

**ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE ESTRATEGIAS PARA LA ESTIMACIÓN EN
EL DOMINIO DEL TIEMPO DE PARÁMETROS DE SEÑALES ELÉCTRICAS
DISTORSIONADAS Y/O DESEQUILIBRADAS**

**WILMER HUGO FLÓREZ NIÑO
GONZALO ALBERTO FRANKLIN GONZÁLEZ**



**Escuela de Ingenierías
Eléctrica, Electrónica
y de Telecomunicaciones**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2014

**ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE ESTRATEGIAS PARA LA ESTIMACIÓN EN
EL DOMINIO DEL TIEMPO DE PARÁMETROS DE SEÑALES ELÉCTRICAS
DISTORSIONADAS Y/O DESEQUILIBRADAS**

**Wilmer Hugo Flórez Niño
Gonzalo Alberto Franklin González**

**Trabajo de investigación presentado como requerimiento parcial para optar
al título de: Ingeniero Electricista**

Director:

Dr. Johann Farith Petit Suárez

Co-Director:

Dr. Gabriel Ordoñez Plata

Dra.(c) María Alejandra Mantilla Villalobos

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2014

AGRADECIMIENTOS

Al padre Santo y a la Santísima Virgen María por los dones y la salud que nos brinda, a nuestros padres y hermanos que son la mayor inspiración y motivación de nuestras vidas, a todos aquellos compañeros con los que compartimos tantos momentos durante esta importante etapa de nuestras vidas, al grupo de investigación Gisel, principalmente a los profesores Johann F. Petit, Gabriel Ordoñez Plata y especialmente a la profesora Maria Alejandra Mantilla Villalobos, mil gracias por su colaboración, tiempo y conocimientos brindados. A la escuela E3T y a la Universidad Industrial de Santander.

Agradecimiento especial al compañero egresado de la carrera de ingeniería electrónica Luis Ramon Merchan y a su director de proyecto el profesor Jaime Barrero Perez por permitirnos hacer uso de su trabajo de grado titulado “*Diseño e Implementación De Un Generador De Señales Trifásico*” para el cumplimiento y desarrollo de uno de los objetivos propuestos en este trabajo.

CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	22
1. ALGORITMOS ANALIZADOS	25
1.1. ALGORITMO DE DETECCIÓN DE CRUCES POR CERO. (ZDC, ZERO CROSSING DETECTOR)	25
1.1.1. Filtro promedio móvil de 3 puntos (PM).	26
1.1.2. Filtro Butterworth Pasabanda.....	27
1.1.3. Algoritmo de detección de cruces por cero y estimación de frecuencia.....	27
1.2. ALGORITMOS DE FILTRADO EN LOS EJES DE REFERENCIA	30
1.2.1. Filtrado en los ejes $\alpha\beta_0$	30
1.2.2. Filtrado en los ejes dq0	35
1.3. LAZOS DE SEGUIMIENTO DE FASE (PLL, PHASE LOCK LOOP)	38
1.3.1. Principio de lazo de control por realimentación.....	39
1.3.2. PLL monofásico	42
1.3.2.1. PLL monofásico básico	42
1.3.2.2. PLL de Park inverso.....	45
1.3.3. PLL Trifásico	47
2. DESEMPEÑO DE LOS ALGORITMOS MEDIANTE SIMULACIONES EN MATLAB/SIMULINK.....	51
2.1. CONDICIONES DE SIMULACIÓN	51
2.2. CASO MONOFÁSICO	54
2.2.1. Detector de cruces por cero (ZCD)	55
2.2.2. PLL Monofasico Básico.....	56
2.2.3. PLL Park Inverso	58
2.2.4. Criterios de comparación caso monofásico.	59
2.2.4.1. Estimación de la magnitud de la componente fundamental.	59
2.2.4.2. Estimación de la frecuencia de la red de la componente fundamental.	61

2.2.4.3. Resultados de la estimación de la frecuencia de la red de la componente fundamental, considerando ruido en la señal de entrada.	62
2.3. CASO TRIFÁSICO.....	64
2.3.1. Señal distorsionada y equilibrada	65
2.3.1.1. Filtro en los ejes estacionarios $\alpha\beta 0$	66
2.3.1.2. Filtro en los ejes sincros $dq0$	69
2.3.1.3. SRF-PLL Trifásico (Synchronous Reference Frame).....	70
2.3.1.4. Criterios de comparación caso trifásico para la señal de entrada distorsionada y balanceada.	73
2.3.2 Señal desequilibrada sin distorsión.....	74
2.3.2.1. Filtrado en los ejes $\alpha\beta 0$	75
2.3.2.2. Filtro en los ejes sincros $dq0$	77
2.3.2.3. SRF-PLL Trifásico (Synchronous Reference Frame).....	79
2.3.2.4. Criterios de comparación caso trifásico para la señal de entrada desequilibrada y sin distorsión.....	81
2.3.3. Señal distorsionada y desequilibrada.	82
2.3.3.1. Filtro en los ejes estacionarios $\alpha\beta 0$	83
2.3.3.2. Filtro en los ejes sincros $dq0$	85
2.3.3.3. SRF-PLL-Trifásico (Synchronous Reference Frame).	87
2.3.3.4. Criterios de comparación caso trifásico para la señal de entrada distorsionada y desequilibrada de la.....	89
3. RESULTADOS EXPERIMENTALES	92
3.1. HARDWARE USADO PARA LA IMPLEMENTACIÓN.	93
3.1.1. Tarjeta de desarrollo dSPACE DS1104	93
3.1.2. Generador de señales	94
3.1.3. Software usado para la implementación	95
3.1.3.1. MATLAB/Simulink	95
3.1.3.2 ControlDesk	95
3.2. IMPLEMENTACIÓN DE LOS ALGORITMOS MONOFÁSICOS	96

3.2.1. Implementación algoritmo detector de cruces por cero	96
3.2.2. Implementación algoritmo PLL monofásico	97
3.2.3. Implementación algoritmo PLL- Park inverso.....	98
3.3. IMPLEMENTACIÓN DE LOS ALGORITMOS TRIFÁSICOS	101
3.3.1 Señal trifásica distorsionada y equilibrada	101
3.3.1.1. Implementación filtro $\alpha\beta 0$	102
3.3.1.2. Implementación filtro $dq0$	104
3.3.1.3. Implementación algoritmo SRF-PLL-Trifásico.....	106
3.3.2 Señal desequilibrada sin distorsión.....	108
3.3.2.1. Implementación filtro $\alpha\beta 0$	109
3.3.2.2. Implementación filtro $dq0$	111
3.3.2.3. Implementación algoritmo SRF-PLL	113
3.3.3. Señal distorsionada y desequilibrada.	114
3.3.3.1. Implementación filtro $\alpha\beta 0$	115
3.3.3.2. Implementación filtro $dq0$	117
3.3.3.3. Implementación algoritmo SRF-PLL	119
4. CONCLUSIONES	122
5. RECOMENDACIONES.....	125
BIBLIOGRAFIA.....	130
ANEXOS	133

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Parámetros característicos del filtro resonante RLC serie usado en las simulaciones.	34
Tabla 2. Valores de constantes del controlador PI usado en las simulaciones de los algoritmos PLL-Básico y SRF-PLL.	45
Tabla 3. Valores de constantes del controlador PI usado en las simulaciones del PLL-Park inverso.....	47
Tabla 4. Características de los algoritmos analizados.	50
Tabla 5. Parámetros característicos de la señal de entrada para caso monofásico.....	54
Tabla 6. Resultados de medida en la estimación de la magnitud de la componente fundamental.	60
Tabla 7. Analisis comparativo de las características de desempeño de en la estimación de la magnitud de la componente fundamental.	60
Tabla 8. Resultados de medida en la estimación de la frecuencia de la red de la componente fundamental	61
Tabla 9. Analisis comparativo de las características de desempeño de en la estimación de la frecuencia de la red de la componente fundamental.....	62
Tabla 10. Resultados de medida en la estimación de la frecuencia de la red de la componente fundamental para una señal de entrada con ruido Gaussiano.	63
Tabla 11. Secuencia periódica de los armonicos señal distorsionada y equilibrada.	65
Tabla 12. Fasores de las componentes de secuencia señal distorsionada y equilibrada.	65
Tabla 13. Resultados de medida en la estimación de la componente de secuencia positiva y su magnitud.	73
Tabla 14. Fasores de las componentes de secuencia para la señal desequilibrada sin distorsión.....	74

Tabla 15. Resultados de medida en la estimación de la componente y magnitud de secuencia positiva.	82
Tabla 16. Fasores de las componentes de secuencia para la señal distorsionada y desequilibrada.....	83
Tabla 17. Resultados de medida en la estimación de la componente y magnitud de secuencia positiva.	90
Tabla 18. Analisis comparativo de las características de desempeño de los algoritmos trifásicos	91
Tabla 19. Tiempos de ejecución de los algoritmos monofásicos	101
Tabla 20. Tiempo de ejecución de los algoritmos trifásicos para señales distorsionadas y/o desbalanceadas.	121

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Algoritmo de detección de cruces por cero	26
Figura 2. Esquema filtro promedio móvil 3 puntos	27
Figura 3. a). Señal sinusoidal filtrada y muestreada b). Acercamiento en la proximidad de un cruce por cero.	28
Figura 4. Estructura Filtrado en ejes estacionarios $\alpha\beta 0$	30
Figura 5. Circuito RLC serie resonante.	32
Figura 6. Relación entre factor de calidad (Q) y ancho de banda (B).	34
Figura 7. Respuesta en frecuencia filtro resonante RLC para los parámetros de la Tabla 1.	35
Figura 8. Filtrado en los ejes de sincronismo dq0.	36
Figura 9. Característica en Frecuencia Filtro Pasabajas Butterworth propuesto con frecuencia de corte en 1.2 Hz.	37
Figura 10. Esquema general estructura de un PLL convencional.	38
Figura 11. Lazo de control cerrado con realimentación del Ángulo de la tensión del sistema.	40
Figura 12. Topología básica de un PLL monofásico.	43
Figura 13. Estructura del PLL de park inverso.	45
Figura 14. Estructura SRF-PLL trifásico.	48
Figura 15. Ilustración de los criterios de comparación.	53
Figura 16. Señal monofásica distorsionada de entrada.	55
Figura 17. Frecuencia de la componente fundamental de la red estimada en la simulación del algoritmo ZCD.	56
Figura 18. Magnitud de la componente fundamental estimada por el PLL monofásico básico.	57
Figura 19. Ángulo de fase la componente fundamental estimada por el PLL monofásico básico.	57

Figura 20. Frecuencia de la componente fundamental de tensión de la red estimada por el PLL monofásico básico.	57
Figura 21. Magnitud de la componente fundamental estimada por el PLL Park Inverso.	58
Figura 22. Ángulo de fase de la componente fundamental estimada por el PLL de Park inverso.	58
Figura 23. Frecuencia de la componente fundamental estimada en por el PLL de Park inverso.	59
Figura 24. Señal monofásica de entrada distorsionada y con ruido Gaussiano. ..	63
Figura 25. Señal trifásica distorsionada y equilibrada.	66
Figura 26. Componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta 0$ para una señal distorsionada y equilibrada.	67
Figura 27. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta 0$ para una señal distorsionada y equilibrada.	68
Figura 28. Ángulo de fase de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta 0$ para una señal distorsionada y equilibrada.	68
Figura 29. Componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal distorsionada y equilibrada.	69
Figura 30. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal distorsionada y equilibrada.	70
Figura 31. Ángulo de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal distorsionada y equilibrada.	70
Figura 32. Componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal distorsionada y equilibrada.	71
Figura 33. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal distorsionada y equilibrada.	72
Figura 34. Ángulo de fase de la componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal distorsionada y equilibrada.	72
Figura 35. Señal trifásica desequilibrada y sin distorsión.	75

Figura 36. Componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta_0$ para una señal desequilibrada y sin distorsión.	76
Figura 37. Ángulo defase de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta_0$ para una señal desequilibrada y sin distorsión.	76
Figura 38. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta_0$ para una señal desequilibrada y sin distorsión.	77
Figura 39. Componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal desequilibrada y sin distorsión.	78
Figura 40. Ángulo de fase de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal desequilibrada y sin distorsión.	78
Figura 41. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal desequilibrada y sin distorsión.	79
Figura 42. Componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal desequilibrada y sin distorsión.	80
Figura 43. Ángulo de fase de la componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal desequilibrada y sin distorsión.	80
Figura 44. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal desequilibrada y sin distorsión.	81
Figura 45. Señal trifásica distorsionada y desequilibrada	83
Figura 46. Componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta_0$ para una señal distorsionada y desequilibrada.	84
Figura 47. Ángulo de fase de la componente de secuencia positiva de estimada por el Filtro $\alpha\beta_0$ para una señal distorsionada y desequilibrada.	84
Figura 48. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta_0$ para una señal distorsionada y desequilibrada.	85
Figura 49. Componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal distorsionada y desequilibrada.	86
Figura 50. Ángulo de fase de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal distorsionada y desequilibrada.	86

Figura 51. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal distorsionada y desequilibrada.	87
Figura 52. Componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal distorsionada y desequilibrada.	88
Figura 53. Ángulo de fase de la componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal distorsionada y desequilibrada.	89
Figura 54. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal trifásica distorsionada y desequilibrada.	89
Figura 55. Esquema ilustrativo de la implementación.	92
Figura 56. Tarjeta de desarrollo dSPACE 1104.	94
Figura 57. Generador de señales diseñado e implementado en [19].	95
Figura 58. Señal monofásica distorsionada visualizada en en la interfaz grafica de ControlDesk.	96
Figura 59. Esquema de visualización en ControlDesk del seguimiento de la frecuencia de la componente fundamental mediante el ZCD.	97
Figura 60. Esquema de visualización en ControlDesk del seguimiento en tiempo real de la frecuencia de la componente fundamental mediante el PLL-básico.	97
Figura 61. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente fundamental mediante el PLL-básico.	98
Figura 62. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente fundamental mediante el PLL-básico.	98
Figura 63. Esquema de visualización en ControlDesk del seguimiento en tiempo real de la frecuencia de la componente fundamental mediante el PLL -Park inverso.	99
Figura 64. . Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente fundamental mediante el PLL-Park inverso.	99
Figura 65. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componental fundamental mediante el PLL-Park inverso.	100
Figura 66. Señal trifasica distorsionada y equilibrada, visualizada en la interfaz grafica de ControlDesk.	102

Figura 67. Esquema de visualización en ControlDesk de la estimación de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta 0$	103
Figura 68. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta 0$	103
Figura 69. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta 0$	104
Figura 70. Esquema de visualización en ControlDesk de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $dq0$	104
Figura 71. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $dq0$	105
Figura 72. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $dq0$	105
Figura 73. . Esquema de visualización en ControlDesk de la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.	106
Figura 74. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.	107
Figura 75. Seguimiento en tiempo real de la frecuencia estimada mediante el SRF-PLL.	107
Figura 76. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.	108
Figura 77. Señal trifasica desequilibrada sin distorsión generada con [19], visualizada en la interfaz grafica de ControlDesk.	109
Figura 78. Esquema de visualización en ControlDesk de la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta 0$	109
Figura 79. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta 0$	110
Figura 80. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta 0$	110
Figura 81. Esquema visualización en ControlDesk de la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $dq0$	111

Figura 82. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el filtro dq0.	112
Figura 83. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el filtro dq0.	112
Figura 84. Esquema visualización en ControlDesk de la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.	113
Figura 85. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.	113
Figura 86. Seguimiento en tiempo real de la frecuencia estimada mediante el SRF-PLL.	114
Figura 87. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.	114
Figura 88. Señal trifasica desequilibrada y distorsionada generada con [19], visualizada en la interfaz grafica de ControlDesk	115
Figura 89. Esquema visualización en ControlDesk de la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta_0$	116
Figura 90. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta_0$	116
Figura 91. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta_0$	117
Figura 92. Esquema visualización en ControlDesk de la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva mediante el filtro dq0.	117
Figura 93. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el filtro dq0.	118
Figura 94. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el filtro dq0.	118
Figura 95. . Esquema visualización en ControlDesk de la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.	119
Figura 96. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.	119

Figura 97. Seguimiento en tiempo real de la frecuencia estimada mediante el SRF-PLL.120

Figura 98. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.120

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
Anexo A. Transformada de Clarke.	133
Anexo B. Transformada de Park.	136
Anexo C. Esquema de Simulación e Implementación.	139
Anexo D. Código en Matlab del Algoritmo de Detección de Cruces por Cero.	141

RESUMEN

TÍTULO: ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE ESTRATEGIAS PARA LA ESTIMACIÓN EN EL DOMINIO DEL TIEMPO DE PARÁMETROS DE SEÑALES ELÉCTRICAS DISTORSIONADAS Y/O DESEQUILIBRADAS.¹

AUTORES: WILMER HUGO FLÓREZ NIÑO; GONZALO ALBERTO FRANKLIN GONZÁLEZ²

PALABRAS CLAVE: Calidad de energía eléctrica, PLL (Lazo de seguimiento de fase), medición de frecuencia, componente de secuencia positiva, técnicas de sincronización a la red, energías renovables.

Actualmente son muchas las aplicaciones en el campo de la ingeniería eléctrica que requieren de estrategias para la estimación en tiempo real de parámetros eléctricos de señales eléctricas como por ejemplo: el control de filtrado activo para compensar efectos de componentes armónicas, técnicas de monitorización y evaluación de la calidad de la energía y procesos de control en sistemas de energías renovables como sistemas fotovoltaicos.

Mediante la realización de este proyecto se tiene como principal objetivo el estudio la comparación de diferentes técnicas de estimación en el dominio del tiempo de los parámetros de señales eléctricas que presenten características de perturbaciones en estado estable como distorsión armónica y desbalances (en el caso de señales trifásicas) generando con esto estrategias que aporten soluciones en distintas áreas de la ingeniería eléctrica.

Entre los algoritmos a evaluar se encuentran: Algoritmo de detección de cruces por cero, filtros en los marcos de referencia $\alpha\beta 0$ y $dq0$ y técnicas basadas en lazos de seguimiento de fase (PLL, *Phase Locked Loop*).

Para la comparación del desempeño de los algoritmos, se tendrán en cuenta criterios como: porcentaje de sobrepaso máximo (%SPmax), error en estado estable (EeEE), criterio del $\pm 2\%$ (Banda del 4%) y tiempo de establecimiento (Test).

El comportamiento de estos algoritmos se evaluará mediante simulaciones en *MATLAB/Simulink* y por medio de su implementación en la tarjeta de desarrollo dSPACE DS1104 para verificar los tiempos de ejecución por iteración de estos.

¹ Trabajo de grado

² Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctricas, Electrónica y Telecomunicaciones. Director: Dr. Johann F. Petit Suárez. Codirector: Dr. Gabriel Ordoñez Plata, Dra.(c) María A. Mantilla Villalobos.

ABSTRAC

TITLE: COMPARATIVE ANALYSIS OF STRATEGIES FOR THE ESTIMATION IN TIME DOMAIN PARAMETERS ELECTRICAL SIGNAL DISTORTED AND / OR UNBALANCED.³

AUTHOR: WILMER HUGO FLÓREZ NIÑO; GONZALO ALBERTO FRANKLIN GONZÁLEZ⁴

KEY WORDS: Power quality, PLL (Phase Locked Loop), frequency measurement, positive sequence component, synchronization techniques network, renewable energy.

Currently there are many applications in the field of electrical engineering that require strategies for real-time estimation of electrical parameters of electrical signals such as: control of active filter to compensate effects of harmonic components , technical monitoring and evaluation the power quality and process control in renewable energy systems such as photovoltaic systems.

By undertaking this project 's main objective is the study comparing different estimation techniques in the time domain parameters of electrical signals which exhibit characteristics of disturbances in stable condition as harmonic distortion and imbalance (in the case of signals three-phase) with this generating strategies that provide solutions in different areas of electrical engineering .

Among the algorithms to assess include: Algorithm zero crossing detection, filters in frames of reference $\alpha\beta$ 0 dq0 based and phase tracking loops (PLL Phase Locked Loop) techniques.

To compare the performance of the algorithms, the criteria will be considered as: Maximum overshoot percentage (% SPmax) , steady-state error (EeEE) criterion of $\pm 2\%$ (Band 4%) and settling time (Test).

The behaviors of these algorithms are evaluated by simulations in MATLAB / Simulink and through implementation in the development card dSPACE DS1104 to verify actual execution time of each.

³ Research work

⁴ Physical Faculty of Mechanical Engineering. School of Electrical, Electronics and Telecommunications. Advisor engineer: Dr. Johann F. Petit Suárez. Codirector: Dr. Gabriel Ordoñez Plata, Dra.(c) María A. Mantilla Villalobos.

INTRODUCCIÓN

La energía eléctrica se consolida cada vez más como uno de los principales recursos necesarios para el desarrollo de la vida del ser humano. En los últimos años la energía eléctrica se ha consolidado como la principal fuente secundaria de energía en Colombia. En el 2008 tuvo una participación del 23.4% en la producción total de energía en el país y para el 2009 la proyección de demanda de energía en el país tuvo una tasa de crecimiento media anual del 2.6% con un horizonte de 12 años en la cual la contribución de la energía eléctrica se proyecta a ser del 16.8% para el 2020 [1]. Esto muestra la tendencia de crecimiento de este sector en la industria colombiana y su importancia para el desarrollo del país. No obstante los derivados del petróleo (Diésel Oíl, Gasolina Motor, Fuel Oíl, y GLP) representan el 57.8% de la producción de energía primaria y secundaria del país. Por consiguiente, se puede deducir que la principal fuente de producción de energía del país proviene de los productos fósiles [1]. Este factor influye ampliamente en las emisiones de CO₂ a la atmosfera y es allí donde conceptos como el uso racional y eficiente de energía (URE), sistemas de generación distribuida (DPGS *Distributed Power Generation Systems*) y la utilización de fuentes de energía alternativas cobran importancia en la preservación del medio ambiente y en la economía del sector energético colombiano.

Los sistemas basados en la utilización de recursos como el Sol, Viento y Agua como fuentes limpias de energía son tal vez los que más se afianzan a nivel global y aunque actualmente el aporte de estas energías alternativas constituye tan solo el 4.7% al total de la energía generada a nivel mundial, en el último año la energía fotovoltaica tuvo un crecimiento del 58% [2]. Uno de los principales aspectos a tener en cuenta a la hora de integrar estos sistemas alternativos (fotovoltaicos, eólicos, celdas de combustible, etc) con la red de corriente alterna es la calidad de la potencia que se le está inyectando a la red, ya que de ello depende el adecuado funcionamiento del sistema y que se eviten pérdidas de energía. Para

verificar la calidad de la potencia se debe hacer un seguimiento instantáneo de los parámetros característicos de la señal de tensión de la red (amplitud, frecuencia, simetría, forma de onda y demás), y de su respuesta ante perturbaciones que afecten su óptimo funcionamiento. Estas perturbaciones se pueden diferenciar de acuerdo a su efecto en la dinámica del sistema ya que pueden ser de tipo transitorias como: caídas (sags) o elevaciones (swells) de tensión y transitorios que exigen una respuesta dinámica rápida por parte del sistema lo cual implica que el objetivo del sistema debe ser la rapidez en su respuesta con el fin de detectar la falla y corregirla en el menor tiempo posible. A este tipo de proceso se le conoce como monitorización de la señal.

Sin embargo existen otros tipos de perturbaciones en estado estable que afectan la señal como: distorsión armónica, desbalances y ruido. Este tipo de perturbaciones pueden afectar la calidad de las señales de corriente inyectadas a la red y la eficiencia del sistema de generación alternativa, ya que si no se realiza una adecuada sincronización, se inyectarían señales distorsionadas, desbalanceadas y con ruido. En estos casos la importancia radica en la aproximación de la respuesta deseada aunque la dinámica del sistema sea lenta.

Debido a la naturaleza de la señal de tensión planteada a procesar en este artículo se requiere extraer parámetros como el ángulo de fase, magnitud, frecuencia y la componente de secuencia positiva para garantizar la inyección de corriente con una adecuada calidad de la energía y dejando en un segundo plano la rapidez dinámica del sistema con el fin de que esta información sea de valioso aporte en el proceso de sincronización para aplicaciones como:

- Sistemas de interconexión de energías renovables a la red.
- Compensadores estáticos de potencia reactiva.
- Sistemas de alimentación interrumpida.
- Filtrado activo de potencia.

➤ Sistemas flexibles de transmisión en CA (FACTS).

En este artículo se presenta el comportamiento de algunas técnicas de sincronización tanto para sistemas monofásicos como trifásicos como son: detector de cruces por cero (*ZCD, Zero Crossing Detector*), filtros en los marcos de referencia $\alpha\beta 0$ y $dq0$ y técnicas basadas en lazos de seguimiento de fase (*PLL, Phase Locked Loop*). Se realizó un análisis comparativo mediante simulaciones en el entorno de MATLAB/*Simulink* con criterios como: porcentaje de sobrepaso máximo (%SPmax), error en estado estable (EeEE), criterio del $\pm 2\%$ (banda del 4%) y tiempo de establecimiento (test). Además se presenta la implementación en tiempo real de los algoritmos mencionados en la tarjeta de desarrollo dSPACE DS1104 con el objetivo de encontrar las ventajas y desventajas cuando se implementan en una plataforma real.

En este orden de ideas este artículo se organiza de la siguiente manera: en la sección II se presentan los algoritmos que se analizarán y su fundamentación teórica. En la sección III se presentan las simulaciones en MATLAB/*Simulink*, de los algoritmos utilizados para la estimación de la componente de secuencia positiva y de algunos parámetros de las señales propuestas, además se muestra el análisis comparativo de los algoritmos con base en los resultados obtenidos en las simulaciones y con los criterios anteriormente mencionados (%SPmax, EeEE, criterio del $\pm 2\%$, y Test). En la sección IV se presentan los resultados experimentales obtenidos en la implementación de los algoritmos en la tarjeta de desarrollo dSPACE DS1104 y la evaluación de su desempeño en tiempo real. Finalmente en la sección V se establecen las conclusiones generales y luego se proponen algunos trabajos futuros.

1. ALGORITMOS ANALIZADOS

En este trabajo se analizaron diferentes algoritmos clasificados en tres categorías:

- Detector de cruces por cero (*ZCD, zero crossing detector en ingles*).
- Filtro en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta 0$ y síncrono $dq0$.
- Lazos de seguimiento de fase (*PLL, Phase Locked Loop en ingles*).

Estos algoritmos son utilizados para estimar parámetros de señales eléctricas como: ángulo de fase, frecuencia de sincronización con la red de la señal de entrada y además la extracción de la componente y magnitud de secuencia positiva, en el caso de tratarse de un sistema trifásico. Cabe resaltar que las señales de entrada de interés en este trabajo pueden presentar distorsiones armónicas, desbalances y ruido. Por tal motivo los algoritmos presentados buscan realizar la estimación de los parámetros mencionados aun cuando se presenten estas condiciones en la señal de entrada.

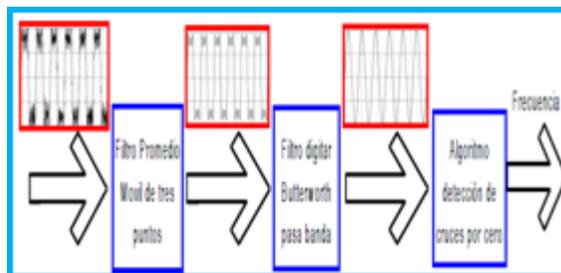
1.1. ALGORITMO DE DETECCIÓN DE CRUCES POR CERO. (ZDC, ZERO CROSSING DETECTOR)

Uno de los principales aspectos en el proceso de sincronización y monitorización de un sistema interconectado con la red es el seguimiento en el tiempo de la amplitud, frecuencia y fase de la señal de tensión en la red. En el caso ideal en sistemas monofásicos cuando las tensiones de la red se caracterizan por describir un comportamiento sin variaciones de frecuencia, distorsión armónica, o de amplitud como caídas o elevaciones de tensión y ruido, la estimación instantánea de la frecuencia y la amplitud de la señal se puede realizar mediante la detección

de cruces por cero y de picos de la señal como opción viable para la sincronización de la señal de tensión de la red. Sin embargo, cuando la tensión presenta diferentes tipos de perturbaciones como distorsión armónica o ruido, se requieren incluir bloques adicionales al sistema para mejorar la estimación de la frecuencia para que no se presente una falsa detección de un cruce por cero de la señal.

En [3] Djuric y Djuricic proponen la combinación de la técnica de cruces por cero con la transformada de Fourier como método para la estimación en el tiempo de la frecuencia de una señal con distorsión armónica. A diferencia de esa propuesta en este artículo se plantea el uso de tres bloques en cascada que permitirán hacer una estimación más aproximada de la frecuencia de la señal de tensión del sistema aun cuando está presente distorsión armónica y ruido. En la figura 1 se puede observar un diagrama del algoritmo a estudiar.

Figura 1. Algoritmo de detección de cruces por cero



El algoritmo de detección de cruces por cero, presenta tres bloques, como se observa en la figura 1, los cuales se describen a continuación.

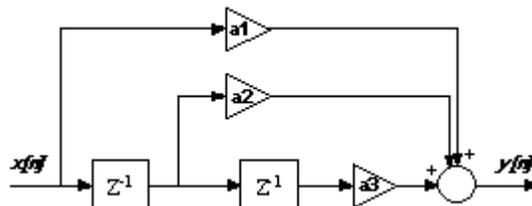
1.1.1. Filtro promedio móvil de 3 puntos (PM).

El primero de los tres bloques descritos corresponde a un filtro digital promedio móvil de 3 puntos, el cual se encarga de suavizar la forma de onda cuando la señal de entrada no solo presenta distorsión armónica sino también picos

considerables debido a ruido producido en la medición de la señal. La ecuación (1), presenta la característica matemática de este filtro. En la figura 2 se presenta el esquema del filtro promedio móvil de tres puntos.

$$y_n = \frac{1}{3} x_n + x_{n-1} + x_{n-2} \quad (1)$$

Figura 2. Esquema filtro promedio móvil 3 puntos



1.1.2. Filtro Butterworth Pasabanda.

El segundo bloque corresponde a un filtro digital Butterworth pasabanda de segundo orden con una banda de paso centrada en 60 Hz y una ancho de banda de 2.4 Hz ($\pm 2\%$). A diferencia del método propuesto en [3] no se hizo uso de la transformada de Fourier sino que se optó por este filtro para extraer la componente fundamental (60 Hz), de la señal en caso que se presente distorsión armónica. Ésto se hizo debido a las propiedades de estabilidad, causalidad y a la característica máximamente plana en la banda de paso del filtro lo cual mejora su respuesta.

1.1.3. Algoritmo de detección de cruces por cero y estimación de frecuencia.

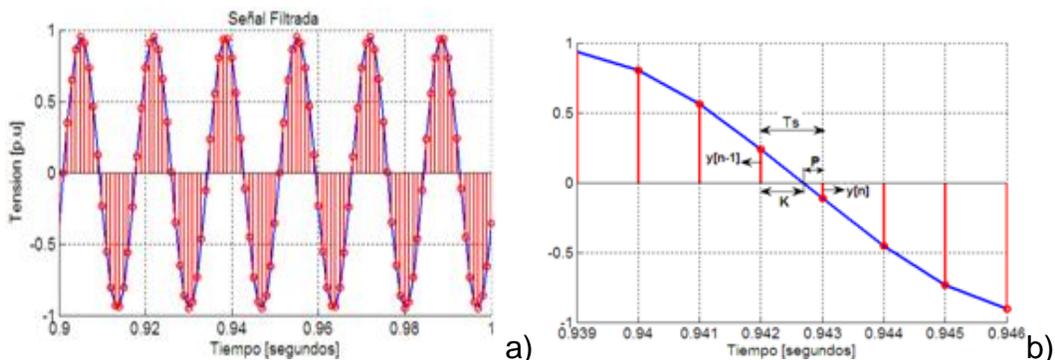
Por último el tercer bloque es el propuesto en [3] encargado de la estimación de la frecuencia a partir de la detección de cruces por cero de la señal sinusoidal pura previamente filtrada de perturbaciones. El método se puede dividir en los siguientes pasos:

1. El primer paso consiste en calcular el número de muestras (m) en un periodo de la señal sinusoidal pura. Asumiendo un periodo de la componente fundamental de la señal de entrada $T_a \approx 16.667 \text{ ms}$ para una señal a 60 Hz . Con frecuencia de muestreo f_s y periodo de muestreo $T_s = \frac{1}{f_s}$ donde $T_a = m * T_s$ entonces:

$$m = \frac{T_a}{T_s} = \frac{f_s}{mf_a} \quad (2)$$

2. El segundo paso es la obtención de la componente sinusoidal a la salida del filtro pasabanda, como se observa en la figura 3.a. debidamente muestreada.
3. En este paso se procede a detectar el instante en el cual se produce un cruce por cero de la señal sinusoidal. Este algoritmo se basa en el hecho que $\text{Sen}(\theta) \approx \theta$ cuando $\theta \rightarrow 0$, es decir que para valores pequeños de ángulos el seno del ángulo se puede aproximar al mismo valor del ángulo. En la Figura 3.b. se puede observar que efectivamente en las cercanías de un cruce por cero la función seno se puede aproximar como una recta de pendiente positiva o negativa dependiendo del cambio de signo de la señal.

Figura 3. a). Señal sinusoidal filtrada y muestreada b). Acercamiento en la proximidad de un cruce por cero.



4. De la figura 3.b. se tiene que:

$$\frac{y^{n-1}}{K} = -\frac{y^n}{P}, \quad K + P = 1 \quad (3)$$

Por lo tanto:

$$P = \frac{-y[n]}{y^{n-1} - y[n]}, \quad K = \frac{y^{[n-1]}}{y^{n-1} - y[n]} \quad (4)$$

Después de una revisión a las expresiones en (3) y (4) se puede deducir que se cumple que $K > 1$ y $P > 1$ únicamente cuando se produzca un cruce por cero de la señal independientemente del cambio de signo que se presente, por consiguiente es posible estimar el número de muestras m_A que hay entre cada cruce por cero de la señal. Es claro que este valor podría en algunos casos no ser un número entero dependiendo de la frecuencia a la que se muestree la señal. La idea principal del algoritmo se basa en poder ir calculando el valor de m_A , N veces como sea necesario para lograr una aproximación aceptable de la frecuencia de la señal (en [3] se proponen entre 4 a 10 ciclos) de modo tal que los valores calculados se vayan desplazando de esta manera $m_{A1}=m_{A2}$, $m_{A2}=m_{A3}, \dots, m_{AN}=m_{Anuevo}$ para después promediarlos y al final calcular un valor de muestras representativo de la señal en un ciclo con respecto al cual se hará la estimación de la frecuencia de la señal. En la ecuación (5) se describe lo mencionado anteriormente donde ff es la frecuencia de trabajo de la red.

$$m_{AV} = \frac{m_{A1} + m_{A2} + m_{A3} + \dots + m_{AN}}{N}$$

$$f = ff * \frac{m}{m_{AV}} \quad (5)$$

En el anexo V se presenta el código realizado en matlab del algoritmo de detección de cruces por cero.

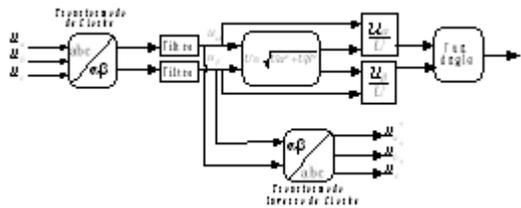
1.2. ALGORITMOS DE FILTRADO EN LOS EJES DE REFERENCIA

El filtrado de las tensiones de la red en un marco de referencia estacionario $\alpha\beta 0$, o en un sistema de referencia giratorio síncrono $dq0$ es una manera simple para detectar el ángulo de fase de la tensión de red y para la extracción de la componente de secuencia positiva [4]. A continuación se analizan sus principales características:

1.2.1. Filtrado en los ejes $\alpha\beta 0$.

El filtrado en los marcos de referencias estacionarios $\alpha\beta 0$ es un método sencillo para la detección instantánea tanto de la componente de secuencia positiva de la señal de tensión de la red así como de su ángulo de fase y magnitud [4] [5]. En la figura 4 se puede observar la estructura de este filtrado.

Figura 4. Estructura Filtrado en ejes estacionarios $\alpha\beta 0$



Este filtro usa como base principal la transformación propuesta por Clarke [6] en 1943 para pasar del marco de referencia trifásico a-b-c, donde los ejes se encuentran fijos en el mismo plano y separados 120° grados uno respecto al otro, al marco de referencia estacionario alfa-beta-cero ($\alpha\beta-0$), en el cual, como lo indica su nombre sus ejes están fijos en el mismo plano y perpendiculares entre sí. Dicha transformación se conoce como la transformada de Clarke la cual a su vez debe su origen al análisis de la teoría de componentes simétricas propuesta por Fortescue en 1918 [7]. Para un sistema trifásico, la transformación de Clarke invariante en potencia está definida por medio de la siguiente ecuación matricial.

$$\begin{matrix} U\alpha \\ U\beta \\ U0 \end{matrix} = \frac{1}{3} * \begin{matrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{matrix} * \begin{matrix} Ua \\ Ub \\ Uc \end{matrix} \quad (6)$$

Y la transformación inversa de Clarke está dada por:

$$\begin{matrix} Ua \\ Ub \\ Uc \end{matrix} = \frac{2}{3} * \begin{matrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{matrix} * \begin{matrix} U\alpha \\ U\beta \\ U0 \end{matrix} \quad (7)$$

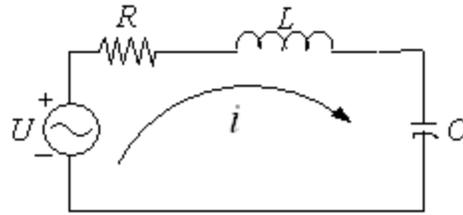
Donde Ua , Ub , y Uc son las tensiones de fase de la red trifásica de tres hilos y $U\alpha$, $U\beta$, y $U0$, son los vectores de tensión proyectados en los ejes de referencia estacionarios α , β , y 0 respectivamente. En el anexo II se presenta un análisis demostrativo más detallado acerca de esta teoría.

Una de las ventajas de aplicar la transformación de Clarke es que separa las componentes de secuencia cero de las componentes de la fase a-b-c.

Una vez las tensiones trifásicas son transformadas al marco de referencia estacionario se aplica el filtrado en ambos ejes de tensión de la red α , β . En este artículo se plantea el uso de un filtro pasa banda resonante debido a que este no introduce retardo en su respuesta tal y como se enuncia en [4] y [5].

El filtro pasa banda resonante se basa en la ecuación diferencial (8) obtenida al analizar un circuito RLC-serie como el mostrado en la figura 5 [7].

Figura 5. Circuito RLC serie resonante.



$$u(t) = R \cdot i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i(t) dt \quad (8)$$

Donde $u(t)$ e $i(t)$ corresponden a la tensión de entrada y la corriente en el circuito respectivamente. Operando y realizando la transformación en el dominio de la frecuencia se obtiene:

$$\frac{I(s)}{U(s)} = Y(s) = \frac{\frac{s}{L}}{s^2 + \frac{R}{L} \cdot s + \frac{1}{L \cdot C}} \quad (9)$$

Al comparar la ecuación (9) con la ecuación característica de un sistema de segundo orden (10) se tiene:

$$H(s) = \frac{K \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (10)$$

Donde: $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$ (rad/s) es la frecuencia resonante del sistema. Se puede demostrar que a esta frecuencia la impedancia del circuito es puramente resistiva por lo tanto el valor de la corriente será máximo respecto a la tensión de entrada del circuito, lo que quiere decir que es la frecuencia de paso máximo del filtro, es decir $H(j\omega_n) = 1/R$.

$\xi = \frac{R}{2} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$ es el factor de amortiguamiento del filtro y define el valor instantáneo máximo de la salida en estado transitorio.

$a = \xi * \omega_n$ (1/s) define la duración del estado transitorio a aproximadamente un 70.7% de la amplitud de la entrada a la salida del filtro $\tau = 1/a$ (s). Aunque el valor máximo de la respuesta en frecuencia del filtro solo depende del valor de R, la forma de la curva y su atenuación en la banda de paso, es decir su selectividad en frecuencia, dependen de otros factores como la relación entre la energía almacenada en el circuito y la energía perdida en un periodo de la respuesta. A este valor se le conoce como factor de calidad Q y para un circuito RLC serie se define como:

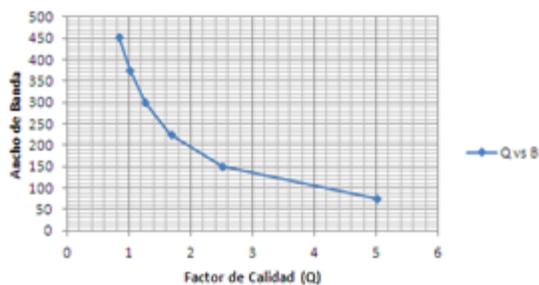
$$Q = \omega_n * \frac{L}{R} \quad (11)$$

Otro valor útil para medir la calidad del filtrado es el ancho de banda (B) del filtro el cual también puede dar una idea de la selectividad del mismo y la rapidez de la repuesta, su característica se describe en la ecuación (12).

$$B = \frac{\omega_n}{Q} = \frac{R}{L} = 2 * a \quad (12)$$

En la figura 6 se muestra la relación inversa que existe, entre el factor de calidad (Q) y el ancho de banda (B). Un factor de calidad alto hace que el filtro sea muy selectivo debido al reducido ancho de banda y a su vez tenga una respuesta lenta. Mientras mayor sea el ancho de banda es menor el factor de calidad por lo que la selectividad será mínima y a su vez tendrá una respuesta rápida como se verifica en [7].

Figura 6. Relación entre factor de calidad (Q) y ancho de banda (B).



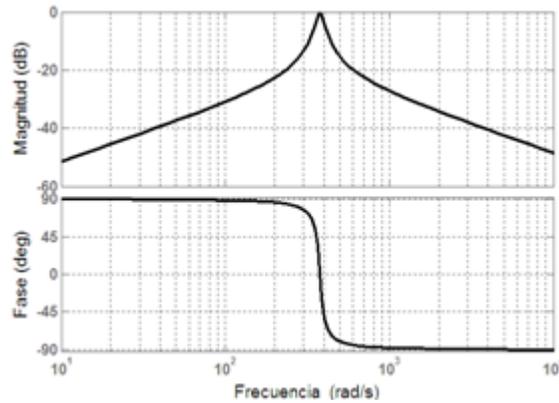
Por las características anteriormente mencionadas, el filtro RLC resonante usado en los ejes de referencia $\alpha\beta 0$ se diseñó con un factor de calidad $Q=10$, con los parámetros característicos mostrados en la tabla 1 y con la característica en fase y magnitud que se presenta en la figura 7.

Tabla 1. Parámetros característicos del filtro resonante RLC serie usado en las simulaciones.

Factor de Calidad Q	10
Ancho de banda B	37.7 (1/s)
Frecuencia Resonante ω_n	377 (rad/s)
Factor de amortiguamiento ξ	0.005
Resistencia (R)	1 Ω
Inductancia (L)	0.0265252 H
Capacitancia (C)	0.00026525 F

En la figura 7 se observa la respuesta en frecuencia del filtro tanto en magnitud como en fase.

Figura 7. Respuesta en frecuencia filtro resonante RLC para los parámetros de la Tabla 1.



Una vez efectuado el filtrado en ambos ejes α y β se puede calcular fácilmente la magnitud y la fase como se muestra en la figura 4 y mediante las ecuaciones 13 y 14.

$$U = \sqrt{U\alpha^2 + U\beta^2} \quad (13)$$

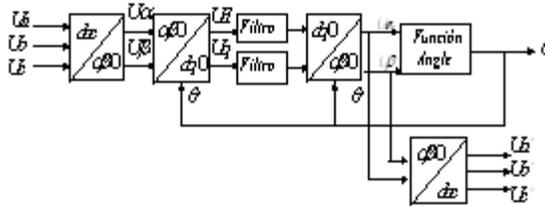
$$\theta = \tan^{-1} \frac{U\beta}{U\alpha} \quad (14)$$

Para la extracción de la componente de secuencia positiva de las tensiones de cada una de las fases se usa la transformación inversa de Clarke como se muestra en la ecuación (7) y en la figura 4.

1.2.2. Filtrado en los ejes dq0

El filtrado en los ejes de sincronismo $dq0$ es otro método de detección de la magnitud, ángulo de fase y componente de secuencia positiva de la señal de tensión de la red. En la figura 8 se muestra el diagrama de bloques del algoritmo.

Figura 8. Filtrado en los ejes de sincronismo dq0.



Como se puede observar este método también hace uso de la transformación de Clarke propuesta en la ecuación (6). Sin embargo es necesario un sistema de transformación de los ejes de referencia estacionarios $\alpha\beta 0$ a los ejes de referencia síncronos $dq0$. A esta transformación se le conoce como la transformación de Park [8] y su ecuación característica es la siguiente.

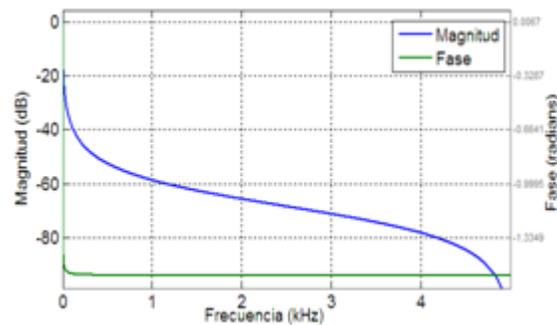
$$\begin{matrix} Ud \\ Uq \end{matrix} = \begin{matrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{matrix} * \begin{matrix} U\alpha \\ U\beta \end{matrix} \quad (15)$$

Donde θ es el ángulo de fase variable en el tiempo de la tensión de la red, Ud y Uq son los vectores de tensión en el eje de cuadratura y en el eje directo respectivamente. En el anexo III se hace una explicación demostrativa más detallada de esta transformación.

En cuanto al tipo de filtrado que se realiza en los ejes síncronos se debe tener en cuenta que las componentes de secuencia positiva aparecen como cantidades de DC (Corriente Directa) en los ejes $dq0+$ rotando positivamente (sentido antihorario) con la frecuencia angular de la red, mientras que las componentes de secuencia negativa aparecen al doble de la frecuencia fundamental de la red (120 Hz). Por el contrario, en el eje $dq0-$ rotando negativamente (sentido horario) las componentes de secuencia negativa aparecen como cantidades de DC mientras que las de secuencia positiva rotan al doble de la frecuencia fundamental (120 Hz). Esto quiere decir que las componentes de secuencia pueden ser detectadas en los ejes de sincronismo dq mediante un filtrado pasabaja para extraer la componente de DC.

En [9] se enuncian varias alternativas de filtros para esta aplicación junto con sus ventajas y desventajas. En este documento se considera el uso de un Filtro *Butterworth* pasa baja de primer orden con una frecuencia de corte que puede variar según la característica de la señal de entrada. En la figura 9 se muestra la respuesta en frecuencia tanto en magnitud (Color Azul) como en fase (Color Verde) del filtro con una frecuencia de corte en 1.2 Hz.

Figura 9. Característica en Frecuencia Filtro Pasabajos Butterworth propuesto con frecuencia de corte en 1.2 Hz.



El siguiente bloque corresponde a la transformación inversa de Park es decir el paso de los ejes de sincronismo $dq0$ a los ejes estacionarios $\alpha\beta0$ que se realiza mediante la operación inversa de la mostrada en la ecuación (15) y se conoce como transformada inversa de Park.

$$\begin{matrix} U_{\alpha} \\ U_{\beta} \end{matrix} = \begin{matrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{matrix} * \begin{matrix} U_d \\ U_q \end{matrix} \quad (16)$$

Una vez teniendo los vectores en los ejes de referencia estacionarios se puede detectar magnitud, ángulo de fase y componente de secuencia positiva de la señal de tensión de la red al igual que como se hace con el filtrado $\alpha\beta0$ mediante las ecuaciones (13), (14) y (7) respectivamente y como se observa en la figura 8.

Las principales deficiencias de los métodos de filtrado en los ejes de referencia

estacionario ($\alpha\beta 0$) y síncrono ($dq0$) incluyen su mala actuación en caso de desviaciones de frecuencia de red, o una situación de desequilibrio de tensión [5].

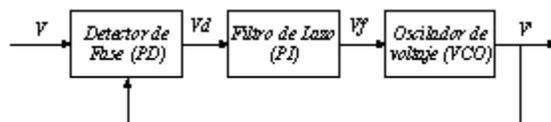
1.3. LAZOS DE SEGUIMIENTO DE FASE (PLL, PHASE LOCK LOOP)

Como se mencionó anteriormente el crecimiento en los últimos años en el uso de convertidores electrónicos de potencia en sistemas interconectados a la red ha hecho que crezca el interés en el uso de algoritmos de sincronización que permitan sincronizar (valga la redundancia) la señal del sistema con la de la tensión de la red aun cuando la señal del sistema presente condiciones de desbalances (caso trifásico) y distorsiones armónicas.

Los lazos de enganche de fase (*PLL*) surgen como una alternativa bastante útil para reconstruir señales instantáneamente a partir de su amplitud y ángulo de fase sincronizadas con otras señales, en este caso la señal de tensión de la red.

La idea principal del seguimiento de lazo es la de estimar la diferencia entre el ángulo de fase de la señal de entrada y la salida generada de modo tal que esta diferencia sea igual a cero en estado estable. En la figura 10 se muestra el esquema general de la estructura de un PLL convencional el cual consta de un sistema de control de lazo cerrado con realimentación de tres bloques principales [10].

Figura 10. Esquema general estructura de un PLL convencional.



- Detector de fase (*PD, Phase detector, en ingles*).
- Filtro de lazo (*control PI, proportional integral, en ingles*).

- Oscilador de voltaje (*VCO, Voltage Controller Oscillator, en ingles*).

a). Detector de fase (PD).

Es el circuito encargado de entregar a la salida una señal proporcional al error entre la señal de entrada y la salida. El error es cero solo cuando las señales de entrada están en fase es decir cuando están sincronizadas en frecuencia y fase.

b).Filtro de lazo (control PI)

Se encarga de filtrar el error a la salida del detector de fase con el fin que en estado estable éste sea igual a cero y entrega esta señal filtrada al oscilador de voltaje.

c). Oscilador de voltaje (VCO)

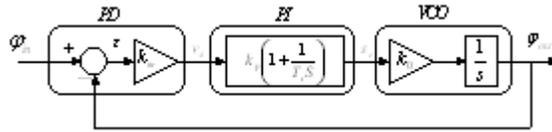
Genera una señal de frecuencia o de ángulo a partir de la salida del filtro con el fin de realimentar el lazo hasta que el error en estado estable sea igual a cero. Normalmente se usa un integrador para esta función.

1.3.1. Principio de lazo de control por realimentación

El principio básico de un *PLL* se basa en el control de lazo cerrado con realimentación del ángulo de la tensión del sistema a partir de la frecuencia de la tensión de la red. Para esto se hace un filtrado al error de los ángulos mediante un filtro de lazo que puede ser un controlador *PI* comúnmente usado para estas aplicaciones, además de un integrador como oscilador de tensión.

En la figura 11 se puede apreciar la característica de control del ángulo del sistema que constituye un *PLL* básico, con una ganancia proporcional al error K_m como detector de fase (*PD*), un controlador *PI* como filtro de lazo y un integrador como oscilador de voltaje (*VCO*).

Figura 11. Lazo de control cerrado con realimentación del Ángulo de la tensión del sistema.



En la ecuacion (17) se muestra la función de transferencia del controlador *PI* donde *Kp* es la ganancia proporcional y *Ti* es el tiempo integral del controlador.

$$PI\ s = Kp * 1 + \frac{1}{Ti * s} \quad (17)$$

Para un valor de $Km=Ko=1$ se tiene la siguiente función de transferencia del lazo cerrado.

$$\frac{\varphi_o}{\varphi_i} = \frac{Kp * s + \frac{Kp}{Ti}}{s^2 + Kp * s + \frac{Kp}{Ti}} \quad (18)$$

Al comparar la ecuacion (18) con la función de transferencia típica de un sistema de segundo orden de la ecuación (19) se tiene que:

$$\frac{\varphi_o}{\varphi_i} = \frac{2 * \xi * \omega_n * s + \omega_n^2}{s^2 + 2 * \xi * \omega_n * s + \omega_n^2} \quad (19)$$

Entonces,

$$Kp = 2 * \xi * \omega_n \quad 20$$

$$Ki = \frac{Kp}{Ti} = \omega_n^2 \quad (21)$$

Y al igual que como se definió en la ecuacion (10) ω_n y ξ corresponden a la frecuencia natural (ω_n) y al factor de amortiguamiento del sistema respectivamente, los cuales se pueden definir a partir del tiempo de

establecimiento (te) y porcentaje de sobrepico ($\%Sp$) que se deseen modificando de este modo la característica de la respuesta transitoria del sistema.

El *tiempo de establecimiento* (te) se define como el tiempo necesario para que el sistema se establezca dentro de cierto porcentaje δ con respecto a la amplitud de entrada [11]. Tomando como criterio un porcentaje del $\pm 2\%$ se tiene que la amplitud de la respuesta transitoria seria:

$$e^{-\xi * Wn * te} < 0.02, \Rightarrow \xi * Wn * te \cong 4 \quad (22)$$

Despejando se tiene:

$$te = \frac{4}{\xi * Wn} = 4 * \tau \quad 23$$

Donde τ se definió anteriormente en la ecuación (10) como el tiempo en el cual la respuesta llega aproximadamente al 70.7% de la amplitud máxima de entrada.

El *porcentaje de sobrepico* ($\%Sp$) corresponde al porcentaje del valor pico de la señal en estado transitorio con respecto a su valor final en estado estable. Se puede demostrar que para un sistema de segundo orden el porcentaje de sobrepico es:

$$\%Sp = 100 * e^{\frac{-\pi * \xi}{1 - \xi^2}} \quad (24)$$

Como se observa en la ecuación (24) el *porcentaje de sobrepico* ($\%Sp$) solo depende del *factor de amortiguamiento* (ξ) del sistema y su relación es de proporcionalidad inversa, esto quiere decir que entre más grandes sean los valores de el factor de amortiguamiento (ξ) más pequeño es el *porcentaje de sobrepico* ($\%Sp$) de la respuesta. De lo anterior se concluye que el valor de las constantes Kp y Ti del controlador PI determinan el comportamiento transitorio de

la respuesta del sistema.

A menudo se suele medir el comportamiento transitorio del sistema a partir de la respuesta ante una entrada escalón unitario. La rapidez de la respuesta transitoria se puede determinar mediante el valor del *tiempo de establecimiento* (t_e) de la respuesta mientras que la estabilidad y calidad dependen del *factor de amortiguamiento* (ξ) que se utilice afectando el *porcentaje de sobrepico* ($\%Sp$) en la respuesta transitoria.

1.3.2. PLL monofásico

La estructura principal de un *PLL* es la misma sin importar si el caso es monofásico o trifásico solo existe diferencia en el bloque de detección de fase (*PD*). En el desarrollo de este trabajo se manejaron dos topologías principales para el caso monofásico las cuales son:

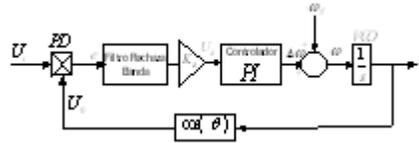
- a. PLL monofásico básico.
- b. PLL Park inverso.

1.3.2.1. PLL monofásico básico

En la figura 12 se presenta la topología básica de un *PLL* monofásico cuyo detector de fase (*PD*) es una constante proporcional encargada de entregar a la salida una señal proporcional al error (e) entre la señal de entrada (U_i) y la salida (U_0), seguido de esto un filtro rechaza banda encargado de eliminar los segundos armónicos y de entregar una señal (U_d) al filtro de lazo el cual corresponde a un controlador *PI* encargado de filtrar el error a la salida del detector de fase con el fin que en estado estable éste sea igual a cero y entregar esta señal filtrada al oscilador de voltaje (*VCO*) que para este tipo de aplicaciones se suele usar un integrador el cual se encarga de generar una señal de frecuencia o de ángulo a

partir de la salida del controlador *PI* con el objetivo de realimentar el lazo hasta que el error en estado estable sea igual a cero.

Figura 12. Topología básica de un PLL monofásico.



A continuación se hará un análisis del funcionamiento del *PLL* monofásico básico descrito anteriormente, el cual será la base de las demás topologías de *PLL* estudiadas en este documento y que se describe en [12] y [13].

De la figura 12 se tiene:

$$U_i = A_i * \sin(\omega_i * t + \varphi_i) \quad (25)$$

$$U_o = A_o * \cos \omega_o * t + \varphi_o \quad (26)$$

Y el ángulo a la salida del oscilador de voltaje sería:

$$\theta = \omega_{ff} t + \Delta\omega * dt \quad (27)$$

Donde $\omega_{ff} = 120 * \pi * f$ como la velocidad angular de la red a frecuencia industrial $f = 60$ (Hz)

De acuerdo a la figura 12 el error corresponderá a:

$$e(t) = A_i * A_o * \sin(\omega_i * t + \varphi_i) * \cos \omega_o * t + \varphi_o \quad (28)$$

Haciendo uso de la identidad trigonométrica de productos y sumas de ángulos se puede demostrar que la expresión (28) se puede escribir como:

$$e t = \frac{A_i * A_o}{2} * \sin(\omega_i + \omega_o * t + \varphi_i + \varphi_o) + \sin(\omega_i - \omega_o * t + \varphi_i - \varphi_o) \quad (29)$$

En el instante en que el controlador *PI* se halla encargado de que las dos frecuencias tanto de salida como de entrada sean iguales es decir en estado estable cumpliendose las siguientes condiciones:

$$\omega_i = \omega_o$$

$$\Delta\omega = 0$$

$$\theta = \omega_{ff} t$$

Entonces se tendría que:

$$e t = \frac{A_i * A_o}{2} * \sin(2 * \omega_i * t + \varphi_i + \varphi_o) + \sin(\varphi_i - \varphi_o) \quad (30)$$

Es por esto que se adiciona un filtro rechaza banda *Butterworth* de primer orden diseñado con el propósito de eliminar la componente de doble frecuencia teniendo que:

$$U_d = \frac{A_i * A_o * K_d}{2} * \sin(\varphi_i - \varphi_o) \quad (31)$$

Y si además se cumplen las siguientes condiciones:

$$K_d = \frac{2}{A_i * A_o}, \quad \varphi_i \approx \varphi_o \quad (32)$$

Debido al criterio ya antes mencionado de que $\sin \theta \cong \theta$ si $\theta \rightarrow 0$ se tiene que:

$$U_d \approx \varphi_i - \varphi_o \quad 33$$

Como se puede observar el comportamiento del *PLL* en estado estable y sincronizado a la frecuencia de la red ω_{ff} depende de la diferencia en fase que existe entre la señal de entrada y la de salida del sistema con lo cual se deduce que la rapidez de la respuesta transitoria del lazo depende de que tan pequeño sea ϕ_i . Si $\phi_i \rightarrow 0$ la respuesta transitoria se hace cada vez más rápida y se mejora el comportamiento del lazo ante entradas con porcentajes de distorsión armónica.

Para el algoritmo *PLL-Monofasico-básico* se utilizaron los valores de los parámetros para el controlador *PI* presentados en la tabla 2.

Tabla 2. Valores de constantes del controlador PI usado en las simulaciones de los algoritmos PLL-Básico y SRF-PLL.

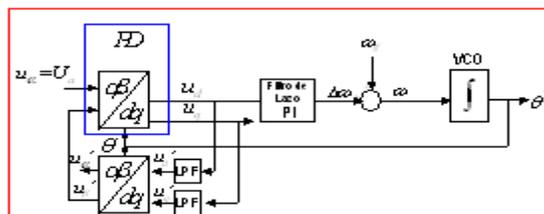
Kp	20
Ki	8000
Ti	0.0025 (s)

Cabe resaltar que la selección de estos valores se hizo de manera empírica de acuerdo al análisis de los resultados de simulación mostrados en la sección III.

1.3.2.2. PLL de Park inverso

En [12] se presenta el *PLL-Park Inverso*, toma el nombre debido a que su característica principal esta fundamentada en la transformación de Park [8], su topología se presenta a continuación en la figura 13.

Figura 13. Estructura del PLL de park inverso.



Donde el filtro de lazo es un controlador *PI*, el oscilador de tensión (*VCO*) es un integrador y el detector de fase (*PD*) se representa mediante la transformada de Park y su inversa descritas en las ecuaciones (15) y (16) respectivamente, u_d y u_q son las tensiones en el eje directo y en el de cuadratura respectivamente, u_α y u_β son las tensiones ortogonales en los ejes de referencia estacionario ($\alpha\beta$), *LPF* (*Low Pass Filter*) es un filtro pasabaja, que para este trabajo se plantea analizar un filtro *Butterworth* pasabajas de primer orden y θ es el ángulo de fase de la componente fundamental de la señal de entrada monofásica U_a , la cual por definición del algoritmo se hace igual a la tensión en el eje de referencia estacionario u_α .

Su principio de funcionamiento es muy parecido al filtrado en los ejes síncronos $dq0$, aprovechando la facilidad de hacer un filtrado pasabaja en estos ejes y ayudándose en la *transformada inversa de Park* (ecuación 16), para realimentar el sistema, se observa que al igual como se explicó en el algoritmo de filtrado en los ejes $dq0$, la idea del bloque de detección de fase (*PD*) es ayudarse en los filtros *Butterworth* pasabajas cuya respuesta en frecuencia es la presentada en la figura 9 para llevar a cabo la extracción de la componente fundamental de la entrada debido a que esta se comporta como una componente de DC en los ejes de referencia síncronos (dq) lo que facilita el filtrado y reduce el error en la salida del detector de fase (*PD*) y hace que se mejore el comportamiento del *PLL* notablemente ante señales con distorsión armónica.

Los valores de los parámetros (K_p , K_i y T_i) del controlador *PI* usado en el algoritmo *PLL-Park* inverso se presentan en la tabla 3.

Tabla 3. Valores de constantes del controlador PI usado en las simulaciones del PLL-Park inverso

Kp	40
Ki	800
Ti	0.05 (s)

A continuación se presenta un análisis matemático del funcionamiento del *PLL de Park Inverso*.

Si la señal de entrada al algoritmo se define como:

$$U_{\alpha} = V \sin \theta = u_{\alpha} = V \sin \theta'$$

Y si se supone que el PLL-Park Inverso está sintonizado a la frecuencia fundamental de la señal de entrada, es decir $\theta \cong \theta'$

$$u_{\beta} = -V \cos \theta'$$

Se tiene:

$$\begin{matrix} U_d \\ U_q \end{matrix} = \begin{matrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{matrix} * \begin{matrix} V \sin \theta \\ -V \cos \theta \end{matrix}$$

$$U_d = \cos \theta * V \sin \theta - \sin \theta * V \cos \theta = 0$$

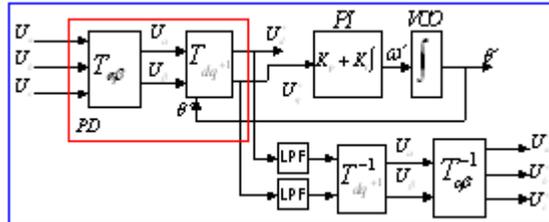
$$U_q = -\sin \theta * V \sin \theta - \cos \theta * V \cos \theta = -V$$

1.3.3. PLL Trifásico

En la figura 14 se presenta la topología del algoritmo *SRF-PLL* para sistemas trifásicos, donde el filtro de lazo se representa con un controlador *PI*, el oscilador de tensión (*VCO*) se representa con un integrador y para el detector de fase (*PD*) se hace uso de la transformada de Clarke [6] y Park [8], *LPF* (*Low pass filter*) es

un filtro *Butterworth* pasabajas de primer orden y θ es el ángulo de fase de la componente fundamental de la señal de entrada.

Figura 14. Estructura SRF-PLL trifásico.



La estructura de esta topología tiene como característica principal la utilización de la transformación de *Clarke* descrita en las ecuaciones (6) y (7), como herramientas para proyectar las señales trifásicas de tensión de la red *abc* a los ejes de referencia estacionarios $\alpha\beta 0$ y viceversa. Además de esto se adiciona la transformación de *Park* descrita en las ecuaciones (15) y (16) para permitir el paso de las señales del marco de referencia estacionario $\alpha\beta 0$ al marco de referencia síncrono en los ejes directo (*d*) y de cuadratura (*q*).

Estos bloques de transformación en los marcos de referencia cumplen la función de detección de fase (*PD*) en la estructura del *PLL* y no tienen incidencia en la dinámica del sistema ya que ésta recae principalmente en las constantes características del filtro de lazo (Controlador *PI*) del *PLL*. Ésto quiere decir que el ancho de banda del filtro de lazo determina el comportamiento y la respuesta instantánea del sistema teniendo una gran influencia sobre la calidad del seguimiento de la señal y la dinámica total del sistema.

La idea de esta estructura es mediante el controlador *PI* es modificar a través del valor de sus constantes proporcional y integrativa descritas en las ecuaciones (20) y (21) la posición angular del *PLL* para que la proyección del vector de tensión sobre el eje de cuadratura (*q*) del *PLL* sea cero en estado estable. De este modo

se conseguirá que la proyección del vector sobre el eje directo (d) del PLL coincida con la magnitud del mismo, y la posición angular del PLL coincidirá con el ángulo de fase del vector de la tensión de la red.

En condiciones ideales de la red, sin desequilibrios ni armónicos de tensión, esta técnica conduce a buenos resultados. No obstante cuando la red presenta armónicos de tensión de orden elevado, es posible mediante la reducción del ancho de banda del $SRF-PLL$ mitigar el efecto de estos armónicos sobre el módulo y la fase detectadas mejorando la calidad en la respuesta del sistema. Sin embargo, esta reducción del ancho de banda causa que el tiempo de respuesta por parte del sistema se haga más largo provocando una respuesta transitoria más lenta. Además cuando en la red existen desequilibrios en las tensiones a frecuencia fundamental, la reducción del ancho de banda no es una solución aceptable, ya que la respuesta dinámica del PLL llevará a un error residual en régimen permanente en las magnitudes detectadas. Por tanto, en aquellas aplicaciones en las que se requiera de un sistema de detección preciso pero con un buen comportamiento dinámico, aun cuando existan desequilibrios a frecuencia fundamental, la utilización del $SRF-PLL$ convencional no es la solución más apropiada [5].

Tal como se observa en la figura 14 es necesario efectuar un filtrado en los ejes síncronos dq con el fin de estimar la componente de secuencia positiva de las señales de tensión, el cual se hizo mediante un filtro *Butterworth* pasabajas de primer orden con frecuencia de corte de 1.2 Hz y con una respuesta en frecuencia como la mostrada en la figura 9.

Los valores de las constantes características utilizadas en el control PI para el $SRF-PLL$ son las presentadas en la tabla 2.

En la tabla 4 se presentan las características mas importantes de los algoritmos analizados.

Tabla 4. Características de los algoritmos analizados.

Algoritmo	Sistema	Parámetros Estimados
ZDC	Monofásico	Frecuencia
PLL Básico	Monofásico	Frecuencia, Magnitud y Ángulo de Fase
PLL-Park Inverso	Monofásico	Frecuencia, Magnitud y Ángulo de Fase
Filtro $\alpha\beta 0$	Trifásico	Magnitud, Ángulo de Fase y la Componente de secuencia positiva
Filtro $dq0$	Trifásico	Magnitud, Ángulo de Fase y la Componente de secuencia positiva
SRF-PLL	Trifásico	Frecuencia, Magnitud, Ángulo de Fase y la Componente de secuencia positiva

2. DESEMPEÑO DE LOS ALGORITMOS MEDIANTE SIMULACIONES EN MATLAB/SIMULINK

Para evaluar el desempeño de los algoritmos mencionados anteriormente se utiliza la herramienta software de simulación en Matlab/*Simulink*. A continuación se presentan las condiciones de simulación y los resultados obtenidos de los algoritmos descritos en la sección II tanto para el caso monofásico como trifásico.

2.1. CONDICIONES DE SIMULACIÓN

Para medir las características de estabilidad, exactitud, y velocidad de convergencia se realizó un análisis comparativo entre los algoritmos tanto para el caso monofásico, como para el caso trifásico teniendo en cuenta los siguientes criterios de comparación:

- **Porcentaje de Sobrepasso Máximo (%SPmax):** Es la medida en porcentaje, del primer pico máximo que presenta la señal estimada con respecto al valor de referencia como se observa en la figura 15. La cantidad de sobrepasso máximo indica de manera directa la estabilidad relativa del sistema, y se calcula como se muestra a continuación [15].

$$\%SPmax = \frac{T_{(tp)} - T_{(ref)}}{T_{(ref)}} * 100 \quad (34)$$

Donde $T_{(tp)}$ representa el primer pico máximo alcanzado en el tiempo tp por la señal estimada y $T_{(ref)}$ es el valor de referencia.

- **Error en Estado Estable (EeEE):** Es la diferencia entre el valor de referencia y la salida del filtro. Esta variable es una medida del error de estimación en estado estable [15].

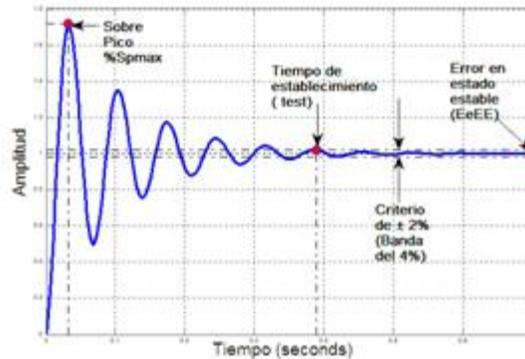
$$e(t) = \varphi_i(t) - \varphi_o(t) \quad (35)$$

Donde $e(t)$ corresponde al error del sistema de control, φ_i corresponde al valor de referencia a la entrada del lazo de control y φ_o es la salida del sistema.

- **Criterio del $\pm 2\%$ (Banda del 4%):** Es un rango de valores permitidos alrededor del valor de referencia, de acuerdo a algún criterio de tolerancia. En este caso, se escogió el criterio del $\pm 2\%$, que en general se utiliza en aplicaciones en las que se puede tolerar oscilaciones en la respuesta del filtro [15].
- **Tiempo de establecimiento (T_{est}):** Es el tiempo que requiere el algoritmo para que la señal estimada alcance el rango de valores permitidos por el criterio del $\pm 2\%$ (banda del 4%) alrededor del valor de referencia y permanezca en él [15].

La figura 15 presenta un ejemplo ilustrativo de las variables de medida anteriormente definidas, las cuales se utilizan para describir las características de desempeño de los algoritmos, y de esta manera, establecer las ventajas y limitaciones que presentan los algoritmos en la estimación de magnitud, ángulo de fase, frecuencia y la componente de secuencia positiva de señales eléctricas distorsionadas y/o desequilibradas.

Figura 15. Ilustración de los criterios de comparación.



En este orden de ideas, el porcentaje de sobre paso máximo $\%SP_{max}$ y el error en estado estable ($EeEE$) evaluarán la estabilidad de los algoritmos. Luego el algoritmo que presente menos porcentaje de sobre pico máximo ($\%SP_{max}$) y menor ($EeEE$) se considera el más estable. La velocidad de convergencia, se evalúa teniendo en cuenta el tiempo de establecimiento (T_{est}) del algoritmo. Por lo tanto, a menor tiempo de establecimiento (T_{est}), mayor velocidad de convergencia. La exactitud depende del $EeEE$, si éste es menor se considera que el algoritmo es más exacto ante presencia de componentes armónicas y/o desbalances.

Para efectos de la simulación se manejó una frecuencia de muestreo $fs=10$ [kHz] y por consiguiente un periodo de muestreo $T_s= 100$ [μs], con el fin de comprobar su funcionamiento ante condiciones estándar de manejo para aplicaciones en microprocesadores programables.

Para llevar a cabo la simulación e implementación de los algoritmos analizados, se realiza la discretización de éstos por medio de la transformación bilineal [16] presentada en la ecuación (36).

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (36)$$

A continuación se presentan las señales de entrada consideradas y los resultados tanto para el caso monofásico como para el caso trifásico.

2.2. CASO MONOFÁSICO

La medición del desempeño de los algoritmos monofasicos se realizó considerando una señal de entrada con una componente fundamental a 60 [Hz] y dos componentes armónicas, una de tercer orden y otra de quinto. La señal de entrada para los algoritmos monofásicos es la descrita en la ecuación (37).

$$u(t) = \sin \omega_f t + 0,33 \sin 3\omega_f t + 0,2 \sin(5\omega_f t) \quad (37)$$

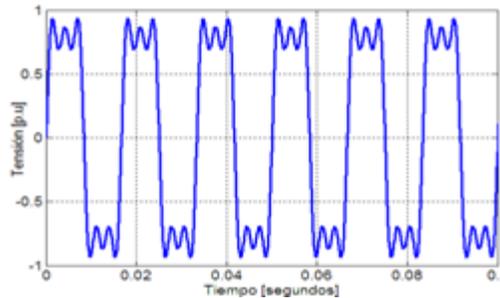
Donde $\omega_f = 120\pi \text{ rad seg}$ con $f = 60 \text{ [Hz]}$.

Las características de la señal, se muestran en la tabla 5 y su forma de onda en la figura 16, respectivamente.

Tabla 5. Parámetros característicos de la señal de entrada para caso monofásico.

Orden	Amplitud	Frecuencia (rad/s)
1	1	377
3	1/3	1131
5	1/5	1885

Figura 16. Señal monofásica distorsionada de entrada.



Para el caso monofásico se analizarán, los siguientes algoritmos:

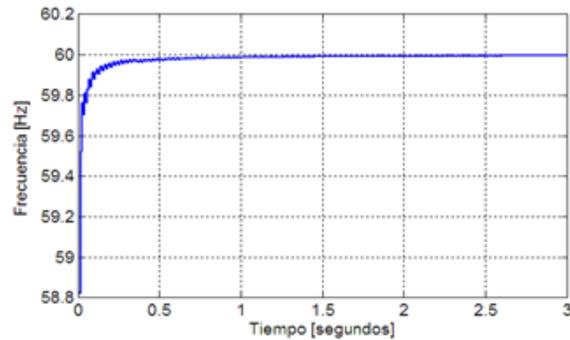
- Detector de cruces por cero (ZCD)
- PLL-monofásico básico
- PLL- Park inverso

A continuación se presentan los resultados obtenidos:

2.2.1. Detector de cruces por cero (ZCD)

Tal como se mencionó anteriormente y como se sugiere en [3], se simuló este algoritmo para un tiempo no menor a 10 ciclos de la señal fundamental de entrada con el fin de realizar una estimación de frecuencia aproximada a la de la señal de tensión de la red. A pesar que para un tiempo de 0.166, segundos la frecuencia estimada es de 59.94 [Hz], éste valor se vuelve mas aproximado a la frecuencia del sistema (60 Hz) a medida que el tiempo de simulación aumenta (ver figura 17).

Figura 17. Frecuencia de la componente fundamental de la red estimada en la simulación del algoritmo ZCD.



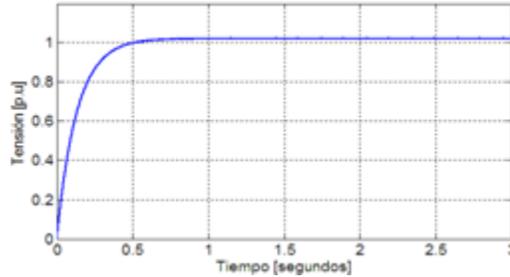
Como se observa en la figura 17, para un tiempo de 3 segundos la aproximación del algoritmo es bastante alta dando como resultado una frecuencia estimada de 59.99 [Hz], con un tiempo de establecimiento $t_{est} = 8,5[ms]$.

Cabe resaltar que para este trabajo solo se consideró el algoritmo de detección de cruces por cero, por tal motivo solo se puede realizar la estimación de la frecuencia de la red. Para el cálculo de los demás parámetros se hace necesario adicionar otros algoritmos que puedan hacer seguimiento tanto al ángulo de fase como a la magnitud.

2.2.2. PLL Monofasico Básico

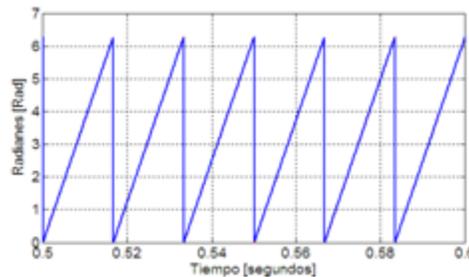
En la figura 18 se presenta el seguimiento que realiza el algoritmo para la magnitud de la componente fundamental, en donde se tiene que este parámetro alcanza un valor máximo en estado estable de 1,0251 [p.u], valor que no se encuentra dentro de la banda del 4% (criterio $\pm 2\%$).

Figura 18. Magnitud de la componente fundamental estimada por el PLL monofásico básico.



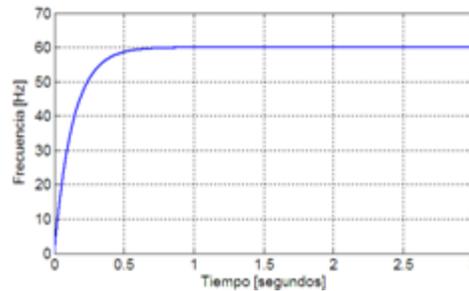
En la figura 19 se presenta el seguimiento que hace el algoritmo al ángulo de fase de la componente fundamental.

Figura 19. Ángulo de fase la componente fundamental estimada por el PLL monofásico básico.



En la figura 20 se presenta la frecuencia de la red estimada por el algoritmo.

Figura 20. Frecuencia de la componente fundamental de tensión de la red estimada por el PLL monofásico básico.

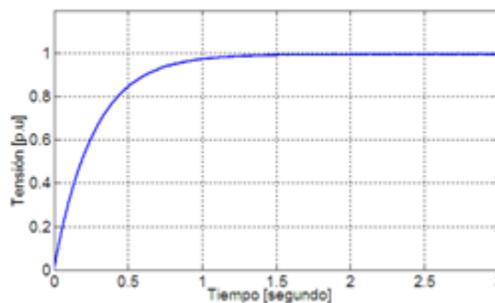


En el seguimiento a la frecuencia y al ángulo de fase de la componente fundamental, el algoritmo obtuvo un tiempo de establecimiento de $t_{est} = 0,5181$ [s].

2.2.3. PLL Park Inverso

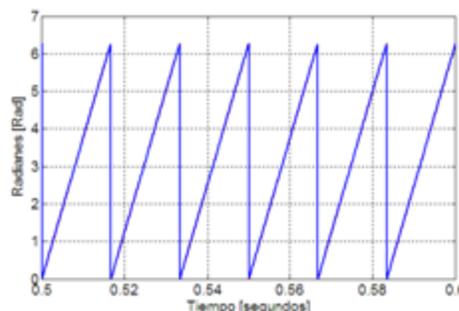
A continuación se presentan los resultados obtenidos, para el algoritmo PLL-Park inverso. En la figura 21 se visualiza la estimación de la magnitud de la componente fundamental de la señal de entrada (ver figura 16), con un tiempo de establecimiento en el seguimiento de la magnitud de $t_{est} = 1,0985$ [s].

Figura 21. Magnitud de la componente fundamental estimada por el PLL Park Inverso.



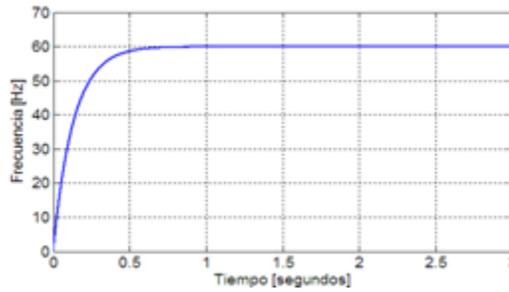
En la figura 22 se presenta el ángulo de fase de la componente fundamental estimada por el algoritmo.

Figura 22. Ángulo de fase de la componente fundamental estimada por el PLL de Park inverso.



En la figura 23 se presenta la frecuencia de la red estimada por el algoritmo, donde se observa el adecuado seguimiento que realiza el algoritmo.

Figura 23. Frecuencia de la componente fundamental estimada en por el PLL de Park inverso.



En el seguimiento de la frecuencia y el ángulo de fase de la componente fundamental, el algoritmo obtuvo un tiempo de establecimiento de $t_{est} = 0,5185$ [s].

2.2.4. Criterios de comparación caso monofásico.

En este apartado se presenta un análisis detallado de los resultados obtenidos por los algoritmos en la estimación de los parámetros característicos de señales eléctricas (frecuencia de la red, ángulo de fase y magnitud de la componente fundamental) para sistemas monofásicos.

2.2.4.1. Estimación de la magnitud de la componente fundamental.

En la tabla 6 se presentan los resultados obtenidos con los criterios de comparación, para la estimación de la magnitud de la componente fundamental de la señal de entrada caracterizada por la ecuación (37).

Tabla 6. Resultados de medida en la estimación de la magnitud de la componente fundamental.

Algoritmo	t_{est} [seg]	$\%SP_{max}$	$EeEE$
PLL- Monofásico Básico	-----	2,51%	$22,7 \cdot 10^{-3}$
PLL-Inverso de Park	1,0985	0%	$3,04 \cdot 10^{-3}$

De los resultados presentados en la Tabla 6 se concluye que el algoritmo que logra una mayor velocidad de convergencia para alcanzar el estado estable, ($< t_{est}$) es el PLL- Park inverso. El PLL-básico no logra estabilizarse según criterio del $\pm 2\%$. En cuanto a exactitud el algoritmo que presenta un menor error en estado estable ($< EeEE$) es el PLL-Park inverso. En términos de estabilidad que representa un menor porcentaje de sobrepico y error en estado estable ($< \%SP_{max}$ y $< EeEE$), el PLL-Básico presenta 2,51% de sobrepaso máximo, por lo que el PLL-Park inverso presenta mayor estabilidad.

En síntesis en la Tabla 7 se presenta el resumen del análisis comparativo realizado para la estimación de la magnitud de la componente fundamental.

Tabla 7. Analisis comparativo de las características de desempeño de en la estimación de la magnitud de la componente fundamental.

Criterios de comparación	Analisis comparativo en la estimación de la magnitud de la componente fundamental
Velocidad de convergencia	PLL-Park > PLL-Básico
Exactitud	PLL-Park > PLL-Básico
Estabilidad	PLL-Park > PLL-Básico

En conclusión, el algoritmo que mejor desempeño presenta en la estimación de la magnitud de la componente fundamental es el PLL-Inverso de Park, ya que presenta las mejores características de exactitud, estabilidad y velocidad de convergencia.

2.2.4.2. Estimación de la frecuencia de la red de la componente fundamental.

En la tabla 8 se presentan las mediciones obtenidas en la estimación de la frecuencia de la componente fundamental con los criterios de comparación.

Tabla 8. Resultados de medida en la estimación de la frecuencia de la red de la componente fundamental

Algoritmo	t_{est} [seg]	$\%SP_{max}$	$EeEE$
PLL-Básico	0,5181	0%	$3,482 \cdot 10^{-7}$
PLL-Inverso de Park	0,5185	0%	$1,135 \cdot 10^{-7}$
Det. Cruces por cero ZCD	0,0085	0%	$4,679 \cdot 10^{-3}$

De los resultados obtenidos y presentados en la Tabla 8 se concluye que el algoritmo en lograr una mayor velocidad de convergencia ($< t_{est}$), es el detector de cruces por cero (ZCD). En cuanto a exactitud ($< EeEE$) se obtiene que el PLL-Park inverso es el más exacto. En términos de estabilidad ($< \%SP_{max}$ y $< EeEE$), los tres presentan similitud en el porcentaje de sobre pico máximo ($\%SP_{max} = 0$) por lo que únicamente el error en estado estable define la estabilidad en los tres algoritmos. En la tabla 8 se presenta el análisis comparativo entre los algoritmos monofásicos analizados.

Tabla 9. Analisis comparativo de las características de desempeño de en la estimación de la frecuencia de la red de la componente fundamental.

Criterios de comparación	Analisis comparativo en la estimación de la frecuencia de sincronización con la red
Velocidad de convergencia	ZCD > PLL-Básico > PLL-Park
Exactitud y Robustez	PLL-Park > PLL-Básico > ZCD
Estabilidad	PLL-Park > PLL-Básico > ZCD

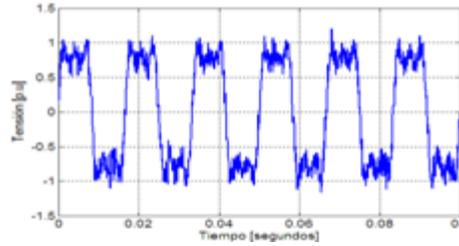
De los resultados presentados en la Tabla 8 y 9 se concluye que el algoritmo que mejor desempeño tiene en la estimación de la frecuencia de la red es el PLL-Park inverso, que logra las mejores características de exactitud, y estabilidad en el seguimiento de este parámetro.

En general para los algoritmos monofásicos se concluye que el PLL-Park-inverso es el que mejor desempeño tienen ante una señal monofásica distorsionada (ecuación 39), porque éste presenta más exactitud y estabilidad en el seguimiento de la magnitud, la frecuencia y el ángulo de fase de la componente fundamental, lo que lo hace el más apto de estos algoritmos para efectos de sincronización de sistemas con la red.

2.2.4.3. Resultados de la estimación de la frecuencia de la red de la componente fundamental, considerando ruido en la señal de entrada.

En este apartado se presentan los resultados obtenidos por los tres algoritmos monofásicos estudiados, cuando la señal de entrada presentada en la figura 16, presenta ruido Gaussiano de varianza $\delta=0.01$, su forma de onda se muestra en la figura 24.

Figura 24. Señal monofásica de entrada distorsionada y con ruido Gaussiano



El ruido se consideró con el fin de analizar el comportamiento de los algoritmos ante una señal con esta característica, ya que principalmente el detector de cruces por cero ante estas condiciones puede presentar inconvenientes, esto debido a que se puede presentar una falsa detección en cada cruce por cero de la componente fundamental.

En la tabla 10 se presentan las mediciones obtenidas de los tres algoritmos monofásicos, para la señal de entrada con la forma de onda presentada en la figura 24.

Tabla 10. Resultados de medida en la estimación de la frecuencia de la red de la componente fundamental para una señal de entrada con ruido Gaussiano.

Algoritmo	t_{est} [seg]	$\%SP_{max}$	$EeEE$
PLL-Básico	0,5185	0%	$19,81 \cdot 10^{-3}$
PLL-Inverso de Park	0,5212	0%	$5,38 \cdot 10^{-3}$
Det. Cruces por cero ZCD	0,0085	0%	$4,7 \cdot 10^{-3}$

De los resultados obtenidos y presentados en la Tabla 10 se concluye que el algoritmo en lograr una mayor velocidad de convergencia ($< t_{est}$), y exactitud ($< EeEE$) ante una señal en presencia de ruido y distorsión armónica es el detector de cruces por cero (ZCD). En términos de estabilidad ($< \%SP_{max}$ y $< EeEE$), los tres presentan un porcentaje de sobre pico máximo igual a cero

($\%SP_{max} = 0$), por lo que únicamente el error en estado estable define la estabilidad del sistema.

El buen resultado del detector de cruces por cero se debe a que este algoritmo considera en su lógica la presencia de ruido, por otro lado los algoritmos de lazos de seguimiento de fase (PLL-Park inverso y PLL básico) no lo consideran. Sin embargo sus resultados no difieren en un gran porcentaje respecto al detector de cruces por cero. Por lo anterior se concluye que en los lazos de seguimiento de fase (PLL) se debe contar con un bloque de prefiltrado que logre suavizar la señal de entrada antes de inyectarla al PLL para poder reducir el error en estado estable en la estimación de parámetros ante una señal con estas características.

2.3. CASO TRIFÁSICO

Para verificar el comportamiento de los algoritmos trifásicos ante condiciones de desequilibrio y distorsión en la señal de entrada se analizará la respuesta de tres tipos distintos de señales de entrada presentados en [17]. Para el caso trifásico se estimó, el ángulo de fase, la magnitud y la componente de secuencia positiva. Como ya se mencionó en la sección II, los algoritmos a analizar son: filtro en los ejes de referencia estacionario $\alpha\beta 0$, filtro en los ejes de referencia síncronos $dq0$ y el algoritmo SRF-PLL trifásico, para señales trifásicas del tipo:

- Señal trifásica distorsionada y equilibrada.
- Señal trifásica desequilibrada sin distorsión.
- Señal trifásica distorsionada y desequilibrada.

2.3.1. Señal distorsionada y equilibrada

Esta señal trifásica presenta equilibrio en tensión es decir que cada componente armónica sigue una secuencia periódica de acuerdo a las demás tensiones de fase siguiendo la regla mostrada en la tabla 11.

Tabla 11. Secuencia periódica de los armónicos señal distorsionada y equilibrada.

#	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Armonico												
Secuencia	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0

Además de la componente fundamental de secuencia positiva, esta señal contiene componentes armónicas de secuencia cero de orden tres y otra componente de secuencia negativa de quinto orden tal como se muestra en la tabla 12.

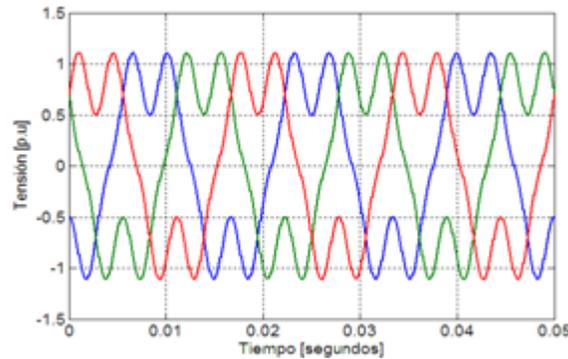
Tabla 12. Fasores de las componentes de secuencia señal distorsionada y equilibrada.

Orden	Fase	Sec(+)	Sec(-)	Sec(0)
1	A	$1 < 0^\circ$	0	0
	B	$1 < -120^\circ$	0	0
	C	$1 < 120^\circ$	0	0
3	A	0	0	$0,33 < 180^\circ$
	B	0	0	$0,33 < 180^\circ$
	C	0	0	$0,33 < 180^\circ$
5	A	0	$0,2 < 180^\circ$	0
	B	0	$0,2 < -60^\circ$	0
	C	0	$0,2 < 60^\circ$	0

La ecuación (38) representa las características de esta señal y en la figura 25 se presenta su forma de onda.

$$\begin{aligned}
 u_a(t) &= \cos(t) - 0.33\cos(3t) - 0.2\cos(5t) [V] \\
 u_b(t) &= \cos(t - 2\pi/3) - 0.33\cos(3t) - 0.2\cos(5t + 2\pi/3) [V] \\
 u_c(t) &= \cos(t + 2\pi/3) - 0.33\cos(3t) - 0.2\cos(5t - 2\pi/3) [V]
 \end{aligned}
 \tag{38}$$

Figura 25. Señal trifásica distorsionada y equilibrada.



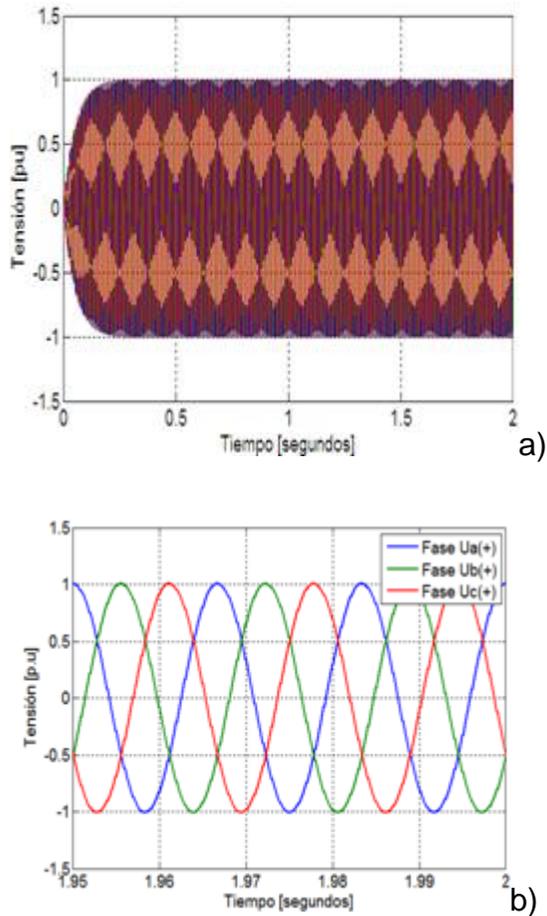
Donde las señal azul, verde y roja representan las tensiones en las fases a, b y c (u_a , u_b y u_c) respectivamente. A continuación se presentan los resultados obtenidos:

2.3.1.1. Filtro en los ejes estacionarios $\alpha\beta 0$.

En las figuras 26, 27 y 28 se muestran los resultados de simulación en la estimación de la componente de secuencia positiva, de su magnitud y su ángulo de fase, respectivamente, de la señal de tensión de la red por parte del filtrado en los ejes $\alpha\beta 0$ descrito en la sección II B. 1).

En la figura 26 a) se presenta la extracción de la componente de secuencia positiva realizada por el algoritmo para un tiempo de simulación de 2 [s] y en la figura 26. b). se realiza un acercamiento a este parámetro para visualizarlo con mas detalle.

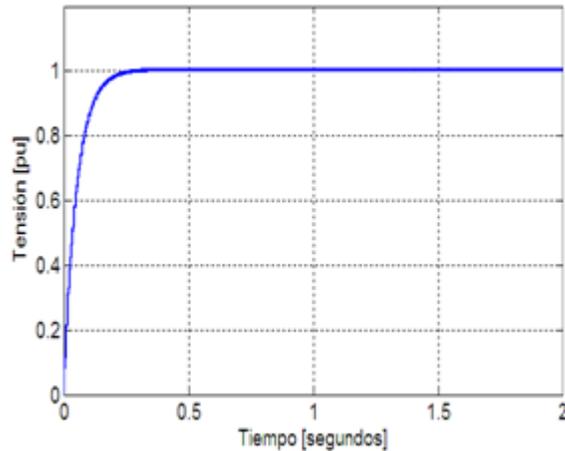
Figura 26. Componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta 0$ para una señal distorsionada y equilibrada.



[Fuente: Autores]

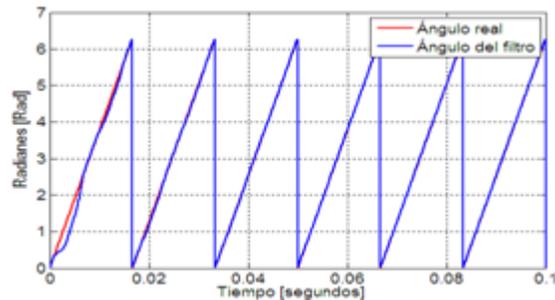
En la figura 27 se presenta la estimación a la magnitud de la componente de secuencia positiva, en la que se puede observar que realiza el seguimiento adecuadamente de este parámetro con un tiempo de establecimiento de $t_{est} = 0,2035$ [s].

Figura 27. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta_0$ para una señal distorsionada y equilibrada.



En la figura 28 se presenta la estimación que realiza el algoritmo del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva, para el cual se observa que en los primeros milisegundos no realiza un buen seguimiento de este parámetro y que después de aproximadamente 0,03 [s], logra hacer un seguimiento adecuado.

Figura 28. Ángulo de fase de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta_0$ para una señal distorsionada y equilibrada.



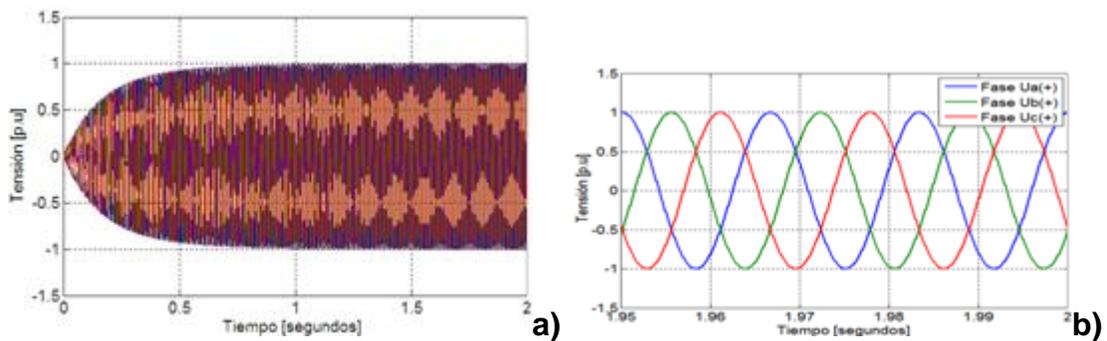
Ante una señal distorsionada y equilibrada con la forma de onda presentada en la figura 25, se concluye que el filtro $\alpha\beta_0$ realiza el seguimiento adecuado a los parámetros analizados.

2.3.1.2. Filtro en los ejes sincronos $dq0$.

En las figuras 29, 30 y 31 se muestran los resultados de simulación en la detección de la componente de secuencia positiva, su magnitud y el ángulo de fase de secuencia positiva, respectivamente, de la señal de tensión de la red por parte del filtrado en los ejes $dq0$ descrito en la sección II B. 2).

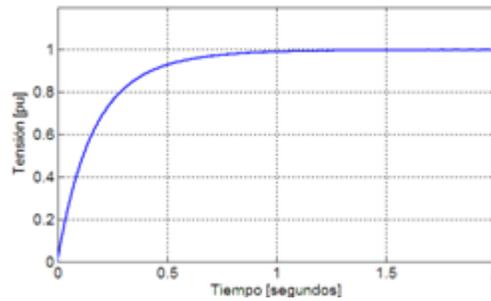
En la figura 29 a) se presenta la extracción de la componente de secuencia positiva que realiza el algoritmo para la señal de entrada (ver figura 25) en un tiempo de simulación de 2 [s] y en b) se realiza un acercamiento para visualizar esté parámetro en régimen permanente.

Figura 29. Componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal distorsionada y equilibrada.



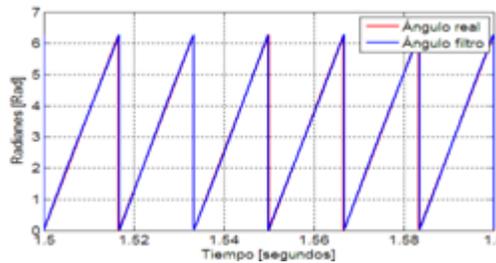
En la figura 30 se presenta la estimación de la magnitud de la componente de secuencia positiva con un tiempo de establecimiento de $t_{est} = 0,8067$ [s].

Figura 30. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal distorsionada y equilibrada.



En la figura 31 se presenta el seguimiento al ángulo de fase de la componente de secuencia positiva, para el cual en los primeros segundos no realiza una estimación adecuada de este parámetro y requiere de aproximadamente 1,5 [s], para tener un seguimiento adecuado.

Figura 31. Ángulo de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal distorsionada y equilibrada.



Ante una señal distorsionada y equilibrada con la forma de onda presentada en la figura 25 se concluye que el filtro $dq0$ realiza el seguimiento adecuado a los parámetros analizados.

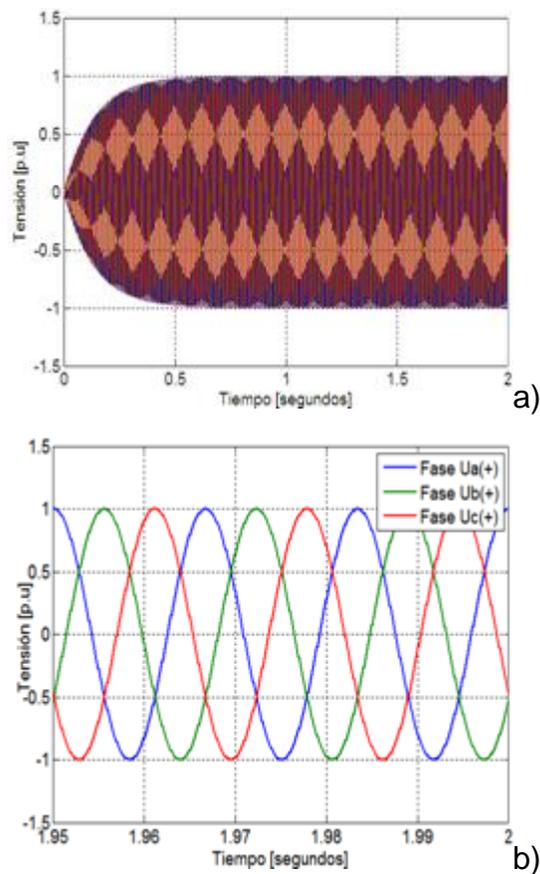
2.3.1.3. SRF-PLL Trifásico (Synchronous Reference Frame)

En las figuras 32, 33 y 34 se muestran los resultados de simulación en la detección de la componente de secuencia positiva, su magnitud y el ángulo de

fase, respectivamente, para la señal de entrada de la figura 25, realizado por el SRF-PLL-trifásico.

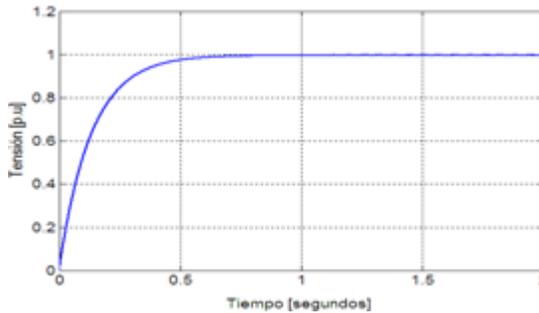
En la figura 32. a), se presenta la extracción de la componente de secuencia positiva que realiza el algoritmo para un tiempo de simulación de 2 [s] y en b) se realiza un acercamiento de este parámetro en estado estable.

Figura 32. Componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal distorsionada y equilibrada.



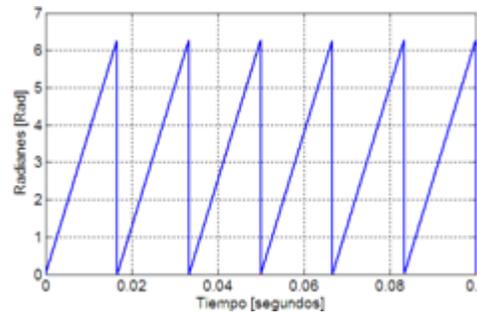
En la figura 33 se presenta el seguimiento que hace el algoritmo para la magnitud de la componente de secuencia positiva con un tiempo de establecimiento de $t_{est} = 0,5229$ [s].

Figura 33. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal distorsionada y equilibrada.



En la figura 34 se presenta el seguimiento al ángulo de fase de la componente de secuencia positiva, el cual realiza la estimación en menos de un ciclo de señal que representa para este caso, menos de aproximadamente 16,67 [ms].

Figura 34. Ángulo de fase de la componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal distorsionada y equilibrada.



Ante una señal distorsionada y equilibrada con la forma de onda presentada en la figura 25, se concluye que el SRF-PLL-Trifásico realiza el seguimiento adecuado a los parámetros analizados con mejores resultados que los obtenidos por los filtros $\alpha\beta 0$ y $dq0$. A continuación se presenta un análisis comparativo mucho más estricto de estos algoritmos.

2.3.1.4. Criterios de comparación caso trifásico para la señal de entrada distorsionada y balanceada.

En este apartado se presenta con más detalle los resultados obtenidos de los algoritmos trifásicos ante una señal distorsionada y balanceada (figura 25). La tabla 13 muestra los resultados obtenidos con los criterios de comparación en el seguimiento a la componente y la magnitud de la componente de secuencia positiva.

Tabla 13. Resultados de medida en la estimación de la componente de secuencia positiva y su magnitud.

Algoritmo	t_{est} [seg]	$\%SP_{max}$	$EeEE$
Filtro $\alpha\beta 0$	0,2035	0%	$5,32 \cdot 10^{-3}$
Filtro $dq0$	0,8067	0%	$5,06 \cdot 10^{-4}$
SRF-PLL Trifásico	0,5229	0%	$3,5 \cdot 10^{-5}$

De los resultados obtenidos y presentados en la Tabla 13 se concluye que el algoritmo en lograr una mayor velocidad de convergencia para alcanzar el estado estable, lo que representa un menor tiempo de establecimiento $< t_{est}$, es el filtro $\alpha\beta 0$, seguido del SRF-PLL-Trifásico y por último el filtro dq . En cuanto a exactitud que representa un menor error en estado estable ($< EeEE$) se obtiene que el SRF-PLL-Trifásico es el más exacto, seguido del filtro dq y finalmente el filtro $\alpha\beta 0$. En términos de estabilidad que representa un menor porcentaje de sobrepico y un menor error en estado estable ($< \%SP_{max}$ y $< EeEE$), los tres presentan similitud en el valor del porcentaje de sobrepico máximo ($\%SP_{max} = 0$), por lo que el error en estado estable es el único criterio que define la estabilidad de los algoritmos.

En el seguimiento al ángulo de fase de la componente de secuencia positiva se concluye que el algoritmo SRF-PLL realiza la estimación adecuada de este

parámetro en menos de un ciclo de señal, es decir aproximadamente en menos de 16,67 [ms], seguido del filtro $\alpha\beta 0$ que realiza el seguimiento en aproximadamente 0,03 [s] y por último el filtro $dq0$ que realiza la adecuada estimación de este parámetro en aproximadamente 1,5 [s].

2.3.2 Señal desequilibrada sin distorsión

Para este caso se plantea una señal trifásica con desbalances de tensión y sin distorsión armónica presentada en [17]. En la ecuación (39) se pueden observar las características de esta señal, que contiene una componente de secuencia positiva, una negativa y de cero, con valores de amplitud distintos de tal modo que la componente de secuencia positiva es predominante ante las demás componentes.

$$\begin{aligned}
 u_a(t) &= 0,9\cos(\omega t - \pi/6) - 0,45(\omega t + \pi/4) + 0,3\cos(\omega t) \\
 &= 1,08\cos(\omega t - 0,7889[\text{r}]) \\
 u_b(t) &= 0,9\cos(\omega t - 5\pi/6) - 0,45(\omega t + \pi/12) + 0,3\cos(\omega t) \\
 &= 0,568\cos(\omega t - 1,649[\text{r}]) \\
 u_c(t) &= 0,9\cos(\omega t - \pi/2) - 0,45(\omega t + 5\pi/12) + 0,3\cos(\omega t) \\
 &= 1,347\cos(\omega t - 1,434[\text{r}])
 \end{aligned} \tag{39}$$

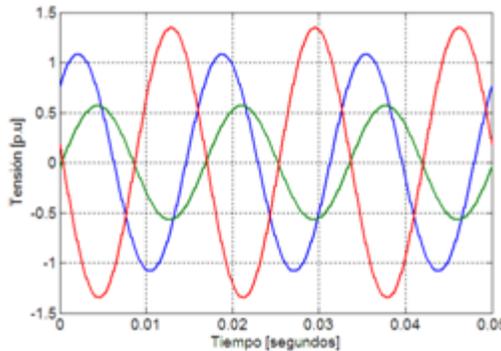
En la tabla 14 se presenta con más detalle las características de la señal planteada en la ecuación 39.

Tabla 14. Fasores de las componentes de secuencia para la señal desequilibrada sin distorsión.

Fase	Sec(+)	Sec(-)	Se(0)	Total
a	0,9<-30°	0,45<-135°	0,3<0°	1,081<45,26°
b	0,9<210°	0,45<-15°	0,3<0°	0,568<-94,51°
c	0,9<90°	0,45<105°	0,3<0°	1,3472<82,17°

En la figura 35, se puede observar la forma de onda de la señal trifásica desequilibrada y sin distorsión, con las características planteadas en la ecuación 39 y la tabla 14, donde las señales azul, verde y roja representan las tensiones de las fases a, b y c (u_a , u_b , y u_c) respectivamente.

Figura 35. Señal trifásica desequilibrada y sin distorsión.

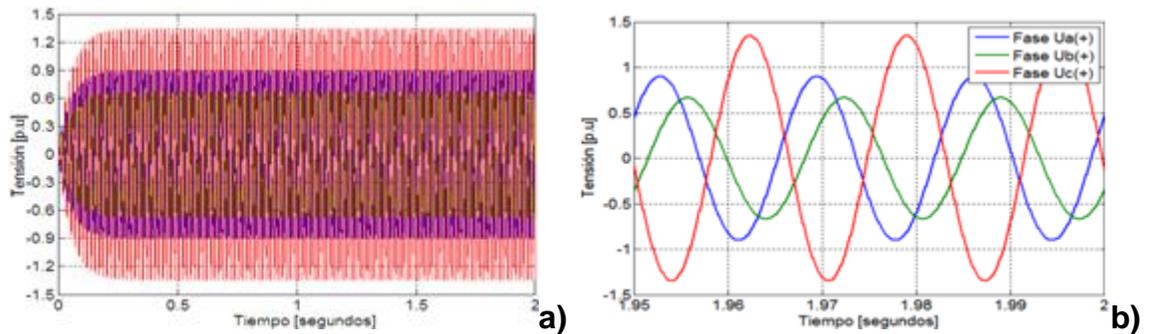


2.3.2.1. Filtrado en los ejes $\alpha\beta 0$

En las figuras 36, 37 y 38 se muestran los resultados de simulación en la detección de la componente de secuencia positiva, el ángulo y amplitud respectivamente de la señal de tensión de la red por parte del filtrado en los ejes $\alpha\beta 0$ descrito en la sección II B. 1).

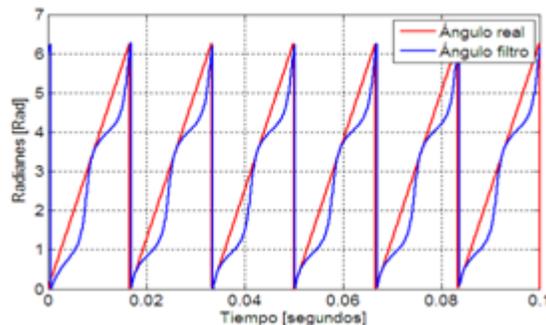
En la figura 36 a) se presenta la extracción de la componente de secuencia positiva por parte del filtro $\alpha\beta 0$, para un tiempo de simulación de 2 [s] y en b) se hace un acercamiento de este parámetro donde se observa que no realiza la extracción adecuada de este parámetro.

Figura 36. Componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta_0$ para una señal desequilibrada y sin distorsión



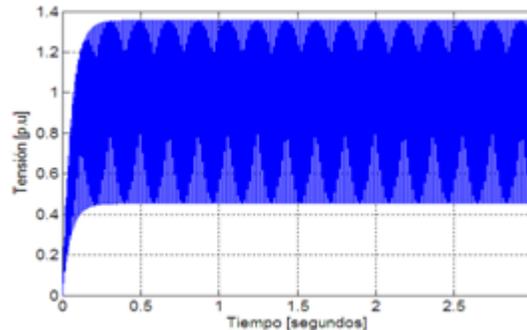
En la figura 37 se presenta la estimación que hace el filtro para el ángulo de fase de la componente de secuencia positiva, en el que se observa que se presentan oscilaciones en el seguimiento de este parámetro y no realiza la estimación adecuada debido a los desbalances de tensión presentes en la señal de entrada.

Figura 37. Ángulo defase de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta_0$ para una señal desequilibrada y sin distorsión.



En la figura 38 se presenta la estimación de la magnitud de la componente de secuencia positiva, en la que se observa un rizo debido a los desequilibrios de la señal de entrada.

Figura 38. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta 0$ para una señal desequilibrada y sin distorsión.



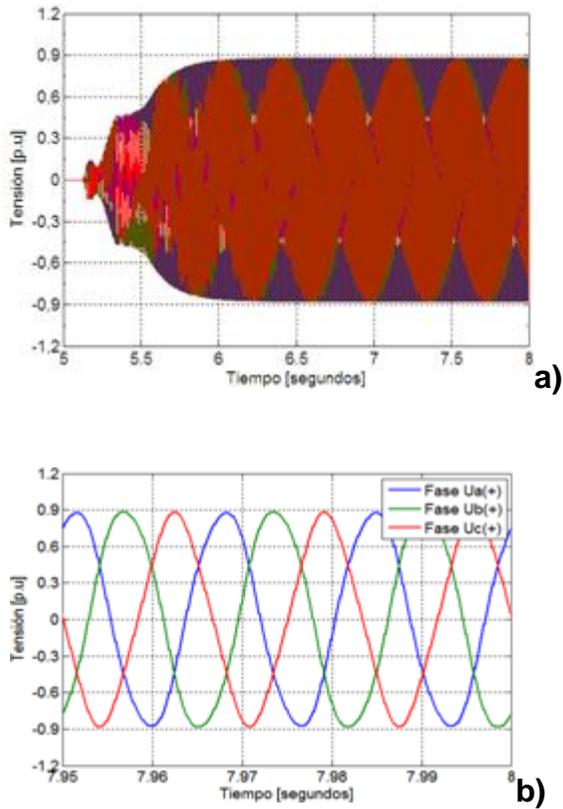
Por los resultados obtenidos con el filtro $\alpha\beta 0$ ante una señal de entrada desequilibrada y sin distorsión, se concluye que este algoritmo no hace una estimación adecuada de ninguno de los parámetros analizados, para una señal de entrada con estas características, por tal motivo no tiene sentido aplicar los criterios de comparación ya que la respuesta no logra estabilizarse en la banda del 4% (criterio $\pm 2\%$).

2.3.2.2. Filtro en los ejes sincronos $dq0$.

En las figuras 39, 40 y 41 se muestran los resultados de simulación en la detección de la componente de secuencia positiva, el ángulo y amplitud respectivamente, de la señal de tensión de la red por parte del filtrado en los ejes $dq0$ descrito en la parte II B. 2).

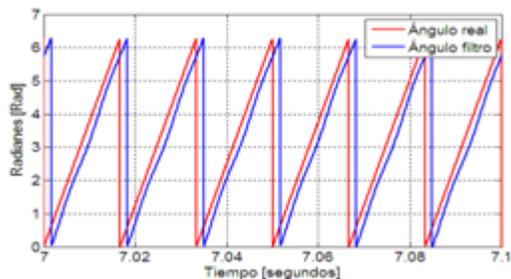
En la figura 39 a) se presenta la extracción de la componente de secuencia positiva que realiza el filtro $dq0$, para un tiempo de simulación de 8 [s] y en la b) se realiza un acercamiento de este parámetro en régimen permanente.

Figura 39. Componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal desequilibrada y sin distorsión.



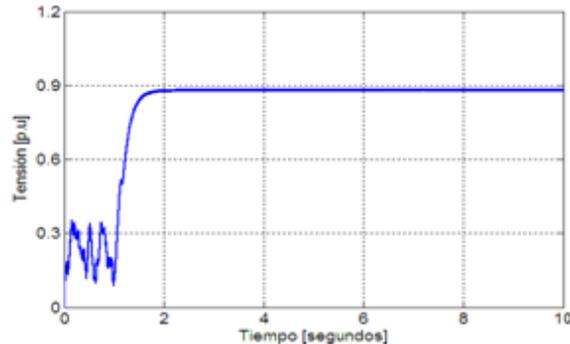
En la figura 40 se presenta el seguimiento al ángulo de fase de la secuencia positiva para la señal de entrada presentada en la figura 35 donde se observa el error que tiene el filtro para hacer el seguimiento de este parámetro.

Figura 40. Ángulo de fase de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal desequilibrada y sin distorsión.



En figura 41 se muestra la estimación de la magnitud de la componente de secuencia positiva realizada por el filtro, en la que se observa que presenta un error en régimen permanente.

Figura 41. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal desequilibrada y sin distorsión.



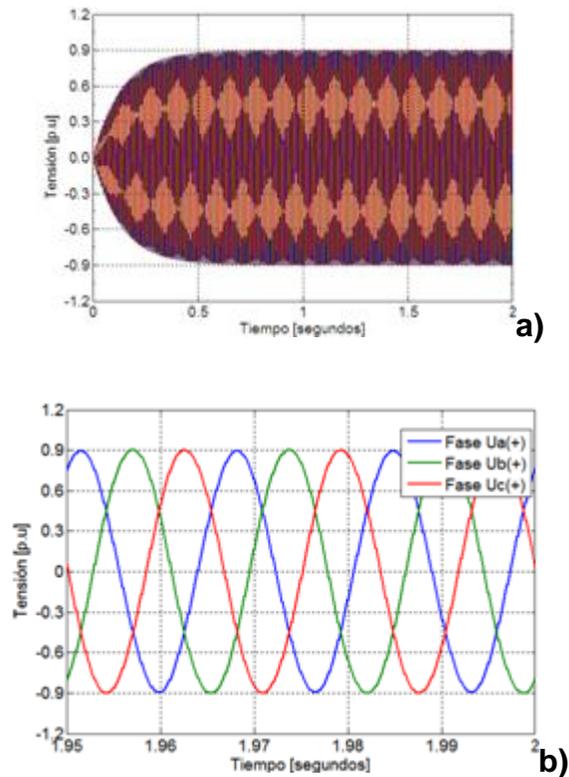
De los resultados obtenidos con el filtro $dq0$ ante una señal de entrada desequilibrada y sin distorsión se concluye que este algoritmo no logra estabilizarse en la banda del 4% (criterio $\pm 2\%$).

2.3.2.3. SRF-PLL Trifásico (Synchronous Reference Frame)

En las figuras 42, 43 y 44 se muestran los resultados de simulación en la detección de la componente de secuencia positiva, su ángulo de fase y amplitud respectivamente, para la señal de entrada de la figura 35.

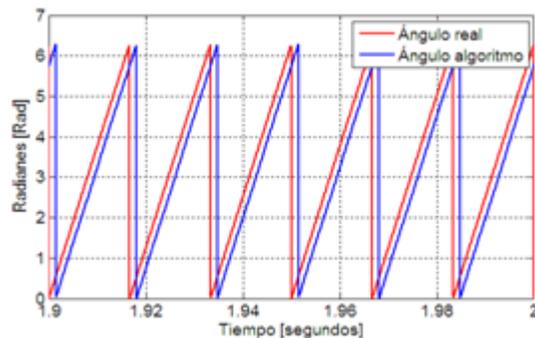
En la figura 42 a) se presenta la extracción que realiza el algoritmo par una señal de entrada con las características de la figura 35 en un tiempo de simulacion de 2 [s] y en la figura 42 b) se presenta un acercamiento de este parámetro cuando alcanza el regimen permanente. Se observa que el algoritmo logra hacer una estimación adecuada de la componente de secuencia positiva despues de aproximadamente 0,6 [s].

Figura 42 Componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal desequilibrada y sin distorsión.



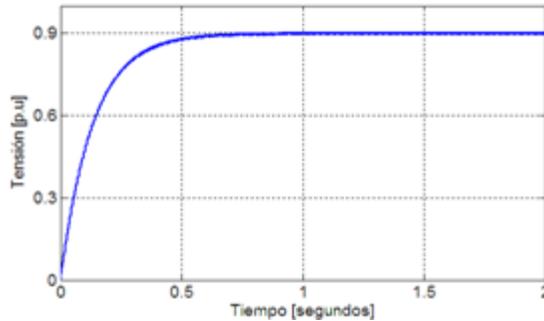
La figura 43 presenta el seguimiento al ángulo de fase de la componente de secuencia positiva, donde se observa que el algoritmo presenta un error en régimen permanente.

Figura 43. Ángulo de fase de la componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal desequilibrada y sin distorsión.



En la figura 44 se presenta el seguimiento que realiza el algoritmo para la magnitud de la componente de secuencia positiva con un tiempo de establecimiento de $t_{est} = 0,5684 [s]$.

Figura 44. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal desequilibrada y sin distorsión.



De los resultados obtenidos por el algoritmo SRF-PLL-trifásico ante una señal desequilibrada sin distorsión armónica (Figura 35), se concluye que el algoritmo realiza una estimación adecuada de la componente y la magnitud de secuencia positiva, en cuanto al seguimiento del ángulo de fase el algoritmo presenta un error en estado estable.

2.3.2.4. Criterios de comparación caso trifásico para la señal de entrada desequilibrada y sin distorsión

En la Tabla 15 se presentan los resultados de las mediciones de la magnitud y la componente de secuencia positiva que se obtuvo del SRF-PLL-Trifásico y los errores de medida de los filtros $\alpha\beta 0$ y $dq0$, dichos errores no se encuentran en el rango del $\pm 2\%$. Por otra parte el único algoritmo que cumple estos criterios es el SRF-PLL-Trifásico los resultados se exponen a continuación.

Tabla 15. Resultados de medida en la estimación de la componente y magnitud de secuencia positiva.

Algoritmo	$t_{est}[s]$	$\%SP_{max}$	$EeEE$
Filtro $\alpha\beta 0$	-----	50,79%	0,1116
Filtro $dq0$	-----	0%	0,0189
SRF-PLL Trifásico	0,5684	0%	$7,67 \cdot 10^{-4}$

En conclusión para una señal de entrada desequilibrada y sin distorsión (Figura 35) el algoritmo SRF-PLL-Trifásico es el que presenta menor error en régimen permanente y es más estable ante componentes desequilibradas de secuencia positiva y negativa.

2.3.3. Señal distorsionada y desequilibrada.

Para este caso se considera una señal tanto desbalanceada como distorsionada presentada en [17], en donde la componente fundamental presenta componente de secuencia positiva y negativa, además en su armónico de quinto orden una componente de secuencia negativa tal como se muestra en la ecuación (40) y en la tabla 16.

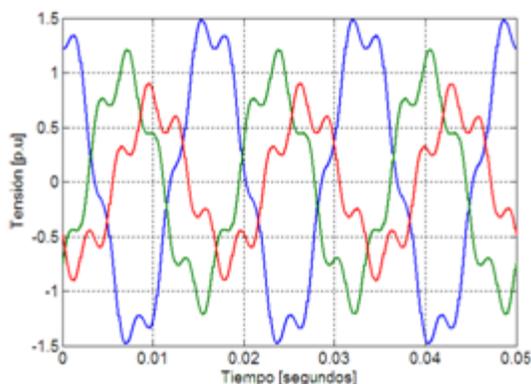
$$\begin{aligned}
 u_a(t) &= \cos(\omega_f t) + 0,45 \cos(\omega_f t + \pi/9) - 0,2 \cos(5\omega_f t) [v] \\
 u_b(t) &= \cos(\omega_f t - 2\pi/3) + 0,45 \cos(\omega_f t + 7\pi/9) - 0,2 \cos(5\omega_f t + 2\pi/3) [v] \quad (40) \\
 u_c(t) &= \cos(\omega_f t + 2\pi/3) + 0,45 \cos(\omega_f t - 5\pi/9) - 0,2 \cos(5\omega_f t - 2\pi/3) [v]
 \end{aligned}$$

Tabla 16. Fasores de las componentes de secuencia para la señal distorsionada y desequilibrada

Orden	Fase	Sec(+)	Sec(-)	Sec(0)
1	a	$1 < 0^\circ$	$0,45 < 20^\circ$	0
	b	$1 < -120^\circ$	$0,45 < 140^\circ$	0
	c	$1 < 120^\circ$	$0,45 < 260^\circ$	0
5	a	0	$0,2 < 180^\circ$	0
	b	0	$0,2 < -60^\circ$	0
	c	0	$0,2 < 60^\circ$	0

En la figura 45, se puede observar la forma de onda de la señal trifásica desequilibrada y distorsionada con las características planteadas en la ecuación 40 y la tabla 16. Donde las señales azul, verde y roja representan las tensiones de fase a, b y c ($u_a, u_b, y u_c$) respectivamente.

Figura 45. Señal trifásica distorsionada y desequilibrada

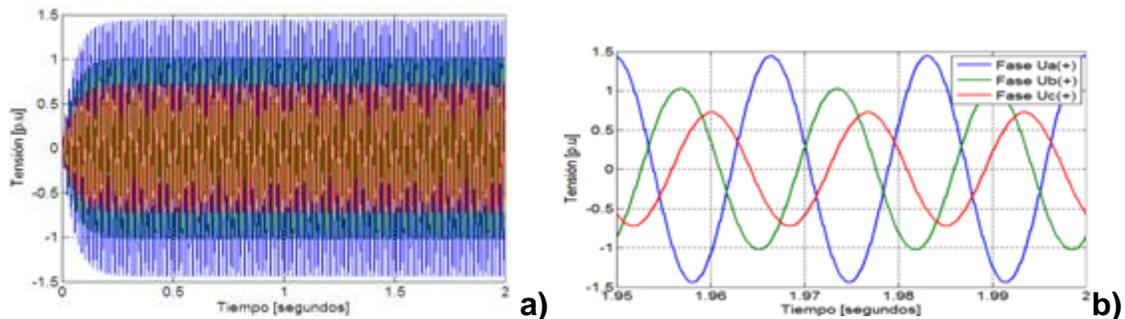


2.3.3.1. Filtro en los ejes estacionarios $\alpha\beta 0$.

En las figuras 46, 47 y 48 se muestran los resultados de simulación en la detección de la componente de secuencia positiva, el ángulo y la amplitud de la señal de tensión de la red por parte del filtrado en los ejes $\alpha\beta 0$ descrito en la parte II B. 1).

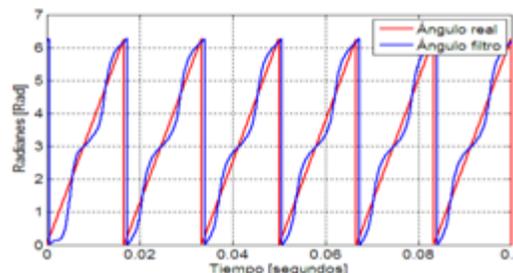
En la figura 46 a) se presenta la extracción de la componente de secuencia positiva realizada por el filtro para un tiempo de simulación de 2 [s] y en b) se presenta un acercamiento de este parámetro en regimen permanente. Se observa el seguimiento que hace el filtro a la componente de secuencia positiva no es el adecuado debido al desbalance en tensión que presenta la señal de entrada de la figura 45.

Figura 46. Componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta 0$ para una señal distorsionada y desequilibrada.



En la figura 47 se muestra el seguimiento que hace el filtro al ángulo de fase de la secuencia positiva, el cual muestra oscilaciones en la estimación de este parámetro debido a las características de la señal de entrada.

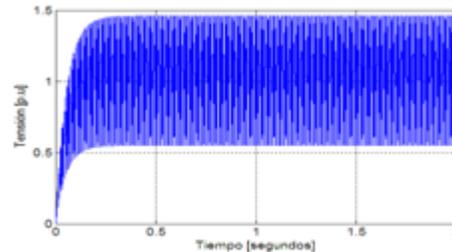
Figura 47. Ángulo de fase de la componente de secuencia positiva de estimada por el Filtro $\alpha\beta 0$ para una señal distorsionada y desequilibrada.



En la figura 48 se presenta la estimación de la magnitud de la componente de secuencia positiva realizada por el filtro para una señal con las características de la

figura 51, en el que se observa oscilaciones y que no logra el seguimiento adecuado de este parámetro.

Figura 48. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro $\alpha\beta 0$ para una señal distorsionada y desequilibrada.



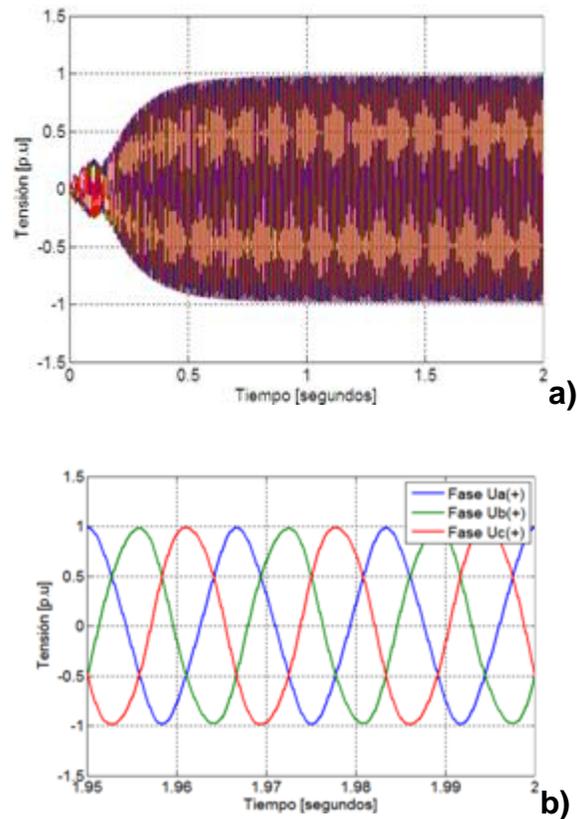
Para una señal de entrada distorsionada y desequilibrada (Figura 45) el filtro $\alpha\beta 0$ presenta un error mayor del 2% en la estimación de los parámetros analizados (componente, magnitud y ángulo de secuencia positiva) debido a los desbalances de tensión presentes en esta señal.

2.3.3.2. Filtro en los ejes sincronos $dq0$.

En las figuras 49, 50 y 51 se muestran los resultados de simulación en la detección de la componente de secuencia positiva, el ángulo y amplitud respectivamente, de la señal de tensión de la red por parte del filtrado en los ejes $dq0$ descrito en la parte II B. 2).

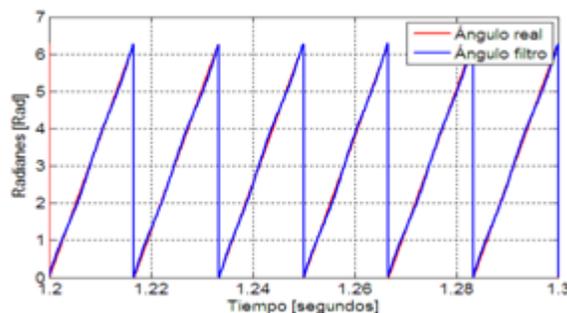
En la figura 49 a) se presenta la extracción de la componente de secuencia positiva para un tiempo de simulación de 2 [s] y en 49 b) se realiza un acercamiento para visualizar este parámetro en régimen permanente. Se observa que se realiza el seguimiento a partir de aproximadamente 1,2 [s].

Figura 49. Componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal distorsionada y desequilibrada.



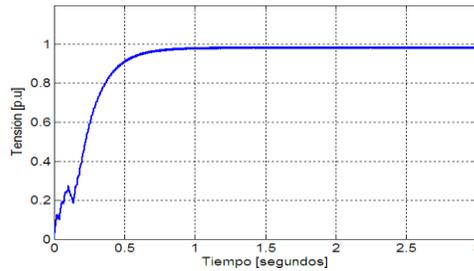
En la figura 50 se observa el seguimiento que realiza el filtro al ángulo de fase de la componente de secuencia positiva para el que logra realizar una estimación cercana en aproximadamente 1,2 [seg].

Figura 50. Ángulo de fase de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal distorsionada y desequilibrada.



En la figura 51 se presenta la estimación que hace el filtro para la magnitud de la componente de secuencia positiva, en la que logra realizar un seguimiento cercano al valor de este parámetro con un tiempo de establecimiento de $t_{est} = 1,281[s]$.

Figura 51. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el Filtro dq0 para una señal distorsionada y desequilibrada.



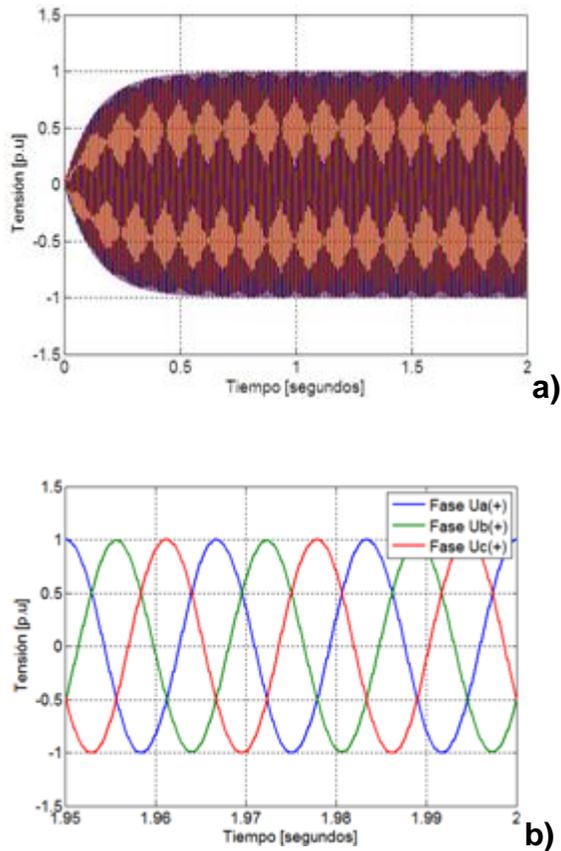
Para una señal distorsionada y desequilibrada (Figura 45) el filtro $dq0$ es lento en la estimación de los parámetros analizados, pero logra estabilizarse en la banda del 4% (criterio $\pm 2\%$).

2.3.3.3. SRF-PLL-Trifásico (Synchronous Reference Frame).

En las figuras 52, 53 y 54 se muestran los resultados de simulación en la detección de la componente de secuencia positiva, su ángulo de fase y amplitud respectivamente, para la señal de entrada de la figura 45.

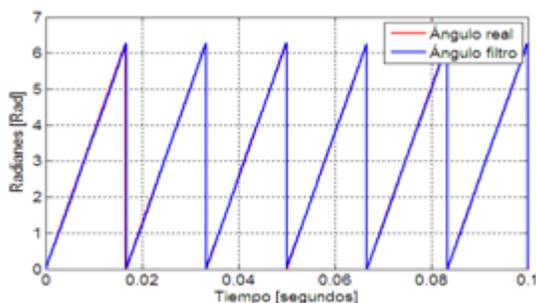
En la figura 52 a) se presenta la extracción de la componente de secuencia positiva realizada por el algoritmo para la señal de entrada (figura 51) en un tiempo de simulación de 2 [s] y en la figura 52 b) se realiza un acercamiento a éste en régimen permanente. Se observa que el algoritmo logra realizar la estimación en un tiempo aproximado de 0,5 segundos en adelante.

Figura 52. Componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal distorsionada y desequilibrada.



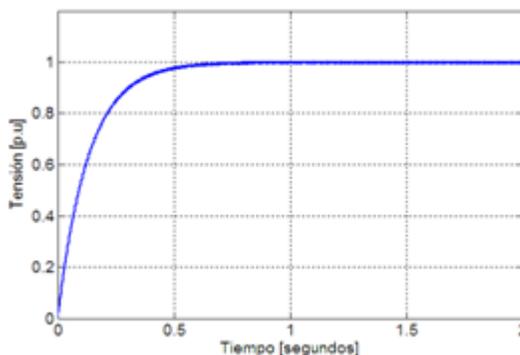
En la figura 53 se presenta la estimación del ángulo de fase de la secuencia positiva, donde se observa que el algoritmo realiza el seguimiento adecuado de este parámetro a partir de aproximadamente 0,02 [seg].

Figura 53. Ángulo de fase de la componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal distorsionada y desequilibrada.



En la figura 54 se presenta la estimación de la magnitud de la componente de secuencia positiva con un tiempo de establecimiento de $t_{est} = 0,5644$ [s].

Figura 54. Magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el SRF-PLL para una señal trifásica distorsionada y desequilibrada.



Se puede concluir que para una señal distorsionada y desequilibrada (Figura 45) el SRF-PLL-Trifásico, hace una buena estimación de los parámetros analizados.

2.3.3.4. Criterios de comparación caso trifásico para la señal de entrada distorsionada y desequilibrada de la

Para el análisis de los resultados obtenidos por los algoritmos trifásicos se advierte que el filtro $\alpha\beta 0$ presenta un error mayor al 2% por lo cual su respuestas nunca se estabiliza siguiendo este criterio. A continuación en la Tabla 17 se presentan los

resultados de las mediciones obtenidas para una señal distorsionada y desbalanceada (Figura 45).

Tabla 17. Resultados de medida en la estimación de la componente y magnitud de secuencia positiva.

Algoritmo	t_{est} [seg]	% SP_{max}	$EeEE$
Filtro $\alpha\beta 0$	-----	45,74%	0,1024
Filtro $dq0$	1,281	0%	$17,27 * 10^{-3}$
SRF-PLL Trifásico	0,5644	0%	$7,88 * 10^{-4}$

De los resultados obtenidos y presentados en la Tabla 17 se concluye que el algoritmo en lograr una mayor velocidad de convergencia para alcanzar el estado estable es el SRF-PLL-Trifásico, seguido del filtro $dq0$ y finalmente el filtro $\alpha\beta 0$ que no alcanza a estabilizarse en la banda del 4% (criterio $\pm 2\%$). En cuanto a exactitud se obtiene que el SRF-PLL-Trifásico es el mas exacto seguido del filtro $dq0$ y por ultimo el filtro $\alpha\beta 0$. En términos de estabilidad, el filtro $\alpha\beta 0$ es el que presenta mayor inestabilidad, los algoritmos $dq0$ y SRF-PLL presentan un valor de porcentaje de sobrepico máximo igual a cero ($\%SP_{max} = 0$), por lo que el error en estado estable será el único criterio que defina la estabilidad de los dos algoritmos.

En el seguimiento al ángulo de fase de la componente de secuencia positiva se concluye que el algoritmo SRF-PLL realiza la estimación adecuada de este parámetro en aproximadamente 0,02 [seg] seguido del filtro $dq0$ que realiza el seguimiento adecuado en aproximadamente 1,2 [seg], y finalmente el filtro $\alpha\beta 0$ que presenta oscilaciones debido a los desbalances de tensión presentes en la señal de entrada.

En síntesis en la Tabla 18 se presenta el resumen del análisis comparativo realizado para los tres algoritmos trifásicos (filtro $\alpha\beta 0$, filtro $dq0$ y SRF-PLL-Trifásico) con los tres tipos de señales de prueba propuestos en este trabajo

(distorsionada-equilibrada, desequilibrada-sin distorsión, distorsionada-desequilibrada).

Tabla 18. Analisis comparativo de las características de desempeño de los algoritmos trifásicos

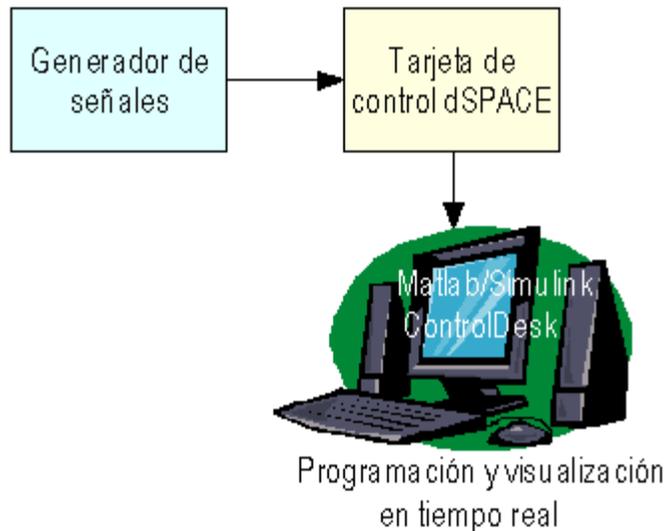
Criterios de comparación	Señal distorsionada y desequilibrada	Señal desequilibrada y sin distorsión	Señal distorsionada y desequilibrada
Velocidad de convergencia	$\alpha\beta > \text{SRF} > dq$	$\text{SRF} > dq > \alpha\beta$	$\text{SRF} > dq > \alpha\beta$
Exactitud	$\text{SRF} > dq > \alpha\beta$	$\text{SRF} > dq > \alpha\beta$	$\text{SRF} > dq > \alpha\beta$
Estabilidad	$\text{SRF} > dq > \alpha\beta$	$\text{SRF} > dq > \alpha\beta$	$\text{SRF} > dq > \alpha\beta$

Como se observa en la tabla 18 se concluye que el algoritmo que presenta el mejor desempeño para las señales trifásicas distorsionadas y/o desbalanceadas presentadas en este trabajo es el SRF-PLL-Trifásico, estos resultados coinciden con lo esperado y lo argumentado en la sección II.

3. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para verificar la viabilidad de la implementación y el comportamiento de los algoritmos para sistemas monofásicos (PLL y PLL-inverso de Park) y para sistemas trifásicos (filtro $\alpha\beta 0$, filtro $dq0$ y SRF-PLL trifásico), para la estimación en tiempo real de la componente fundamental de secuencia positiva (sistemas trifásicos) y algunos parámetros de señales eléctricas distorsionadas y desequilibradas y para verificar los tiempos de ejecución en tiempo real se realiza la implementación de los algoritmos anteriormente mencionados en la tarjeta de desarrollo *dSPACE DS1104* con el soporte de los programas *MATLAB/Simulink* y *ControlDesk*, este ultimo suministrado por el fabricante de la tarjeta de control. En la figura 55 se presenta un esquema ilustrativo de los componentes utilizados en la implementación.

Figura 55. Esquema ilustrativo de la implementación.



A continuación se presentan las características de la tarjeta de control *dSPACE* y del generador de señales utilizado para reproducir las señales distorsionadas y/o

desequilibradas, además de los programas utilizados en la programación y visualización de los algoritmos analizados.

3.1. HARDWARE USADO PARA LA IMPLEMENTACIÓN.

Para llevar a cabo la implementación en tiempo real se contó con el uso de la tarjeta de desarrollo dSPACE 1104 [18], además se hizo necesario el uso del generador de señales diseñado e implementado en [19]. Cabe aclarar que en el plan del proyecto se planteó que las señales de prueba para la implementación en tiempo real se generarían por medio de una tarjeta de sonido, utilizando una versión *Demo* del programa *Cold Edit Pro 2 Plus* para manipular la señal generada. Sin embargo, mediante esta tarjeta solo se pudo obtener señales monofásicas, por lo que se requirió utilizar el generador de señales diseñado e implementado en [21], que brinda la facilidad de generación de señales trifásicas tanto distorsionadas como desbalanceadas.

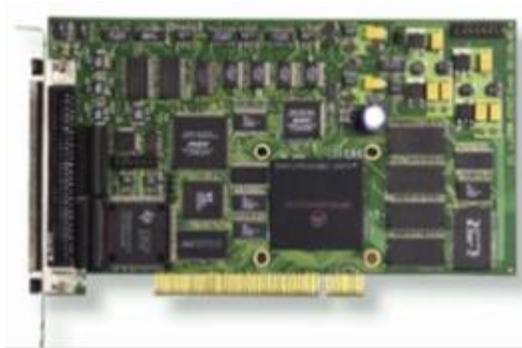
3.1.1. Tarjeta de desarrollo dSPACE DS1104

La tarjeta de desarrollo dSPACE DS1104, está diseñada para el desarrollo de controladores en tiempo real y tiene las siguientes especificaciones más relevantes [20]:

- Tarjeta para uso en el ordenador, conexión en la ranura PCI
- Procesador principal: Power PC 603e/250 MHz.
- Entradas analógicas/digitales (A/D) con rango de tensión de alimentación: $\pm 10V$.
- Tiempo de conversión A/D: 800 ns .

En la figura 56 se presenta la tarjeta de desarrollo dSPACE 1104.

Figura 56. Tarjeta de desarrollo dSPACE 1104.



Fuente: J. Petit, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados," Ph.D. dissertation, Universidad Carlos III de Madrid, Oct 2007, pp 107-111, 140, 145.

3.1.2. Generador de señales

El generador de señales diseñado e implementado en [19], presenta las siguientes características más relevantes:

- Tensión de alimentación del sistema : $\pm 15 V$
- Frecuencia de operación de hasta 48 Mhz con velocidad de CPU de hasta 12MIPS.
- Frecuencia de muestreo de $15 s$, tiempo de funcionamiento de aproximadamente $66 [\mu s]$. Este tiempo es el mínimo en realizar un ciclo de trabajo de generación de una muestra de la señal.

Sus características de diseño e implementación se encuentran expuestas de manera clara y detallada en [19]. En la figura 57 se presenta el generador de señales utilizado para la implementación de los algoritmos estudiados en este trabajo.

Figura 57. Generador de señales diseñado e implementado en [19].



3.1.3. Software usado para la implementación

Para realizar la implementación en la tarjeta de desarrollo dSPACE 1104, se utilizó MATLAB/*Simulink* y *ControlDesk* los cuales se describen a continuación:

3.1.3.1. MATLAB/Simulink

Para realizar la implementación se usó la toolbox RT1104 para *Simulink* de la tarjeta DS1104. Tanto la tarjeta de desarrollo y su programa de aplicación *ControlDesk* son compatibles con esta herramienta herramienta de MATLAB y permiten compilar en lenguaje C los algoritmos de control hechos en *Simulink*, con el fin de llevar el código generado a la dSPACE que puede operar en tiempo real de manera autónoma. Además esta tarjeta cuenta con todos los beneficios que brinda MATLAB [7]. En el anexo IV se observa el esquema de implementación de uno de los algoritmos analizados en este trabajo.

3.1.3.2 ControlDesk

Permite supervisar y controlar en tiempo real las variables utilizadas en el entorno *Simulink* con el apoyo que brinda su interfaz gráfica [7]. En el anexo III se presenta el esquema de visualización, supervisión y control en tiempo real de los algoritmos en la interfaz grafica del *ControlDesk*.

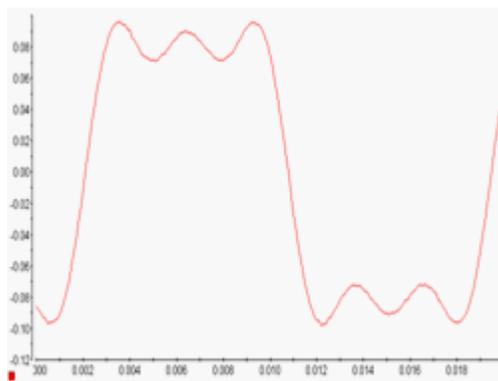
3.2. IMPLEMENTACIÓN DE LOS ALGORITMOS MONOFÁSICOS

La implementación de los algoritmos monofásicos se orientó en la estimación en tiempo real del ángulo de fase, la magnitud de la componente fundamental y la frecuencia de la red para una señal de prueba monofásica generada por medio del generador de señales diseñado e implementado en [19].

Para la implementación de estos algoritmos se emplea una señal distorsionada cuya expresión matemática está dada por la ecuación (41) y su respectiva forma de onda se visualiza en la interfaz grafica de *ControlDesk* presentada en la figura 58.

$$u(t) = 0,1\sin(\omega_f t) + 0,033\sin(3\omega_f t) + 0,02\sin(5\omega_f t)[v] \quad (41)$$

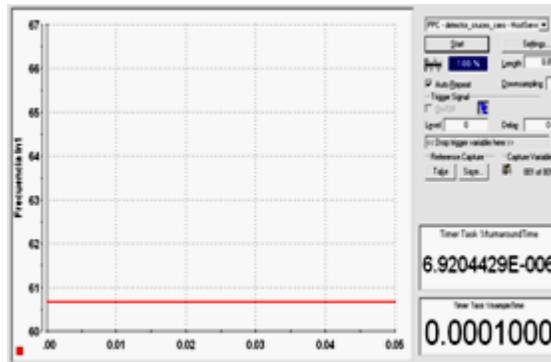
Figura 58. Señal monofásica distorsionada visualizada en en la interfaz grafica de ControlDesk



3.2.1. Implementación algoritmo detector de cruces por cero

En la figura 59 se presenta el esquema de visualización por medio del *ControlDesk* donde se observa la estimación que realiza el algoritmo de la frecuencia fundamental de la red, el tiempo de muestreo ($100 \mu s$) y el tiempo de ejecución por iteración ($6,92 \mu s/iteración$) que alcanza el algoritmo.

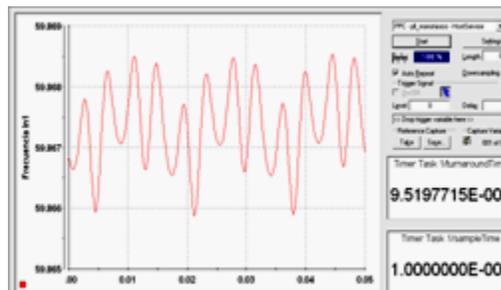
Figura 59. Esquema de visualización en ControlDesk del seguimiento de la frecuencia de la componente fundamental mediante el ZCD.



3.2.2. Implementación algoritmo PLL monofásico

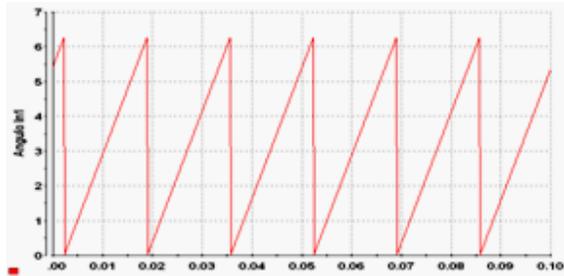
En la figura 60 se presentan los resultados en *ControlDesk*, donde se observa la frecuencia de sincronización con la red en tiempo real proveniente de la dSPACE, que oscila entre 59,866 y 59.868 [Hz], además se observa el tiempo de muestreo ($100 \mu\text{s}$) y el tiempo de ejecución por iteración ($9,52 \mu\text{s}/\text{iteración}$) que se obtuvo.

Figura 60. Esquema de visualización en ControlDesk del seguimiento en tiempo real de la frecuencia de la componente fundamental mediante el PLL-básico.



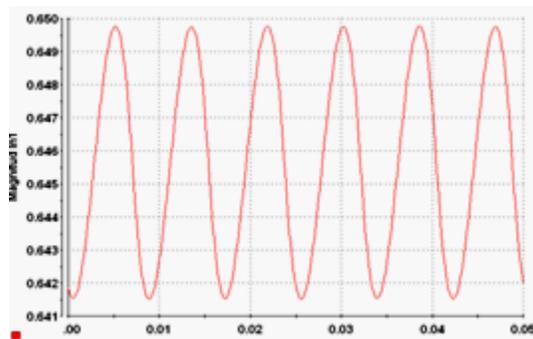
En la figura 61 se presenta el seguimiento en tiempo real que realiza el algoritmo para el ángulo de fase de la componente fundamental

Figura 61. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente fundamental mediante el PLL-básico.



En la figura 62 se presenta el seguimiento en tiempo real que realiza el algoritmo para la magnitud de la componente fundamental, donde se observa que no realiza un adecuado seguimiento y presenta un error alto.

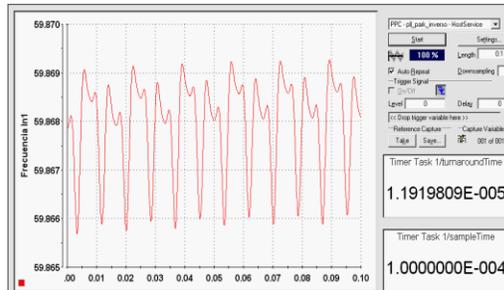
Figura 62. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente fundamental mediante el PLL-básico.



3.2.3. Implementación algoritmo PLL- Park inverso.

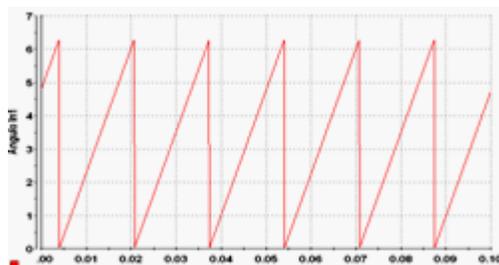
En la figura 63 se presentan los resultados en *ControlDesk* donde se visualiza la estimación de la frecuencia de sincronización con la red en tiempo real, el tiempo de muestreo ($100 \mu s$) y el tiempo de ejecución por iteración ($11,92 \mu s / \text{iteración}$) del algoritmo, además se observa que la frecuencia estimada oscila entre 59,865 y 59.869 [Hz].

Figura 63. Esquema de visualización en ControlDesk del seguimiento en tiempo real de la frecuencia de la componente fundamental mediante el PLL-Park inverso.



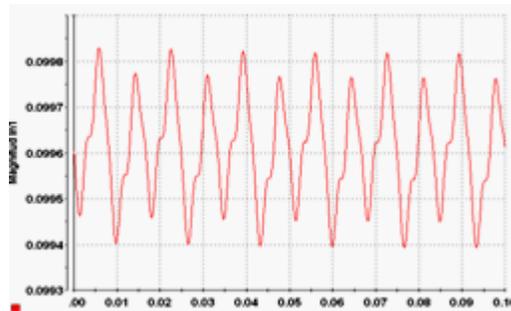
En la figura 64 se observa el comportamiento del algoritmo en el seguimiento del ángulo de fase de la componente fundamental, proveniente de la dSPACE y visualizado en la interfaz grafica del *ControlDesk*, donde se verifica que realiza la estimación de este parámetro adecuadamente.

Figura 64. . Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente fundamental mediante el PLL-Park inverso



En la figura 65 se observa la respuesta del algoritmo para la estimación en tiempo real de la magnitud de la componente fundamental que oscila entre 0,0994 y 0,0998 [p.u].

Figura 65. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componental fundamental mediante el PLL-Park inverso.



El PLL-Inverso de Park presenta un tiempo de ejecución por iteración de aproximadamente $11,92 \mu\text{s/iteración}$.

En conclusión los algoritmos monofásicos estudiados en este trabajo presentan una buena estimación en tiempo real del ángulo de fase, ya que todos logran realizar el seguimiento de este parámetro adecuadamente después de 0,5 [seg]. En el seguimiento a la magnitud el PLL-Park inverso es el que más se ajusta al valor real de la magnitud. Por lo anterior se afirma que el algoritmo PLL-Park inverso es el que mejor desempeño muestra y el que más se ajusta a los valores esperados y confirman los resultados obtenidos en las simulaciones hechas en el entorno de Matlab/Simulink y en los criterios de comparación realizados en la sección III.

En cuanto al tiempo real de ejecución por iteración de cada algoritmo se observa, que el algoritmo con mayor demanda computacional es el PLL-Park inverso con $11,92 \mu\text{s/iteración}$, seguido por el PLL-Básico con $9,52 \mu\text{s/iteración}$ y por último el detector de cruces por cero con $6,92 \mu\text{s/iteración}$. En la tabla 19 se presentan los tiempos de ejecución por iteración de cada algoritmo y su frecuencia de operación.

Tabla 19. Tiempos de ejecución de los algoritmos monofásicos

Algoritmo	Tiempo de Ejecución [μs/Itera]	Frecuencia Algoritmo [kHz] [1/T.de ejecución]
ZCD	6,92	144,508
PLL-Básico	9,52	105,042
Park-inverso	11,92	83,892

3.3. IMPLEMENTACIÓN DE LOS ALGORITMOS TRIFÁSICOS

El enfoque de la implementación de los algoritmos trifásicos está en la estimación en tiempo real del ángulo de fase, magnitud y componente de secuencia positiva de señales trifásicas del tipo distorsionado y/o desequilibrada reproducida con el uso del generador de señales trifásico diseñado e implementado en [19]. El funcionamiento de los algoritmos se realiza para los siguientes casos:

- Señal trifásica distorsionada y equilibrada
- Señal trifásica desequilibrada y sin distorsión
- Señal trifásica distorsionada y desequilibrada

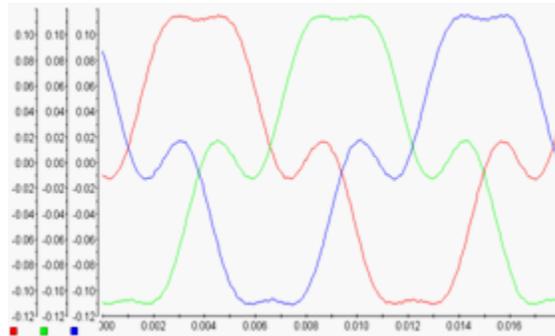
3.3.1 Señal trifásica distorsionada y equilibrada

La señal para este caso esta dada por la ecuación (42), la cual presenta componentes armónicas de secuencia cero de orden tres y otra componente de secuencia negativa de quinto orden, además de equilibrio en tensión.

$$\begin{aligned}
 u_a(t) &= 0.1 \cos(t) - 0.03 \cos(3t) - 0.02 \cos(5t) \text{ [V]} \\
 u_b(t) &= 0.1 \cos(t - 2\pi/3) - 0.03 \cos(3t) - 0.02 \cos(5t + 2\pi/3) \text{ [V]} \\
 u_c(t) &= 0.1 \cos(t + 2\pi/3) - 0.03 \cos(3t) - 0.02 \cos(5t - 2\pi/3) \text{ [V]}
 \end{aligned} \tag{42}$$

En la figura 66, se puede observar la forma de onda de la señal trifásica distorsionada y equilibrada con las características planteadas en la ecuación (42) y generada con [19]

Figura 66. Señal trifásica distorsionada y equilibrada, visualizada en la interfaz grafica de ControlDesk.

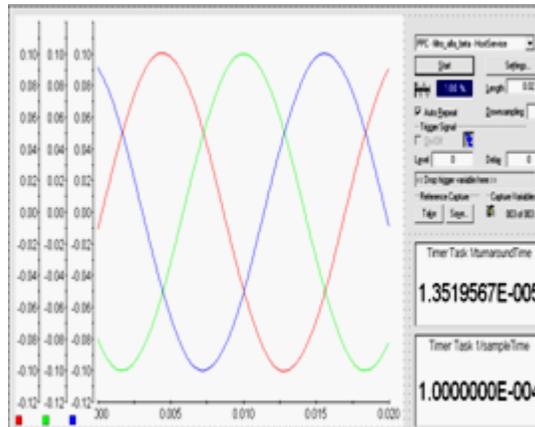


Donde las señales roja, verde y azul representan las tensiones de las fases a, b y c ($u_a, u_b, y u_c$) respectivamente.

3.3.1.1. Implementación filtro $\alpha\beta 0$

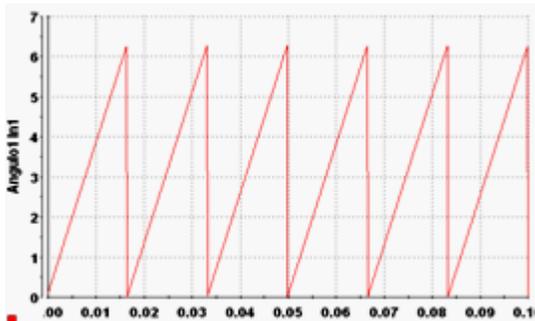
En la figura 67 se presenta el esquema en la interfaz gráfica de *ControlDesk*, donde se observa la estimación que hace en tiempo real de la componente de secuencia positiva, el tiempo de muestreo ($100 \mu s$) y el tiempo de ejecución por iteración ($13,5 \mu s/iteración$) del algoritmo.

Figura 67. Esquema de visualización en ControlDesk de la estimación de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta$.



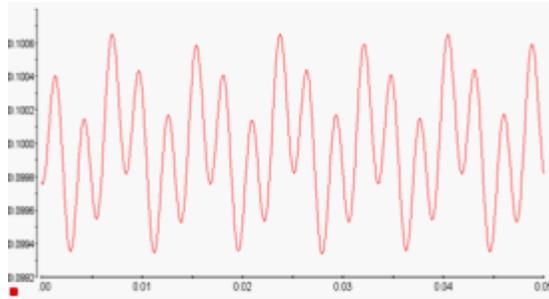
En la figura 68 se visualiza el ángulo de fase de la componente de secuencia positiva y en la figura 69 la magnitud estimada por el filtro $\alpha\beta$ de la componente de secuencia positiva.

Figura 68. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta$.



En la figura 69 se observa la estimación de la magnitud del filtro $\alpha\beta$ que tiene una variación entre 0.1007 y 0.0994 [p.u], rango de valores cercano a la magnitud de la componente de secuencia positiva, la cual presenta algunas componentes armónicas debido a la característica de la señal de entrada. Este parámetro presenta un porcentaje de error máximo en estado estable de 0,7%.

Figura 69. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta 0$.



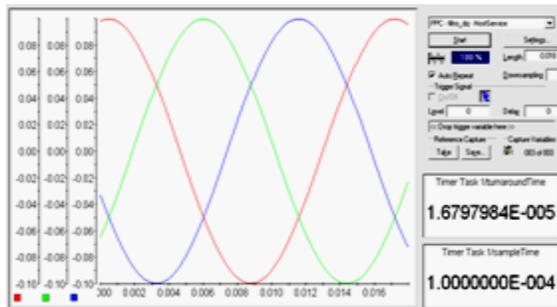
Los resultados experimentales del filtro $\alpha\beta 0$ coinciden en lo obtenido en las simulaciones de la sección III. El filtro presenta un tiempo de ejecución por iteración de $13,5 \mu\text{s}/\text{iteración}$.

3.3.1.2. Implementación filtro $dq0$

La implementación de este algoritmo se realiza con las mismas especificaciones expuestas en la sección II y III.

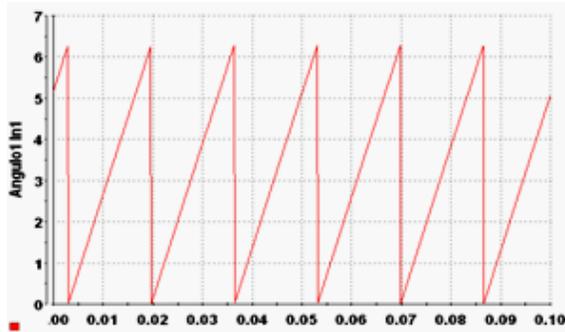
En la figura 70 se observa la componente de secuencia positiva estimada por el filtro $dq0$, el tiempo de muestreo ($100 \mu\text{s}$) y el tiempo de ejecución por iteración ($16,797 \mu\text{s}/\text{iteración}$) para la señal de entrada de la figura 66.

Figura 70. Esquema de visualización en ControlDesk de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $dq0$.



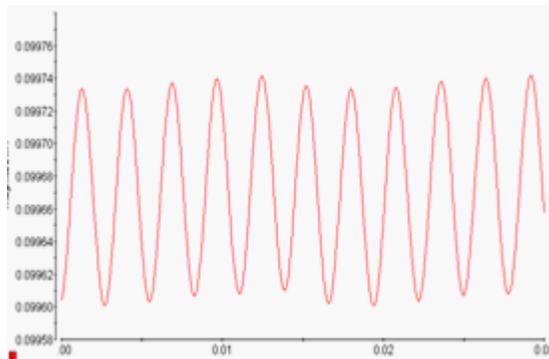
En la figura 71 se presenta la estimación del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva y en la figura 72 la estimación de su magnitud.

Figura 71. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el filtro dq0.



Se observa que para esta señal el filtro $dq0$ tiene una estimación mucho más exacta de los parámetros y de la componente de secuencia positiva con respecto al filtro $\alpha\beta0$.

Figura 72. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el filtro dq0



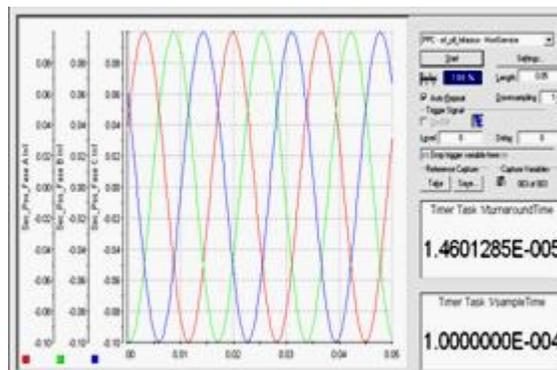
La magnitud de la componente de secuencia positiva estimada por el filtro oscila entre 0,996 y 0.9974 [p.u], que son valores próximos al valor real en ausencia de componentes armónicas y con un porcentaje de error máximo en estado estable

de 0,4%. Además el filtro $dq0$ presenta un tiempo de ejecución por iteración de aproximadamente $16,8 \mu\text{s}/\text{iteración}$.

3.3.1.3. Implementación algoritmo SRF-PLL-Trifásico

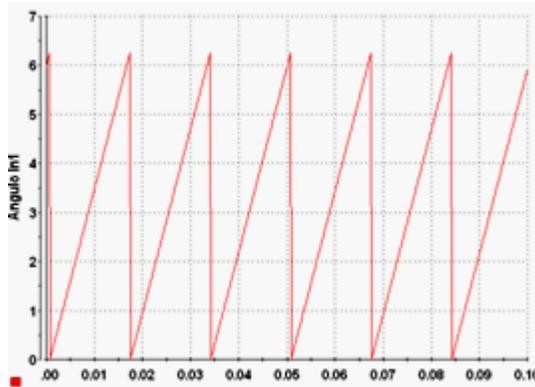
En la figura 73 se presenta la estimación que hace el algoritmo SRF-PLL-trifásico de la componente de secuencia positiva, el tiempo de muestreo ($100 \mu\text{s}$) y el tiempo de ejecución por iteración ($14,6 \mu\text{s}/\text{iteración}$) visualizado en la interfaz gráfica del *ControlDesk*.

Figura 73. Esquema de visualización en ControlDesk de la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.



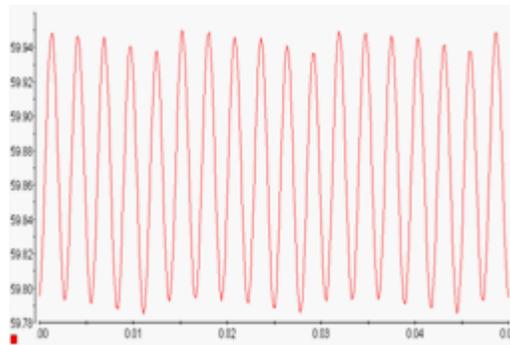
En la figura 74 se verifica la estimación del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva.

Figura 74. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.



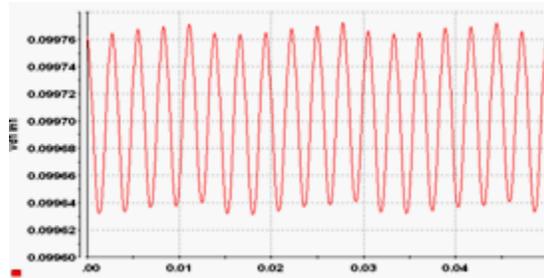
En la figura 75 se presenta la estimación de la frecuencia que oscila entre 59,95 y 59,78 [Hz] con un porcentaje de error máximo en estado estable de 0,37%.

Figura 75. Seguimiento en tiempo real de la frecuencia estimada mediante el SRF-PLL.



En la figura 76 se presenta la magnitud de la componente de secuencia positiva que oscila entre 0,09963 y 0,09976 [p.u] con un porcentaje de error máximo en estado estable de 0,37%.

Figura 76. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.



El algoritmo obtuvo un tiempo de ejecución por iteración de aproximadamente 14,6 μs /iteración .

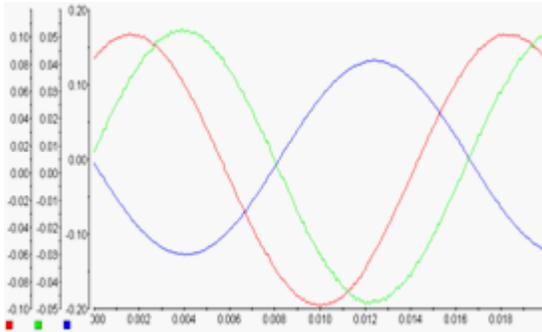
3.3.2 Señal desequilibrada sin distorsión

En este caso se considera la señal presentada en la ecuación (43), que contiene una componente de secuencia positiva, una negativa y de cero, con valores de amplitud distintos de tal modo que la componente de secuencia positiva es predominante ante las demás componentes.

$$\begin{aligned}
 u_a(t) &= 0,09 \cos(\omega t - \pi/6) - 0,04 \cos(\omega t + \pi/4) + 0,03 \cos(\omega t) \\
 &= 0,1083 \cos(\omega t - 0,7884) \text{ [V]} \\
 u_b(t) &= 0,09 \cos(\omega t - 5\pi/6) - 0,04 \cos(\omega t + 1\pi/4) + 0,03 \cos(\omega t) \\
 &= 0,0568 \cos(\omega t - 1,649) \text{ [V]} \\
 u_c(t) &= 0,09 \cos(\omega t - \pi/2) - 0,04 \cos(\omega t + 5\pi/4) + 0,03 \cos(\omega t) \\
 &= 0,1345 \cos(\omega t - 1,43) \text{ [V]}
 \end{aligned}
 \tag{43}$$

En la figura 77, se puede observar la forma de onda de la señal trifásica desequilibrada y sin distorsión con las características planteadas en la ecuación (43) y generada con [19].

Figura 77. Señal trifásica desequilibrada sin distorsión generada con [19], visualizada en la interfaz grafica de ControlDesk.

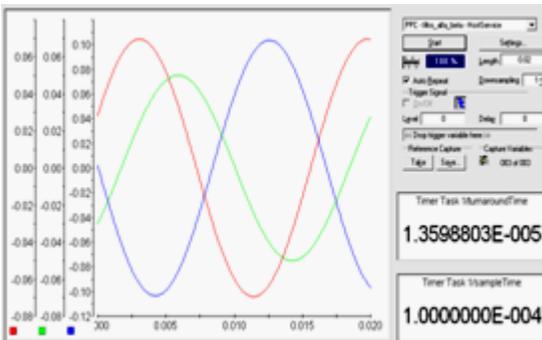


Donde las señales roja, verde y azul son las tensiones de las fases a, b y c ($u_a, u_b, y u_c$) respectivamente.

3.3.2.1. Implementación filtro $\alpha\beta 0$

En la figura 78 se presenta el esquema de la visualización en la interfaz grafica de *ControlDesk*, donde se observa la estimación que este algoritmo realiza en tiempo real de la componente de la secuencia positiva, el tiempo de muestreo ($100 [\mu s]$) y el tiempo de ejecución por iteración ($13,598 \mu s/iteración$) del algoritmo.

Figura 78. Esquema de visualización en ControlDesk de la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta 0$.

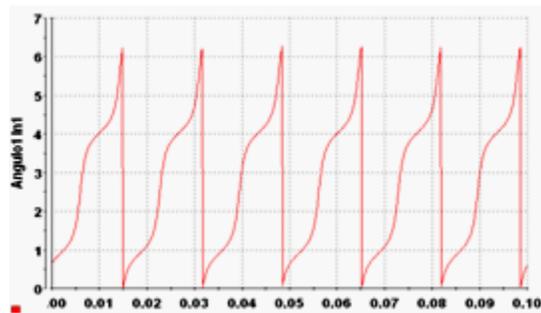


En la figura 78 se observa que el filtro no realiza correctamente la estimación de la

componente de secuencia positiva de la señal de entrada (Figura 77), ésto debido a los desbalances de tensión presentes en esta señal.

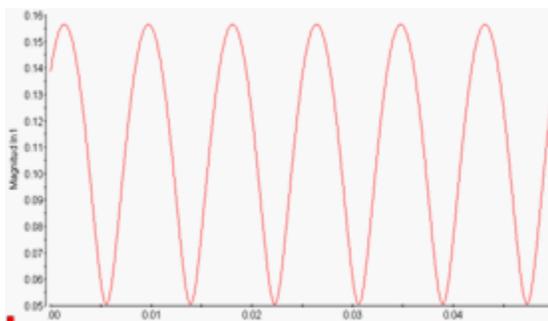
En la figura 79 se presenta el ángulo de fase de la tensión visualizado en la interfaz grafica de *ControlDesk*, donde se observa las oscilaciones que presenta la estimación del algoritmo en el seguimiento a éste parámetro debido a las características presentes en la señal de entrada (Figura 77).

Figura 79. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta$.



En la figura 80 se presenta el seguimiento en tiempo real que realiza el filtro para la magnitud de la componente de secuencia positiva, donde se observa un porcentaje de error máximo de 60% que evidencia que el algoritmo no funciona adecuadamente para una señal con desequilibrios de tensión.

Figura 80. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta$.

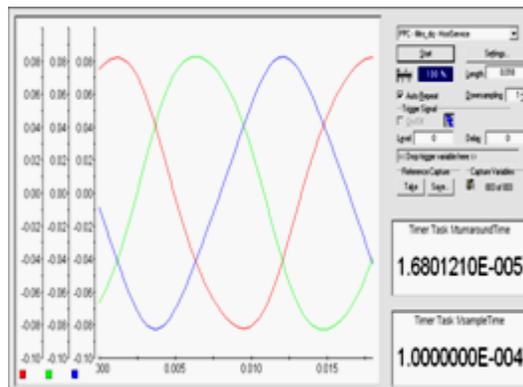


El filtro $\alpha\beta_0$ alcanza un tiempo de ejecución por iteración de aproximadamente $13,6 \mu s/iteración$.

3.3.2.2. Implementación filtro dq_0

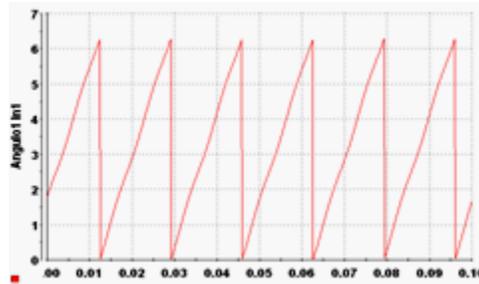
La figura 81 presenta la componente de secuencia positiva, el tiempo de muestro ($100 [\mu s]$) y el tiempo de ejecución por iteración ($16,801 \mu s/iteración$) del filtro dq_0 . Se observa que la componente de secuencia positiva estimada por el filtro no es muy exacta, circunstancia que coincide con lo obtenido en el entorno de *Matlab/Simulink*.

Figura 81. Esquema visualización en ControlDesk de la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva mediante el filtro dq_0 .



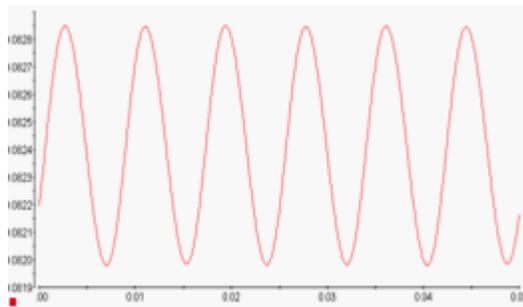
En la figura 82 se presenta el ángulo de fase de la tensión de la componente de secuencia positiva, donde es mucho más evidente las oscilaciones del ángulo de fase al utilizar el filtro dq_0 para hacer el seguimiento de éste.

Figura 82. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el filtro dq0.



En la figura 83 se observa la estimación que hace el filtro para la magnitud de la componente de secuencia positiva que oscila entre 0,082 y 0,083 [p.u] que presenta un porcentaje de error máximo de 18% que justifica el desempeño no adecuado del algoritmo ante señales de entrada con la forma de onda presentada en la figura 77.

Figura 83. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el filtro dq0

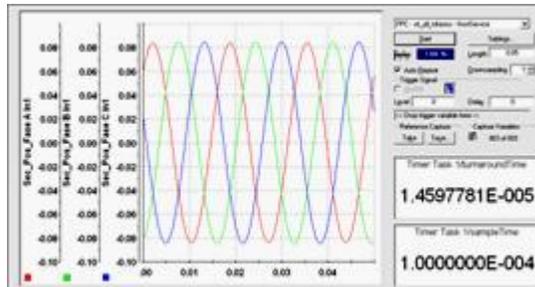


El filtro $dq0$ presenta un tiempo de ejecución por iteración de aproximadamente $16,8 \mu s/iteración$, en la estimación de la componente de secuencia positiva su magnitud y ángulo de fase de una señal desequilibrada sin distorsión.

3.3.2.3. Implementación algoritmo SRF-PLL

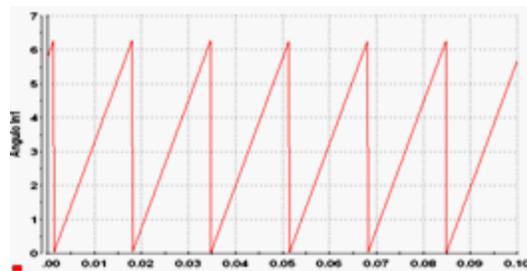
La figura 84 presenta el desempeño del algoritmo SRF-PLL-Trifasico, para la estimación de la componente de secuencia positiva, el tiempo de muestreo ($100 \mu s$) y el tiempo de ejecución por iteración ($14,597 \mu s/iteración$) del algoritmo visualizado en la interfaz grafica de *ControlDesk*.

Figura 84. Esquema visualización en ControlDesk de la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.



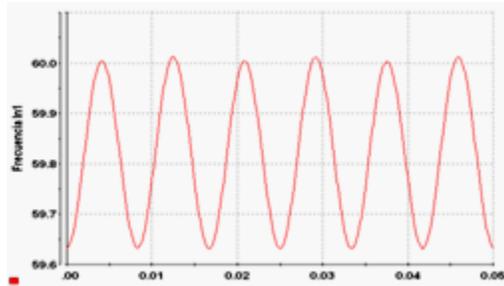
En la figura 85 se muestra la implementación del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva, estimado en tiempo real.

Figura 85. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.



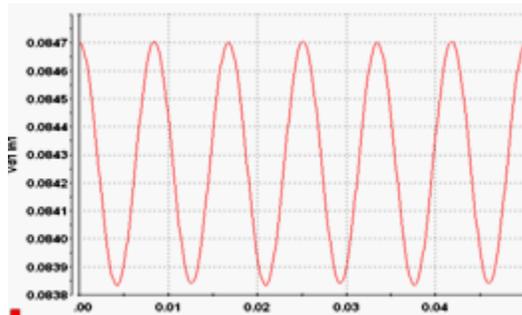
En la figura 86 se presenta el esquema de la estimación de la frecuencia de la red que hace el algoritmo que oscila entre 60 y 59,6 Hz .

Figura 86. Seguimiento en tiempo real de la frecuencia estimada mediante el SRF-PLL.



En la figura 87 se presenta la magnitud de la componente de secuencia positiva que oscila entre 0,0838 y 0,0847 [p.u] con un porcentaje de error máximo de 6,89%.

Figura 87. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.



El algoritmo SRF-PLL alcanza un tiempo de ejecución por iteración de 14,6 $\mu\text{s}/\text{iteración}$. Por otra parte los resultados de la implementación de los algoritmos trifásicos para una señal con la característica de la figura 77 coinciden con los resultados obtenidos en el entorno de MATLAB/Simulink.

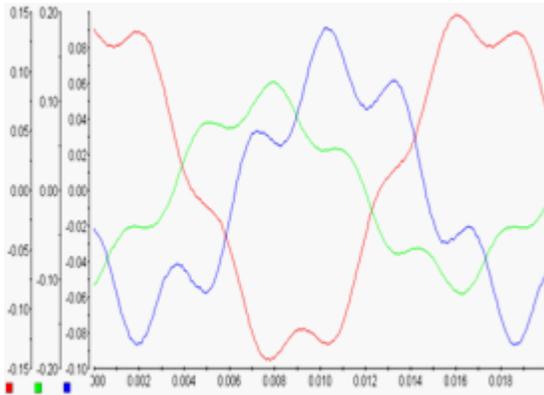
3.3.3. Señal distorsionada y desequilibrada.

Para esta señal trifásica se utiliza la ecuación (44) presentada a continuación.

$$\begin{aligned}
 u_a(t) &= 0.1 \cos(t) + 0.45 \cos(t+7.9) - 0.02 \cos(t) \text{ [V]} \\
 u_b(t) &= 0.1 \cos(t-2.73) + 0.45 \cos(t+7.9) - 0.02 \cos(t+2.73) \text{ [V]} \\
 u_c(t) &= 0.1 \cos(t+2.73) + 0.45 \cos(t-5.79) - 0.02 \cos(t-2.73) \text{ [V]}
 \end{aligned}
 \tag{44}$$

En la figura 88, se puede observar la forma de onda de la señal trifásica distorsionada y equilibrada con las características planteadas en la ecuación (44) y generada con [19]. Donde la componente fundamental presenta componente de secuencia positiva y negativa, además en su armónico de quinto orden una componente de secuencia negativa.

Figura 88. Señal trifásica desequilibrada y distorsionada generada con [19], visualizada en la interfaz grafica de ControlDesk

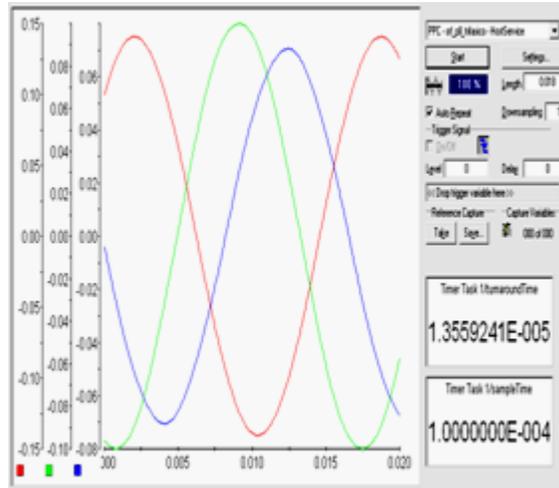


Donde las señales roja, verde y azul representan las tensiones de las fases a, b y c (u_a , u_b , y u_c) respectivamente.

3.3.3.1. Implementación filtro $\alpha\beta 0$

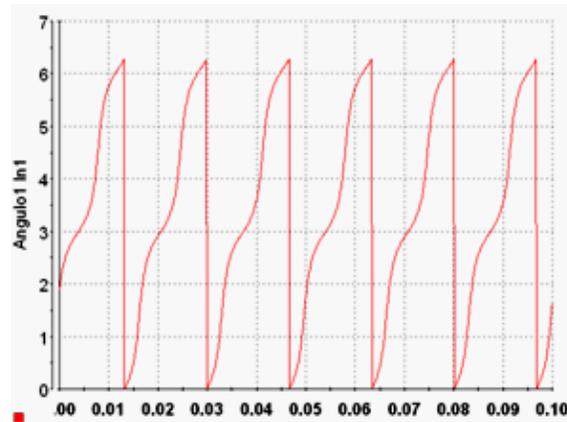
En la figura 89 se presenta el esquema de visualización en el entorno grafico de *ControlDesk* donde se observa la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva, el tiempo de muestreo ($100 \text{ } [\mu\text{s}]$) y el tiempo de ejecución por iteración ($13,55 \text{ } \mu\text{s/iteración}$).

Figura 89. Esquema visualización en ControlDesk de la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta$.



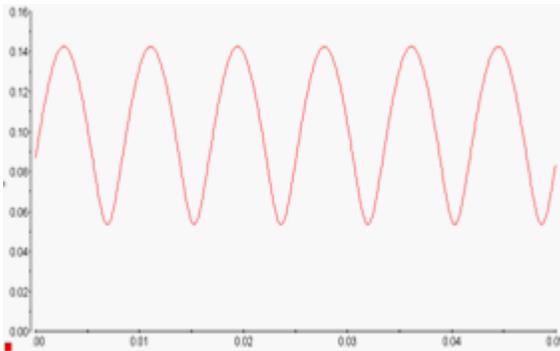
En la figura 90 se presenta el seguimiento en tiempo real del ángulo de fase que realiza el algoritmo, donde se observa el las oscilaciones que se presentan debido a los desbalances presentes en la señal de entrada.

Figura 90. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta$.



En la figura 91 se presenta la estimación de la magnitud de la component de secuencia positiva, donde se observa que los valores oscilan entre 0,06 y 0,14 [p.u] y tiene un porcentaje de error máximo de 40%.

Figura 91. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $\alpha\beta$

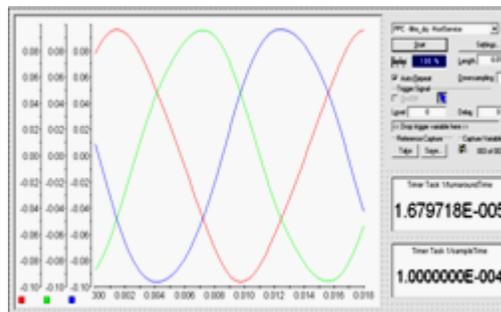


El algoritmo alcanza un tiempo de ejecución por iteración de $13,5 \mu\text{s}/\text{iteración}$.

3.3.3.2. Implementación filtro $dq0$

En la figura 92 se observa la estimación de la componente de secuencia positiva que hace el filtro $dq0$, para una señal desequilibrada y distorsionada (figura 88). Además se observa el tiempo de muestreo ($100 \mu\text{s}$) y el tiempo de ejecución por iteración ($16,797 \mu\text{s}/\text{iteración}$) del algoritmo.

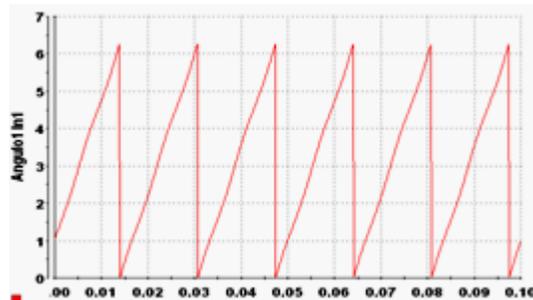
Figura 92. Esquema visualización en ControlDesk de la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva mediante el filtro $dq0$.



En la figura 93 se presenta el seguimiento que hace el algoritmo al ángulo de fase de la componente de secuencia positiva donde se evidencia una mínima

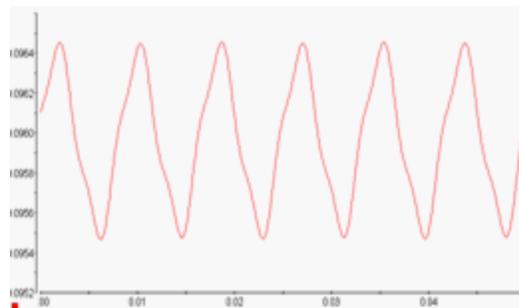
ondulación en el seguimiento a este parámetro que tiene el algoritmo ante una señal de entrada con la forma de onda de la figura 88.

Figura 93. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el filtro dq0.



En la figura 94 se presenta la magnitud de la componente de secuencia positiva, estimada por el filtro $dq0$ oscila entre 0,0954 y 0,0964 [p.u] con un porcentaje de error máximo de 4,6%.

Figura 94. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el filtro dq0.



El filtro $dq0$ alcanza un tiempo de ejecución por iteración de aproximadamente $16,8 \mu s/iteración$.

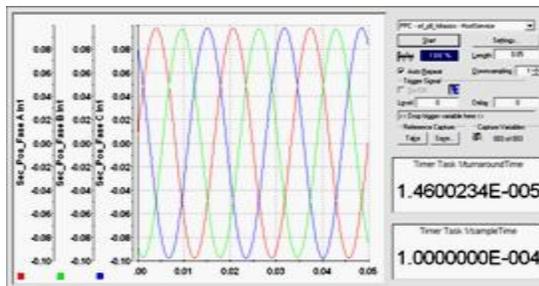
Los resultados obtenidos en la simulación en la sección III de este trabajo coinciden con los resultados experimentales, donde se verifica el inconveniente

que tiene el filtro $dq0$ ante una señal de entrada con las características de la figura 88.

3.3.3.3. Implementación algoritmo SRF-PLL

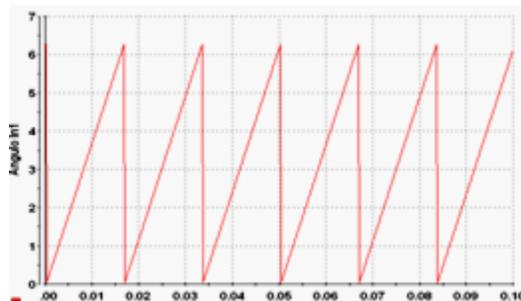
En la figura 95 se observa la estimación en tiempo real que hace el algoritmo para la señal presentada en la figura 95, donde se observa la componente de secuencia positiva, el tiempo de muestreo ($100 \mu s$) y el tiempo de ejecución por iteración ($14,6 \mu s/iteración$) visualizado en la interfaz grafica de *ControlDesk*.

Figura 95. . Esquema visualización en ControlDesk de la estimación en tiempo real de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.



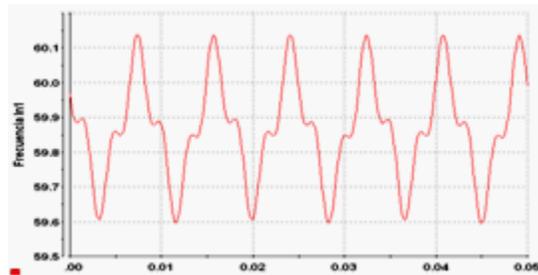
En la figura 96 se presenta el seguimiento en tiempo real que hace el SRF-PLL del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva de la señal de la figura 88.

Figura 96. Seguimiento en tiempo real del ángulo de fase de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL.



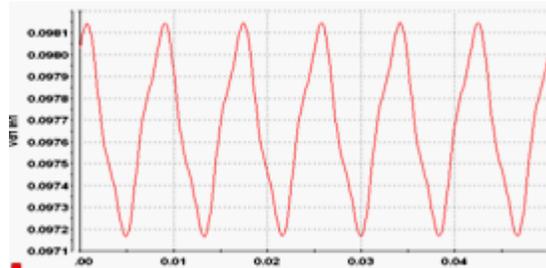
En la figura 97 se presenta la frecuencia estimada por el algoritmo que se encuentra oscilando entre 59,6 y 60,15 Hz .

Figura 97. Seguimiento en tiempo real de la frecuencia estimada mediante el SRF-PLL.



En la figura 98 se presenta la magnitud de la componente de secuencia positiva que oscila entre 0,09715 y 0,0981 [p.u] con un porcentaje de error máximo de 2,85%.

Figura 98. Seguimiento en tiempo real de la magnitud de la componente de secuencia positiva mediante el SRF-PLL



El algoritmo SRF-PLL tiene un tiempo de ejecución de 15,1 μs /iteración .

En síntesis de los resultados obtenidos en la implementación de los algoritmos presentados en este trabajo se concluye que: el filtro en los ejes de referencia estacionario $\alpha\beta$ presenta un error en la estimación de los parámetros cuando la señal presenta desbalances lo cual coincide con los resultados simulados en la

sección III. El filtro en los ejes de referencia síncrono $dq0$ presenta un tiempo de establecimiento considerable lo que lo hace el mas lento de los tres algoritmos, además presenta un error cuando la señal es desbalanceada lo cual coincide con los resultados obtenidos en la sección III. Finalmente el algoritmo de seguimiento de fase en los ejes de referencia síncrono (SRF-PLL), es el que mejor desempeño presenta en la estimación de parámetros para señales distorsionadas y con un nivel bajo de desbalance, sin embargo cuando la señal es puramente desbalanceada el algoritmo presenta un error en régimen permanente. Estos resultados coinciden con los esperados y confirman los obtenidos en las simulaciones hechas en el entorno de Matlab/Simulink en la sección III de este trabajo. En lo referente a los tiempos de ejecución por iteración que realiza cada algoritmo, se establece según los resultados obtenidos por la dSPACE que el algoritmo que usa una mayor demanda computacional es el filtro $dq0$ con un tiempo de $16,8 \mu s/iteración$, seguido del SRF-PLL con un tiempo de $14,6 \mu s/iteración$ y por último el filtro $\alpha\beta0$ con un tiempo de $13,5 \mu s/iteración$. La tabla 20 presenta los tiempos de ejecución por iteración de cada algoritmo.

Tabla 20. Tiempo de ejecución de los algoritmos trifásicos para señales distorsionadas y/o desbalanceadas.

Algoritmo	Tiempo de Ejecución [$\mu s/itera$]	Frecuencia Filtro [$1/Tejecu$] [Khz]
Filtro $\alpha\beta0$	13,5	74,074
Filtro $dq0$	16,8	59,523
SRF-PLL-Trif	14,6	68,493

4. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha realizado un análisis comparativo para la estimación en tiempo real de parámetros de señales eléctricas distorsionadas y/o desequilibradas, en el cual se hizo un enfoque tanto para sistemas monofásicos como para sistemas trifásicos, donde se evaluó el desempeño de los algoritmos: detector de cruces por cero (*ZCD*), filtro en los marcos de referencia $\alpha\beta 0$ y $dq0$ y técnicas basadas en lazos de seguimiento de fase (*PLL*), en la estimación de magnitud, ángulo de fase, frecuencia de la red y la componente de secuencia positiva (para el caso trifásico). Este análisis incluye un estudio mediante simulaciones en Matlab/*Simulink* de las principales características de desempeño como: velocidad de convergencia, estabilidad, exactitud y robustez de cada algoritmo ante señales de entrada de tipo distorsionadas armónicamente y/o desbalanceadas en tensión. Posteriormente se realizó la implementación de los algoritmos en la tarjeta de control dSPACE 1104, donde se verificó el comportamiento de cada algoritmo en tiempo real y la ejecución por iteración que obtuvo cada uno de éstos. De lo expuesto anteriormente, se formulan las siguientes conclusiones y observaciones:

1. Mediante el uso del algoritmo de detección de cruces por cero solo se logra el seguimiento en el dominio del tiempo de la frecuencia de la red, por lo que si se requiere un seguimiento completo de la señal que incluya la magnitud de la señal de tensión y el ángulo de fase de la componente fundamental de la red, se debe adicionar bloques que permitan la estimación de estos parámetros.
2. Para el caso monofásico donde se consideró la presencia de ruido Gaussiano en la señal de entrada, el detector de cruces por cero fue el que mejor desempeño presentó debido a la lógica del algoritmo, ya que

considera la presencia de ruido en la señal de entrada mediante un bloque de prefiltrado. Por lo cual se concluye que en los lazos de seguimiento de fase (PLL) se podría considerar la inclusión de bloque de prefiltrado en la entrada, el cual logre suavizar la señal antes de realizar el seguimiento de los parámetros en el PLL para poder reducir el error en la estimación de éstos ante una señal con estas características de ruido Gaussiano.

3. Es importante resaltar que en el caso de los lazos de seguimiento de fase la calidad en la respuesta del sistema radica principalmente en la configuración del bloque de detección de fase. Es por esto que se realizó el análisis de diferentes lazos de seguimiento de fase en donde su mayor diferencia radicaba en el filtrado usado en su bloque de detección de fase.
4. En el caso monofásico, el PLL-básico y el PLL-Park inverso tienen un desempeño apropiado en la estimación del ángulo de fase y la frecuencia de la red de una señal eléctrica distorsionada, sin embargo en la estimación de la magnitud de la componente fundamental solo el PLL-Park inverso logra ajustarse al valor esperado con un error menor al 2% en estado estable, mientras que el PLL-básico obtuvo un error de 2,3%, sobrepasando los criterios de comparación establecidos en este trabajo.
5. En general para los algoritmos monofásicos se concluye que el PLL-Park-inverso es el que mejor desempeño presenta ante una señal monofásica distorsionada, ya que presenta más exactitud, estabilidad y robustez, lo que lo hace el más apto de estos algoritmos para efectos de sincronización de sistemas con la red.
6. Las principales deficiencias de los métodos de filtrado en los ejes de referencia estacionario ($\alpha\beta 0$) y síncrono ($dq0$) se presentan cuando la señal de entrada tiene desequilibrios.

7. Para los algoritmos trifásicos estudiados, se concluye que el algoritmo SRF-PLL-Trifásico presenta el mejor desempeño para las señales trifásicas distorsionadas presentadas en este trabajo, pues es el que mejor características de estabilidad, velocidad de convergencia, exactitud y robustez presenta. Sin embargo, cuando la señal de entrada presenta únicamente desbalances el algoritmo presenta un error en régimen permanente.
8. Cabe destacar que si bien la mayoría de algoritmos cumplen con los criterios de evaluación establecidos para la estimación de parámetros de señales distorsionadas y/o desbalanceadas, haciéndolos viables en aplicación de sincronización.
9. Para el caso monofásico, en lo referente al tiempo real de ejecución por iteración, se obtuvo que el algoritmo con mayor demanda computacional es el PLL-Park inverso, luego el PLL-Básico y por último el detector de cruces por cero (ZCD).
10. Para el caso trifásico en lo referente a los tiempos de ejecución por iteración que realiza cada algoritmo, se establece según los resultados obtenidos en la implementación que el algoritmo que usa una mayor demanda computacional es el filtro $dq0$, seguido del SRF-PLL y por último el filtro $\alpha\beta0$.

5. RECOMENDACIONES

En este apartado se realiza una proyección hacia donde puede encaminarse algunas de las aplicaciones que surgen del trabajo realizado en este artículo en las cuales sobresalen las siguientes:

1. Con base en los resultados obtenidos en este trabajo se establece, que de estos algoritmos el más sobresaliente es el SRF-PLL en cuanto a estimación de parámetros de señales distorsionadas. Sin embargo, cuando la señal de entrada es únicamente desbalanceada el SRF-PLL no presenta los mejores resultados. Por lo anterior se propone realizar un análisis mucho mas estricto de este algoritmo, para lo cual se plantea el estudio de topologías que tienen su base en los ejes de referencia síncronos (*SRF*) que lograría mejorar las características de este algoritmo ante señales únicamente desbalanceadas, estos son: el lazo de seguimiento de fase desacoplado en los ejes de referencia síncronos, *DSRF-PLL (Decoupled synchronous reference frame,)* y el lazo de seguimiento de fase múltiple en los ejes síncronos *MSRF-PLL (Multiple synchronous reference frame)*.
2. Se propone agregar al algoritmo de detección de cruces por cero, el algoritmo de detección de picos con el fin de realizar un seguimiento completo de frecuencia, fase y magnitud en el tiempo, siempre y cuando ésta no presente condiciones de perturbación armónica y/o por ruido.
3. Realizar un estudio de otras topologías basadas en técnicas de lazos de seguimiento de fase (*PLL*) que pueden ser muy eficientes en aplicaciones de monitorización y sincronización de señales que presenten distorsión armónica como: Lazo de seguimiento de fase basado en un integrador

generalizado de segundo orden (*Second order generalized phase lock loop-SOGI-PLL*), para el caso monofásico. Para el caso trifásico con una señal trifásica en presencia de desbalances y/o distorsión armónica se propone el estudio del algoritmo de lazo de seguimiento de fase mejorado (*Enhanced Phase Lock Loop- EPLL*).

4. Enfocar el estudio de estos algoritmos hacia aplicaciones de sistemas fotovoltaicos y hacia el filtrado activo.
5. Realizar implementaciones de estos algoritmos con la ayuda de sensores de medida para caracterización y la medición de señales eléctricas.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] (Ministerio de Minas y Energia, republica de Colombia/fuente en línea) Omar Prias C (consultor). (2010, Abril, 19). "Programa de uso racional y eficiente de energía y Fuentes no convencionales – prouere, informe final Plan de acción 2010-2015". Disponible:
http://www.minminas.gov.co/minminas/downloads/UserFiles/File/ENERGIA/UR/Informe_Final_Consultoria_Plan_de_accion_Prouere.pdf (URL)
- [2] Revisión estadística de la energía a nivel mundial, bp global, junio del 2013.http://www.bp.com/content/dam/bp/pdf/statistical%20review/statistical_review_of_world_energy_2013.pdf
- [3] M. B. Duric, Zeljko R. Durisic B. Smith, "Combined Fourier and Zero Crossing Technique for Frequency Measurement in Power Networks in the Presence of Harmonics" Faculty of Electrical Engineering, University of Belgrade.
- [4] A. Timbus, R Teodorescu and F. Blaabjerg, Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark and M. Liserre, Polytechnic of Bari, Italy "Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. *An Overview and Evaluation*" *IEEE*, 2005, pp 2472-2481.
- [5] D.Yazdani, A. Bakhshai and P. K. Jain, "Grid synchronization techniques for converters interfaced distributed generation systems," *IEEE Industrial Electronics*, July 2009, *Departament of Electrical & Computer Engineering*, Queen's Universty. Kingston, Ontario, Canada, pp 2007-2014.
- [6] E. Clarke, *Circuits Analisis of AC Power Systems*. Vol 1 Symmetrical and related components, 2da ed., J. W. y Sons, Ed., 1947.
- [7] J. Petit, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armonicos y

mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados,” Ph.D. dissertation, Universidad Carlos III de Madrid, Oct 2007, pp 107-111, 140, 145.

- [8] R. Park, “Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I,” in *Proc. Winter convention of the AIEE*, New York, Jan./Feb. 1929, pp. 716-730
- [9] G. Saccomando and J. Svensson “Transient Operation of grid-connected voltage source converter under unbalanced voltage conditions,” *IEEE, Depart. Of Electric power engineering*, Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2001, pp 2419-2424.
- [10] F. Freijedo, “Contributions to grid synchronization techniques for power electronic converters” Ph.D. dissertation, Vigo University, Jun 2009.
- [11] R. Dorf and R. Bishop “Sistemas de control moderno,” Decima Edición, Prentice Hall, 2005.
- [12] R. Teodorescu, M. Liserre and P. Rodríguez “Grid Converters for photovoltaic and wind power systems,” *IEEE, Wiley*, pp 43-44, 65-68, 169-203, 359-362.
- [13] G. Chyun and J. Hung “Phase locked loop techniques-A survey,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 43, No. 6, Dec. 1996, pp 609-615.
- [14] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre and A. V. Timbus. “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems,” *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 53, No. 5, October 2006, pp 1398-1409.

- [15]K. Ogata, "Sistemas de Control en Tiempo Discreto", Segunda Edición, Prentice Hall, 1996, pp.193-203
- [16]A.V. Oppenheim, R. W. Schaffer and J. R. Buck. "Discret-time signal processing". Prentice-Hall Signal Processing Series. Second Edition. 1999.
- [17]J. Petit, M. Mantilla y G. Ordoñez "Estimación de las componentes simétricas instantáneas de señales eléctricas usando filtros sintonizados," Ingeniare. Revista chilena de ingeniería, vol N0 1, 2011, pp 110-121.
- [18]dSPACE, "*First Work Steps For Release 6.0*", manual de usuario.
- [19]L.R Merchan, "*Diseño e Implementación De Un Generador De Señales Trifásico*". Trabajo de grado. Universidad Industrial de Santander, Colombia, 2013.
- [20]www.dspace.com/ww/en/pub/home.cfm.

BIBLIOGRAFIA

- Timbus, R Teodorescu and F. Blaabjerg, Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark and M. Liserre, Polytechnic of Bari, Italy “Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. *An Overview and Evaluation*” *IEEE*, 2005, pp 2472-2481.
- A.V. Oppenheim, R. W. Schafer and J. R. Buck. “Discret-time signal processing”. Prentice-Hall Signal Processing Series. Second Edition. 1999.
- D.Yazdani, A. Bakhshai and P. K. Jain, “Grid synchronization techniques for converters interfaced distributed generation systems,” *IEEE Industrial Electronics*, July 2009, *Departament of Electrical & Computer Engineering*, Queen’s Universty. Kingston, Ontario, Canada, pp 2007-2014.
- dSPACE, “*First Work Steps For Release 6.0*”, manual de usuario.
- E. Clarke, *Circuits Analisis of AC Power Systems*. Vol 1 Symmetrical and related components, 2da ed., J. W. y Sons, Ed., 1947.
- F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre and A. V. Timbus. “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems,” *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 53, No. 5, October 2006, pp 1398-1409.
- F. Freijedo, “Contributions to grid synchronization techniques for power electronic converters” Ph.D. dissertation, Vigo University, Jun 2009.

- G. Chyun and J. Hung “Phase locked loop techniques-A survey,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 43, No. 6, Dec. 1996, pp 609-615.
- G. Saccomando and J. Svensson “Transient Operation of grid-connected voltage source converter under unbalanced voltage conditions,” *IEEE, Depart. Of Electric power engineering*, Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2001, pp 2419-2424.
- J. Petit, “Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados,” Ph.D. dissertation, Universidad Carlos III de Madrid, Oct 2007, pp 107-111, 140, 145.
- J. Petit, M. Mantilla y G. Ordoñez “Estimación de las componentes simétricas instantáneas de señales eléctricas usando filtros sintonizados,” *Ingeniare. Revista chilena de ingeniería*, vol N0 1, 2011, pp 110-121.
- K. Ogata, “Sistemas de Control en Tiempo Discreto”, Segunda Edición, Prentice Hall, 1996, pp.193-203
- L.R Merchan, “*Diseño e Implementación De Un Generador De Señales Trifásico*”. Trabajo de grado. Universidad Industrial de Santander, Colombia, 2013.
- M. B. Duric, Zeljko R. Durisic B. Smith, “Combined Fourier and Zero Crossing Technique for Frequency Measurement in Power Networks in the Presence of Harmonics” Faculty of Electrical Engineering, University of Belgrade.
- Ministerio de Minas y Energía, republica de Colombia/fuente en línea) Omar Prias C (consultor). (2010, Abril, 19). “Programa de uso racional y eficiente de energía y Fuentes no convencionales – prouere, informe final Plan de acción

2010-2015”. Disponible:

http://www.minminas.gov.co/minminas/downloads/UserFiles/File/ENERGIA/UR E/Informe_Final_Consultoria_Plan_de_accion_Proure.pdf (URL)

- R. Park, “Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I,” in *Proc. Winter convention of the AIEE*, New York, Jan./Feb. 1929, pp. 716-730
- R. Teodorescu, M. Liserre and P. Rodríguez “Grid Converters for photovoltaic and wind power systems,” IEEE, Wiley, pp 43-44, 65-68, 169-203, 359-362.
- R.Dorf and R. Bishop “Sistemas de control moderno,” Decima Edición, Prentice Hall, 2005.
- Revisión estadística de la energía a nivel mundial, bp global, junio del 2013.http://www.bp.com/content/dam/bp/pdf/statistical%20review/statistical_review_of_world_energy_2013.pdf
- www.dspace.com/ww/en/pub/home.cfm.

ANEXOS

Anexo A. Transformada de Clarke.

La transformación en los ejes de referencia estacionarios $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$, desarrollada y expuesta por Clarke en [6], es una transformación matemática que se utiliza para la simplificación de sistemas eléctricos trifásicos. Básicamente consiste en transformar un vector espacial $x_{a,b,c}(t)$, variante en el tiempo en un plano tridimensional separados $2\pi/3$ radianes entre si, en un vector variantes en el tiempo $x_{\alpha\beta 0}(t)$, ubicado en los ejes de referencia estacionario ($\alpha\beta 0$) ortogonales entre si. El vector $x_{a,b,c}(t)$, puede ser la representación vectorial de las tensiones de fase, o las corrientes de línea de un sistema trifásico.

$$x_{a,b,c}(t) = \begin{pmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{pmatrix} \quad (1.11)$$

Las corrientes y tensiones instantáneas se transforman en el sistema de ejes $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$ por la matriz de transformación de Clarke invariante en potencia que esta definida por:

$$x_{\alpha,\beta,0} = \begin{pmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_0(t) \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

La transformación inversa de Clarke se define como sigue:

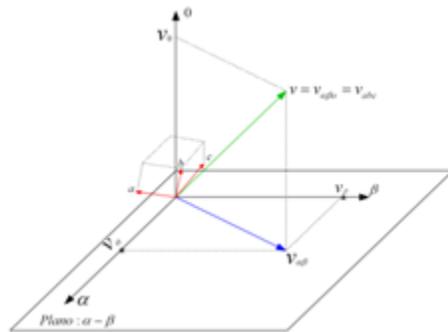
$$x_{\alpha\beta\gamma} = \begin{pmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_0(t) \end{pmatrix} \quad (3.II)$$

De la expresion matricial 2 se obtiene el vector en los ejes estacionarios $x_{\alpha\beta 0}(t)$ como una cantidad compleja, esta cantidad tiene una magnitud constante y una frecuencia de rotación (ω). La componente α es la parte real y β es la parte imaginaria. Si el sistema es de tres hilos (no tiene conductor de neutro) no se tienen entonces componentes de secuencia cero, por lo que el elemento $x_0(t)$ puede eliminarse de las ecuaciones anteriores por lo que se tiene:

$$\begin{aligned} x_{\alpha,\beta} t &= x_\alpha t + jx_\beta t = \frac{\bar{2}}{3} x_a + x_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ &= \frac{\bar{2}}{3} x_a - \frac{1}{2}x_b - \frac{1}{2}x_c + j \frac{\bar{3}}{2}x_b - \frac{\bar{3}}{2}x_c \quad (4.II) \end{aligned}$$

En la figura 1 se muestra la disposición del vector de tensión trifásico en los ejes de referencia natural a, b, c a los ejes de referencia estacionarios $\alpha\beta 0$.

Figura. Vector $x_{abc}(t)$ en el plano estacionario $\alpha\beta 0$



[Fuente: Autores]

La ecuación matricial definida en (2.1) puede escribirse como se presenta en la ecuación (5.1) cuando la amplitud de las señales sinusoidales en los ejes a, b y c y en los marcos de referencia $\alpha\beta 0$ deben ser iguales cuando $x_\alpha = x_\beta$.

$$\begin{pmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_\gamma(t) \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{pmatrix} \quad (5.11)$$

Anexo B. Transformada de Park.

En el año 1929 R. H. Park, presento un artículo a la AIEE, titulado "Two reaction theory of synchronous machines." [8] En este establece métodos generales para calcular corrientes, potencia y torque en maquinas síncronas de polos salientes y de rotor liso en condiciones de estado estacionario y transitorio. La transformación de Park, resulta de este método.

La transformada de Park o dq convierte las componentes " a, b, c " del sistema trifásico a otro sistema de referencia " $dq0$ ". La transformación consiste en convertir los valores trifásicos del vector $x_{a,b,c} t$, variables en el tiempo, a valores constantes " $dq0$ " en régimen permanente. El vector x_{dq0} se obtiene multiplicando el vector de coordenadas trifásicas x_{abc} por la matriz de transformación $[T_{PARK}]$, según la ecuación matricial (1.II)

$$\begin{pmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \\ x_0(t) \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-120^\circ) & \cos(\theta+120^\circ) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta-120^\circ) & -\sin(\theta+120^\circ) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix}}_{T_{PARK}} \begin{pmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{pmatrix} \quad (1.III)$$

Donde θ es el ángulo de la referencia rotativa en los ejes dq y su expresión matemática está dada por:

$$\theta = \int_0^t (\omega * t) dt + \theta_0 \quad (2.III)$$

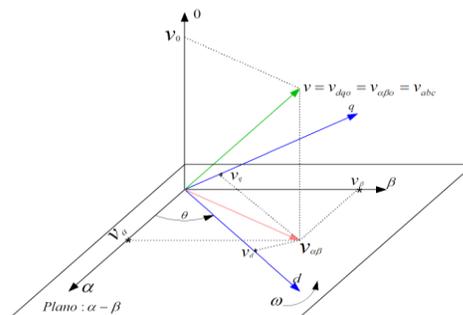
Donde ω es la velocidad angular de la referencia dq y θ_0 es el ángulo inicial de la referencia dq.

Cuando la velocidad angular ω es constante, la transformación se puede expresar según la ecuación matricial (2.II).

$$T_{\text{Park}} = \begin{pmatrix} \cos(\alpha+\theta) & \cos(\alpha+\theta-120) & \cos(\alpha+\theta+120) \\ -\sin(\alpha+\theta) & -\sin(\alpha+\theta-120) & -\sin(\alpha+\theta+120) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (3.III)$$

Cualquier vector de tensión girando en el plano $\alpha\beta$ se puede expresar en el marco de referencia síncrono mediante el uso de la transformación de Park. Como se muestra en la figura 1.II

Figura A 1. Sistema trifásico abc-sistema dq0



El marco de referencia síncrono, también conocido como el marco de referencia dq se basa en dos ejes ortogonales dq , que giran a la frecuencia ω , que se colocan en la posición angular $\theta = \omega * t$ en el plano $\alpha\beta$. Gracias a su carácter giratorio, este transformación ha sido utilizado ampliamente en el análisis de máquinas eléctricas [12].

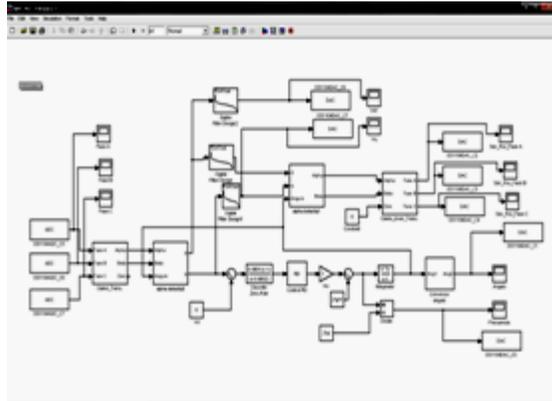
La transformación de Park utiliza también la transformación de Clarke para obtener el equivalente en cuadratura de los ejes de referencia estacionario ($\alpha\beta$) a los ejes de referencia síncronos (dq) con el ángulo θ mediante la siguiente expresión:

$$\begin{pmatrix} U_d \\ U_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{pmatrix} \quad (4.III)$$

Y su transformación inversa se da mediante la ecuación 5.III

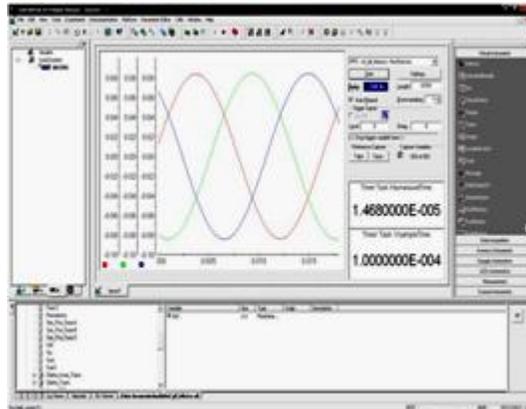
$$\begin{matrix} U\alpha \\ U\beta \end{matrix} = \begin{matrix} \cos\theta & -\operatorname{sen}\theta \\ \operatorname{sen}\theta & \cos\theta \end{matrix} * \begin{matrix} Ud \\ Uq \end{matrix} \quad (5.III)$$

Figura. Esquema de unos de los algoritmos implementados en Simulink.



En la figura 3.IV se presenta la ventana del programa *ControlDesk* suministrado por el fabricante de la dSPACE, donde se llevo a cabo la visualización, supervisión y control de los parámetros medidos para cada algoritmo con ayuda de su interfaz grafica, donde se permite visualizar las mediciones de parámetros, tiempos de ejecución y tiempo de muestreo de cada algoritmo.

Figura. Esquema de la interfaz grafica de ControlDesk



Anexo D. Código en Matlab del Algoritmo de Detección de Cruces por Cero.

%GENERACIÓN DE LA SEÑAL DISTORSIONADA

```
clear all
close all
clc
ff=60;
fs=1000;
A=1;
ph=0*pi/180;
DC=0;
orden=5;
paso=1/fs;
t=0:paso:1;
N=length(t);
ut=zeros(1,N);
noise=randn(1,N);
for k=1:2:orden
    ut=ut+(A/k)*sin(2*k*pi*ff*t+ph);
end
u=DC+ut+noise;
ejet=0:paso:(length(u)-1)*paso;
figure;
plot(ejet,u,'r');
grid
axis([min(ejet) max(ejet) min(u) max(u)]);
xlabel('t(s)');
title('Grafico de la señal a ser Filtrada')
```

```

%Fitro PM
figure;
%stem(ejet,u);
a=[1 zeros(1,2)];
b=0.333*ones(1,3);
u1=filter(b,a,u);
hold on
plot(ejet,u1);
grid
%stem(ejet,u1,'r');
axis([min(ejet) max(ejet) min(u1) max(u1)]);
xlabel('t(s)');
title('Señal Sin Ruido')

```

```

% FILTRO BUTTERWORTH PASABANDA

```

```

% Filtro pasabanda butterworth con una banda de paso centrada en  $f_0=60$  Hz y
%  $w_0=377$  rad/s y un ancho de banda de  $f_b=2.4$  Hz y  $w_b= 15$  rad/s  $w_b=23.5$  DB y
% con frecuencia de muestreo de 1000 Hz.

```

```

%Espectro de la senal

```

```

%dim=length(u)*paso;
%eje_f=0:1/dim:(length(u)-1)/dim;
%espect=abs(fft(u));
fn=fs/2;
%Banda de paso
fp=[0.98*ff 1.02*ff]/fn;
%Banda de atenuacion
fe=[10 110]/fn;
%tolerancia de paso
rp=3;

```

```

%tolerancia de eliminada
re=40;

%DISEÑO FILTRO FIR
[n,wn]= buttord(fp,fe,rp,re);
[b,a]= butter(n,wn);
%[h,fg]= freqz(b,a,[],fs);

%Convolucion del filtro con la señal
uf=filter(b,a,u1);
%hold on
plot(ejet,uf,'b');
%grid
hold on
stem(ejet,uf,'r');
%axis([min(ejet) max(ejet) min(uf) max(uf)]);
xlabel('t(s)');
title('Señal Filtrada');

%Espectro en frecuencia señal de salida
%espectsal=abs(fft(salida));
%espectsal=espectsal/max(espectsal);

%Componente Fundamental
%cf=A*sin(2*pi*ff*t+ph);
%hold on
%plot(ejet,cf,'r')
%grid
%axis([min(ejet) max(ejet) min(cf) max(cf)]);
%xlabel('t(s)');

```

```

%title('Componente Fundamental')

%figure;
%plot(ejef,espect);
%grid
%xlabel('Frecuencia en Hz');
%title('Espectro Amplitud en frecuencia');

%figure;
%plot(fg,abs(h));
%grid
%xlabel('f(Hz)');
%ylabel('H(f)');
%title('Filtro pasabanda Butterworth');

%figure;
%plot(ejef,espectsal);
%grid
M=ff*N/fs;
l(1)=0;
i=0;
mAs=0;
for m=2:N
    k=-(uf(m))/(uf(m-1)-uf(m));
    p=(uf(m-1))/(uf(m-1)-uf(m));
    if k<1 && p<1;
        i=i+1;
        ejet(m);
        %disp(k)
        %disp(p)
    end
end

```

```
l(i+1)=m;  
MA(i)=m-l(i);  
mAs=MA(i)+mAs;  
end  
end  
MAAs=mAs/M;  
f=fs/Mas
```