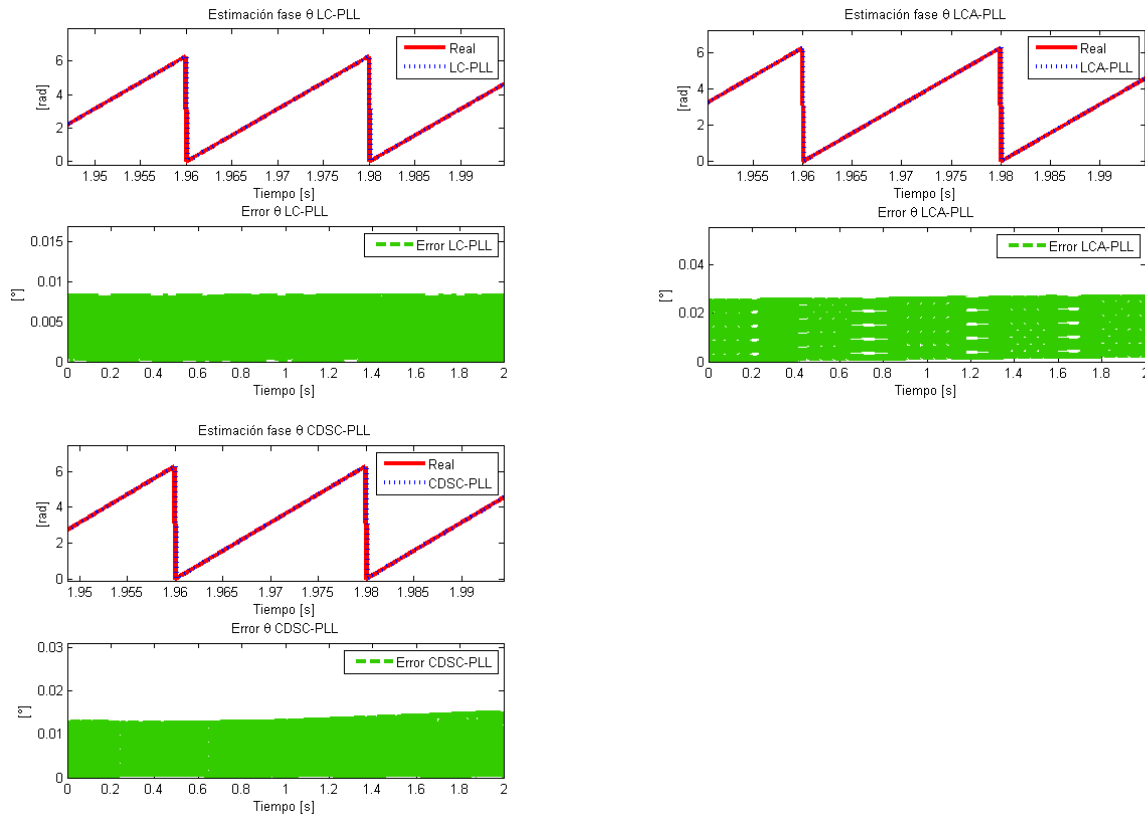


Figura E-16: Resultados estimación ángulo de fase para red con ruido de alta frecuencia algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

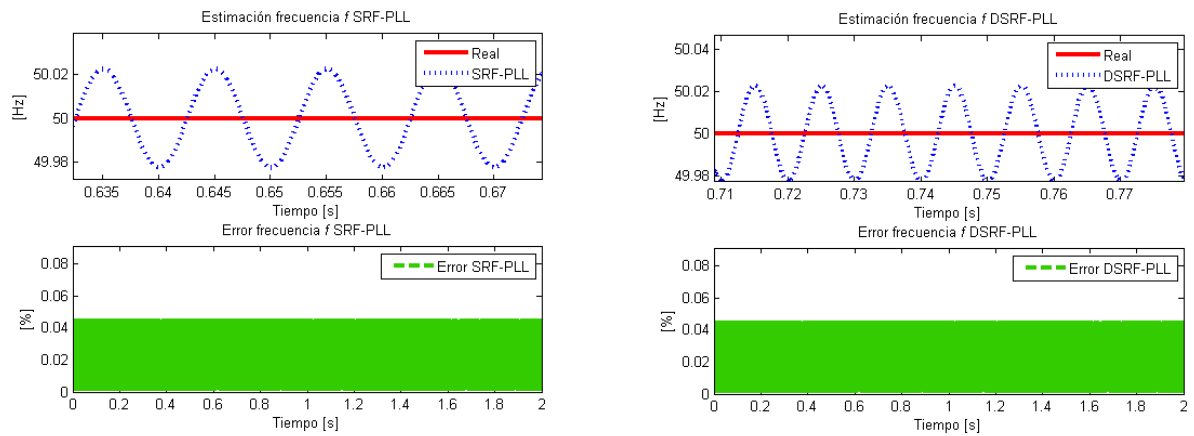


Figura E-17: Resultados estimación de frecuencia para red con ruido de alta frecuencia algoritmos: SRF-PLL y DSRF-PLL.

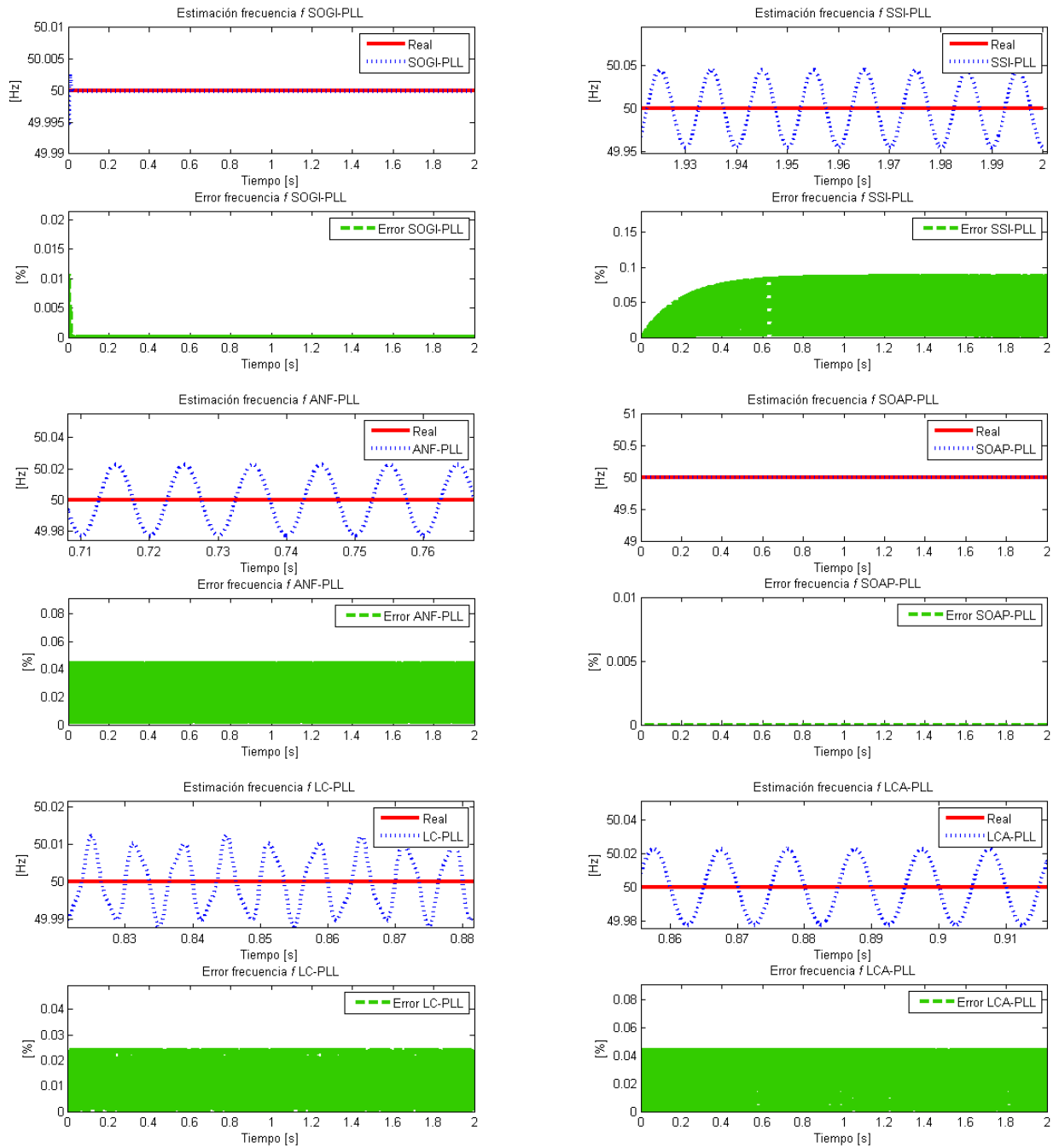


Figura E-18: Resultados estimación de frecuencia para red con ruido de alta frecuencia algoritmos: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y LCA-PLL.

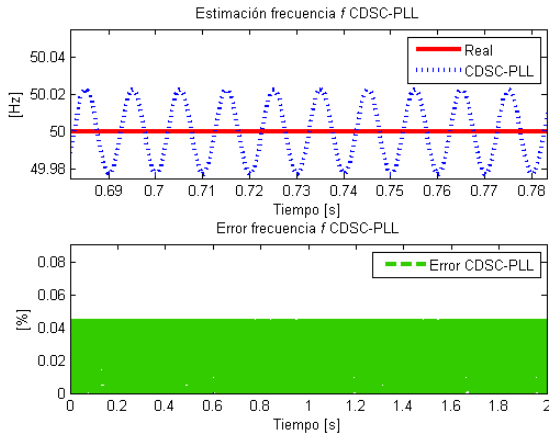


Figura E-19: Resultados estimación de frecuencia para red con ruido de alta frecuencia algoritmo CDSC-PLL.

E.5. SAG TIPO A

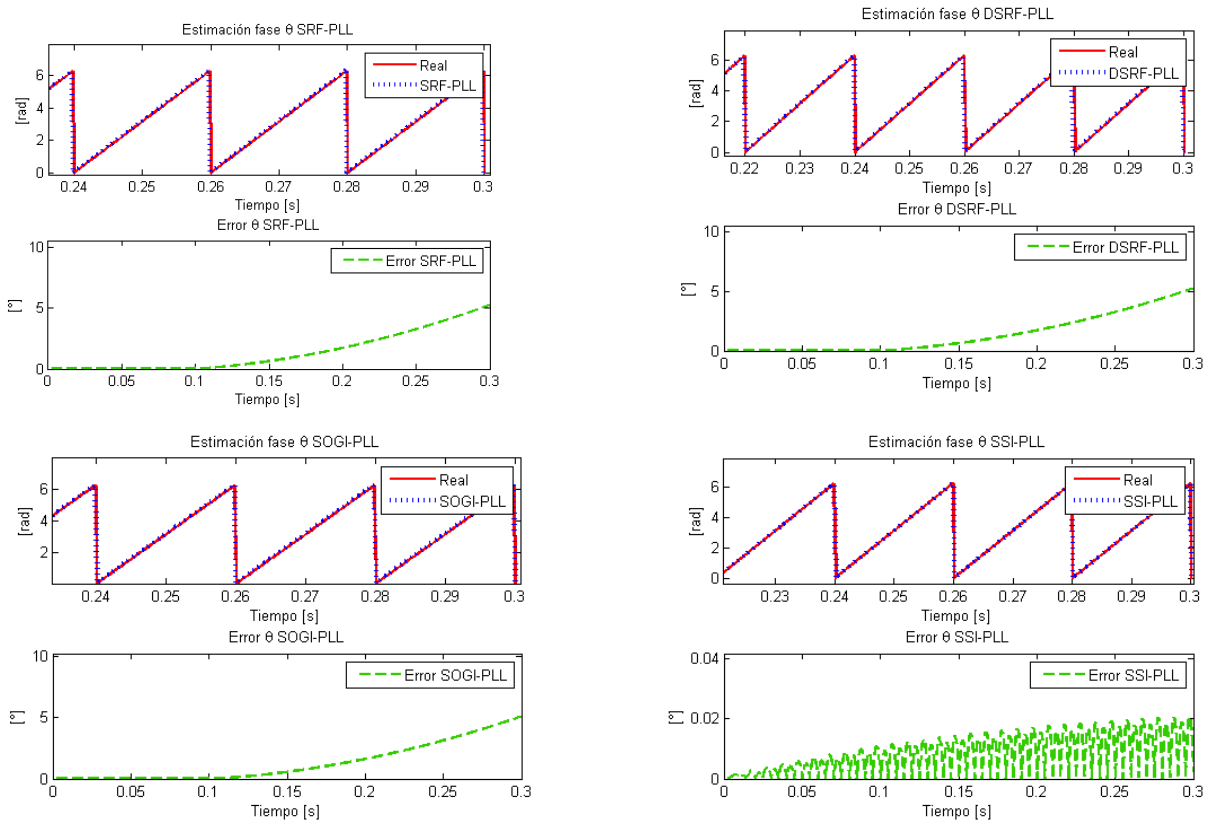


Figura E-20: Resultados estimación ángulo de fase frente sag tipo A algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL y SSI-PLL.

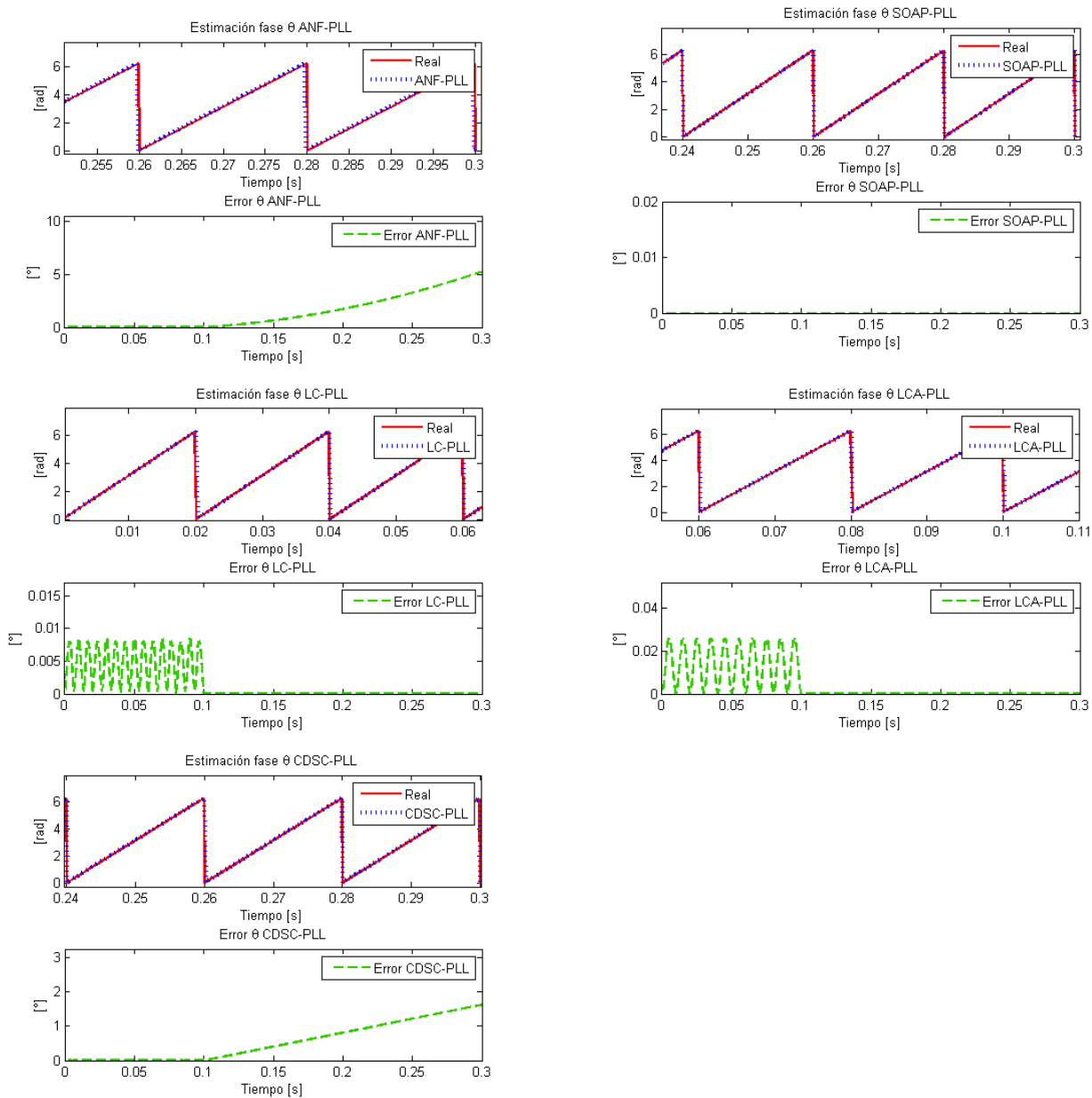


Figura E-21: Resultados estimación ángulo de fase frente sag tipo A algoritmos: ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

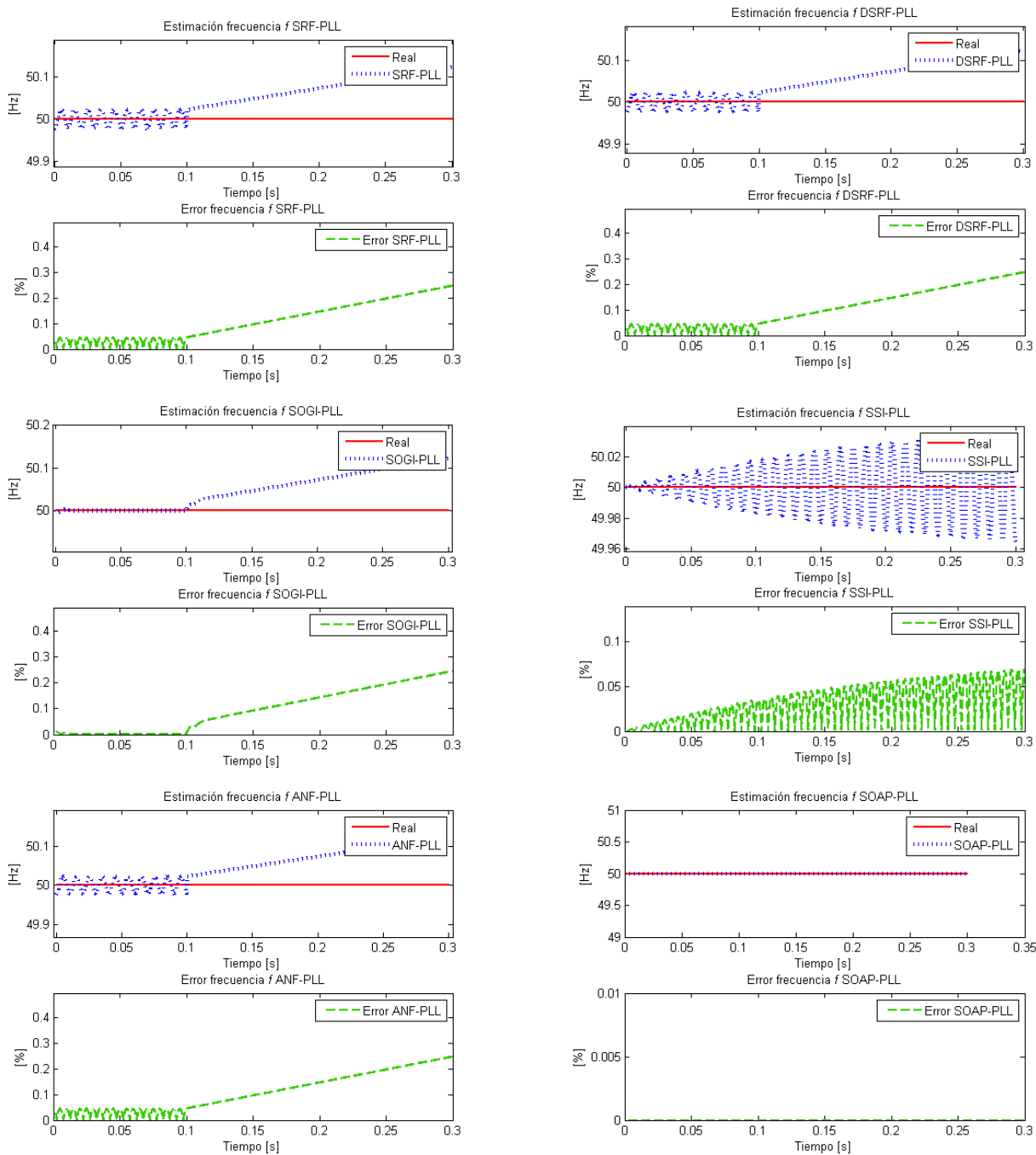


Figura E-22: Resultados estimación de frecuencia frente sag tipo A algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.

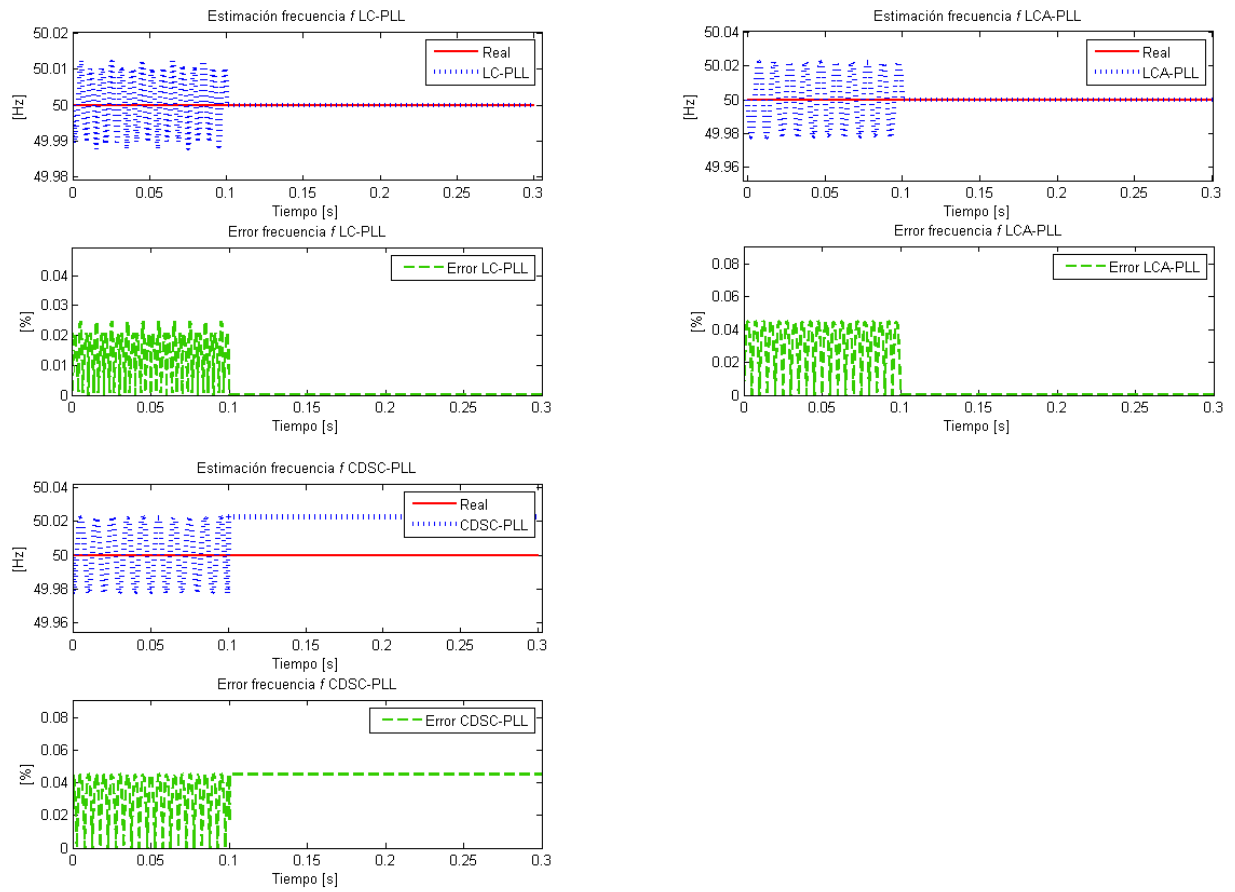


Figura E-23: Resultados estimación de frecuencia frente sag tipo A algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

E.6. SAG TIPO C

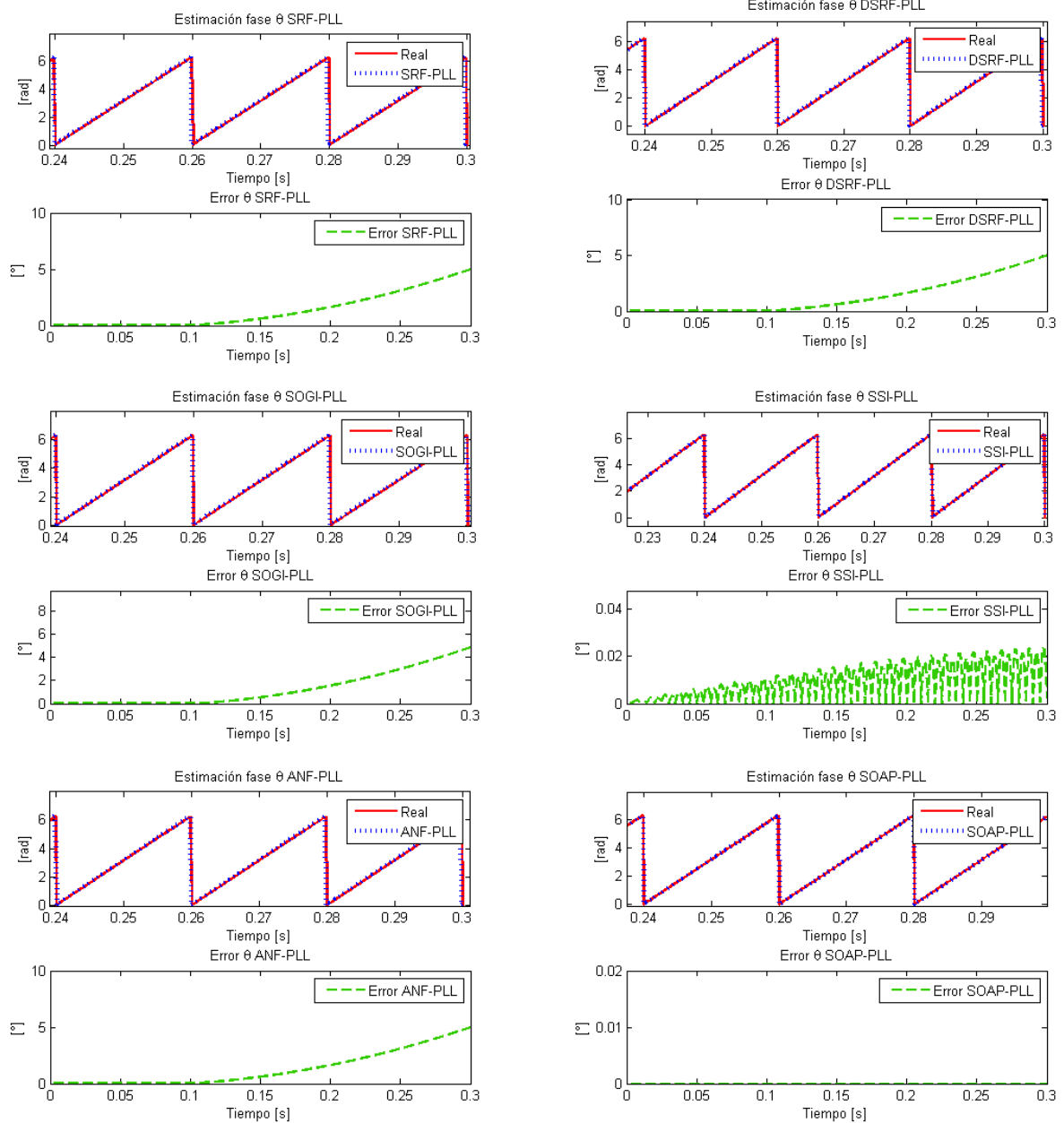


Figura E-24: Resultados estimación ángulo de fase frente sag tipo C algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.

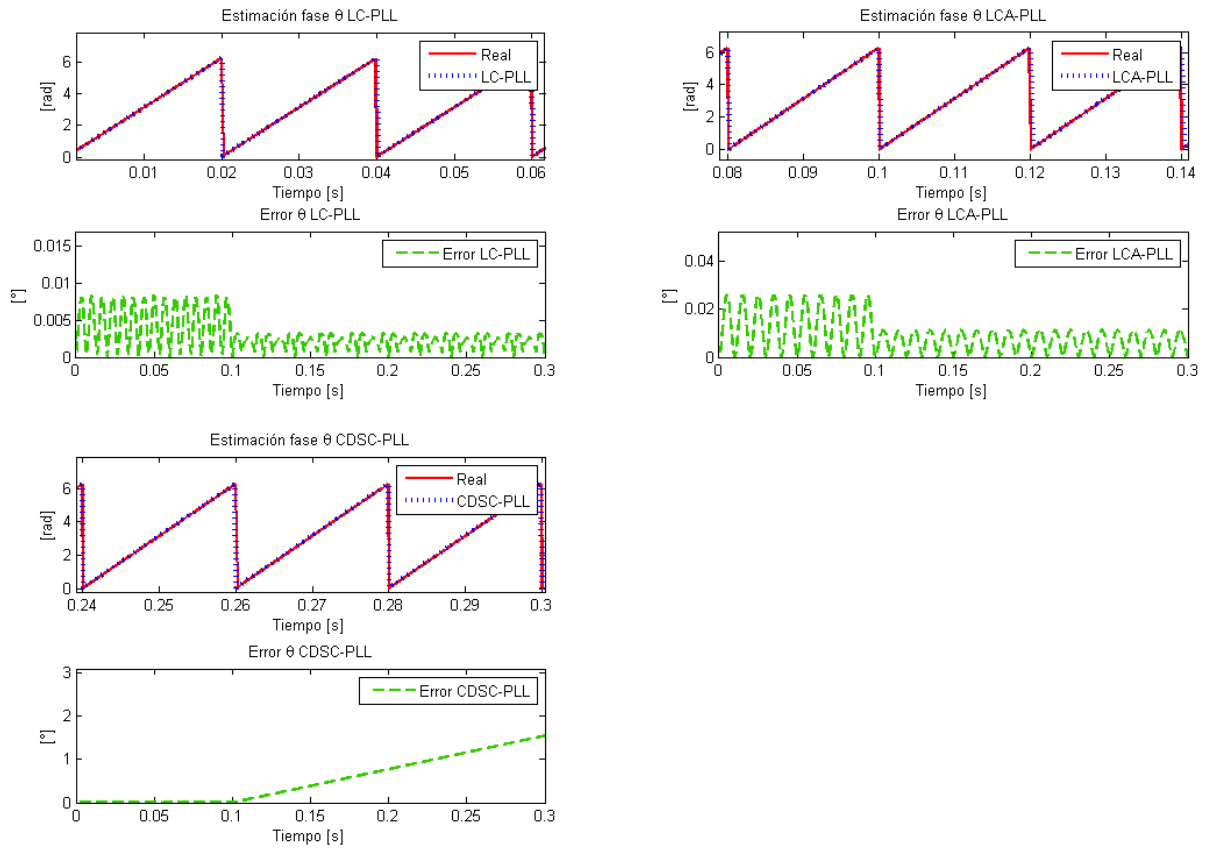


Figura E-25: Resultados estimación ángulo de fase frente sag tipo C algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

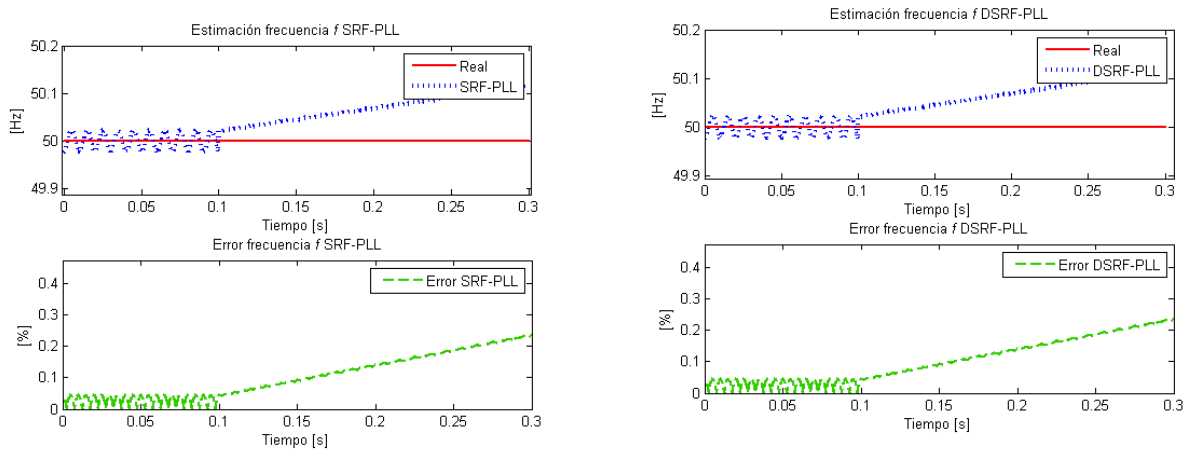


Figura E-26: Resultados estimación de frecuencia frente sag tipo C algoritmos: SRF-PLL y DSRF-PLL.

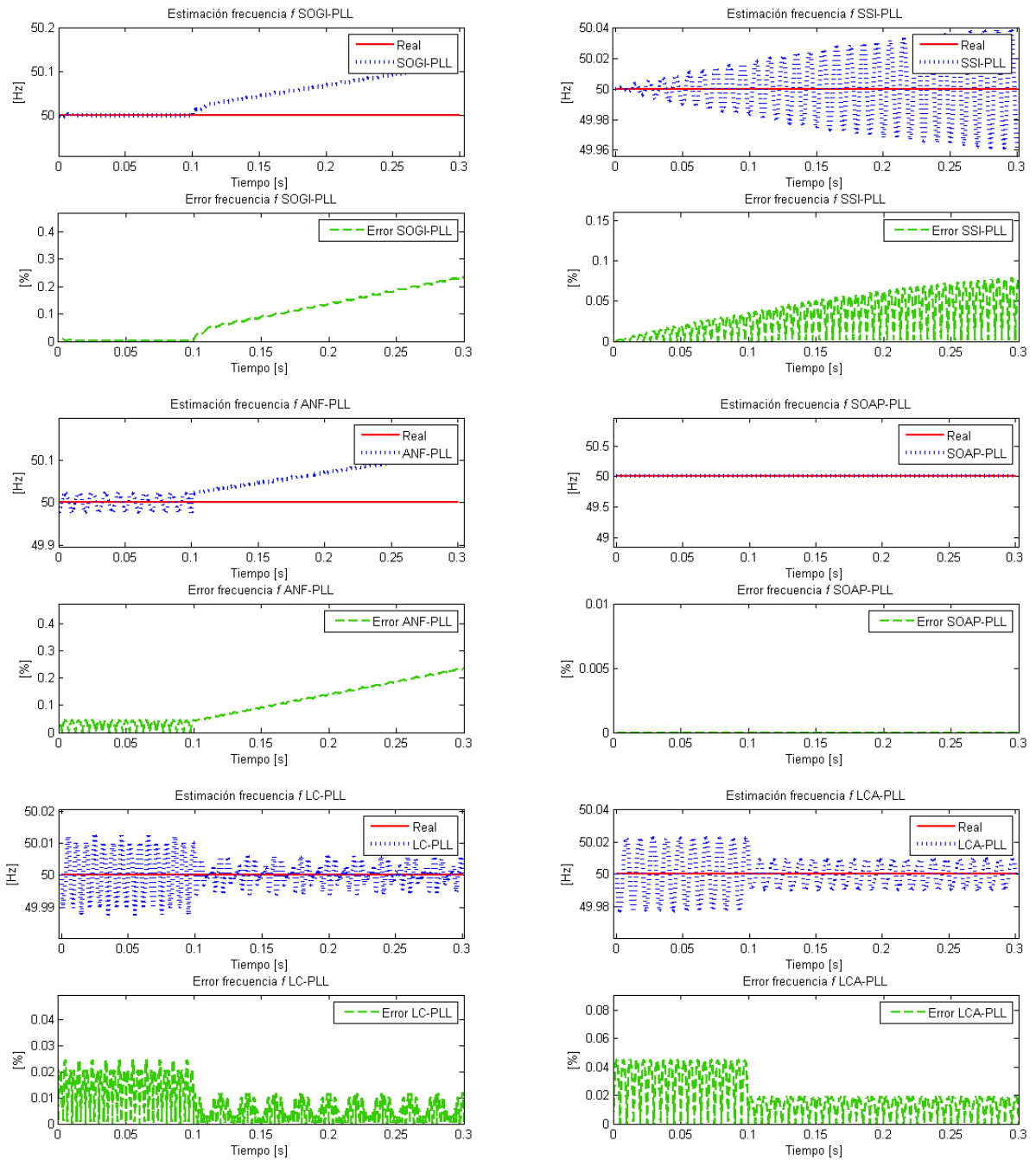


Figura E-27: Resultados estimación de frecuencia frente sag tipo C algoritmos: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y LCA-PLL.

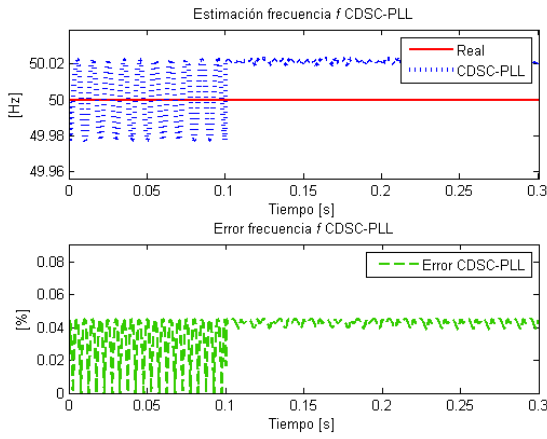


Figura E-28: Resultados estimación de frecuencia frente sag tipo C algoritmo CDSC-PLL.

E.7. NOTCH

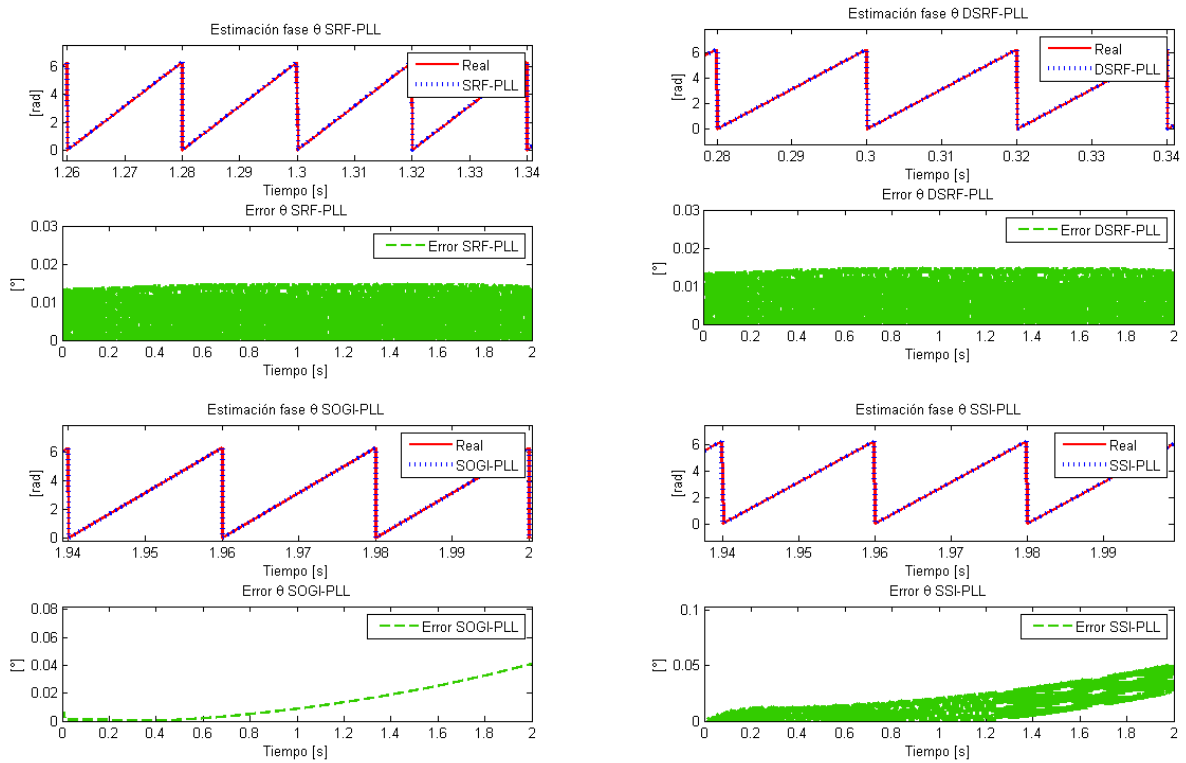


Figura E-29: Resultados estimación ángulo de fase red con presencia de notches algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL y SSI-PLL.

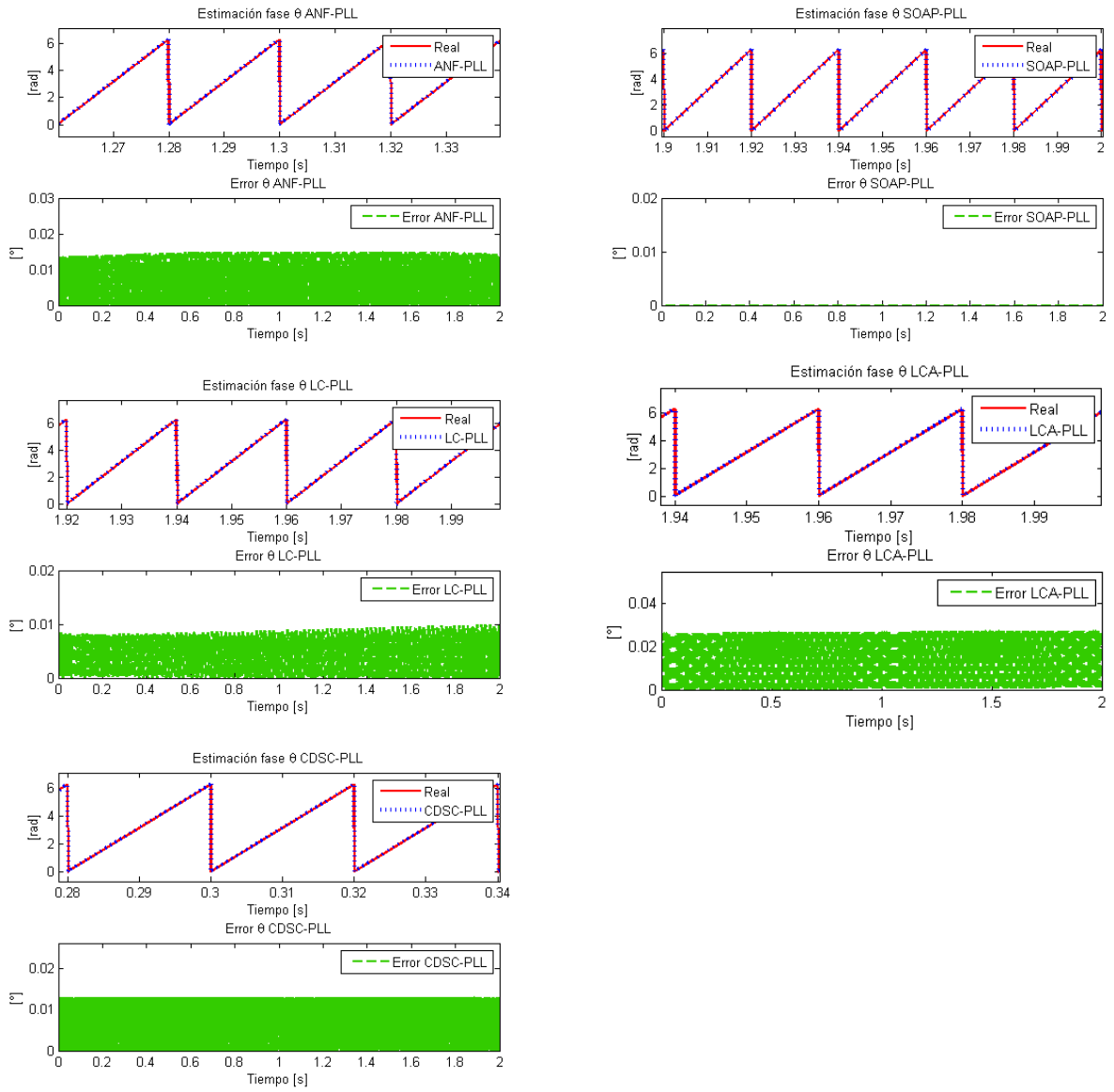


Figura E-30: Resultados estimación ángulo de fase red con presencia de notches algoritmos: ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

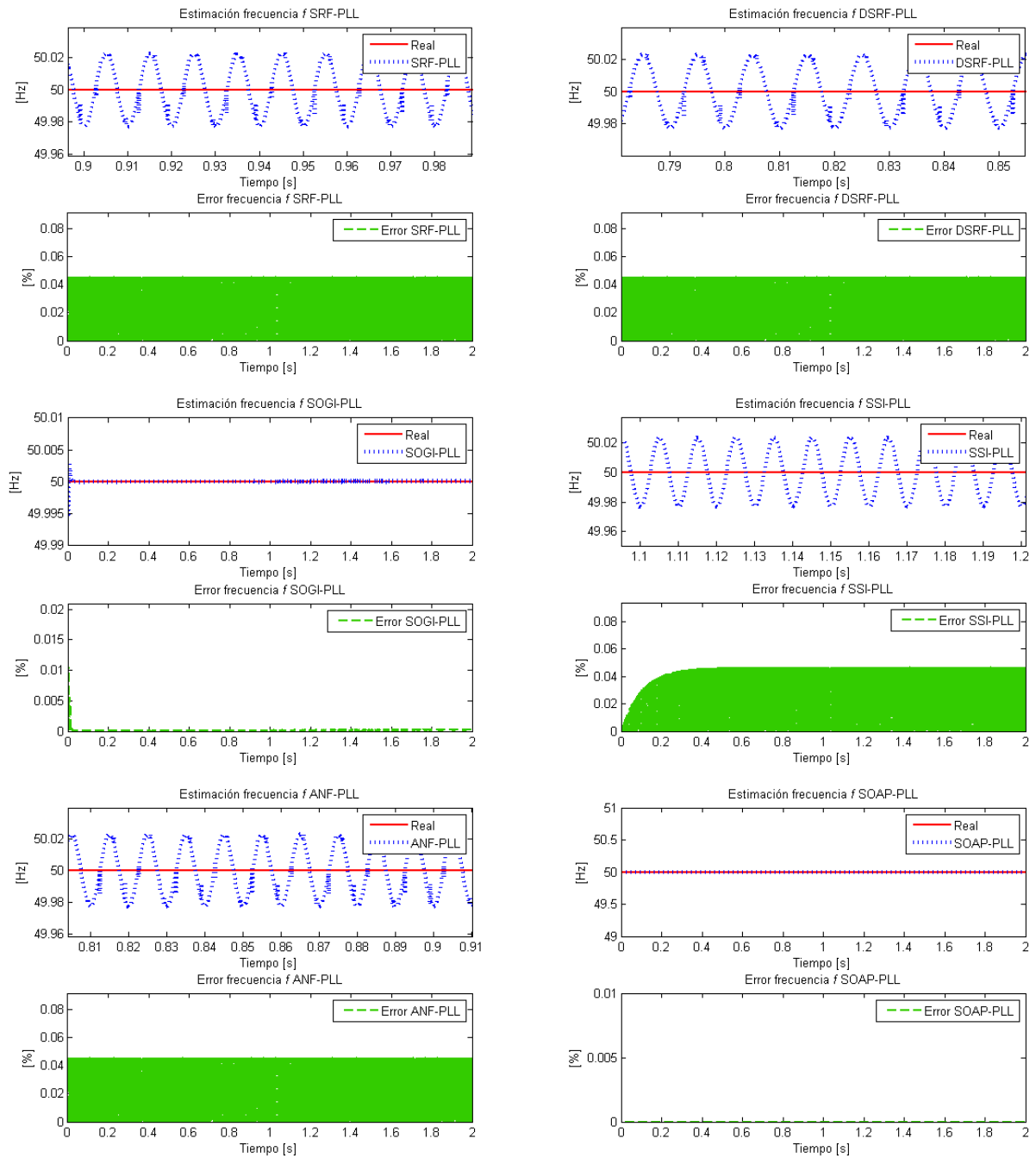


Figura E-31: Resultados estimación de frecuencia red con presencia de notches algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.

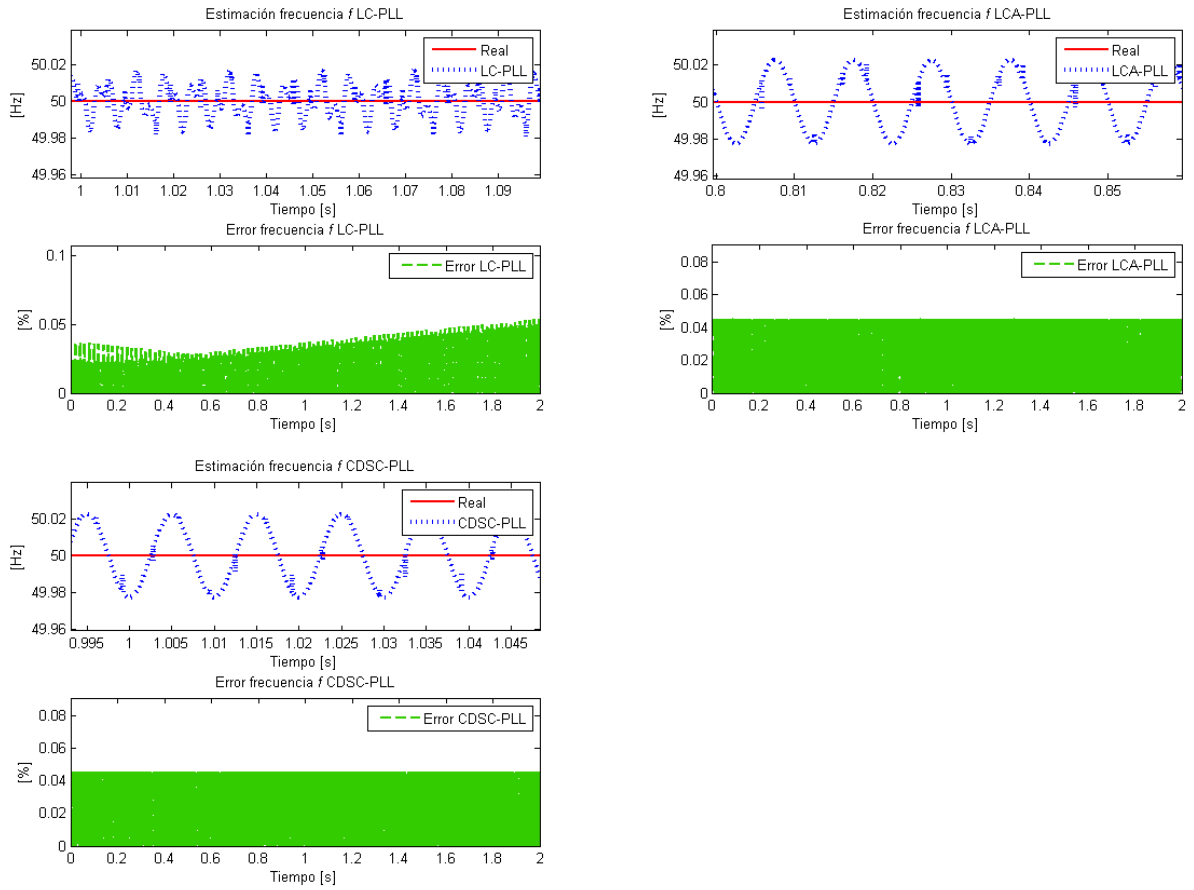


Figura E-32: Resultados estimación de frecuencia red con presencia de notches algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

E.8. FLICKER

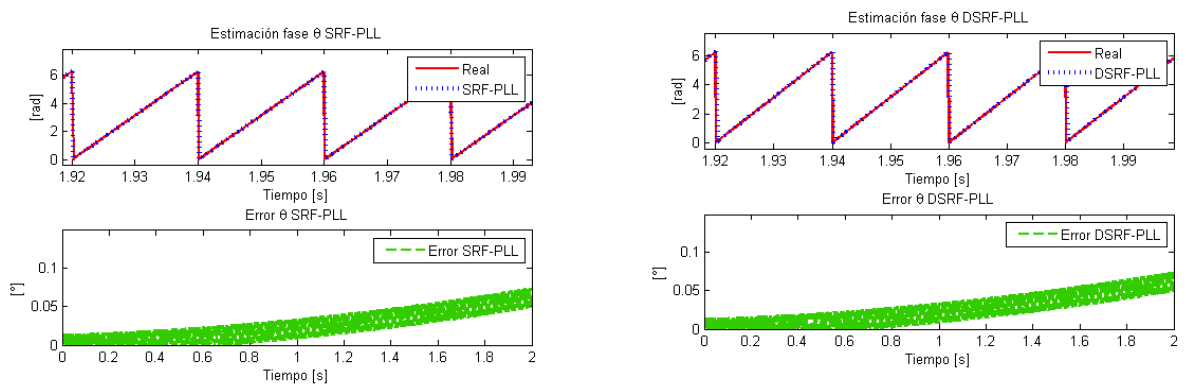


Figura E-33: Resultados estimación ángulo de fase red con flicker algoritmos: SRF-PLL y DSRF-PLL.

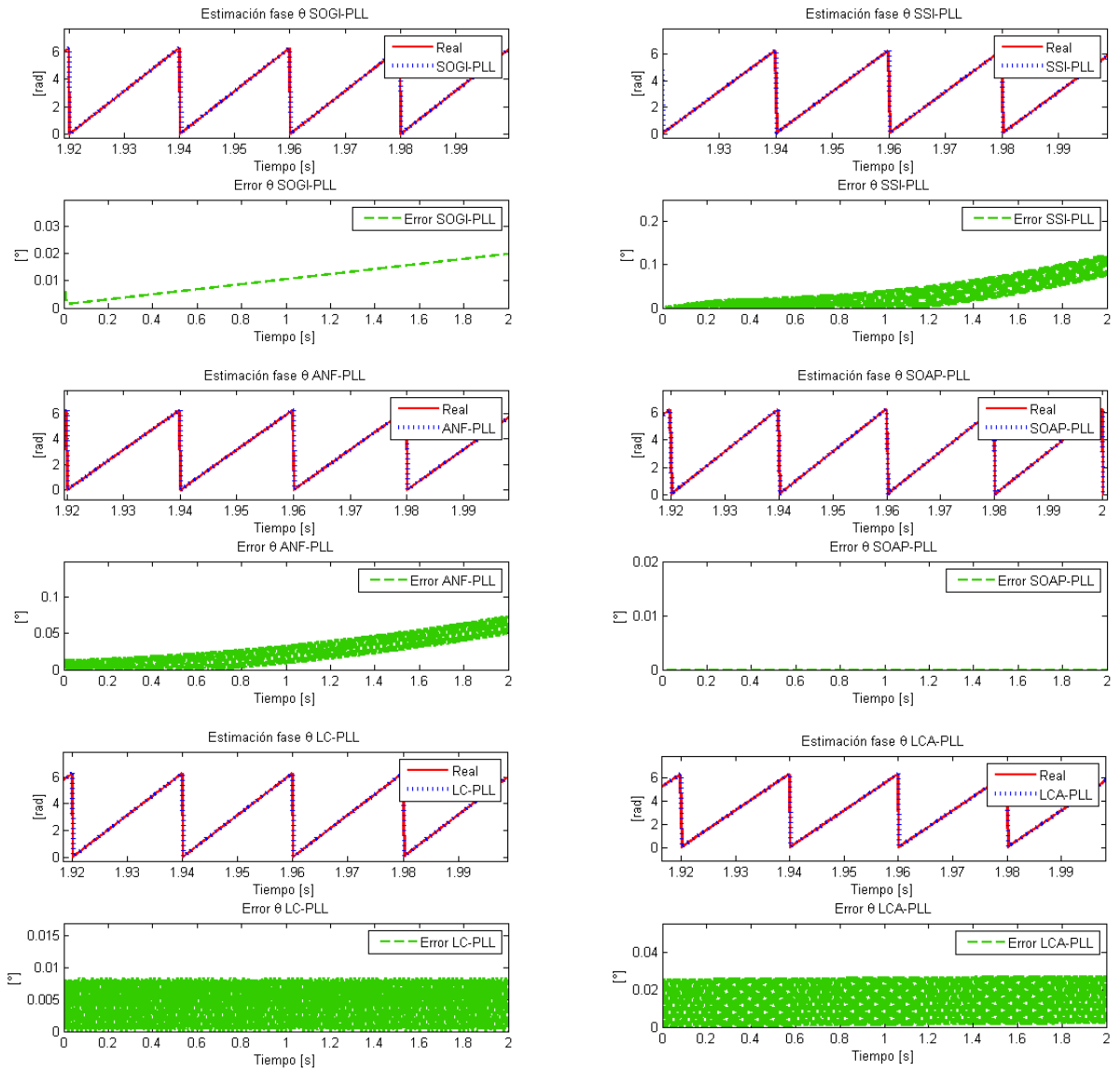


Figura E-34: Resultados estimación ángulo de fase red con flicker algoritmos: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y SOAP-PLL.

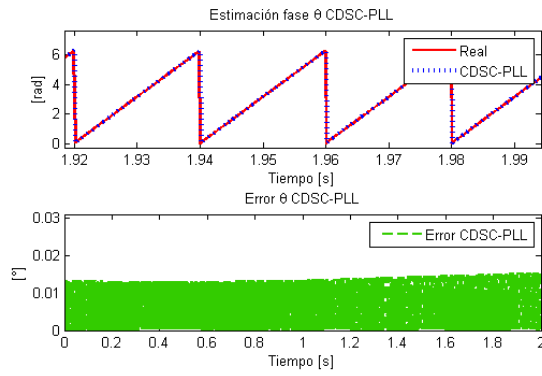


Figura E-35: Resultados estimación ángulo de fase red con flicker algoritmo CDSC-PLL.

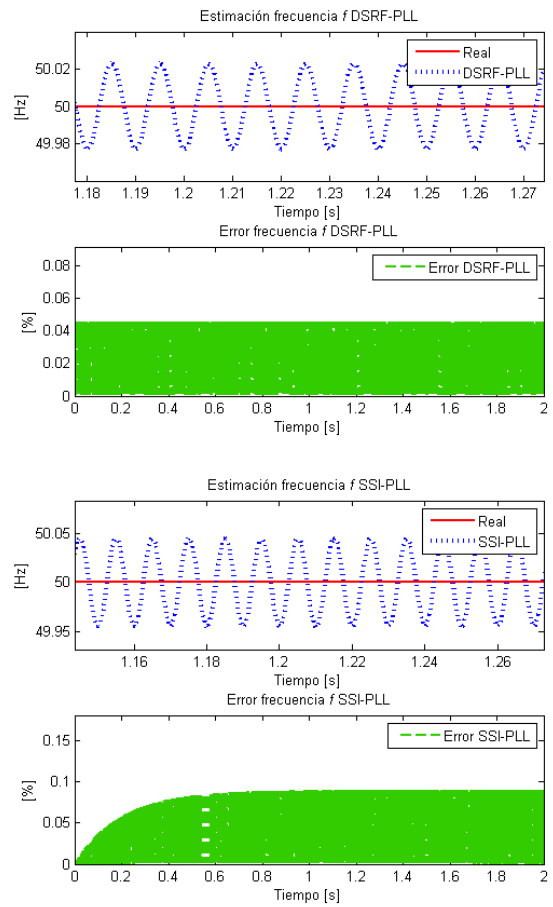
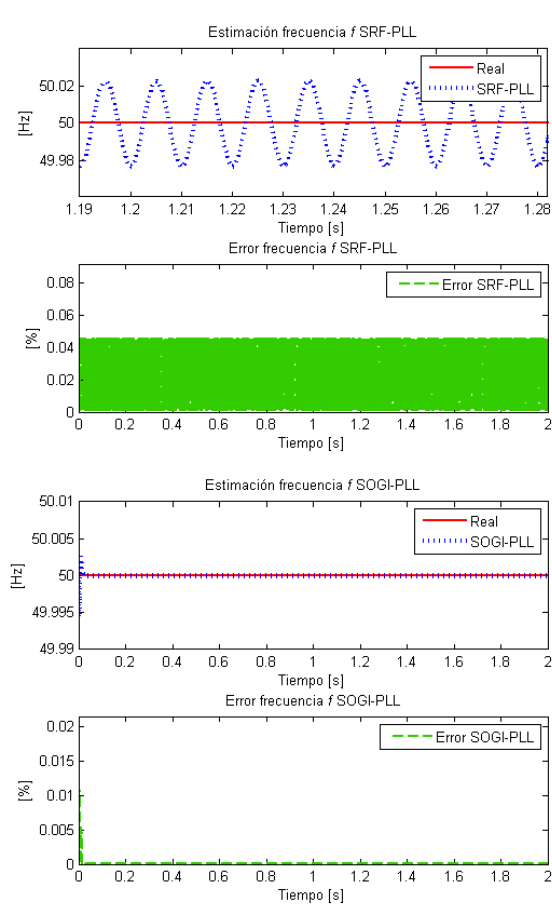


Figura E-36: Resultados estimación de frecuencia red con flicker algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL y SSI-PLL.

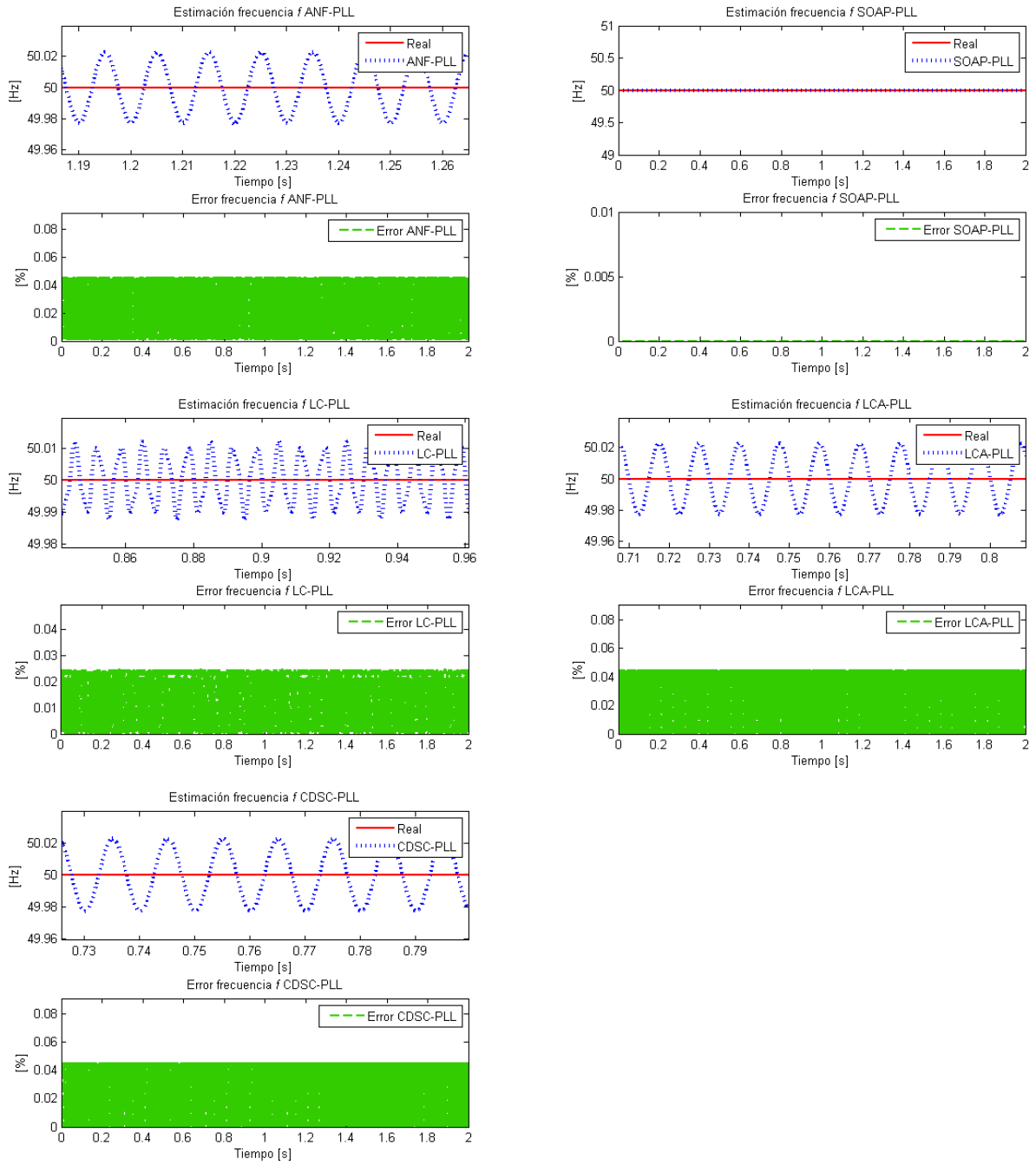


Figura E-37: Resultados estimación de frecuencia red con flicker algoritmos: ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

E.9. SWELL

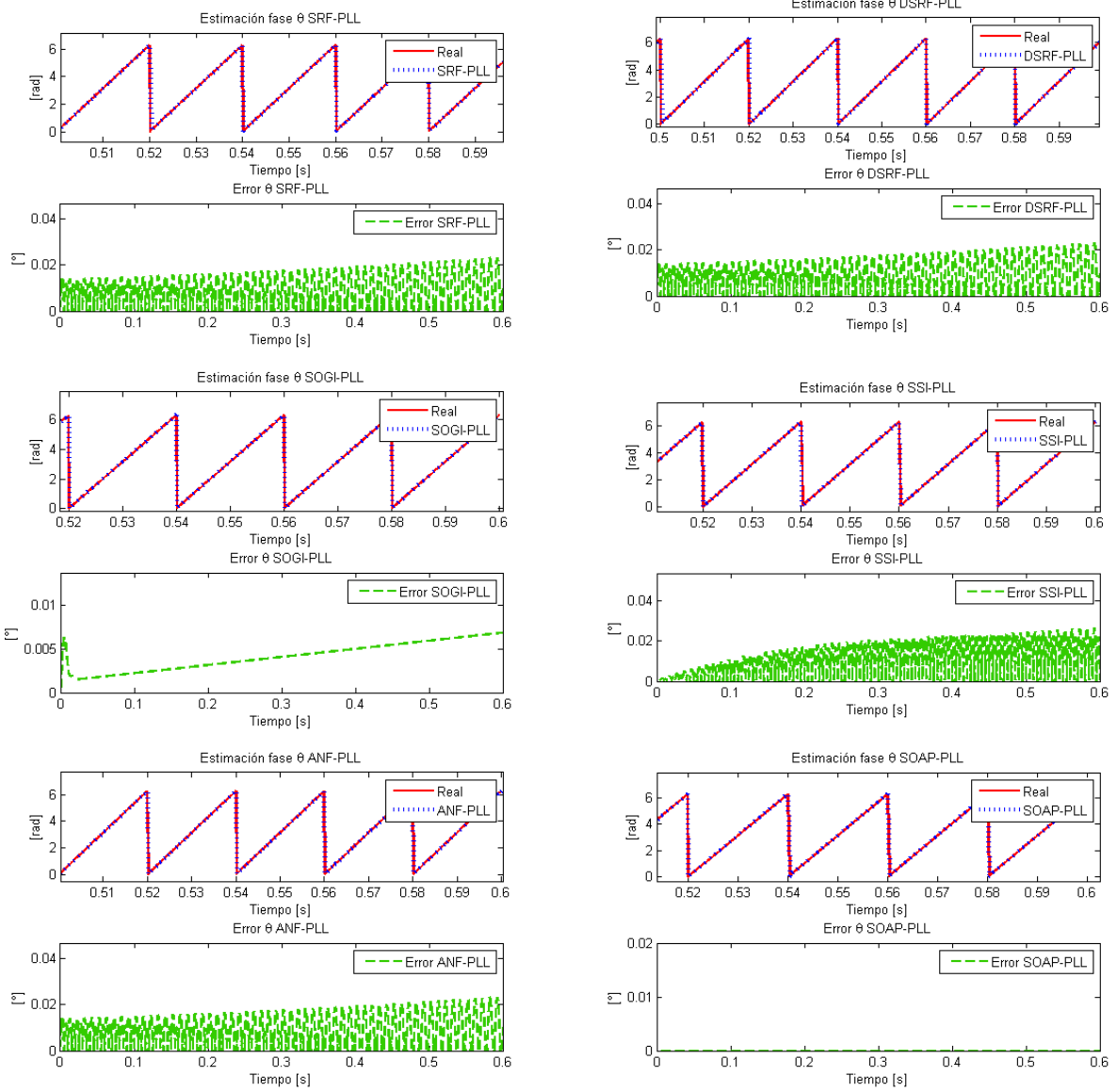


Figura E-38: Resultados estimación ángulo de fase red con swell algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.

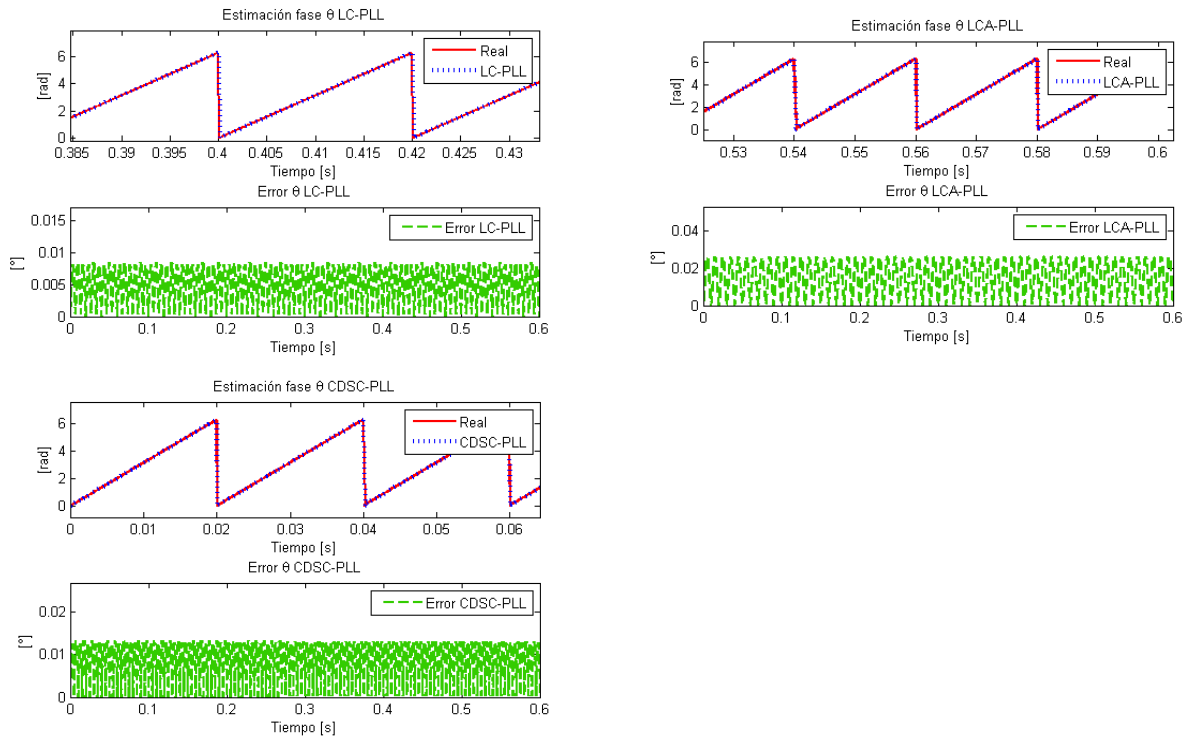


Figura E-39: Resultados estimación ángulo de fase red con swell algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

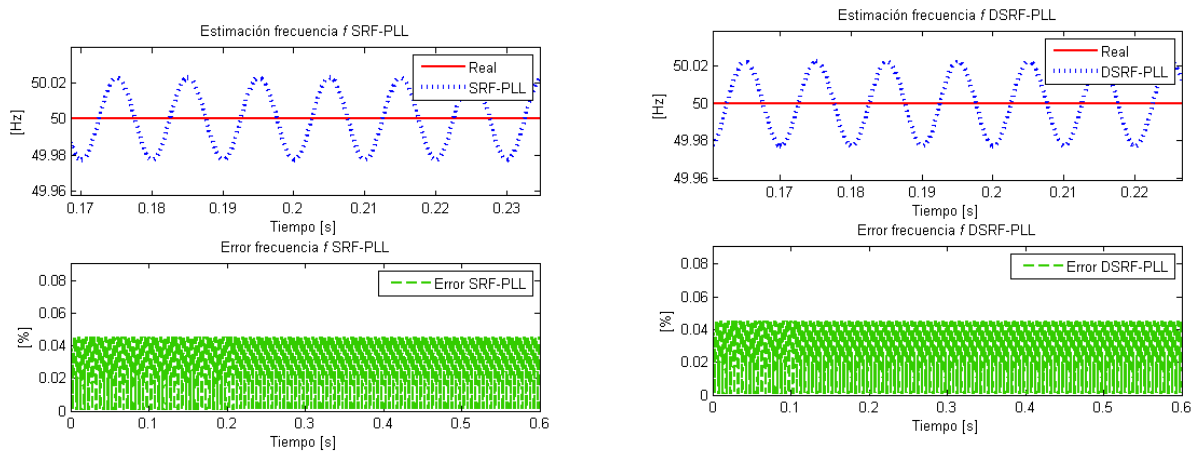


Figura E-40: Resultados estimación frecuencia red con swell algoritmos: SRF-PLL y DSRF-PLL.

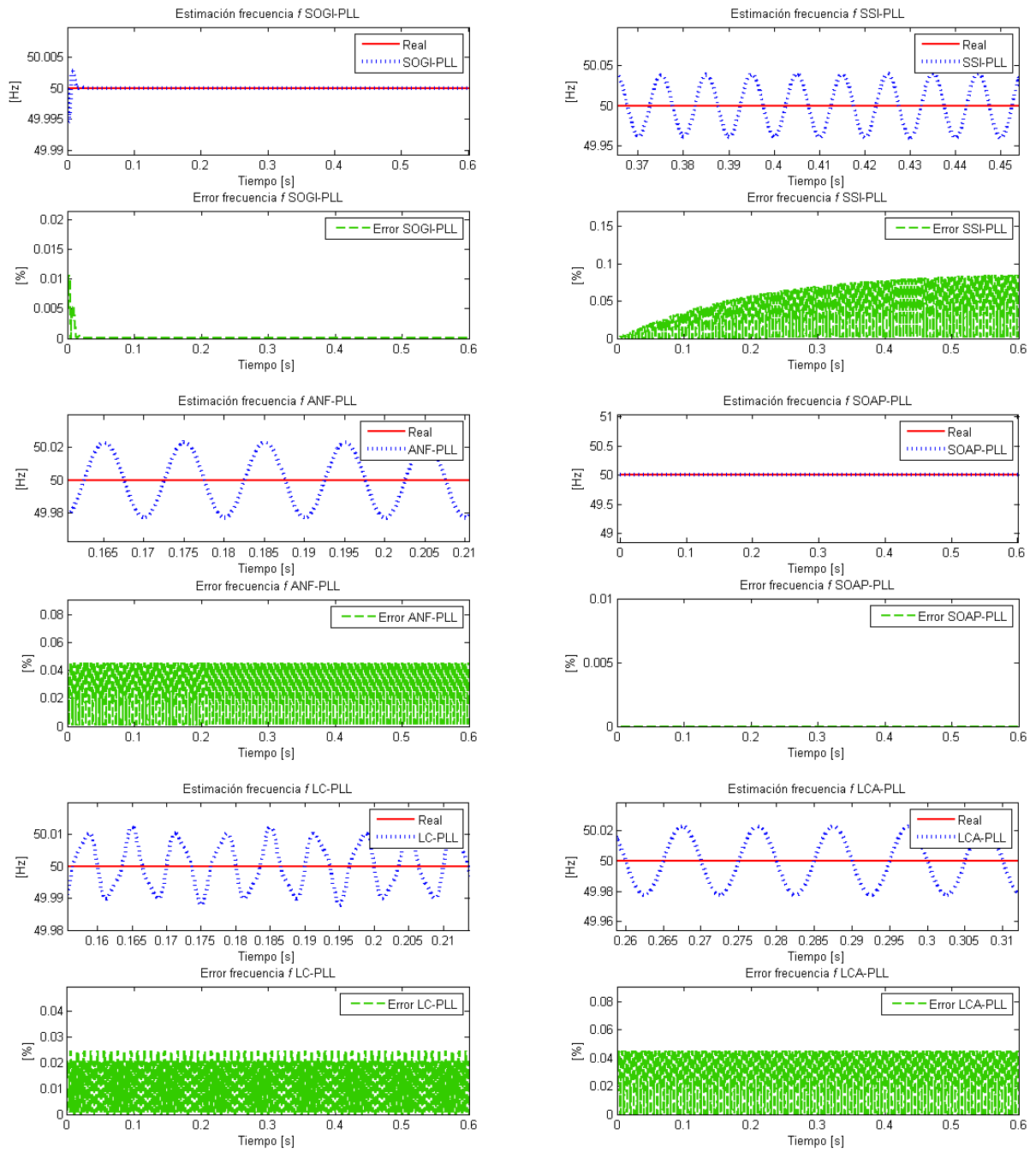


Figura E-41: Resultados estimación frecuencia red con swell algoritmos: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y LCA-PLL.

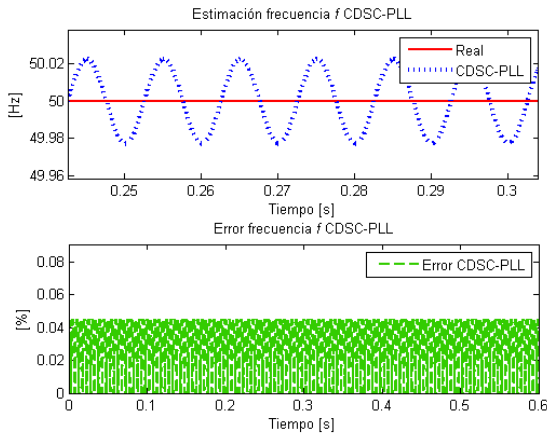


Figura E-42: Resultados estimación frecuencia red con swell algoritmo CDSC-PLL.

E.10. SALTOS DE FRECUENCIA

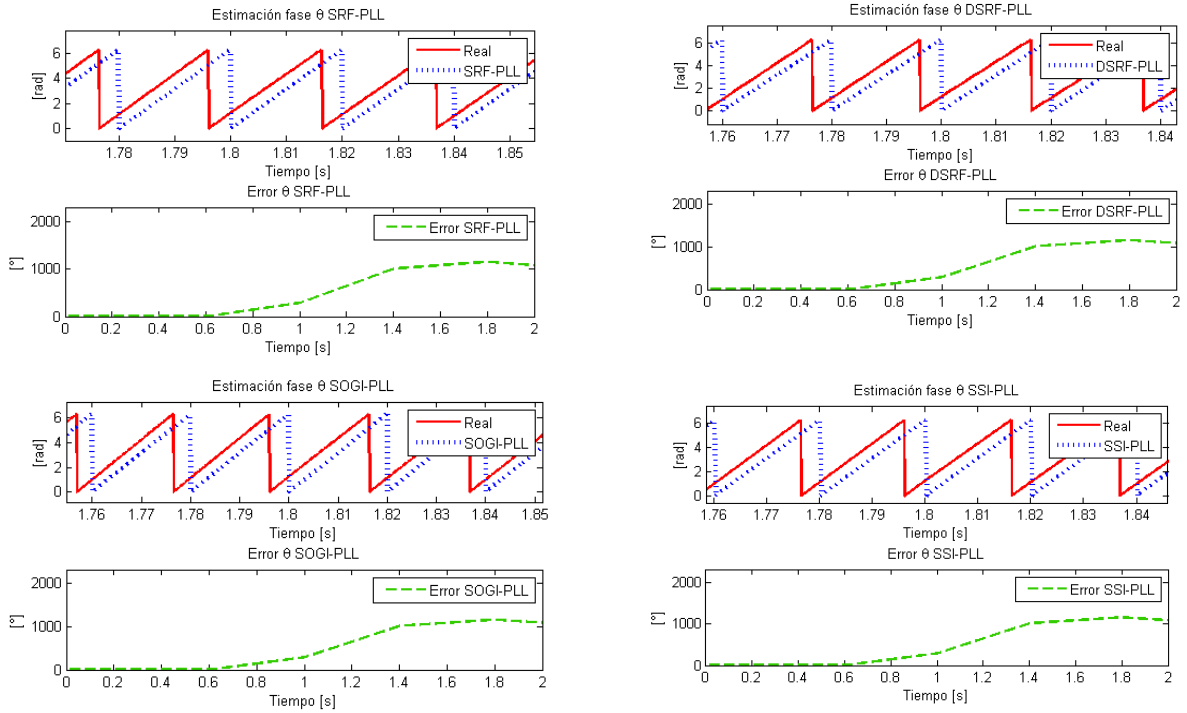


Figura E-43: Resultados estimación ángulo de fase red con saltos de frecuencia algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL y SSI-PLL.

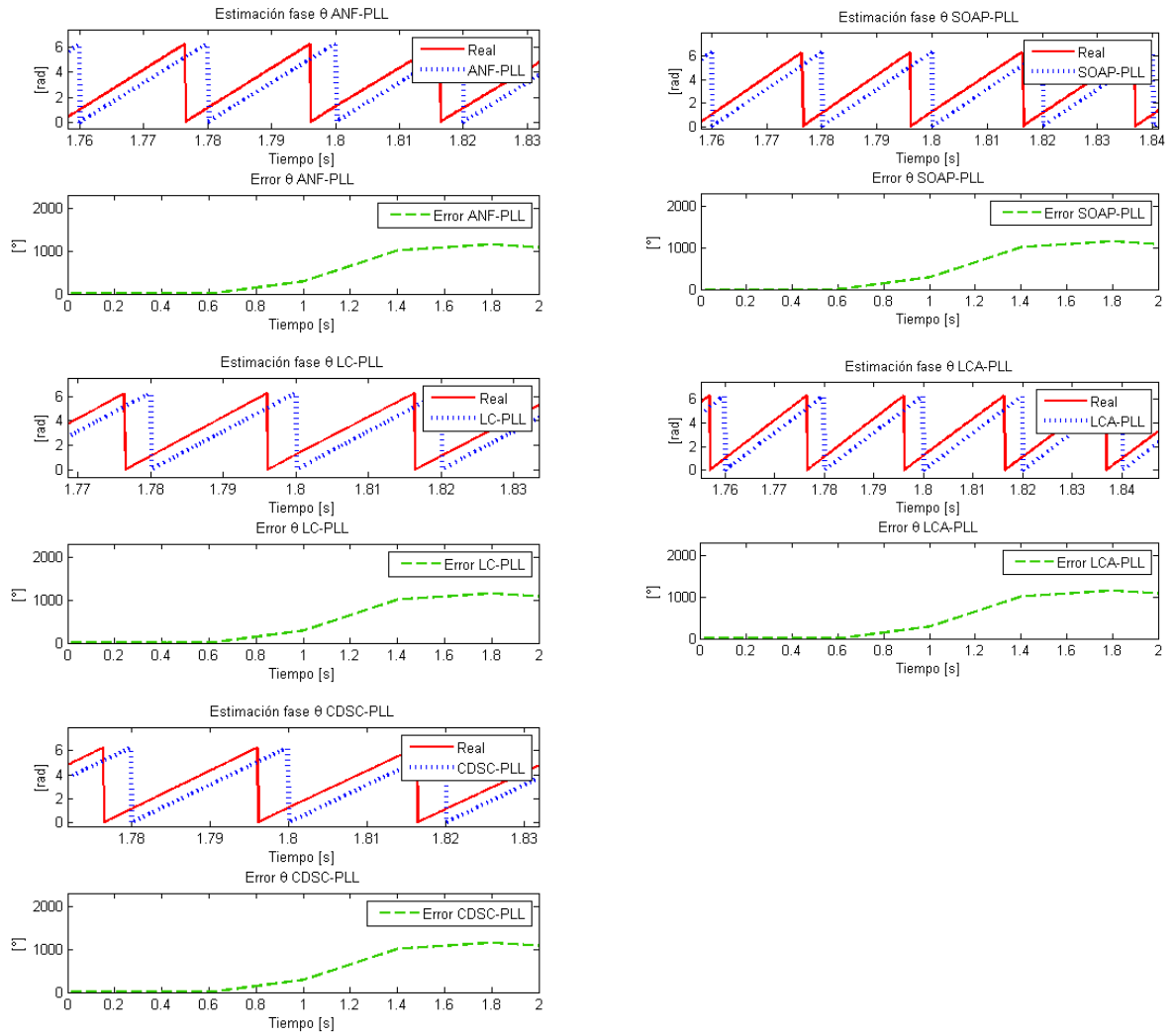


Figura E-44: Resultados estimación ángulo de fase red con saltos de frecuencia algoritmos: ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

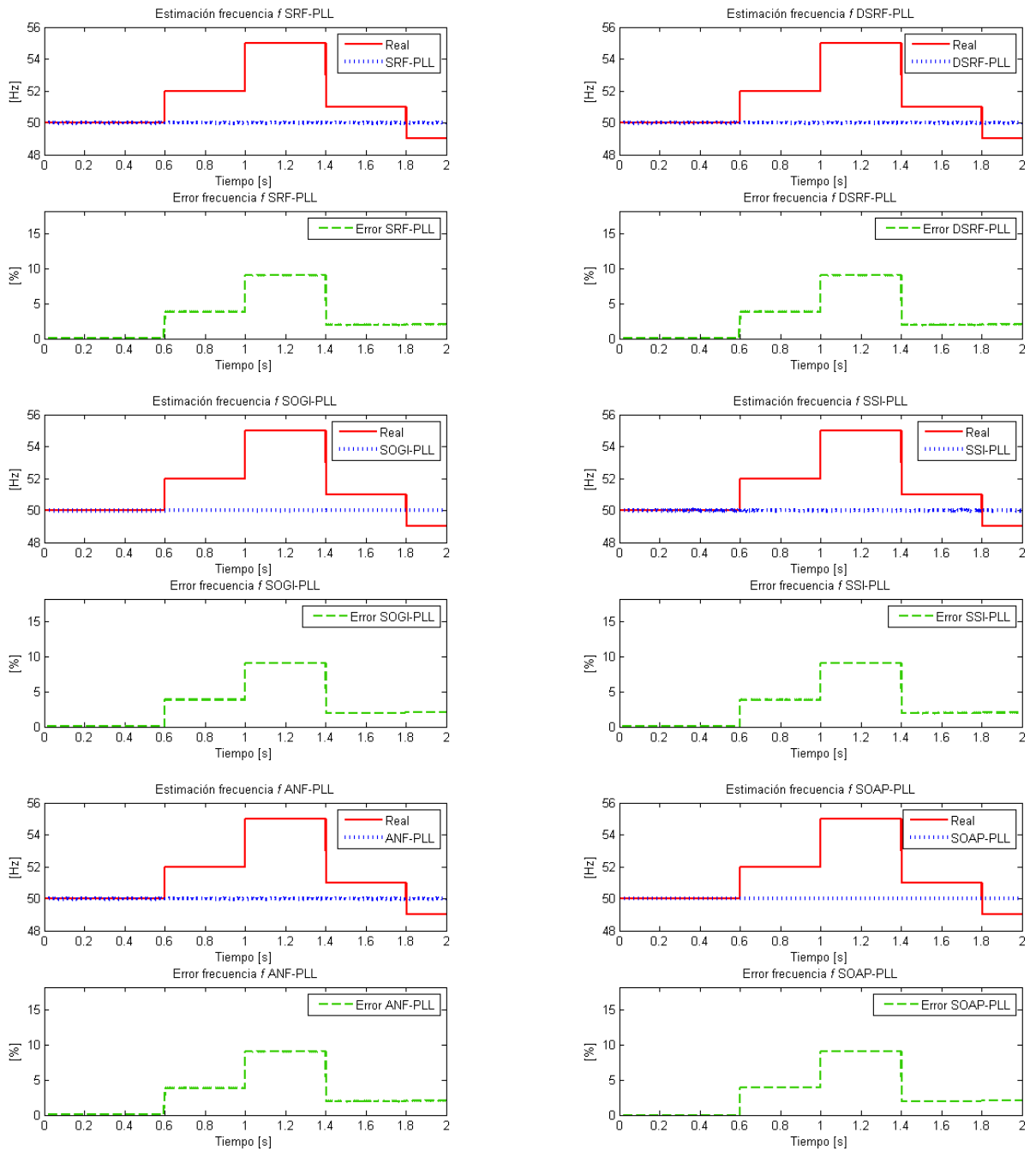


Figura E-45: Resultados estimación de frecuencia red con saltos de frecuencia algoritmos: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.

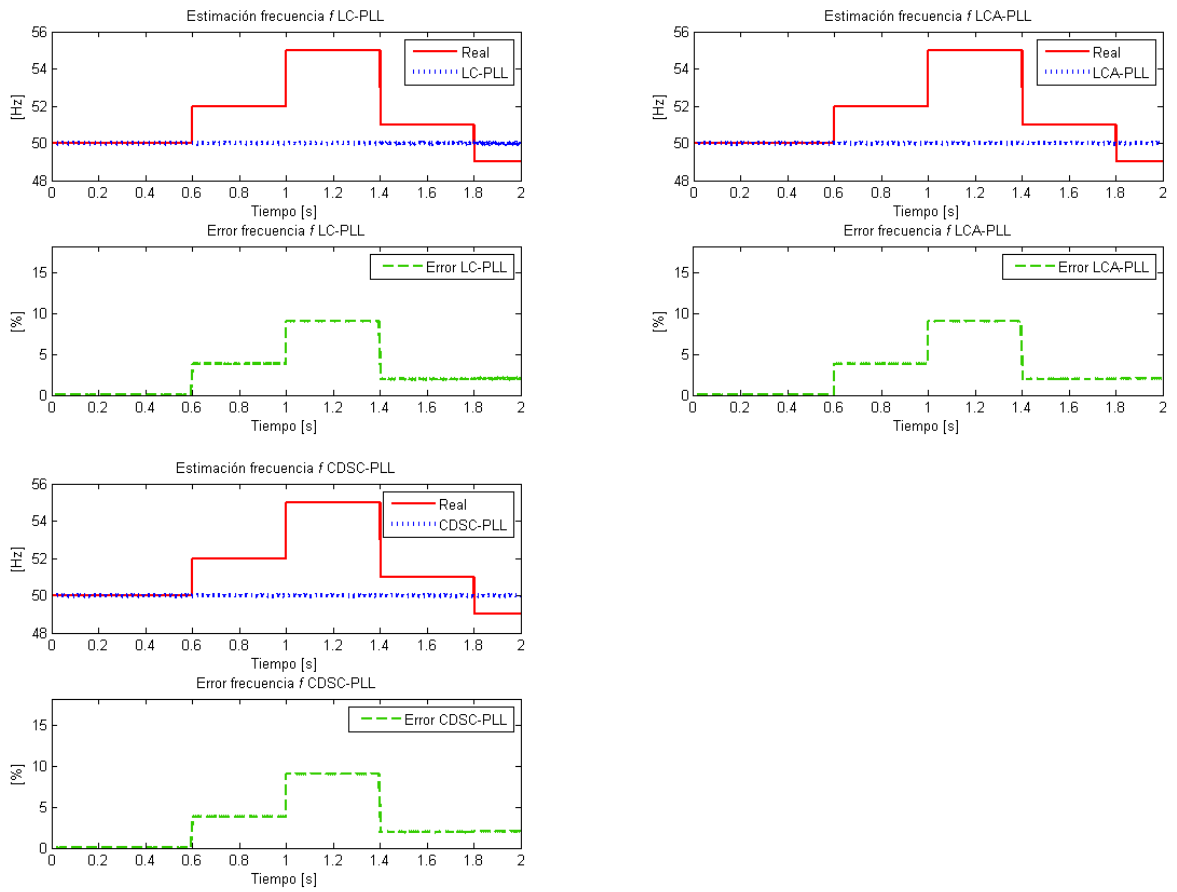


Figura E-46: Resultados estimación de frecuencia red con saltos de frecuencia algoritmos: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

ANEXO F RESULTADOS SIMULACIÓN SALTOS DE FRECUENCIA

F.1. CENTRO DE FRECUENCIA VARIABLE

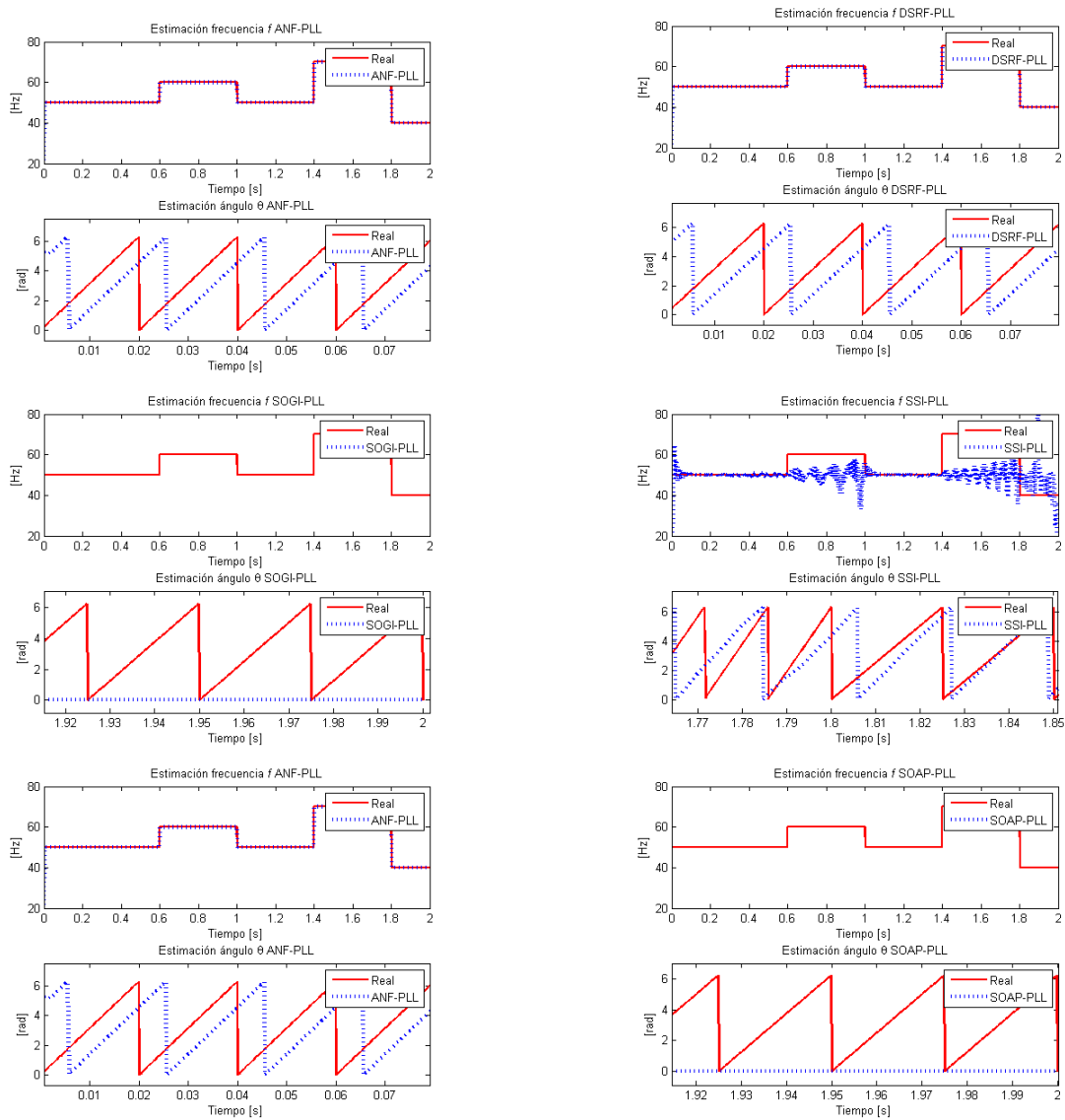


Figura F-1: Resultados estimación ángulo de fase y frecuencia, para red con saltos de frecuencia, algoritmos con centro de frecuencia variable: SRF-PLL, DSRF-PLL, SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL y SOAP-PLL.

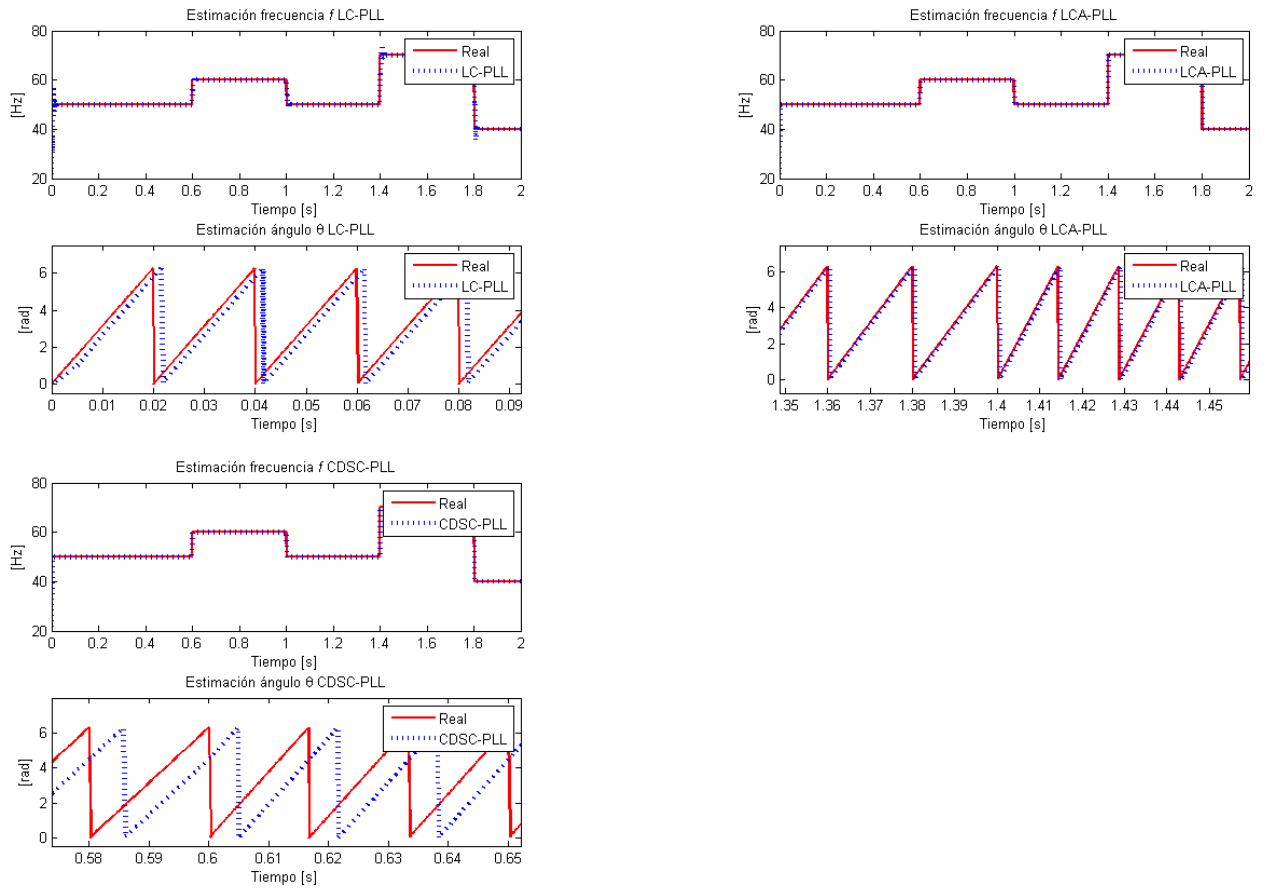


Figura F-2: Resultados estimación ángulo de fase y frecuencia, para red con saltos de frecuencia, algoritmos con centro de frecuencia variable: LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

F.2. CENTRO DE FRECUENCIA VARIABLE MEDIANTE SRF – PLL

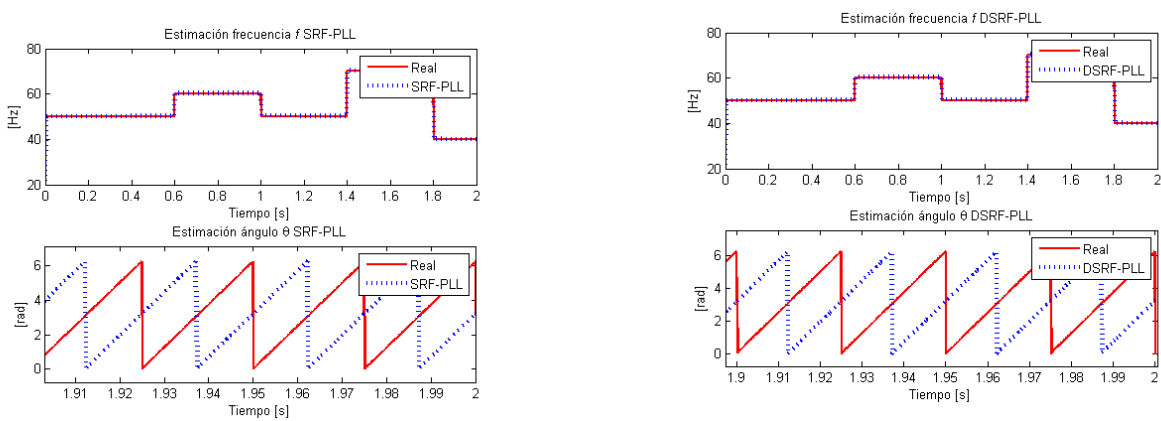


Figura F-3: Resultados estimación ángulo de fase y frecuencia, para red con saltos de frecuencia, algoritmos con centro de frecuencia variable mediante SRF-PLL: SRF-PLL y DSRF-PLL.

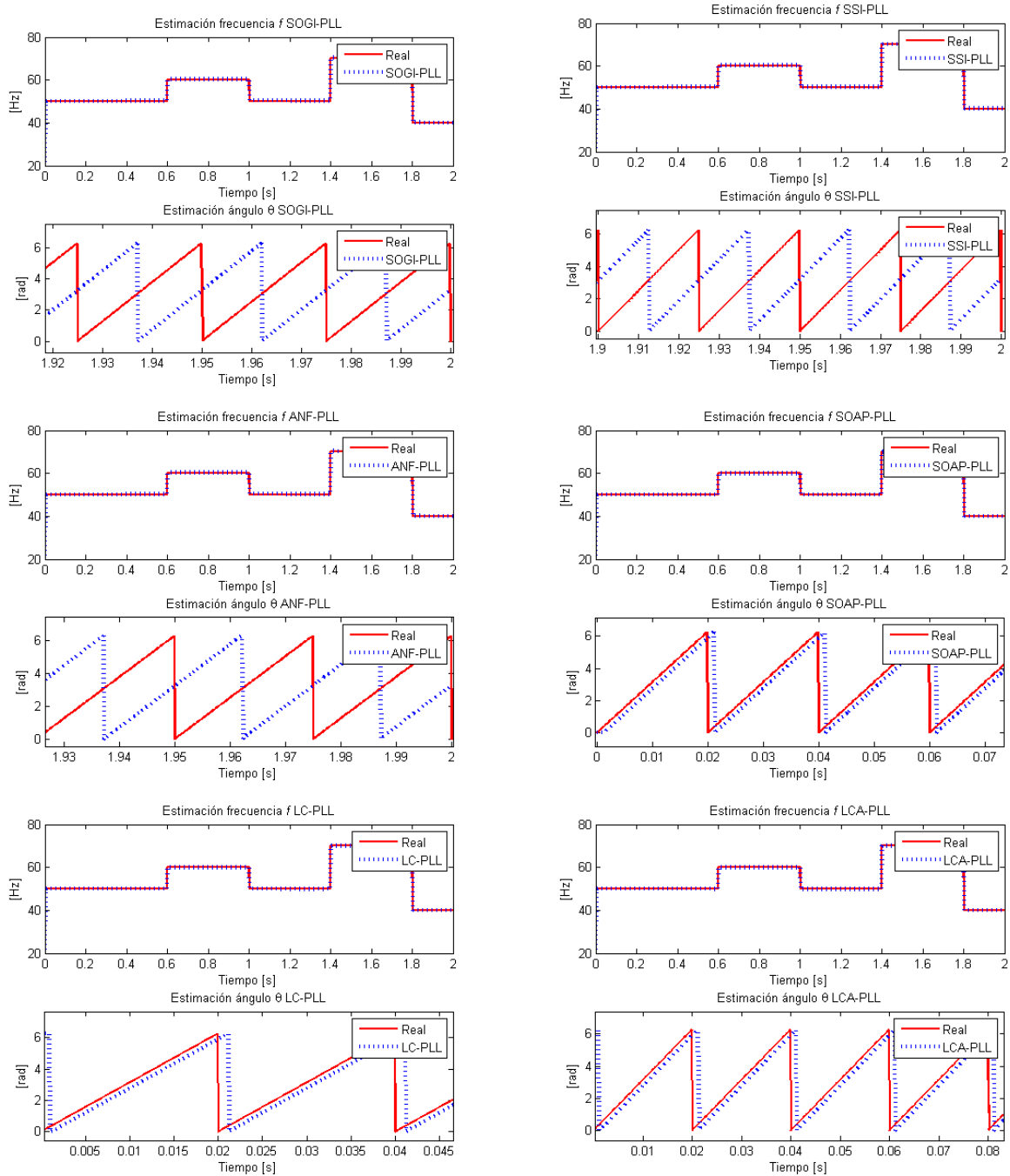


Figura F-4: Resultados estimación ángulo de fase y frecuencia, para red con saltos de frecuencia, algoritmos con centro de frecuencia variable mediante SRF-PLL: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL y LCA-PLL.

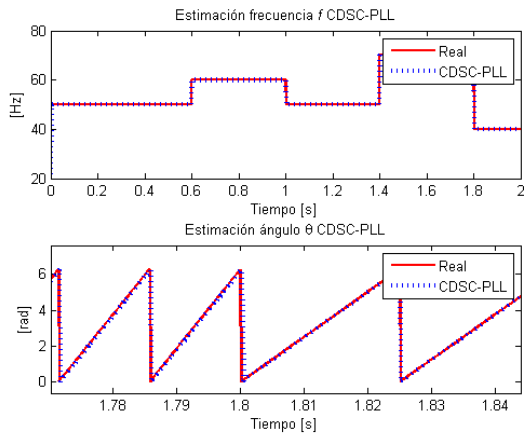


Figura F-5: Resultados estimación ángulo de fase y frecuencia, para red con saltos de frecuencia, algoritmo CDSC-PLL con centro de frecuencia variable mediante SRF-PLL.

F.3. CENTRO DE FRECUENCIA VARIABLE MEDIANTE SRF – PLL EN PRESENCIA DE CONTENIDO ARMÓNICO

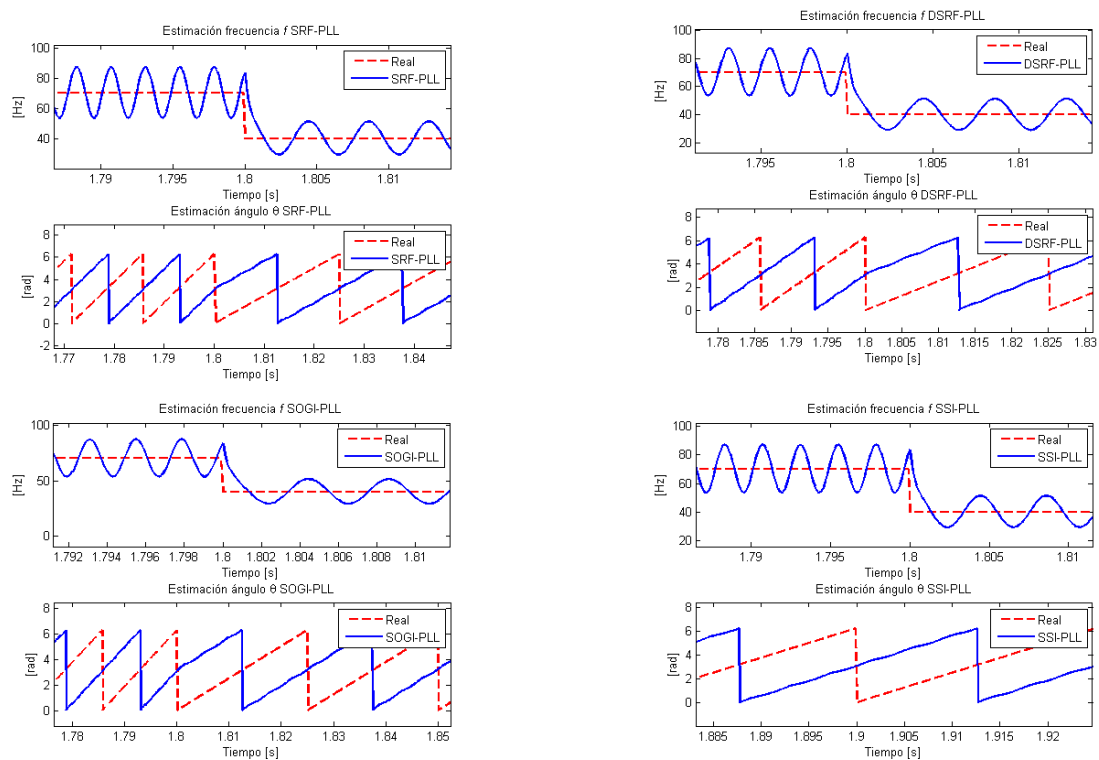


Figura F-6: Resultados estimación ángulo de fase y frecuencia, para red con saltos de frecuencia y distorsión armónica, algoritmos con centro de frecuencia variable mediante SRF-PLL: SRF-PLL y DSRF-PLL.

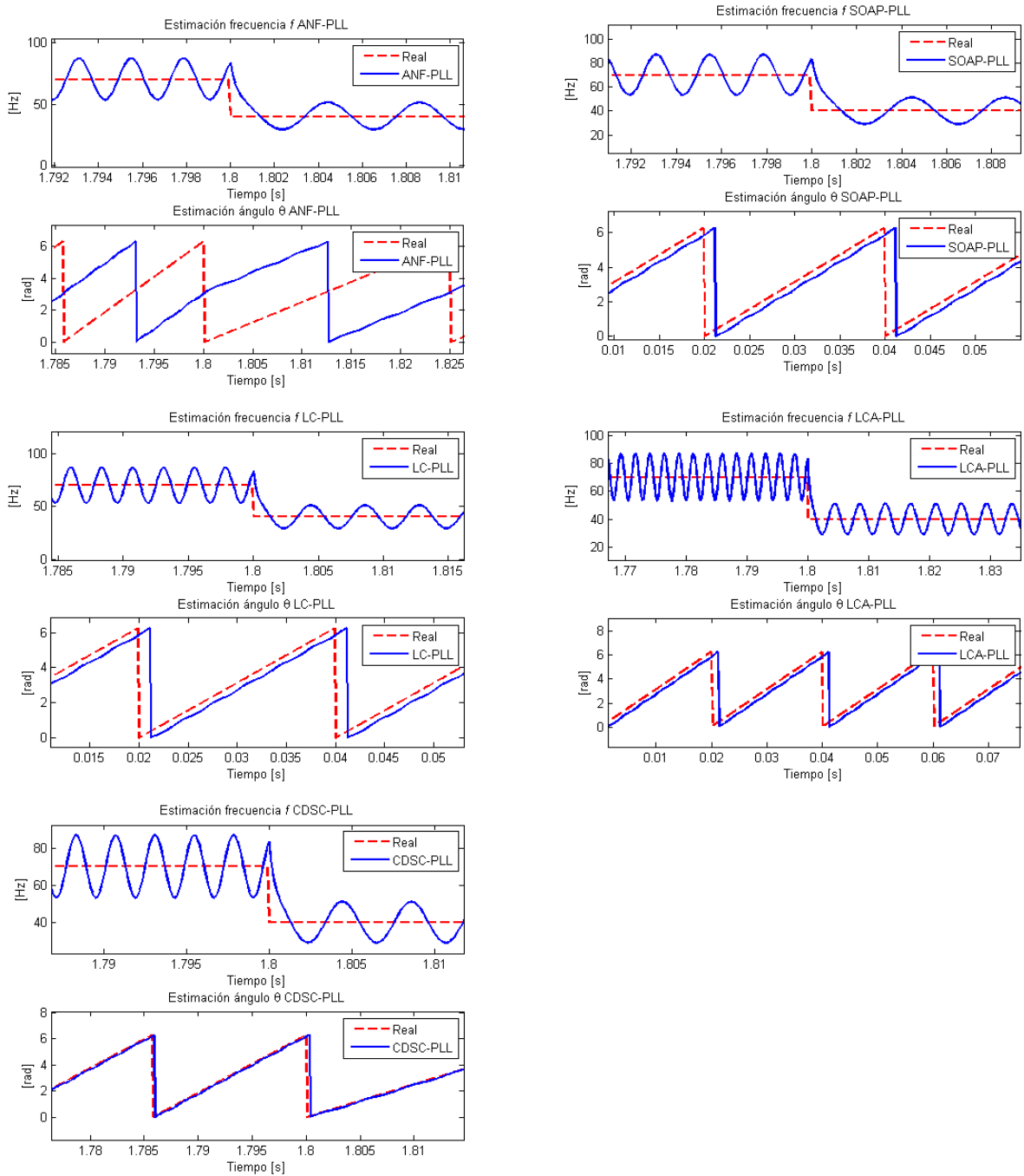


Figura F-7: Resultados estimación ángulo de fase y frecuencia, para red con saltos de frecuencia y distorsión armónica, algoritmos con centro de frecuencia variable mediante SRF-PLL: SOGI-PLL, SSI-PLL, ANF-PLL, SOAP-PLL, LC-PLL, LCA-PLL y CDSC-PLL.

ANEXO G DIMENSIONAMIENTO Y COSTO PLACA DE TRANSDUCTORES DE TENSIÓN

En la Figura G-1 se presenta el diagrama de conexión del transductor LV 20-P utilizado para la medición de tensión: HT indica la entrada de la tensión a ser medida (positiva y negativa) la cual puede variar en un rango de 10 – 500 V; SV indica la alimentación del transductor ($\pm 12 - 15 \text{ VDC}$). El cálculo de la resistencia R_1 se hace considerando que para la tensión nominal a ser medida la corriente a través del primario del transductor corresponda a la nominal (10 mA).

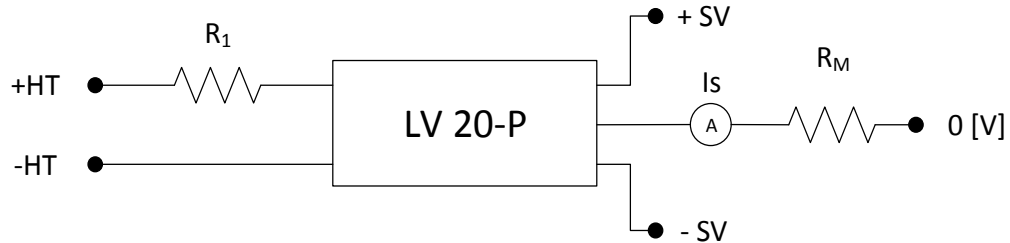


Figura G-1: Esquema de conexión transductor de tensión LV 20-P.

Por ejemplo para la medición de 380 V se tiene:

$$R_1 = \frac{380 \text{ [V]}}{10 \text{ [mA]}} = 38 \text{ [k}\Omega\text{]} \quad P = (10 \text{ [mA]})^2 \cdot 38 \text{ [k}\Omega\text{]} = 3,8 \text{ [W]}$$

Luego la resistencia R_1 debe ser de 38 k Ω capaces de disipar 3,8 W. Para dicho valor de resistencia la precisión del transductor es de $\pm 1\%$. Si se duplica el valor de la resistencia la corriente nominal a través del primario se reduce a la mitad, modificando la precisión del transductor a $\pm 2\%$.

La señal de salida del transductor es la corriente I_s la cual es positiva cuando la tensión es aplicada en el terminal +HT; su valor nominal es 25 mA. La resistencia de medida R_M se añade para la conversión de la señal de salida de corriente a tensión; su valor se define en función del dispositivo que hará la lectura de la señal.

La placa desarrollada para la medición de tensión se presenta en Figura G-2.



Figura G-2: Placa de transductores de tensión.

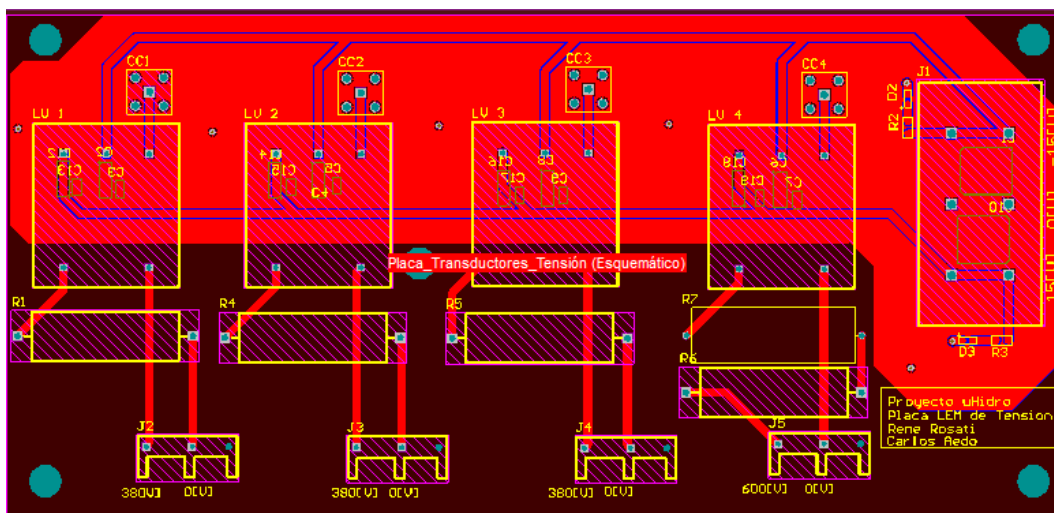


Figura G-3: Esquemático placa transductores.

En la Figura G-3 se presenta el esquemático²⁸ de la placa elaborada. En la Tabla G-1 se resumen los costos de los elementos que constituyen la placa de transductores, no se considera el IVA ni el costo de envío; en la columna “Proveedor” se disponen enlaces que dirigen a la página del proveedor, la cual contiene información técnica sobre cada elemento. En el caso del *Printed Circuit Board* (PCB, por sus siglas en inglés) se señala el proveedor y número de cotización.

Tabla G-1: Costo componentes placa transductores.

Componente	Proveedor	Precio US\$	Cantidad	Total US\$	Total CL\$ ²⁹
Condensador 0,1 μF	Digi-Key	0,55	8	4,4	2.450
Condensador 1 μF	Digi-Key	0,86	8	6,88	3.831
Condensador 82 μF	Digi-Key	2,86	2	5,72	3.185
Conector coaxial	Digi-Key	5,66	4	22,64	12.606
Fuente $\pm 15 V$	Digi-Key	93,93	1	93,93	52.299
Led	Digi-Key	0,28	2	0,56	312
Resistencia 120 Ω	Digi-Key	0,1	4	0,4	223
Resistencia 47 k Ω	Digi-Key	1,86	4	7,44	4.143
Resistencia 620 Ω	Digi-Key	0,089	2	0,178	99
Conector 2 posiciones	Digi-Key	0,87	4	3,48	1.938
Conector 3 posiciones	Digi-Key	0,95	1	0,95	529
Transductor	Digi-Key	42,35	4	169,4	94.320
PCB	Imprega Electrometal (cotización 14699)	-	1	-	33.070
			TOTAL		209.003

²⁸ Desarrollado en *Altium Designer*.

²⁹ Dólar observado 16-06-14: 556,792873 pesos chilenos.

ANEXO H DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

La descripción del sistema de adquisición de datos se extrae de la referencia [35].

H.1. TARJETA DSK C6713

Fabricada por *Spectrum Digital Incorporated*, es el elemento central en cuanto al procesamiento del algoritmo de control que se desea implementar.

Dentro de las principales características que se pueden mencionar sobre ella están:

- Se basa en el DSP TMS120C6713 de *Texas Instrument*.
- Opera a una frecuencia de reloj programable de hasta 225 [MHz].
- Puede ejecutar hasta 1800 MIPs (millones de instrucciones por segundo).
- Puede realizar hasta 1350 MFLOPs (millones de operaciones en punto flotante por segundo).
- Posee conectores de expansión para periféricos y memoria.
- Puerto HPI (Host Port Interface).
- Conexión USB (para intervenir online posibles instrucciones desde el Host PC)

H.2. TARJETA HPI

Fabricada por *Educational DSP*, la tarjeta HPI se conecta al puerto HPI de la tarjeta DSK C6713. Ésta permite la comunicación entre el DSP y el Host PC por medio de un puerto USB. La principal característica es que permite operar con el software MATLAB y su complemento Simulink. Así, es posible cargar los programas, resetear, inicializar, leer y escribir memorias sobre el DSP.

H.3. TARJETA FPGA

La tarjeta controladora de FPGA hace de interfaz entre el DSP y el Host PC. Fue desarrollada por “*The Power Electronics, Machines and Control Group*” (*The PEMC Group*) en la Universidad de Nottingham, Inglaterra.

La tarjeta de interfaz cumple las funciones de:

- Conversión análoga – digital A/D.
- Conversión D/A.
- Cargar y enviar los pulsos de disparo de interruptores al inversor.
- Provee de protecciones de sobretensión.
- Lectura de nivel de tensión del DC-Link.

Se basa en la FPGA (*Field Programmable Gate Array*) A500K050 de *Actel*, montada sobre la controladora de FPGA. Es conectada a la tarjeta DSP por medio de los puertos de expansión de memoria y periféricos de la DSK C6713.

Entre los principales elementos se pueden destacar:

- 10 canales de conversión A/D, los cuales en esta implementación se utilizan para realizar la conversión de las medidas tomadas por los transductores de medición.
- 4 canales de conversión D/A, de los cuales se utilizó un canal para enviar una señal de encendido a un relé.
- Protecciones por Hardware y Software.
- Reloj de 50 [MHz].
- Entradas para inicialización y *reset* del sistema.