

ADVERTIMENT. La consulta d'aquesta tesi queda condicionada a l'acceptació de les següents condicions d'ús: La difusió d'aquesta tesi per mitjà del servei TDX (www.tesisenxarxa.net) ha estat autoritzada pels titulars dels drets de propietat intel·lectual únicament per a usos privats emmarcats en activitats d'investigació i docència. No s'autoritza la seva reproducció amb finalitats de lucre ni la seva difusió i posada a disposició des d'un lloc aliè al servei TDX. No s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant al resum de presentació de la tesi com als seus continguts. En la utilització o cita de parts de la tesi és obligat indicar el nom de la persona autora.

ADVERTENCIA. La consulta de esta tesis queda condicionada a la aceptación de las siguientes condiciones de uso: La difusión de esta tesis por medio del servicio TDR (www.tesisenred.net) ha sido autorizada por los titulares de los derechos de propiedad intelectual únicamente para usos privados enmarcados en actividades de investigación y docencia. No se autoriza su reproducción con finalidades de lucro ni su difusión y puesta a disposición desde un sitio ajeno al servicio TDR. No se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al resumen de presentación de la tesis como a sus contenidos. En la utilización o cita de partes de la tesis es obligado indicar el nombre de la persona autora.

WARNING. On having consulted this thesis you're accepting the following use conditions: Spreading this thesis by the TDX (www.tesisenxarxa.net) service has been authorized by the titular of the intellectual property rights only for private uses placed in investigation and teaching activities. Reproduction with lucrative aims is not authorized neither its spreading and availability from a site foreign to the TDX service. Introducing its content in a window or frame foreign to the TDX service is not authorized (framing). This rights affect to the presentation summary of the thesis as well as to its contents. In the using or citation of parts of the thesis it's obliged to indicate the name of the author



UNIVERSITAT POLITÈCNICA
DE CATALUNYA
BARCELONATECH

Departament d'Enginyeria Elèctrica

Tesis Doctoral:

**ANÁLISIS Y COMPARACIÓN DE
ALGORITMOS DE UN PLL
MONOFÁSICO BASADOS EN UN FILTRO
PASO TODO DIGITAL**

Autor:

Luciano Emilio Belandria

Director:

Dr. Joan Bergas i Jane

Barcelona, Julio 2015

Análisis y comparación de algoritmos de un PLL monofásico basados en un filtro paso todo digital

Autor: Luciano Belandria

Director: Dr. Joan Bergas i Jane

Texto impreso en Barcelona
Primera Edición, Julio 2015



Acta de calificación de tesis doctoral

Curso académico:

Nombre y apellidos

Luciano Emilio Belandria Uzcategui

Programa de doctorado

Ingeniería Eléctrica

Unidad estructural responsable del programa

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Resolución del Tribunal

Reunido el Tribunal designado a tal efecto, el doctorando / la doctoranda expone el tema de la su tesis doctoral titulada _____

Acabada la lectura y después de dar respuesta a las cuestiones formuladas por los miembros titulares del tribunal, éste otorga la calificación:

NO APTO

APROBADO

NOTABLE

SOBRESALIENTE

(Nombre, apellidos y firma)		(Nombre, apellidos y firma)	
Presidente/a		Secretario/a	
(Nombre, apellidos y firma)	(Nombre, apellidos y firma)	(Nombre, apellidos y firma)	(Nombre, apellidos y firma)
Vocal	Vocal	Vocal	Vocal

_____, _____ de _____ de _____

El resultado del escrutinio de los votos emitidos por los miembros titulares del tribunal, efectuado por la Escuela de Doctorado, a instancia de la Comisión de Doctorado de la UPC, otorga la MENCIÓN CUM LAUDE:

SÍ

NO

(Nombre, apellidos y firma)		(Nombre, apellidos y firma)	
Presidente de la Comisión Permanente de la Escuela de Doctorado		Secretario de la Comisión Permanente de la Escuela de Doctorado	

Barcelona a _____ de _____ de _____

*Dedicado a
mi familia
A Alejandra, Emilio y Luciana.*

Resumen

El lazo de enganche de fase (PLL), es un elemento de un sistema convertidor de potencia conectado a la red eléctrica, que proporciona las mediciones del ángulo de fase y de la frecuencia de la tensión de la red. El PLL se encarga de controlar la sincronización con la tensión de red, con exactitud y rapidez, especialmente en la presencia de perturbaciones, como armónicos, variaciones de frecuencia, huecos en la tensión de red y otras perturbaciones. Con fines de control y protección, tanto en sistemas eléctricos monofásicos como en sistemas trifásicos, es necesario utilizar un PLL, que sea eficiente y robusto.

Este trabajo de tesis, presenta un nuevo método generador de un sistema ortogonal (OSG) para ser utilizado por un PLL monofásico, basado en un Filtro Paso Todo (APF) con estructura Lattice. Para cumplir con esta tarea, inicialmente se realiza un método de normalización de las salidas del OSG propuesto, lo cual lo hace más conveniente para ser utilizado en un PLL, reforzando la característica de baja sensibilidad al redondeo de los coeficientes para una fácil implementación en un Procesador Digital de Señales (DSP) de coma fija.

La red eléctrica puede presentar variaciones de la frecuencia fundamental, lo que requiere que el PLL se adapte a la frecuencia final, por lo que en este trabajo se propone un nuevo PLL adaptativo a la frecuencia, utilizando el OSG normalizado basado en el APF con configuración Lattice, funcionando como un filtro notch adaptativo (ANF). El uso de un ANF, elimina el requisito de que se tenga que contar con una señal de referencia de la red sin perturbaciones para obtener el error necesario en los sistemas adaptativos tradicionales, ya que la misma salida del filtro notch (NF) será esta señal de error.

Para un PLL cumplir sus tareas de sincronización con la red en ambientes altamente perturbados, es de mucha utilidad, que este sea, de respuesta rápida ante cambios bruscos en la señal de entrada como en el caso de los huecos de tensión pero además funcionar con alto rechazo a señales contaminadas por armónicos. Por lo que se propone un nuevo método de adaptación

del ancho de banda del mismo OSG basado en el ANF con estructura de Lattice. El nuevo método permite que el ancho de banda notch aumente o disminuya de forma rápida de acuerdo con la perturbación, obteniendo un método novedoso y de sencilla implementación.

Finalmente, este trabajo ofrece la comparación desde el punto de vista de estado permanente de dos métodos OSG utilizado en una estructura PLL monofásica, el integrador generalizado de segundo orden, SOGI y otro nuevo basado en el OSG propuesto en esta tesis, el APF con estructura Lattice. Ambos son muy atractivos, con un buen rendimiento bajo condiciones de red armónicamente distorsionadas y frecuencia variable. Siendo estos dos una buena alternativa, en comparación con otros métodos conocidos.

Los análisis matemáticos de los algoritmos propuestos en esta tesis son presentados y la validación de sus funcionamientos fue confirmada en todos los casos por los resultados de la simulación utilizando el programa Matlab y la implementación experimental en un DSP de coma fija, el TMS320F812.

Abstract

The phase-locked loop (PLL) is an element of a grid-connected converter system, which provides phase angle and frequency measurements of the grid voltage. The PLL takes care of control the synchronization with the grid voltage, accurately and quickly, especially in the presence of disturbances such as harmonic variations, gaps in voltage and other disturbances. For control and protection purposes, both single-phase on three-phase electrical systems, it is necessary to use a PLL, which it has to be efficient and robust.

This thesis presents a new method of orthogonal system generator (OSG) to be used by a single-phase PLL based on a Pass All Filter (APF) with Lattice structure. To accomplish this task, initially a output normalization method the OSG proposed is performed, which makes it more suitable for use in a PLL, reinforcing feature low sensitivity to rounding of the coefficients for easy deployment on a Digital Signal Processor (DSP) fixed point.

The grid can change the fundamental frequency, which requires that the PLL adapts to the end frequency, so in this thesis a novel frequency-adaptive PLL network is proposed, using the normalized OSG based on the APF with Lattice structure, functioning as an adaptive notch filter (ANF). Using an ANF, it eliminates the requirement that has to have a reference signal from the network without disruption to obtain the required error traditional adaptive systems, since the same output of the notch filter (NF) is the signal error.

For a PLL fulfill their tasks of synchronization with the network in highly disturbed environments, is very useful, that is, rapid response to sudden changes in the input signal, as in the case of voltage dips but also work with high rejection signals contaminated by harmonic. For it is a new method for adaptation the bandwidth of the same OSG based on ANF with Lattice structure is offered. The new method allows the notch bandwidth increase or decrease quickly according to the disruption, based on a novel method and simple implementation.

Finally, this work provides the comparison from the point of view of permanent state of two OSG methods used in a single-phase PLL, the second

order generalized integrator, SOGI and a new one based on the OSG proposed in this thesis, the APF with Lattice structure. Both are very attractive, with a good performance under variable frequency and harmonically distorted grid conditions. These two being a good alternative, compared to other known methods.

The mathematical analysis of algorithms proposed in this thesis are presented and the validation of their performances was confirmed in all cases by the simulation results using the Matlab program and experimental implementation in a fixed point DSP, the TMS320F812.

Agradecimientos

Al Dr. Joan Bergas director de esta tesis doctoral, por su gran ayuda y apoyo brindado durante todos estos años de trabajo.

A la Universidad Nacional Experimental del Tachira (UNET), en especial al Vice-rectorado Académico, por brindarme la oportunidad de realizar el Doctorado.

Tambien, agradezco a la Universidad Politécnica de Catalunya y al CITCEA-UPC y a todo su personal, que han ayudado de forma directa e indirecta en este trabajo.

Pero a quien más debo agradecer es a mi esposa y a mis dos hijos, que son mi gran mundo pequeño.

¡Muchas gracias a todos!
Luciano Emilio Belandria

Lista de Contenidos

Resumen	i
Abstract	iii
Agradecimientos	v
Lista de figuras	ix
1. Introducción	1
1.1. Estado del Arte	1
1.2. Objetivos	6
1.3. Referencias	7
2. Filtro Paso Todo APF de Lattice	13
2.1. APF: un bloque construido para DSP	14
2.1.1. Filtro Notch y paso-banda Digital, basado en un APF	18
2.1.2. OSG basado en un APF	20
2.2. Normalización de x_1 y x_2	20
2.3. Representación espacio-estado del APF	25
2.4. Simulación del comportamiento del APF como OSG	26
2.5. Conclusión	27
2.6. Referencias	28
3. PLL basado en un Filtro Notch Adaptativo	31
3.1. Estructuras de Filtros Lineales Digitales	32
3.2. Filtro Notch IIR con estructura Lattice	34
3.3. Filtro Notch IIR con estructura Lattice adaptativo en frecuencia (ANFF)	35
3.3.1. ANFF en estados TAPPED	37
3.3.2. ANFF basado en un APF	40
3.4. PLL basado en un ANFF (ANFF-PLL)	44
3.5. Simulación y Resultados Experimentales	46
3.6. Comparación del ANFF-PLL con otros algoritmos PLL's monofásicos	51

3.7. Conclusión	52
3.8. Referencias	54
4. Filtro Notch Adaptativo en Ancho de Banda como OSG para un PLL	59
4.1. Configuración en paralelo de filtros paso-banda de segundo orden	61
4.2. ANF en ancho de banda paralelo basado en GD	63
4.3. ANF en ancho de banda con control proporcional del error máximo	65
4.4. Comparación de los métodos adaptativos en ancho de banda .	67
4.5. Simulación y Resultados Experimentales	70
4.6. Conclusión	72
4.7. Referencias	75
5. Comparación del APF-Lattice y el SOGI como Generadores de un Sistema Ortogonal	77
5.1. Integrador Generalizado de Segundo Orden SOGI	78
5.2. Comportamiento y Comparación de los OSG's	82
5.3. Simulación y Resultados Experimentales	87
5.4. Conclusión	88
5.5. Referencias	91
6. Conclusiones y Trabajos futuros	93
6.1. Conclusiones	93
6.2. Trabajos futuros	95

Lista de Figuras

1.1.	Sistemas de Conversion de Potencia conectado a la red	2
1.2.	Estructura de un PLL monofásico basada en: (a) la Transformada de Park, (b) la función arcotangente.	4
1.3.	Metodos OSG mas comunes: (a) Función de transporte de retardo, (b) Transformación Hilbert (c) Transformación Inversa de Park.	5
2.1.	Interpretación Lattice de una función paso-todo	16
2.2.	Implementación Lattice en cascada de la función paso-todo $A_m(z)$	16
2.3.	Par de Lattice, multiplicador Sencillo.	17
2.4.	Par de Lattice normalizado.	17
2.5.	APF de segundo orden $A(z)$, usando una cascada de la forma normalizada de Lattice	18
2.6.	APF de segundo orden normalizado definitivo	18
2.7.	Diagrama de Bode de la función de transferencia de $A(z)$	19
2.8.	Generación de un filtro notch $H(z)$ y un filtro paso-banda $G(z)$, basados en un APF.	19
2.9.	Diagrama de Bode de las funciones de transferencia de $X_1(z)$ y $X_2(z)$ sin estar normalizadas.	21
2.10.	APF como OSG con ganancia unitaria	24
2.11.	Bode de las funciones $X_1(z)$ y $X_2(z)$; después de la normalización.	24
2.12.	Magnitud de $x_2(n)$ para un rango de frecuencias de sintonización.	24
2.13.	Bode de X_2 para un rango de frecuencias de sintonización.	25
2.14.	Simulacion del APF, (a) Entrada sin perturbaciones, (b) Hueco de Tensión, (c) Armónicos, (d) Ruido de alta frecuencia, (e) Falla tipo Notch, (f) Todas las perturbaciones anteriores.	27
2.15.	APF expuesto a una cambio del nivel DC en la señal de entrada.	27
3.1.	Filtro FIR transversal.	32

3.2. Filtro IIR de forma Directa obtenido de la ecuación en diferencias.	33
3.3. Conexión en cascada de filtros notch de segundo orden.	34
3.4. APF con estructura Lattice, con la interconexión de etapas Schur basicas.	35
3.5. Rotación a partir de la recursión de Schur, (a) Etapa para θ_1 ,(b) Etapa para θ_2	36
3.6. NF mediante la estructura Lattice en estados TAPPED	38
3.7. Estimación del regresor $\nabla\theta_1(n)$ para un NF Lattice	41
3.8. Filtro notch a partir de APF de segundo orden	42
3.9. Implementación de filtro notch mediante estructura Lattice.	42
3.10. Filtro notch adaptativo Lattice.	44
3.11. Estructura del ANFF-PLL propuesto.	45
3.12. Frecuencia de salida $f(n)$ del ANFF-PLL, ante una variación de la frecuencia de entrada. (a) Ancho de Banda de 50 Hz (b) Ancho de Banda de 20 Hz.	46
3.13. Entrada sin perturbaciones.(a) Simulación (b) DSP.	49
3.14. Variación de la frecuencia de entrada.(a) Simulación (b) DSP.	49
3.15. Hueco de tensión.(a) Simulación (b) DSP.	49
3.16. Distorsión armónica.(a) Simulación (b) DSP.	50
3.17. Ruido de alta frecuencia.(a) Simulación (b) DSP.	50
3.18. Falla tipo Notch.(a) Simulación (b) DSP.	50
3.19. Salto de fase de 60° .(a) Simulación (b) DSP.	51
3.20. Comparación de PLLs, variación de frecuencia de 50 Hz a 52 Hz	53
3.21. Comparación de PLLs, con salto de Fase de 60 grados	53
3.22. Comparación de PLLs, con presencia de armónicos	53
3.23. Comparación de PLLs, con presencia de un hueco de tensión	54
4.1. Configuración en paralelo de BPF's de segundo orden.	62
4.2. Generación del gradiente de θ_2 para un solo filtro de lattice.	65
4.3. Generación del gradiente de θ_2 para la configuración en paralelo de lattice.	66
4.4. Control proporcional del EM.	67
4.5. Algoritmo adaptativo de θ_2 con control proporcional del EM.	68
4.6. Comparación para un hueco de tensión.	69
4.7. Comparación para una subida de tensión mas armónicos.	69
4.8. Comparación con presencia de armónicos mas una subida de tensión.	70
4.9. Comparación con Ancho de banda pequeño y grande.	70
4.10. Subida de Tensión.(a) Simulación (b) DSP.	73
4.11. Distorsión armónica.(a) Simulación (b) DSP.	73

4.12. Hueco de tensión.(a) Simulación (b) DSP.	73
4.13. Distorsión armónica intermitente.(a) Simulación (b) DSP.	74
4.14. Distorsión armónica mas subida de Tensión intermitente.(a) Simulación (b) DSP.	74
4.15. Distorsión armónica mas subida de Tensión.(a) Simulación (b) DSP.	74
5.1. SOGI en el dominio del tiempo continuo	79
5.2. OSG-SOGI, para generación de señales de cuadratura en el dominio del tiempo continuo	79
5.3. SOGI basado en el integrador de Euler Backward con un re- tardo computacional	80
5.4. Estructura del OSG-SOGI en el dominio del tiempo discreto.	81
5.5. Estructura definitiva del OSG-SOGI.	81
5.6. Diagrama de Bode del SOGI como OSG.	82
5.7. OSG en ecuación de estado	83
5.8. Diagrama de bode de $X_2(z)$ en el APF y en el OSG-SOGI	84
5.9. Diagrama de bode de $X_2(z)$ en el APF y en el OSG-SOGI para un rango de frecuencias de sintonización.	84
5.10. Magnitud de $X_2(z)$ en el APF de Lattie y en el OSG-SOGI pa- ra: (a) varias frecuencias de sintonización (a) varias frecuencias de muestreo (c) varias frecuencias de muestreo con variación de la frecuencia de sintonización.	85
5.11. Comportamiento de los parametros de la matriz de la ecuacion de estado del APF y del OSG-SOGI para: (a) varias frecuan- cias de sintonización (a) varas frecuencias de muestreo.	86
5.12. Superficie de la magnitud de $X_2(z)$ para varias frecuencias de muestreo y variacion de la frecuencia de sintonización (a) en el APF (b) en el OSG-SOGI.	87
5.13. $x_1(t)$ y $x_2(t)$, frecuencia de muestreo 20 kHz y frecuencia de sintonización 50 Hz	89
5.14. $x_1(t)$ y $x_2(t)$, frecuencia de muestreo 20 kHz y frecuencia de sintonización 500 Hz	89
5.15. $x_1(t)$ y $x_2(t)$, frecuencia de muestreo 20 kHz y frecuencia de sintonización 1000 Hz.	89
5.16. $x_1(t)$ y $x_2(t)$, frecuencia de muestreo de 500 Hz y frecuencia de sintonización 50 Hz.	90
5.17. $x_1(t)$ y $x_2(t)$, frecuencia de muestreo de 10 kHz y frecuencia de sintonización 300 Hz.	90

Introducción

En muchos países, el uso, desarrollo y despliegue de los recursos energéticos distribuidos (DER's) han aumentado y se han generalizados considerablemente en los últimos años [1.1], planteándose nuevos retos para la estabilidad de la red y los sistemas de protección. Con especial énfasis en los recursos de carácter renovable, como la eólica, la solar y la biomasa, que están desempeñando cada vez más un papel importante y cambiando el paradigma de la generación eléctrica [1.2–1.4]. Los operadores de la red y de los sistemas, así, como los fabricantes de equipos, necesitan contar con las soluciones adecuadas para poder realizar las tareas que ello implica. Esto ha producido un aumento de los requisitos necesarios para la conexión a la red y por lo que se ha mejorado el control de las interfaces de la electrónica de potencia, con el fin de cumplir con las nuevas normas y códigos de red [1.5].

1.1. Estado del Arte

En los sistemas actuales de generación de energía, para el adecuado cumplimiento de los nuevos requerimientos, las investigaciones se han centrado en técnicas para la realización de una correcta sincronización con la red eléctrica, es decir, la detección del ángulo de fase de la tensión en el punto de acoplamiento común (PCC). La sincronización cumple una tarea muy importante, debe asegurar que las prestaciones del sistema conectado a la red cumplan con los requisitos de operación, debe permitir una entrega fiable de potencia, debe ser precisa y rápida, incluso en presencia de las distorsiones y fallas más comunes, como armónicos de línea, notchs, huecos de tensión, subidas, caídas o pérdidas de tensión, variaciones de frecuencia y saltos en el

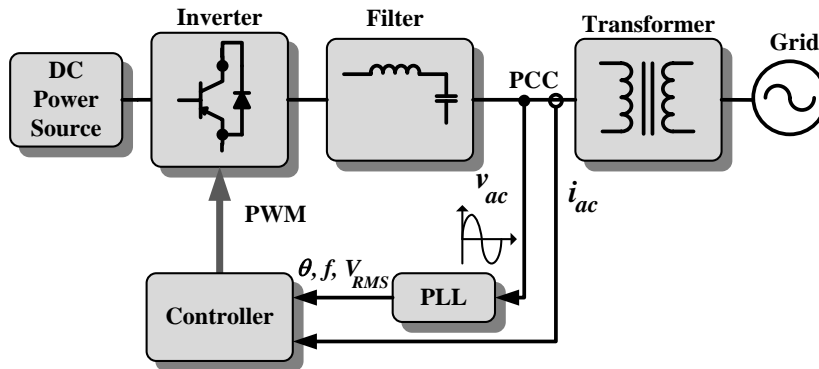


Figura 1.1: Sistemas de Conversión de Potencia conectado a la red

ángulo de fase [1.6–1.9].

Los inversores conectados a la red monofásica forman parte de muchas aplicaciones de los DER's, básicamente en las interfaces de pequeñas fuentes de generadores de energía a la red eléctrica [1.10, 1.11]. Los sistemas de control de los convertidores deben hacer que el sistema de generación de energía, se encuentre sincronizado con la red para alcanzar su propósito, suministrando o generando en cada instante la potencia demandada de la manera más económica y eficiente posible. El conocimiento de la fase, la amplitud y la frecuencia es un aspecto fundamental en el diseño de los sistemas de conversión conectados a la red, como el que se muestra en la Fig. 1.1.

La solución clásica para la sincronización en los sistemas monofásicos era la Detección de Cruce por Cero Filtrada (ZCD, Filtered Zero Cross Detection) mientras que para los sistemas trifásicos se ha empleado el Lazo de Enganche de Fase (PLL, *Phase Locked Loop*).

Actualmente, en los DER's monofásicos, como los inversores fotovoltaicos [1.12] y dispositivos de almacenamiento de energía o cualquier interfase de electrónica de potencia, como las fuentes ininterrumpida de energía (UPS) o unidades regenerativas, la topología de un PLL, se ha convertido en la estructura mas crucial e idónea para una conexión y sincronización rápida con la red de los convertidores de potencia, siendo la estrategia de control que permitirá con rapidez y precisión la detección del verdadero ángulo fase de la tensión en el PCC [1.5, 1.13].

Conociendo el ángulo de fase de la tensión en el PCC, se puede calcular las referencias de corriente activa y reactiva del lazo interno de corriente y por lo tanto, el factor de potencia para el valor de diseño. Por ejemplo una operación con el factor de potencia unitario, que consiste en la sincronización

de la salida del inversor de corriente con la tensión de red, para dar una referencia de corriente sinusoidal limpia. Además, es de mucho interés si el PLL proporciona la tensión RMS instantánea y la frecuencia de la red. Ambas magnitudes suelen ser necesarias para algoritmos de Anti-Islanding activos o pasivos en inversores fotovoltaicos [1.14] o en los métodos de *drop control* para inversores en paralelo [1.15].

Naturalmente, la estructura monofásica de estos PLL's limita el uso de algunas estrategias de control de trifásicas conocidas [1.16–1.19]. En los sistemas monofásicos hay menos información que en los sistemas de trifásicos con respecto a la condición de la red [1.20, 1.21], por lo que, los métodos más avanzados, para superar esta limitación deben considerar como un fin el crear un sistema de voltajes ortogonales (dos tensiones) [1.22] para obtener el ángulo de fase de tensión en el PCC y luego explotar los métodos trifásicos existentes. Por lo que recientemente, se han propuesto varias técnicas avanzadas de lazos de enganche de fase, PLLs, para aplicaciones monofásicas [1.23–1.27]

La tendencia actual, es usar PLL's creando componentes ortogonales “virtuales” mediante diferentes técnicas. Con la actual tecnología de microcontroladores y DSP's, todas las funciones de los PLLs clásicos se pueden implementar mediante funciones software. Los PLLs software tienen numerosas ventajas con respecto a los PLLs hardware, una de éstas es la posibilidad de modificar las constantes “on-line”, lo que permite realizar control adaptativo, a partir de la identificación de diferentes perturbaciones.

La estructura general de un algoritmo PLL monofásico, basado en un generador de un sistema ortogonal (OSG, orthogonal system generator) para la sincronización con la red se presenta en [1.9, 1.17, 1.22, 1.23, 1.28–1.35], la cual puede utilizar la Transformada de Park, como se muestra en la Fig. 1.2(a) o la función arcotangente, Fig. 1.2(b), donde se incluye la vigilancia de la tensión de red. Por lo general, la principal diferencia entre los PLLs monofásicos basados en OSG, es la forma como se generan estos sistemas de tensión ortogonal.

En el estado del arte, las estructuras de PLL para sistemas monofásico, basado en OSG, de la Fig. 1.2, están formadas básicamente por dos bloques. En el primero, a partir de una única señal sinusoidal de referencia, se generaría un sistema ortogonal en fase con la señal antes mencionada. El segundo bloque utiliza un lazo de retroalimentación por medio de una transformación $\alpha\beta$ -dq o la aplicación de la función arcotangente, para determinar el ángulo de fase de la señal de referencia. En el caso de fluctuaciones en la frecuencia de tensión de red, se debe utilizar un sistema de generación de señal ortogonal de frecuencia adaptativa. En este método, hay un equilibrio entre la velocidad de la respuesta y su capacidad de rechazo de armónicos [1.33].

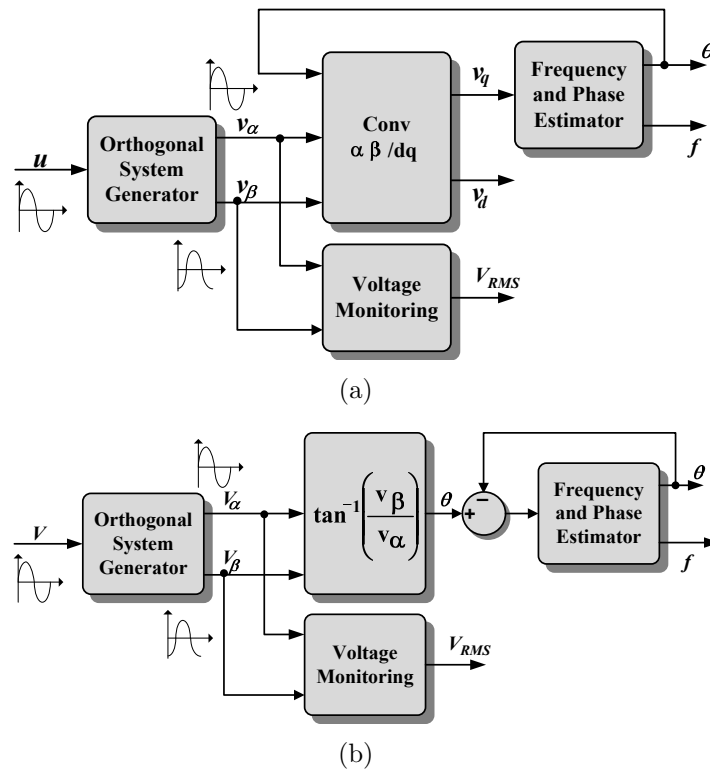


Figura 1.2: Estructura de un PLL monofásico basada en: (a) la Transformada de Park, (b) la función arcotangente.

Los métodos OSG's de un PLL monofásico deberán ser de aplicación sencilla, el sistema ortogonal deberá ser filtrado sin retardos por la misma estructura, debido a su resonancia en la frecuencia fundamental, no verse afectadas por los cambios de frecuencia. Existen diferentes formas de generar la tensión ortogonal, los métodos más comunes utilizados en la literatura técnica se presenta en [1.9, 1.20–1.22, 1.28, 1.36, 1.37]:

- Función de transporte de retardo, se muestra en la Fig. 1.3(a), el cual hace uso de un bloque responsable de introducir un desfase de 90° con respecto a la señal de entrada [1.30, 1.38, 1.39].
- Transformación de Hilbert, es un método relacionado con el anterior, pero más complejo en la creación de una señal de la cuadratura, se muestra en la Fig. 1.3(b) [1.39, 1.40].
- Transformación inversa de Park, mostrado en la Fig. 1.3(c) [1.27, 1.39–1.43].

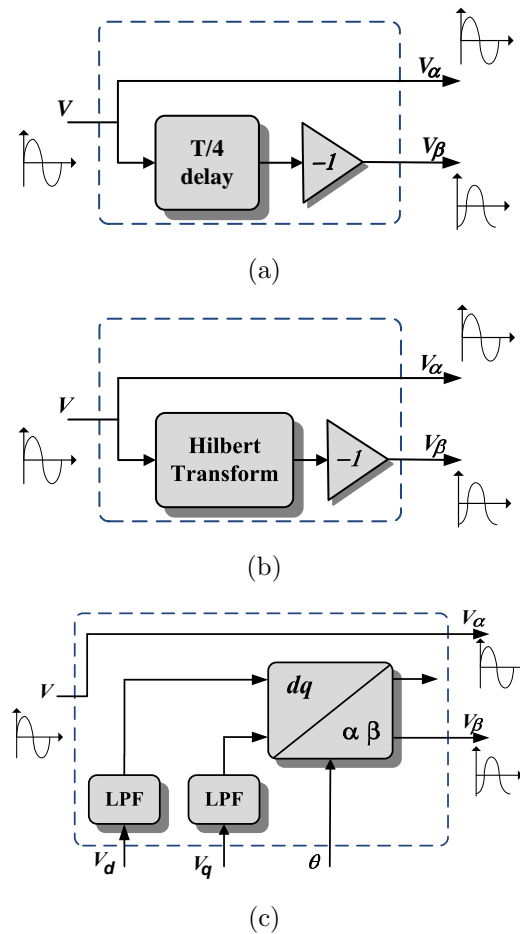


Figura 1.3: Metodos OSG mas comunes: (a) Función de transporte de retardo, (b) Transformación Hilbert (c) Transformación Inversa de Park.

- Filtro de promedio deslizante (MAF), con tiempo de muestreo variable, tales como en [1.44] o tiempo de muestreo constante [1.45].

Sin embargo, estos métodos tienen una o más de las siguientes deficiencias: la dependencia de la frecuencia, fallas de alta frecuencia, la alta complejidad, no linealidad, pobre o ninguna filtración, la capacidad de calculo para su implementación en tiempo discreto en alguno de los casos resulta elevada, etc. Cabe añadir que su capacidad de adaptabilidad en algunos casos es lenta ante posibles cambios en la frecuencia del sistema. Por todo lo anterior es importante contar con un algoritmo capaz de generar el sistema ortogonal a partir de una señal monofásica sinusoidal perturbada, con el mínimo error en estado estacionario y las máximas prestaciones ante fallas transitorias [1.46].

Como parte principal del trabajo en esta tesis se presenta un nuevo PLL

monofásico, que tiene como elemento principal un OSG normalizado basado en un Filtro Paso todo (APF) de segundo orden con estructura Lattice. Inicialmente el OSG proporcionado por el APF no mantiene una ganancia unitaria con respecto a la señal de entrada, característica necesaria para un buen desarrollo del PLL propuesto. Se propone un método de normalización, que proporciona el OSG de ganancia unitaria como aplicación del PLL tradicional, pero sin todos los inconvenientes que se presentan en la forma tradicional.

El siguiente propósito de esta tesis se basa en el aporte de una serie de mejoras a la estructura tradicional de el PLL, cada una de las cuales viene a proponer una solución a un conjunto de problemas conocidos de la versión tradicional de las PLL's. Así un problema es la variación de la frecuencia de la señal de entrada al PLL y otro problema importante consiste en la duración de los transitorios, debido a la aparición de fallas como los armónicos o los huecos de tensión. En muchos sistemas de sincronización existe una disyuntiva entre rapidez y precisión, en este sentido se pretende profundizar en los filtros adaptativos tanto en frecuencia como en ancho de banda, consiguiendo así un filtro preciso en régimen permanente y rápido en los transitorios.

Como último propósito se tiene el análisis comparativo del APF de Lattice propuesto, con un método muy utilizado y reportado en la literatura técnica en los últimos años, como generador de un sistema ortogonal de tensión para una estructura PLL monofásica que se basa en un Integrador Generalizado de Segundo Orden (SOGI) [1.22, 1.28, 1.47, 1.48]. Ambos métodos, demuestran que son una buena alternativa en los sistemas monofásicos, filtran la señal de la red eléctrica, para que las referencias de los sistemas de sincronización sean lo mejor posible y así posteriormente ser utilizadas en los convertidores monofásicos funcionando en ambientes altamente perturbados. También son presentadas las soluciones para las aplicaciones discretas de las dos estructuras analizadas. Las simulaciones validan la eficacia de uno u otro método propuesto.

La bondad de esta nueva estructura se validara y probara de una forma muy amplia en la simulación, utilizando el programa de Simulink de Matlab y con su aplicación en un DSP de coma fija.

1.2. Objetivos

El objetivo principal de la tesis es el Análisis y comparación de algoritmos de PLL monofásicos basados en un filtro digital paso todo, para la más idónea detección de la fase y de la frecuencia de la tensión en los sistemas de recursos

energéticos distribuidos (DER's). Para cumplir con este objetivo se tiene que conseguir:

- Estudiar y analizar el APF basado en la estructura Lattice como OSG.
- Diseñar un OSG con ganancia unitaria basado el APF de Lattice.
- Diseñar un PLL monofásico basado en ANF Lattice en frecuencia.
- Implementar un PLL monofásico basado en ANF Lattice en frecuencia en un DSP de coma fija.
- Diseñar un PLL monofásico basado en ANF Lattice en ancho de banda.
- Implementar un PLL monofásico basado en ANF Lattice en ancho de banda en un DSP de coma fija.
- Estudiar y analizar el SOGI.
- Comparar el APF Lattice normalizado propuesto con la estructura SOGI como OSG's.
- Implementar el APF Lattice y el SOGI como OSG en un DSP de coma fija.

1.3. Referencias

- [1.1] X. Hu and K. Tseng, "Integration of multiple modularized distributed energy resource devices into ac grid of buildings: Issue of active power circulation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 11, pp. 6118–6127, Nov 2014.
- [1.2] S. Arefifar and Y.-R. Mohamed, "Probabilistic optimal reactive power planning in distribution systems with renewable resources in grid-connected and islanded modes," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 11, pp. 5830–5839, Nov 2014.
- [1.3] T. Zhou and B. Francois, "Energy management and power control of a hybrid active wind generator for distributed power generation and grid integration," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 1, pp. 95–104, Jan 2011.

-
- [1.4] J. Guerrero, F. Blaabjerg, T. Zhelev, K. Hemmes, E. Monmasson, S. Jemei, M. Comech, R. Granadino, and J. Frau, “Distributed generation: Toward a new energy paradigm,” *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 4, no. 1, pp. 52–64, March 2010.
- [1.5] K.-J. Lee, J.-P. Lee, D. Shin, D.-W. Yoo, and H.-J. Kim, “A novel grid synchronization pll method based on adaptive low-pass notch filter for grid-connected pcs,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 292–301, Jan 2014.
- [1.6] J. Miret, A. Camacho, M. Castilla, L. de Vicuna, and J. Matas, “Control scheme with voltage support capability for distributed generation inverters under voltage sags,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 11, pp. 5252–5262, Nov 2013.
- [1.7] M. Morente, “Desarrollo, implementación y aplicaciones de algoritmos para la obtención de la secuencia positiva del armónico fundamental de la tensión de la red eléctrica,” Master’s thesis, UNIVERSIDAD DE ALCALA, 2009.
- [1.8] M. Ghartemani, S. Khajehoddin, P. Jain, and A. Bakhshai, “Problems of startup and phase jumps in pll systems,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 4, pp. 1830–1838, April 2012.
- [1.9] M. Karimi-Ghartemani, “A unifying approach to single-phase synchronous reference frame plls,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4550–4556, Oct 2013.
- [1.10] Y. F. Wang and Y. W. Li, “A grid fundamental and harmonic component detection method for single-phase systems,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 5, pp. 2204–2213, May 2013.
- [1.11] R. Bojoi, L. Limongi, D. Ruiu, and A. Tenconi, “Enhanced power quality control strategy for single-phase inverters in distributed generation systems,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 3, pp. 798–806, March 2011.
- [1.12] C.-H. Chang, Y.-H. Lin, Y.-M. Chen, and Y.-R. Chang, “Simplified reactive power control for single-phase grid-connected photovoltaic inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2286–2296, May 2014.

- [1.13] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, Oct 2006.
- [1.14] E. Estebanez, V. Moreno, A. Pigazo, M. Liserre, and A. Dell'Aquila, "Performance evaluation of active islanding-detection algorithms in distributed-generation photovoltaic systems: Two inverters case," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1185–1193, April 2011.
- [1.15] J. Vasquez, J. Guerrero, M. Savaghebi, J. Eloy-Garcia, and R. Teodorescu, "Modeling, analysis, and design of stationary-reference-frame droop-controlled parallel three-phase voltage source inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1271–1280, April 2013.
- [1.16] F. Gonzalez-Espin, E. Figueres, and G. Garcera, "An adaptive synchronous-reference-frame phase-locked loop for power quality improvement in a polluted utility grid," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 6, pp. 2718–2731, June 2012.
- [1.17] S. Gao and M. Barnes, "Phase-locked loop for ac systems: Analyses and comparisons," in *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), 6th IET International Conference on*, March 2012, pp. 1–6.
- [1.18] M. Karimi-Ghartemani, "A novel three-phase magnitude-phase-locked loop system," *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 8, pp. 1792–1802, Aug 2006.
- [1.19] S.-K. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 15, no. 3, pp. 431–438, May 2000.
- [1.20] L. Arruda, S. Silva, and B. Filho, "Pll structures for utility connected systems," in *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, vol. 4, Sept 2001, pp. 2655–2660 vol.4.
- [1.21] F. Iov, M. Ciobotaru, and F. Blaabjerg, "Power electronics control of wind energy in distributed power systems," in *Optimization of Electrical and Electronic Equipment, 2008. OPTIM 2008. 11th International Conference on*, May 2008, pp. XXIX–XLIV.
- [1.22] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator," in *Power*

- Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, June 2006, pp. 1–6.
- [1.23] S. Golestan, M. Monfared, F. Freijedo, and J. Guerrero, “Dynamics assessment of advanced single-phase pll structures,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 6, pp. 2167–2177, June 2013.
- [1.24] —, “Design and tuning of a modified power-based pll for single-phase grid-connected power conditioning systems,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 8, pp. 3639–3650, Aug 2012.
- [1.25] M. Karimi-Ghartemani, S. Khajehoddin, P. Jain, A. Bakhshai, and M. Mojiri, “Addressing dc component in pll and notch filter algorithms,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 78–86, Jan 2012.
- [1.26] J. W. Choi, Y.-K. Kim, and H.-G. Kim, “Digital pll control for single-phase photovoltaic system,” *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 153, no. 1, pp. 40–46, Jan 2006.
- [1.27] R. M. Santos Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres, and A. F. Souza, “Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 2923–2932, Aug 2008.
- [1.28] M. Ciobotaru, V. Agelidis, and R. Teodorescu, “Accurate and less-disturbing active anti-islanding method based on pll for grid-connected pv inverters,” in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC 2008*, 2008, pp. 4569–4576.
- [1.29] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Control of single-stage single-phase pv inverter,” in *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, 2005, pp. 10 pp.–P.10.
- [1.30] —, “Improved pll structures for single-phase grid inverters,” in *Proceedings of PELINCEC'05.*, 2005.
- [1.31] M. Ciobotaru, V. Agelidis, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Accurate and less-disturbing active antiislanding method based on pll for grid-connected converters,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 6, pp. 1576–1584, June 2010.
- [1.32] M. Gao, B. Li, M. Chen, W. Yao, and Z. Qian, “Analysis and implementation of a pll structure for single-phase grid-connected inverter system,” in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, May 2009, pp. 716–719.

- [1.33] D. Yazdani, M. Pahlevaninezhad, and A. Bakhshai, "Single-phase grid-synchronization algorithms for converter interfaced distributed generation systems," in *Electrical and Computer Engineering, 2009. CCECE '09. Canadian Conference on*, May 2009, pp. 127–131.
- [1.34] S. Lubura, M. Roja, S.-A. Lale, and M. Ikic, "Single-phase phase locked loop with dc offset and noise rejection for photovoltaic inverters," *Power Electronics, IET*, vol. 7, no. 9, pp. 2288–2299, September 2014.
- [1.35] G. Fedele, A. Ferrise, and P. Muraca, "An adaptive quasi-notch filter for a biased sinusoidal signal estimation," in *Control and Automation (ICCA), 2011 9th IEEE International Conference on*, Dec 2011, pp. 1060–1065.
- [1.36] M. Kumm, H. Klingbeil, and P. Zipf, "An fpga-based linear all-digital phase-locked loop," *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 9, pp. 2487–2497, Sept 2010.
- [1.37] S. Martin-Martinez, E. Gomez-Lazaro, A. Molina-Garcia, J. Fuentes, A. Viguera-Rodriguez, and S. Amat Plata, "A new three-phase dpll frequency estimator based on nonlinear weighted mean for power system disturbances," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 1, pp. 179–187, Jan 2013.
- [1.38] A. Elrayyah, A. Safayet, Y. Sozer, I. Husain, and M. Elbuluk, "Efficient harmonic and phase estimator for single-phase grid-connected renewable energy systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 1, pp. 620–630, Jan 2014.
- [1.39] S. Silva, B. Lopes, B. Filho, R. Campana, and W. Bosventura, "Performance evaluation of pll algorithms for single-phase grid-connected systems," in *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, vol. 4, Oct 2004, pp. 2259–2263 vol.4.
- [1.40] A. Nicastrì and A. Nagliero, "Comparison and evaluation of the PLL techniques for the design of the grid-connected inverter systems," in *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, 2010, pp. 3865–3870.
- [1.41] Z. Wang, S. Fan, Y. Zheng, and M. Cheng, "Control of a six-switch inverter based single-phase grid-connected pv generation system with inverse park transform pll," in *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*, May 2012, pp. 258–263.

-
- [1.42] S.-H. Hwang, L. Liu, H. Li, and J.-M. Kim, “Dc offset error compensation for synchronous reference frame pll in single-phase grid-connected converters,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 8, pp. 3467–3471, Aug 2012.
- [1.43] M. Cacciato, A. Consoli, V. Crisafulli, G. Scarcella, and G. Scelba, “Robustness evaluation of phase-locked loop algorithms for single-phase distributed generation systems,” in *Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), 2010 International Symposium on*, June 2010, pp. 914–919.
- [1.44] M. Perez, J. Espinoza, L. Moran, M. Torres, and E. Araya, “A robust phase-locked loop algorithm to synchronize static-power converters with polluted ac systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 2185–2192, May 2008.
- [1.45] S. Golestan, M. Ramezani, J. Guerrero, F. Freijedo, and M. Monfared, “Moving average filter based phase-locked loops: Performance analysis and design guidelines,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2750–2763, June 2014.
- [1.46] H. A. Rivas and J. Bergas, “Aportaciones al control de un rectificador activo monofásico,” Ph.D. dissertation, Departament d’Enginyeria Elèctrica, Universitat Politècnica de Catalunya, 2010.
- [1.47] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions,” in *Proc. IECON 2006 - 32nd Annual Conf. IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 5173–5178.
- [1.48] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 1, pp. 127–138, Jan 2011.

Filtro Paso Todo APF de Lattice

En este capítulo se presenta un nuevo generador de un sistema ortogonal (OSG) normalizado monofásico basado en un filtro paso-todo (APF) digital de segundo orden con estructura Lattice. El APF es un bloque de construcción versátil y conveniente para ser implementado en un procesador de señales digitales (DSP) y presenta algunas características que lo convierten en la mejor opción para aplicaciones de filtro Notch (NF) y su versión adaptativa, el Adaptative Notch Filter (ANF) [2.1]. Con el fin de proporcionar un OSG con ganancia unitaria, se propone un método de normalización que proporciona las dos señales ortogonales, manteniendo la misma amplitud de la entrada, muy adecuado para las implementaciones tradicionales de circuitos de Lazo de Enganche de Fase (PLL) [2.2], sin los inconvenientes de dependencia de la frecuencia, alta complejidad, no linealidad y pobre o ningún filtrado.

El APF basado en la estructura Lattice, es una buena alternativa para la creación de un sistema ortogonal en los sistemas monofásicos en comparación con otros métodos conocidos en [2.2–2.6]. Los métodos para un obtener un OSG de tensión de un PLL de un sistema monofásico deberán tener las siguientes ventajas: aplicación sencilla, ser filtrado sin retardos por la misma estructura y no verse afectadas por los cambios de frecuencia.

Los PLL's, al ser implementados, deben cumplir unas características de robustez y velocidad ante cambios en la señal de entrada. Estos, se encuentran, en la mayoría de los casos, con señales altamente perturbadas [2.7]. De las perturbaciones presentes, existen las de altas frecuencias originadas comúnmente por la conmutación de los semiconductores que componen los convertidores y, por otra parte, las de menor frecuencia, como los armónicos de 3^{er} o 5^{to} orden. Realizar un filtrado de las perturbaciones de alta frecuencia es algo relativamente sencillo, pero en el caso de los armónicos, debido

a la proximidad entre la frecuencia fundamental y la de corte del filtro, se pueden introducir retardos no deseados en la señal de referencia generada.

Un filtro es una red eléctrica que altera la amplitud y/o características de fase de una señal con respecto a una frecuencia. Se utilizan en los sistemas electrónicos para enfatizar las señales en determinados rangos de frecuencia y rechazar señales en otras gamas de frecuencia a fin de eliminar la señal no deseada. Por lo tanto, cualquier operación que se puede utilizar para reducir o eliminar el ruido se llama filtro [2.8].

Como se indico en el apartado 1.1, los PLL's monofásicos se componen principalmente de dos bloques, Fig. 1.2. El papel más importante es llevado a cabo por primer bloque que es el OSG, con uno de sus componentes en fase y un segundo componente quedando a $\pi/2$ de la tensión de entrada monofásica. En este bloque es donde radican las principales diferencias entre todos PLL's, basados en OSG. El resto de los bloques son los mismos que en la mayoría de las implementaciones de PLL [2.9].

Un APF de segundo orden discreto es un buen candidato como OSG debido a su baja sensibilidad al redondeo de los coeficientes y una estructura interna sin pérdida, muy conveniente para los algoritmos adaptativos [2.10]. Además, el coste computacional de la implementación es bastante bajo, especialmente en la representación en el espacio de estado.

Con el fin de poder obtener la amplitud de la tensión por un segundo bloque, las funciones de transferencia de la magnitud de la ambas señales de salida del OSG del APF con respecto a la tensión de entrada, deben tener una magnitud unidad o una ganancia constante conocida. Esto no es cierto en muchos OSG's tradicionales, ya que tienen la ganancia diferente a la unidad, la cual depende, entre otros factores, del ancho de banda notch del filtro. Este inconveniente importante en los filtros usados como OSG's tradicionales, es la razón principal de por qué no se han utilizado en los PLL's monofásicos hasta ahora. Las siguientes secciones describen una normalización del APF que cumple con los requisitos anteriores generando un OSG de ganancia unitaria, es decir, se genera un sistema orto-normal.

2.1. APF: un bloque construido para DSP

El APF digital es un bloque de cómputo eficiente muy útil en muchas aplicaciones de procesamiento de señales. En estas aplicaciones, la función de transferencia del filtro digital esta sujeta a las limitaciones sobre la selectividad de la frecuencia y/o la respuesta de fase que son dictadas por la aplicación en cuestión. Una vez que se tiene la función de transferencia mas conveniente, se debe seleccionar una estructura de filtro entre las numerosas

opciones disponibles. La aritmética de precisión finita que se utiliza en el cálculo del filtro digital, el ruido de redondeo y las características de sensibilidad de los coeficientes han constituido la base de la selección de una estructura de un filtro a favor de otro [2.1].

Es necesario que un filtro digital en el dominio del tiempo discreto sea desarrollado con una baja sensibilidad en sus coeficientes y poco ruido de redondeo, obteniendo un comportamiento predecible en condiciones de longitud de palabra finita y un mejor desarrollo de algoritmos de cómputo eficientes. Una función paso-todo, estable, se considera como un bloque básico de construcción escalar sin pérdidas y sus interconexiones con otros bloques del mismo tipo forman soluciones también sin pérdidas y útiles a muchos problemas prácticos de filtrado.

La respuesta de frecuencia de un APF tiene magnitud unitaria en todas las frecuencias:

$$|A(e^{j\omega})|^2 = 1, \text{ para todo } \omega. \quad (2.1)$$

La función de transferencia de cada APF tiene los polos y los ceros en pares conjugados recíprocos, en este caso $A(z)$, se puede expresar:

$$A(z) = \frac{z^{-M}D(z^{-1})}{D(z)} \quad (2.2)$$

El polinomio numerador se obtiene a partir del polinomio denominador invirtiendo el orden de los coeficientes. Por ejemplo:

$$A(z) = \frac{a_2 + a_1z^{-1} + z^{-2}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}} \quad (2.3)$$

que es una función paso-todo de segundo orden que se obtiene de (2.2), puesto que los coeficientes del numerador aparecen en el orden inverso a los del denominador. En este caso, el polinomio numerador y el denominador forman un par de imagen-espejo.

Una estructura útil para la realización de las funciones paso-todo es el filtro Lattice de Gray y Markel [2.1]. El procedimiento de síntesis utiliza la recursividad siguiente:

$$z^{-1}A_{m-1}(z) = \frac{A_m(z) - k_m}{1 - k_mA_m(z)} \quad (2.4)$$

$$m = M, M - 1, \dots, 1$$

donde

$$k_m = A_m(\infty) \quad (2.5)$$

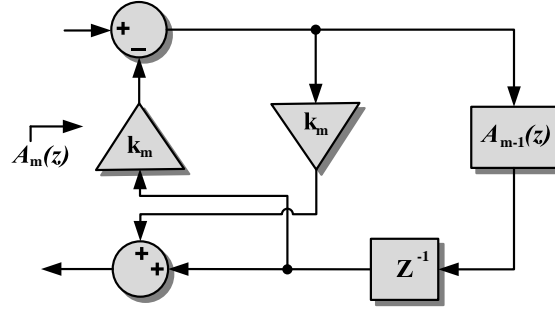


Figura 2.1: Interpretación Lattice de una función paso-todo

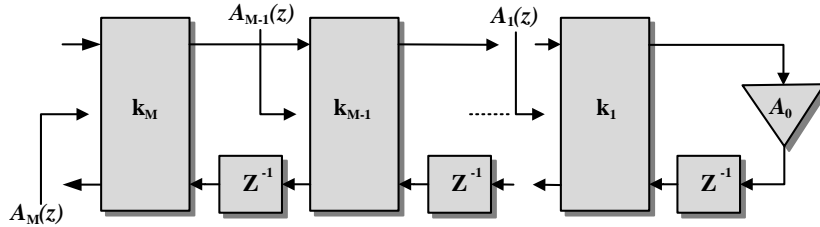


Figura 2.2: Implementación Lattice en cascada de la función paso-todo $A_m(z)$

Con $A_m(z)$ como una función paso-todo estable, se puede verificar que $|k_m| < 1$, y que $A_{m-1}(z)$ es una función paso-todo estable de un orden inferior. La interpretación estructural de (2.4) para el primer paso en la recursión aparece como en la Fig. 2.1.

La recursión de (2.4) continúa en $A_{m-1}(z)$, y así sucesivamente, lo que conduce a la estructura Lattice en cascada de la Fig. 2.2. La Fig. 2.3, es un multiplicador sencillo, que requiere el menor número de multiplicadores. La Fig. 2.4, es la forma normalizada, que tiene la ventaja de que todos los nodos internos se escalan automáticamente para ajustarse al formato del filtro.

$A_m(z)$ está limitada a ser una función real, aunque el filtro Lattice es fácilmente generalizado para todas las funciones paso-todo complejas. Entre todas las estructuras de implementación para los filtros discretos, la estructura Lattice normalizada, que se muestra en la Fig. 2.5 es el más útil para los coeficientes reales de los filtros de segundo orden [2.1, 2.11], donde los coeficientes son menores o iguales a uno, que es una característica conveniente para la implementación en un DSP de coma fija.

Así, una función de transferencia del APF de segundo orden, se expresa como:

$$A(z) = \frac{k_2 + k_1(1 + k_2)z^{-1} + z^{-2}}{1 + k_1(1 + k_2)z^{-1} + k_2z^{-2}} \quad (2.6)$$

Teniendo en cuenta que todos los nodos internos son menores o iguales a

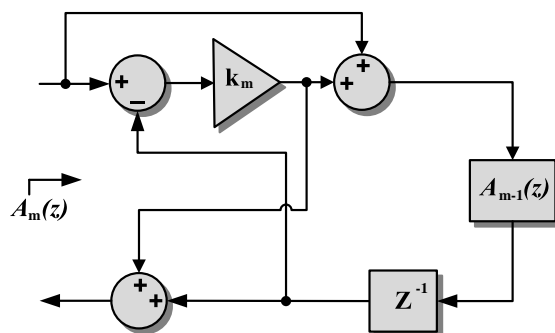


Figura 2.3: Par de Lattice, multiplicador Sencillo.

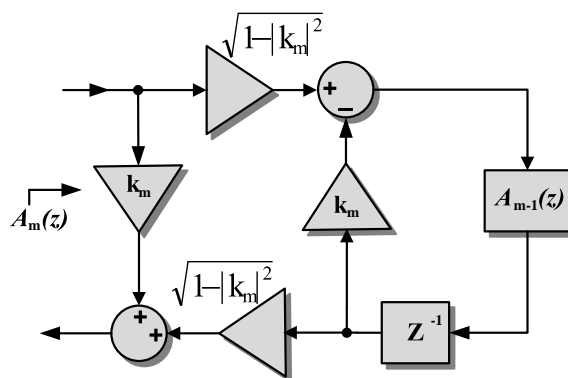


Figura 2.4: Par de Lattice normalizado.

uno, podemos hacer los siguientes cambios en (2.6), $k_1 = \sin \theta_1$ y $k_2 = \sin \theta_2$, donde θ_1 y θ_2 se pueden expresar más como

$$\theta_1 = \frac{\omega_0}{f_s} - \frac{\pi}{2} \quad (2.7)$$

$$\theta_2 = \arcsin\left(\frac{1 - \tan(BW/2)}{1 + \tan(BW/2)}\right) \quad (2.8)$$

donde ω_0 es la frecuencia notch, y $BW = 2\pi B/f_s$ es el ancho de banda del filtro, siendo B la banda de paso en Hz y f_s la frecuencia de muestreo, finalmente, obtenemos

$$A(z) = \frac{\sin \theta_2 + \sin \theta_1(1 + \sin \theta_2)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \sin \theta_1(1 + \sin \theta_2)z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \quad (2.9)$$

La estructura de la Fig. 2.5, con las respectivas sustituciones queda como se muestra en la Fig. 2.6, en donde $u(n)$ es la señal de entrada y $y_f(n)$ es la

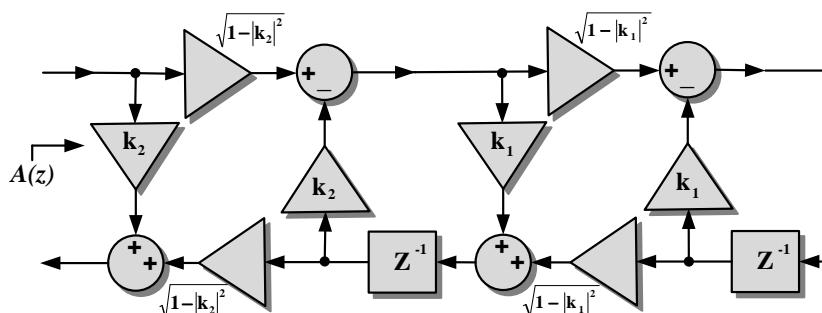


Figura 2.5: APF de segundo orden $A(z)$, usando una cascada de la forma normalizada de Lattice

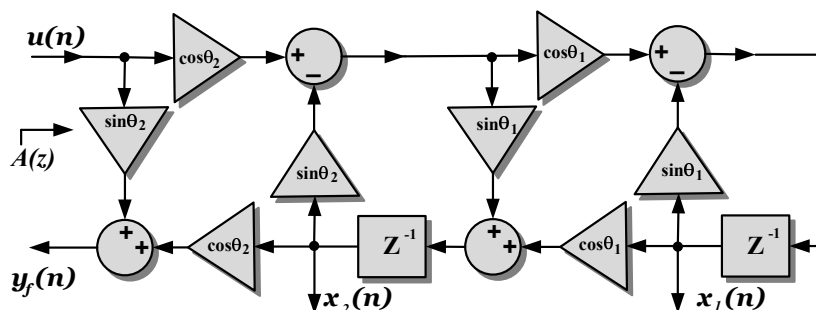


Figura 2.6: APF de segundo orden normalizado definitivo

señal de salida del filtro, $A(z)$ es la función de transferencia del filtro y $x_1(n)$ y $x_2(n)$ son los dos componentes ortogonales.

El APF con configuración Lattice, expresado como en (2.9), proporciona un desacoplamiento entre la frecuencia notch ω_0 y la banda de paso $3dB$ del filtro. Este desacoplamiento es muy útil en los filtros adaptativos en los que es necesario adaptar la frecuencia notch o el ancho de banda de forma independiente. Esta característica se utiliza en los siguientes capítulos para obtener un ANF [2.12]. Aparte de tener la magnitud unidad para todas las frecuencias y los coeficientes reales, el APF de segundo orden tiene un desplazamiento de fase cero para $\omega > \omega_0$ y un cambio de π para $\omega = \omega_0$ mientras que en el resto tiene un desplazamiento de fase de 2π y su respectivo diagrama de bode se muestra en la Fig. 2.7.

2.1.1. Filtro Notch y paso-banda Digital, basado en un APF

Como se mencionó antes, el APF es un versátil bloque de gran utilidad para ser implementado en un DSP. Por otra parte, debido al cambio de π de

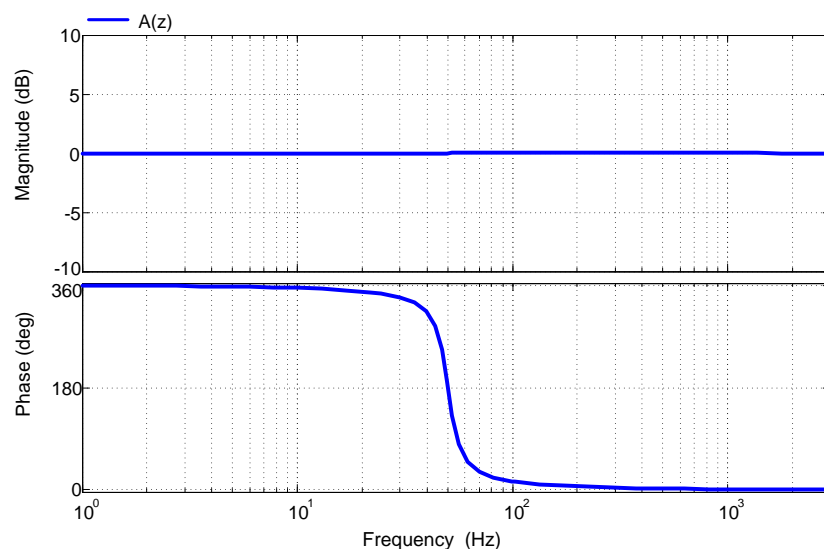


Figura 2.7: Diagrama de Bode de la función de transferencia de $A(z)$.

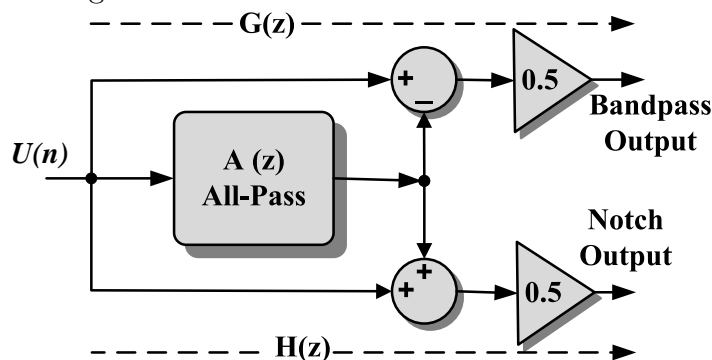


Figura 2.8: Generación de un filtro notch $H(z)$ y un filtro paso-banda $G(z)$, basados en un APF.

la fase, para $\omega = \omega_0$, es posible obtener un filtro notch y su complementario filtro paso-banda, a partir del APF presentado antes. La generación de estos filtros complementarios se muestra en la Fig. 2.8.

Las funciones de transferencias de los filtros notch y paso-banda se pueden obtener como:

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{1}{2}[1 + A(z)] \\ G(z) &= \frac{1}{2}[1 - A(z)] \end{aligned} \quad (2.10)$$

Teniendo en cuenta (2.9), se obtienen las funciones de transferencia de:

$$H(z) = \frac{1 + \sin \theta_2}{2} \frac{1 + 2 \sin \theta_1 z^{-1} + z^{-2}}{1 + \sin \theta_1 (1 + \sin \theta_2) z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \quad (2.11)$$

$$G(z) = \frac{1 - \sin \theta_2}{2} \frac{1 - z^{-2}}{1 + \sin \theta_1 (1 + \sin \theta_2) z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \quad (2.12)$$

2.1.2. OSG basado en un APF

El APF de (2.9) tiene la particularidad de generar un sistema ortogonal. La Fig.2.6, donde se representa la implementación del APF con configuración Lattice, muestra dos nodos internos $x_1(n)$ y $x_2(n)$. Las funciones de transferencia para ambos nodos son los siguientes:

$$x_1(n) = X_1(z)u(n)$$

$$X_1(z) = \frac{\cos \theta_1 \cos \theta_2 z^{-1}}{1 + \sin \theta_1 (1 + \sin \theta_2) z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \quad (2.13)$$

$$x_2(n) = X_2(z)u(n)$$

$$X_2(z) = \frac{\sin \theta_1 \cos \theta_2 z^{-1} + \cos \theta_2 z^{-2}}{1 + \sin \theta_1 (1 + \sin \theta_2) z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \quad (2.14)$$

Aunque estos dos nodos internos representan un sistema ortogonal (x_1 está quedando $\pi/2$ de la tensión sinusoidal de entrada y x_2 está en fase con la tensión sinusoidal de entrada), sus amplitudes no están directamente relacionados con la magnitud de la tensión de entrada, porque la ganancia de su funciones de transferencia en la frecuencia notch es diferente de la unidad.

La Fig. 2.9 muestra el diagrama de Bode para estas dos funciones de transferencia $X_1(z)$ y $X_2(z)$, para una frecuencia notch de 50 Hz y de 300 Hz, un ancho de banda de 4 Hz y una frecuencia de muestreo de 20 kHz.

Para que x_1 y x_2 sean un OSG apropiado para un PLL monofásico, las funciones de transferencia deben ser previamente normalizadas; es decir, deben tener una ganancia unitaria en la frecuencia notch. En el siguiente apartado se presenta una versión normalizada de (2.13) y (2.14).

2.2. Normalización de x_1 y x_2

Con el fin de obtener una ganancia unitaria de las funciones de transferencia del sistema ortogonal (2.13) y (2.14), primero se debe calcular el valor

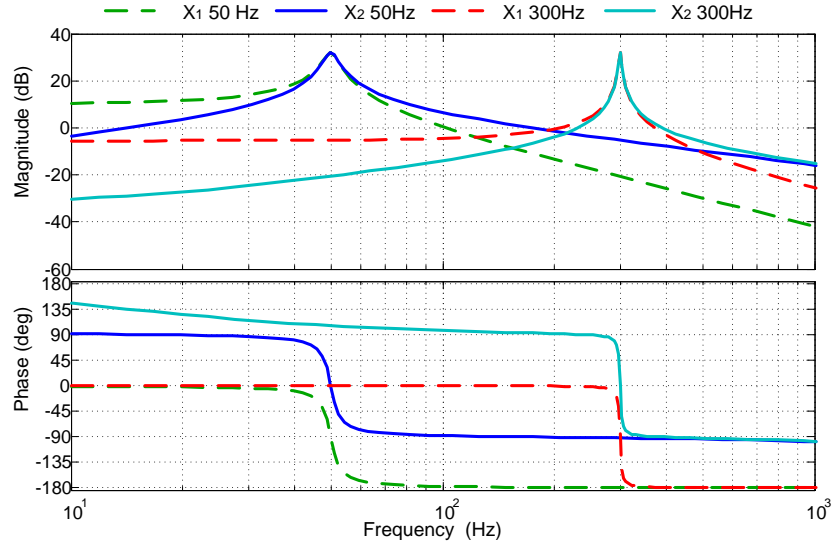


Figura 2.9: Diagrama de Bode de las funciones de transferencia de $X_1(z)$ y $X_2(z)$ sin estar normalizadas.

absoluto en estado estable de cada una de estas funciones en la frecuencia notch. Este valor absoluto se obtiene sustituyendo:

$$z = e^{j\theta} \quad (2.15)$$

en ambas funciones de transferencia, donde θ corresponde a la frecuencia de la señal de entrada:

$$\theta = \frac{\omega}{f_s} \quad (2.16)$$

entonces, tenemos:

$$|X_1(z)| = |X_1(e^{j\theta})| = \frac{|numX_1(e^{j\theta})|}{|denX_1(e^{j\theta})|}$$

$$|X_2(z)| = |X_2(e^{j\theta})| = \frac{|numX_2(e^{j\theta})|}{|denX_2(e^{j\theta})|}$$

El valor absoluto del numerador de la función de transferencia de $X_1(z)$, se determina de la siguiente forma:

$$numX_1(e^{j\theta}) = \cos \theta_1 \cos \theta_2 (e^{-j\theta})$$

de acuerdo con el módulo de un número complejo tenemos:

$$|numX_1(e^{j\theta})| = \cos \theta_1 \cos \theta_2 \quad (2.17)$$

El valor absoluto del denominador de $X_1(z)$, que es igual al denominador de $X_2(z)$, se determina:

$$\text{den}X_1(e^{j\theta}) = 1 + \sin \theta_1(1 + \sin \theta_2)(e^{-j\theta}) + \sin \theta_2(e^{-j2\theta})$$

teniendo en cuenta la fórmula de Euler:

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta \quad (2.18)$$

y que la frecuencia de la señal de entrada es la misma que la frecuencia notch, $\omega = \omega_0$, para asegurar la sintonización del filtro, y de acuerdo con (2.7) y a (2.16), tenemos que:

$$\theta = \theta_1 + \frac{\pi}{2} \quad (2.19)$$

obtenemos:

$$\text{den}X_1(e^{j\theta}) = 1 + \sin \theta_1(1 + \sin \theta_2)(\cos \theta - j \sin \theta) + \sin \theta_2(\cos 2\theta - j \sin 2\theta)$$

$$\begin{aligned} \text{den}X_1(e^{j\theta}) = 1 + \sin \theta_1 \cos \theta(1 + \sin \theta_2) + \sin \theta_2 \cos 2\theta - \\ j [\sin \theta_1 \sin \theta(1 + \sin \theta_2) + \sin \theta_2 \sin 2\theta] \end{aligned}$$

$$\text{den}X_1(e^{j\theta}) = \cos^2 \theta_1(1 - \sin \theta_2) - j [\cos \theta_1 \sin \theta_1(1 - \sin \theta_2)]$$

resolviendo se tiene:

$$\begin{aligned} |\text{den}X_1(e^{j\theta})| &= \sqrt{[\cos^2 \theta_1(1 - \sin \theta_2)]^2 + [-\cos \theta_1 \sin \theta_1(1 - \sin \theta_2)]^2} \\ |\text{den}X_1(e^{j\theta})| &= \cos \theta_1(1 - \sin \theta_2) \end{aligned} \quad (2.20)$$

El valor absoluto del numerador de la funcion de transferencia de $X_2(z)$, se determina de la siguiente forma:

$$\text{num}X_2(e^{j\theta}) = \sin \theta_1 \cos \theta_2(e^{-j\theta}) + \cos \theta_2(e^{-j2\theta})$$

teniendo en cuenta las misma consideraciones anteriores se tiene:

$$\text{num}X_2(e^{j\theta}) = \sin \theta_1 \cos \theta_2(\cos \theta - j \sin \theta) + \cos \theta_2(\cos 2\theta - j \sin 2\theta)$$

$$\text{num}X_2(e^{j\theta}) = \cos \theta_2 [\sin \theta_1 \cos \theta + \cos 2\theta - j(\sin \theta_1 \sin \theta + \sin 2\theta)]$$

$$\text{num}X_2(e^{j\theta}) = -\cos^2 \theta_1 \cos \theta_2 + j(\cos \theta_1 \cos \theta_2 \sin \theta_1)$$

resolviendo se tiene:

$$|\text{num}X_2(e^{j\theta})| = \sqrt{[-\cos^2 \theta_1 \cos \theta_2]^2 + [\cos \theta_1 \cos \theta_2 \sin \theta_1]^2}$$

$$|numX_2(e^{j\theta})| = \cos \theta_1 \cos \theta_2 \quad (2.21)$$

De acuerdo con lo obtenido en (2.17), (2.20) y en (2.21), se tiene que el valor absoluto de ambas funciones de transferencias son iguales, y viene dado por:

$$|X_1(z)| = |X_2(z)| = \frac{\cos \theta_1 \cos \theta_2}{\cos \theta_1 (1 - \sin \theta_2)}$$

$$|X_1(z)| = |X_2(z)| = \frac{\cos \theta_2}{1 - \sin \theta_2} \quad (2.22)$$

Dividiendo (2.13) y (2.14) por el valor de (2.22), ambas funciones de transferencia tendrá una ganancia unitaria:

$$X_1(z) = \frac{\cos \theta_1 (1 - \sin \theta_2) z^{-1}}{1 + \sin \theta_1 (1 + \sin \theta_2) z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \quad (2.23)$$

$$X_2(z) = \frac{\sin \theta_1 (\sin \theta_2 - 1) z^{-1} + (\sin \theta_2 - 1) z^{-2}}{1 + \sin \theta_1 (1 + \sin \theta_2) z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \quad (2.24)$$

La Fig. 2.10, muestra la estructura del APF una vez normalizado y la Fig. 2.11 muestra el diagrama de Bode para estas dos funciones de transferencia después de la normalización, para una frecuencia notch de 50 Hz y para 300 Hz, un ancho de banda de 4 Hz y una frecuencia de muestreo de 20 kHz.

En la Fig. 2.12, se muestra el resultado de la magnitud de la salida de x_2 , en el APF, evaluada para varios valores de frecuencias de sintonización.

Se presenta en la Fig. 2.13, la respuesta en frecuencias para $X_2(z)$, en el APF, para un rango de frecuencias fundamentales, desde 1 Hz hasta 6 kHz, con un ancho de banda de 4 Hz y una frecuencia de muestreo de 20 kHz. Se observa que para todo el rango de frecuencia de sintonización, el APF mantiene la sintonización y por lo tanto sus características como OSG.

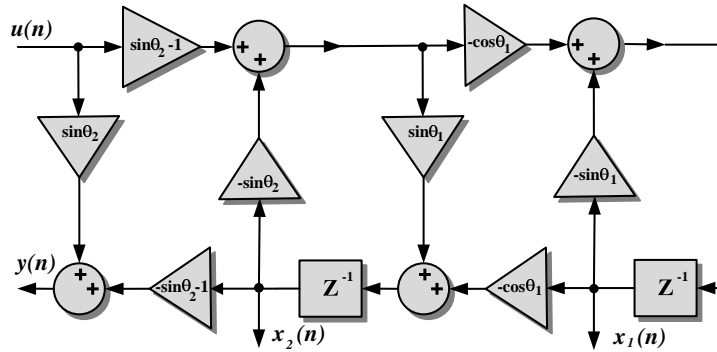


Figura 2.10: APF como OSG con ganancia unitaria

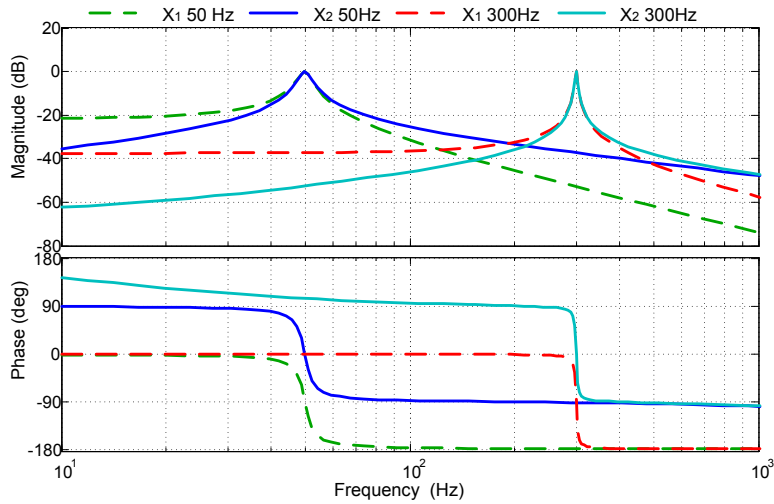


Figura 2.11: Bode de las funciones $X_1(z)$ y $X_2(z)$; después de la normalización.

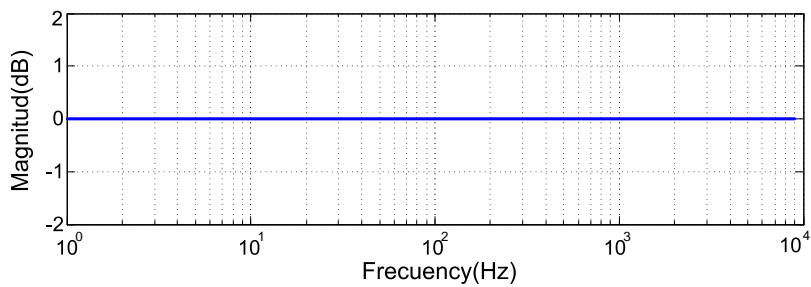


Figura 2.12: Magnitud de $x_2(n)$ para un rango de frecuencias de sintonización.

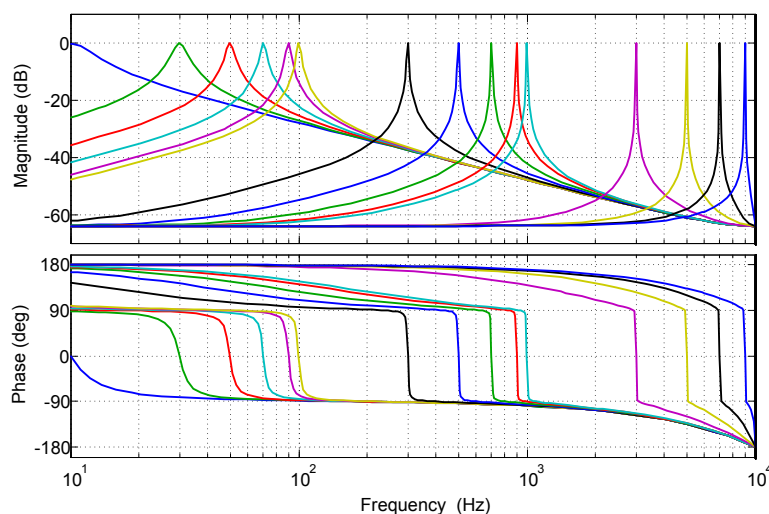


Figura 2.13: Bode de X_2 para un rango de frecuencias de sintonización.

2.3. Representación espacio-estado del APF

Aunque el generador del sistema orto-normal hasta ahora se ha presentado como dos funciones de transferencia, la representación espacio-estado es mucho más apropiado para su aplicación en un DSP. La ecuación de estado-espacio del APF antes de la normalización esta dada por:

$$\begin{bmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \sin \theta_2 \\ \cos \theta_1 & \sin \theta_1 \sin \theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \theta_1 \cos \theta_2 \\ \sin \theta_1 \cos \theta_2 \end{bmatrix} u(n) \quad (2.25)$$

$$y(n) = \begin{bmatrix} 0 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \end{bmatrix} + \sin \theta_2 u(n) \quad (2.26)$$

La ecuación de espacio de estado puede ser reescrita en una forma más compacta como

$$\begin{bmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \\ y(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \sin \theta_2 & \cos \theta_1 \cos \theta_2 \\ \cos \theta_1 & \sin \theta_1 \sin \theta_2 & \sin \theta_1 \cos \theta_2 \\ 0 & \cos \theta_2 & \sin \theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ u(n) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Y una vez normalizada, obtenemos

$$\begin{bmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \\ y(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 \sin \theta_2 & \cos \theta_1 (1 - \sin \theta_2) \\ -\cos \theta_1 & -\sin \theta_1 \sin \theta_2 & -\sin \theta_1 (1 - \sin \theta_2) \\ 0 & -(1 + \sin \theta_2) & \sin \theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ u(n) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

2.4. Simulación del comportamiento del APF como OSG

El comportamiento del modelo en el espacio de estado presentado en (2.28) se simula utilizando el programa MATLAB. Se evalúa la respuesta del APF en estado estacionario, bajo diferentes condiciones a la entrada, teniendo como señal de entrada fundamental una senoide de frecuencia de 50 Hz, con una amplitud de 1 volt, un ancho de banda de 4 Hz, una frecuencia de muestreo de 20 kHz y una frecuencia de notch de diseño de 50 Hz, como salida se tienen las señales $x_1(n)$ y $x_2(n)$ y se utilizan algunas perturbaciones contempladas en la normativa IEEE Std. 929-2000 [2.13].

- Señal entrada sin perturbaciones, en la Fig. 2.14(a) se obtiene la respuesta.
- Hueco de tensión, se evalúan el algoritmo siguiendo las sugerencias establecidas en los códigos de red, por lo que se aplica un hueco con disminución de la tensión hasta el 53 % del valor máximo, con un desfase de 20° en el instante del hueco y una duración de 0.3 segundos, la respuesta se muestra en la Fig. 2.14(b).
- Perturbación armónica, en la Fig. 2.14(c) se muestra la evaluación del algoritmo, en donde a la señal fundamental sinusoidal se le adicióno una perturbación del 3^{er} armónico en un 25 % y 5^{to} armónico en 15 %.
- Ruido aleatorio, se adicióno un ruido de alta frecuencia con una amplitud del 25 % de la señal original de entrada, el resultado se muestra en la Fig. 2.14(d).
- Falla tipo notch en la entrada, en la Fig. 2.14(e) se observa la respuesta ante este tipo de falla.
- Todas las fallas, en la Fig. 2.14(f), se evaluá el APF ante la situación más perjudicial posible del sistema, se simula, agregando todas las perturbaciones analizadas anteriormente a la misma señal de entrada.
- Componente DC en la señal de entrada, se inserta en el instante $t = 0,81s$ un DC offset de 20 %, en la Fig. 2.15, no se observa alteración en la respuesta.

Se observa en todas las simulaciones que la señal de salida $x_2(n)$ es imagen de la entrada y que $x_1(n)$ retrasada en 90° a la entrada, ambas libres de perturbaciones.

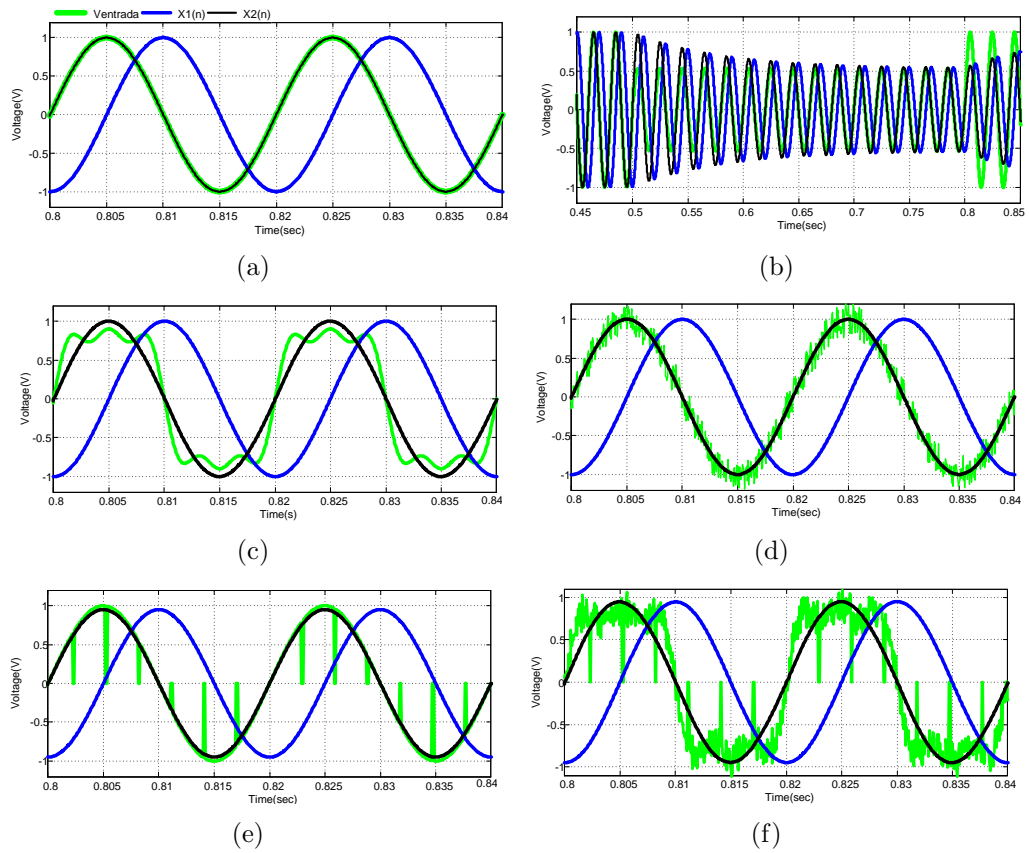


Figura 2.14: Simulación del APF, (a) Entrada sin perturbaciones, (b) Hueco de Tensión, (c) Armónicos, (d) Ruido de alta frecuencia, (e) Falla tipo Notch, (f) Todas las perturbaciones anteriores.

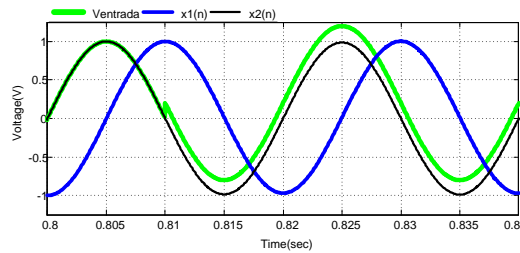


Figura 2.15: APF expuesto a una cambio del nivel DC en la señal de entrada.

2.5. Conclusión

Se ha propuesto y estudiado, en este capítulo, el comportamiento de un nuevo OSG normalizado basado en un APF con estructura Lattice. Esta estructura fue presentada y su algoritmo en discreto ha sido detallado. Por otra

parte, su desempeño se probó con la simulación en MATLAB, en donde este algoritmo ha sido implementado por medio de su representación en el espacio de estado, permitiendo finalmente proveer unas respuestas satisfactorias bajo condiciones de perturbaciones a la señal de entrada del filtro en estudio.

Como se muestra en este capítulo, el APF de Lattice, genera una señal idéntica y otra señal ortogonal a la señal fundamental de entrada, sin perturbaciones ya que el OSG es filtrado sin retardo por la misma estructura debido a la resonancia a la frecuencia fundamental. Este OSG propuesto, de acuerdo con sus características y comportamiento, es idóneo para ser utilizado en PLL's monofásicos.

2.6. Referencias

- [2.1] P. A. Regalia, S. K. Mitra, and P. P. Vaidyanathan, "The digital all-pass filter: a versatile signal processing building block," *Proc. IEEE*, vol. 76, no. 1, pp. 19–37, 1988.
- [2.2] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, June 2006, pp. 1–6.
- [2.3] M. Ciobotaru, V. Agelidis, and R. Teodorescu, "Accurate and less-disturbing active anti-islanding method based on pll for grid-connected pv inverters," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC 2008*, 2008, pp. 4569–4576.
- [2.4] F. J. Rodriguez, E. Bueno, M. Aredes, L. G. B. Rolim, F. A. S. Neves, and M. C. Cavalcanti, "Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters," in *Proc. 34th Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics IECON 2008*, 2008, pp. 176–181.
- [2.5] R. M. Santos Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres, and A. F. Souza, "Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 2923–2932, Aug 2008.
- [2.6] F. Xiong, W. Yue, L. Ming, and L. Jinjun, "A novel frequency-adaptive pll for single-phase grid-connected converters," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, Sept 2010, pp. 414–419.

-
- [2.7] H. A. Rivas and J. Bergas, “Aportaciones al control de un rectificador activo monofásico,” Ph.D. dissertation, Departament d’Enginyeria Elèctrica, Universitat Politècnica de Catalunya, 2010.
- [2.8] K. Lacanette, “A basic introduction to filters- active, passive, and switched-capacitor,” National Semiconductor Application Note 779, Tech. Rep., Apr 2010.
- [2.9] G. Fedele, C. Picardi, and D. Sgro, “A power electrical signal tracking strategy based on the modulating functions method,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 4079–4087, Oct 2009.
- [2.10] P. Regalia, “An improved lattice-based adaptive iir notch filter,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 39, no. 9, pp. 2124–2128, Sep 1991.
- [2.11] F. Gonzalez-Espin, E. Figueres, and G. Garcera, “An adaptive synchronous-reference-frame phase-locked loop for power quality improvement in a polluted utility grid,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 6, pp. 2718–2731, June 2012.
- [2.12] J. E. Cousseau, S. Werner, and P. D. Donate, “Factorized all-pass based IIR adaptive notch filters,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 11, pp. 5225–5236, Nov 2007.
- [2.13] *IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems*, IEEE Std. 929-2000, 2000.

PLL basado en un Filtro Notch Adaptativo

En los convertidores de potencia, cuando la frecuencia de la red eléctrica es estable, es suficiente la utilización de un PLL, que utilice un filtro notch (NF), como supresor de la distorsión armónica, lo que permite obtener el factor de potencia deseado. Pero la frecuencia no siempre posee el valor exacto, presentando variaciones como se refleja en la normativa IEEE Std. 929-2000 [3.1], por lo que, para asegurar un buen funcionamiento de un NF en todo el rango de variación de la frecuencia, es posible emplear técnicas de filtrado adaptativo capaces de asegurar un funcionamiento óptimo de dichos filtros dentro de los límites definidos por la normativa anteriormente citada [3.2].

En este capítulo se presenta una nueva estructura de un PLL basado en un filtro notch adaptativo (ANF). Este ANF, se implementa a partir del filtro paso-todo (APF) que genera el sistema ortogonal (OSG) del PLL, teniendo ventajas inherentes, tales como la baja sensibilidad al redondeo de los coeficientes cuando se implementa en microprocesadores de coma fija y de fácil implementación en un Procesador Digital de Señales (DSP). Esta nueva estructura ha sido ampliamente probada en la simulación, con un rendimiento superior en comparación con los PLL tradicionales y los resultados son validados a través de su implementación en un DSP de coma fija.

El NF, en tiempo continuo y su versión adaptativa, ha sido muy utilizados como detectores de frecuencia [3.3], especialmente en sistemas monofásicos [3.4]. Aunque recientemente se han empezado a utilizar como generadores de sistemas ortogonales, sobre todo en el dominio de tiempo continuo [3.5].

3.1. Estructuras de Filtros Lineales Digitales

Los filtros adaptativos están basados en los filtros lineales digitales discretos con estructura de Respuesta Finita al Impulso (FIR) o bien con la estructura de Respuesta Infinita al Impulso (IIR).

Los filtros FIR tienen una respuesta de duración finita frente a un impulso en la entrada, solo almacenan en memoria una información finita de la respuesta de estados anteriores al actual. El filtro FIR tiene la siguiente ecuación en diferencias:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} b_k u(n-k) \quad (3.1)$$

y su función de transferencia en el plano z sólo presenta ceros, de acuerdo con

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = H(z) = \sum_{k=0}^{M-1} b_k z^{-k} \quad (3.2)$$

La estructura transversal del filtro FIR, mostrada en la Fig. 3.1 [3.6], es la forma más fácil de implementación del mismo.

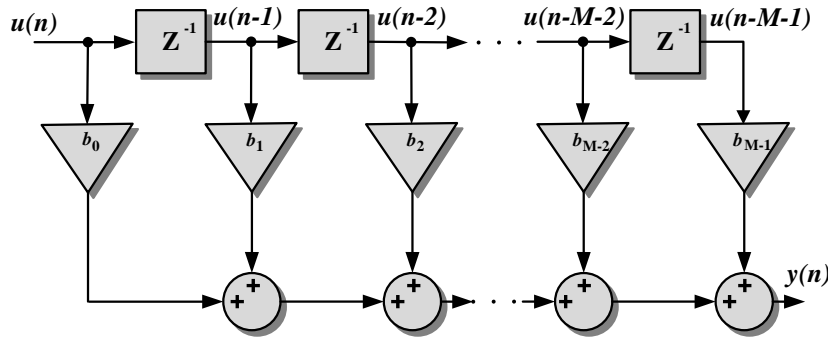


Figura 3.1: Filtro FIR transversal.

Los filtros IIR tienen una respuesta de duración infinita frente a un impulso en la entrada, almacenan en memoria información anterior a la actual tanto de la entrada como de la salida. El filtro IIR, queda definido a partir de la ecuación en diferencias:

$$y(n) = - \sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{k=0}^M b_k u(n-k) \quad (3.3)$$

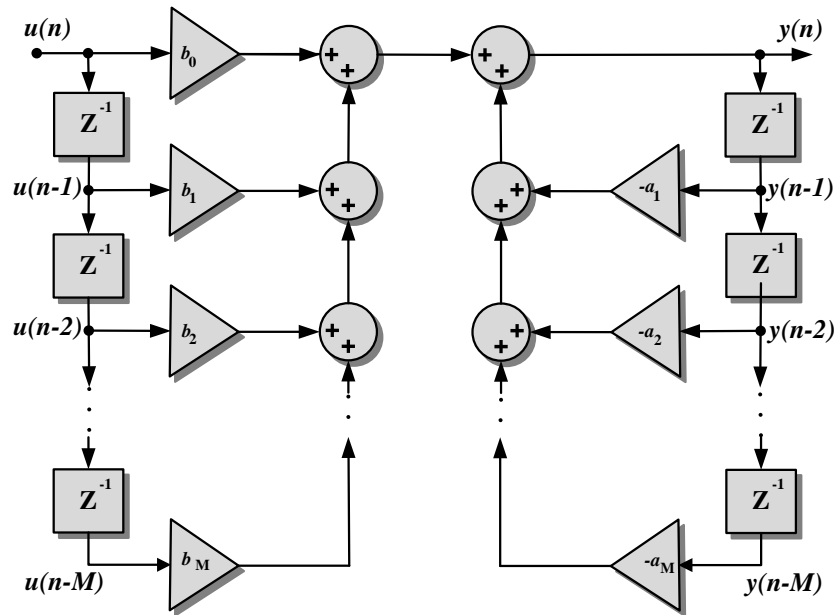


Figura 3.2: Filtro IIR de forma Directa obtenido de la ecuación en diferencias.

y su representación en el plano z es:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (3.4)$$

Los filtros FIR, tienen un alto coste computacional pero siempre son estables. En cambio, el filtro IIR tienen un menor coste computacional que el filtro FIR equivalente. Pero, debido a la realimentación de los estados pasados de la salida, el filtro IIR puede ser inestable.

Un filtro IIR, implementado con la estructura de forma directa, se muestra en la Fig. 3.2 para $N=M$ [3.7], que es una de las topologías más ampliamente empleadas para la implementación de filtros adaptativos IIR [3.8, 3.9].

Otra representación para las aplicaciones de filtrado adaptativo mediante IIR [3.7, 3.9–3.12], es la estructura Lattice, en la que se basa este trabajo de tesis. Con la estructura Lattice se obtienen filtros estables y causales, con poca sensibilidad en la variación de la ubicación de los polos en el plano z respecto del error acumulado de truncamiento [3.2].

3.2. Filtro Notch IIR con estructura Lattice

El empleo de un NF permite eliminar selectivamente determinados armónicos y perturbaciones no deseadas de una señal, dado que presentan, idealmente, una ganancia unitaria para cualquier frecuencia distinta de la frecuencia notch; a dicha frecuencia, el filtro presenta una ganancia nula, por lo tanto, para eliminar una señal sinusoidal de frecuencia ω_0 , el NF debe sintonizarse a dicha frecuencia. Por lo que el comportamiento ideal del NF puede expresarse de acuerdo con:

$$|H(e^{j\omega})| = \begin{cases} 0, & \omega = \{\omega_0, -\omega_0\} \\ 1, & \omega \neq \{\omega_0, -\omega_0\} \end{cases} \quad (3.5)$$

La aplicación de técnicas de filtrado adaptativo a los filtros notch permite variar la frecuencia de sintonización, ω_0 , en función de una eventual variación en la frecuencia de los armónicos que deben ser filtrados. De esta manera, es posible asegurar (3.5), aún cuando ω_0 varía con el tiempo.

Existen distintas configuraciones para un NF, como el NF IIR en forma directa y el NF IIR basado en estructura Lattice; este último es el que se estudiará en este apartado. Cabe destacar que el NF IIR es capaz de filtrar de manera muy selectiva una determinada señal, con un orden reducido y, por lo tanto, con un bajo coste computacional, característica de los filtros IIR, como se mencionó antes.

A pesar de que es posible diseñar un NF IIR de orden $2n$ para eliminar n sinusoidales de una señal, lo habitual es emplear filtros de segundo orden en cascada, de manera que cada filtro elimine tan sólo una senoide, de acuerdo con la Fig. 3.3.

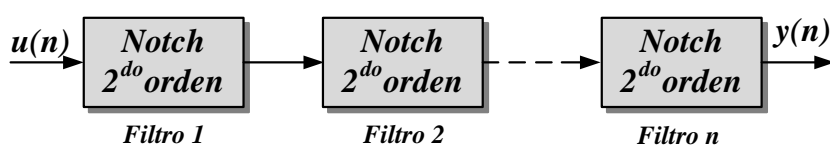


Figura 3.3: Conexión en cascada de filtros notch de segundo orden.

Las técnicas de filtrado adaptativo están basadas en la minimización de una función de coste definida, en general, como la varianza de una señal de error. En el caso del NF IIR, se define la función de coste como la varianza de la salida del filtro, $E[y^2(n)]$, cuando la entrada es una señal que contiene señales sinusoidales junto con un ruido, que, en general, no se encuentra relacionada con las mismas.

El ANF a partir de la estructura Lattice, está basado en el APF, propuesto en el Capítulo 2, que funciona como un generador ortogonal normalizado,

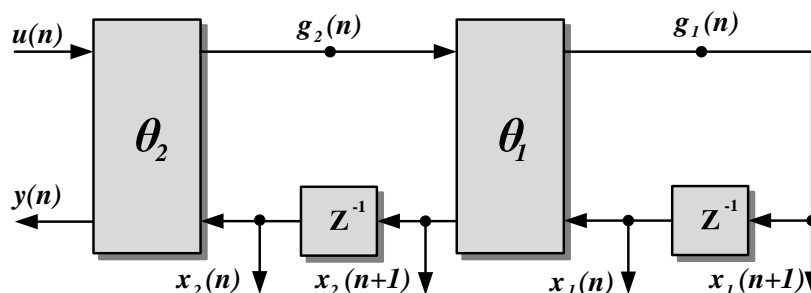


Figura 3.4: APF con estructura Lattice, con la interconexión de etapas Schur básicas.

cuyo flujograma es obtenido por la interconexión de las etapas de Schur básicas que se muestra en la Fig. 3.4, correspondiente a la siguiente descripción en el espacio-estado:

$$\begin{bmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \\ y(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 \sin \theta_2 & \cos \theta_1 (1 - \sin \theta_2) \\ -\cos \theta_1 & -\sin \theta_1 \sin \theta_2 & -\sin \theta_1 (1 - \sin \theta_2) \\ 0 & -(1 + \sin \theta_2) & \sin \theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ u(n) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

La rotación sobre las funciones de transferencia en cada una de las etapas responde a la recursión de Schur mostrada en la Fig. 3.5. La expresión matemática de la etapa para θ_1 se indica como

$$\begin{bmatrix} g_1(n) \\ x_2(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\cos \theta_1 & -\sin \theta_1 \\ \sin \theta_1 & -\cos \theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_2(n) \\ z^{-1}x_1(n+1) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

y la etapa para θ_2 es

$$\begin{bmatrix} g_2(n) \\ y(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta_2 - 1 & -\sin \theta_2 \\ \sin \theta_2 & -\sin \theta_2 - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(n) \\ z^{-1}x_2(n+1) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

3.3. Filtro Notch IIR con estructura Lattice adaptativo en frecuencia (ANFF)

Se obtiene un ANF a la frecuencia de la señal de alimentación, representada por θ_1 , el cual sirve para la generación de las señales octogonales necesarias para un PLL, mostrado en la Fig. 1.2, se empleará la técnica Least Mean Squares (LMS) basada en el algoritmo del Gradiente Descendente (GD) [3.13, 3.14], para adaptar el parámetro θ_1 , aplicada a dos metodologías que dependen de la configuración que se utilice para obtener un

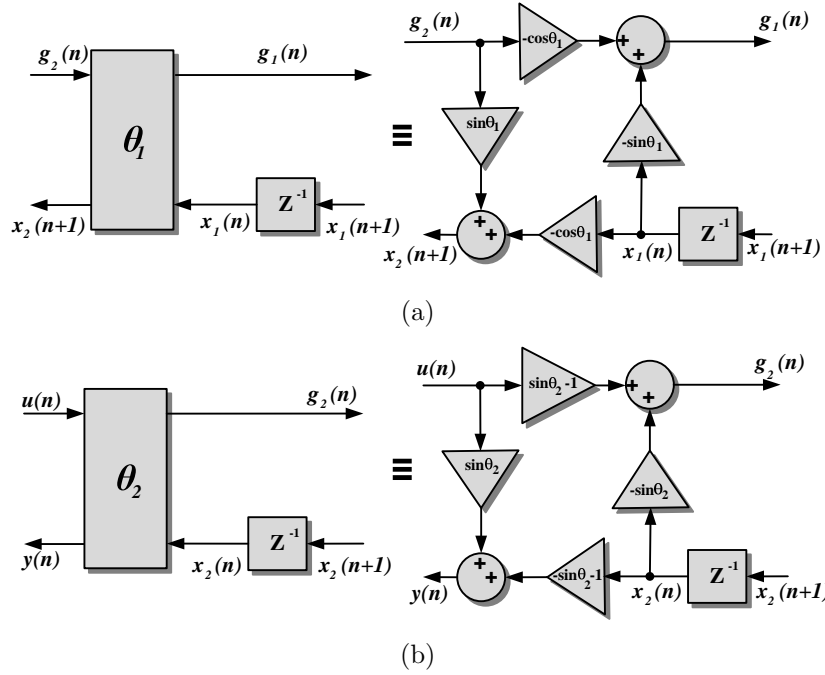


Figura 3.5: Rotación a partir de la recursión de Schur, (a) Etapa para θ_1 , (b) Etapa para θ_2 .

NF con estructura Lattice, con el propósito de mantener siempre la ortogonalidad de las señales $x_1(n)$ y $x_2(n)$ y su ganancia unitaria, obtenida en el Capítulo 2.

El método GD es el más utilizado en aplicaciones de filtrado adaptativo, puede ser empleado en un filtro expresado en forma directa, o bien en forma Lattice y tiene como objetivo encontrar y ajustar los parámetros de una función racional $\hat{H}(z)$ [3.2, 3.7], que minimizan el valor de la media cuadrática de una señal de error definida como la resta entre la salida de una planta con función de transferencia $H(z)$ y la salida de la función $\hat{H}(z)$, cuando las dos son sometidas a la misma secuencia en la entrada, $u(n)$.

Al NF con estructura Lattice, se le aplica el método GD, obteniendo por tanto un filtro adaptativo, conocido con el nombre de Método Gradient Adaptive Lattice (GAL) [3.2, 3.7]. La estrategia a seguir es aplicar el método GD al filtro implementado, obteniendo el algoritmo de ajuste LMS, cuyo empleo en aplicaciones de filtrado y control de procesos se encuentra muy extendido [3.15–3.18].

En ese sentido, el algoritmo parte de la señal de error definida como:

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) \quad (3.9)$$

en donde la secuencia $y(n)$ es la salida deseada o de referencia, que en el caso de un NF esta es cero (0) y $\hat{y}(n)$ es la salida del ANF. Por lo que el error sera:

$$e(n) = 0 - \hat{y}(n) = -\hat{y}(n) \quad (3.10)$$

y la salida del ANF:

$$\hat{y}(n) = y_h(n) = H(z)u(n) \quad (3.11)$$

El método GD buscará un mínimo en la función de coste, ajustando el parámetro θ_1 de la función $H(z)$ definida en (2.11). En el caso general dicho mínimo debe satisfacer:

$$\frac{\partial E [e^2(n)]}{\partial \theta_1} = 0 \quad (3.12)$$

Para cumplir dicha condición, el algoritmo debe desplazarse recursivamente en el sentido negativo a la variación del gradiente de la función de coste, de lo que se deduce

$$\theta_1(n+1) = \theta_1(n) - \frac{\mu}{2} \frac{\partial E [e^2(n)]}{\partial \theta_1} \quad (3.13)$$

donde μ es el paso de adaptación que define la velocidad de convergencia o aprendizaje del algoritmo. A partir de (3.10) y de (3.11) se tiene:

$$\theta_1(n+1) = \theta_1(n) - \mu \hat{y}(n) \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial \theta_1} \quad (3.14)$$

El método propuesto en (3.13) es conocido con el nombre de Least Mean Squares (LMS), y su empleo en aplicaciones de filtrado y control de procesos se encuentra muy extendido [3.6, 3.7, 3.15–3.18]. El problema de aplicar LMS se basa en la forma de obtener la salida del filtro noch a partir de la estructura de Lattice que se implemente.

3.3.1. ANFF en estados TAPPED

Un filtro con estructura Lattice en estados tapped, consiste en una cascada de etapas de la recursión de Schur interconectados, denotadas por θ_k , y una suma de los parámetros de salidas ponderadas, denotadas por v_k [3.19, 3.20]. El filtro de Lattice normalizado en estados TAPPED, tiene muchas propiedades deseables para establecer los coeficientes de un filtrado digital. Se partirá de la estructura mostrada en la Fig. 3.6, la teoría en la que se basa la estructura Lattice a partir de la recursión de Schur, obtiene funciones de transferencia inherentemente estables y causales, lo cual resulta muy adecuado a la hora de diseñar filtros recursivos, cuyos parámetros son variantes

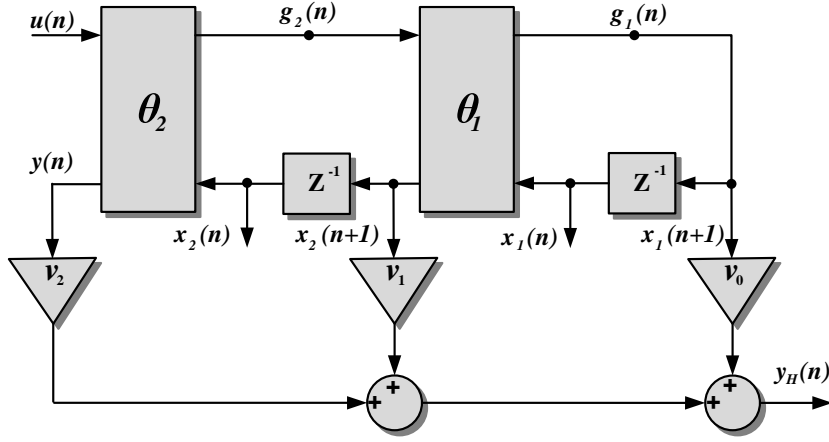


Figura 3.6: NF mediante la estructura Lattice en estados TAPPED

con el tiempo. Esto es debido a que, de acuerdo con el test de estabilidad de Schur-Cohn, la recursión es posible si y sólo si se cumple que el polinomio $A(z)$ (polos del filtro IIR original) es de fase mínima [3.7]. En este caso, se obtendrá como solución en la estructura Lattice, parámetros θ_k que aseguran la condición (3.15).

$$|\sin(\theta_k)| < 1 \quad (3.15)$$

El ajuste de los parámetros de $H(z)$ por mediación de la estructura Lattice, es decir, por mediación de θ_k , asegura en todo momento (3.15), y por lo tanto, los polos del filtro diseñado son de fase mínima, por lo que se asegura la estabilidad del mismo. Cada uno de los nodos internos resultan inherentemente escalados, y el ruido de truncamiento acumulado en cada una de las etapas es reducido, por lo que el mapeo de los polos y los ceros de la función de transferencia es más preciso [3.7, 3.9, 3.21–3.23].

Es posible reescribir (3.14) de acuerdo con:

$$\theta_1(n+1) = \theta_1(n) - \mu \hat{y}(n) \nabla \theta_1(n) \quad (3.16)$$

donde $\nabla \theta_1(n)$ se conoce con el nombre de regresor filtrado de θ_1 y se define como

$$\nabla \theta_1(n) = \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial \theta_1} = \frac{\partial H(z)}{\partial \theta_1} u(n) \quad (3.17)$$

La salida del filtro mostrado en la Fig. 3.6, puede expresarse matemáticamente de acuerdo con:

$$\hat{y}(n) = v_0 x_1(n+1) + v_1 x_2(n+1) + v_2 y(n) \quad (3.18)$$

tambien

$$\hat{y}(n) = v_0 z X_1(z) u(n) + v_1 z X_2(z) u(n) + v_2 A(z) u(n) \quad (3.19)$$

Es decir la funcion de transferencia del NF:

$$H(z) = v_0 z X_1(z) + v_1 z X_2(z) + v_2 A(z) \quad (3.20)$$

De acuerdo con lo obtenido en el Capitulo 2 se tiene:

$$z X_1(z) = \frac{\cos \theta_1 (1 - \sin \theta_2)}{1 + \sin \theta_1 (1 + \sin \theta_2) z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \quad (3.21)$$

$$z X_1(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{D(z)} \quad (3.22)$$

$$z X_2(z) = \frac{\sin \theta_1 (\sin \theta_2 - 1) + (\sin \theta_2 - 1) z^{-1}}{1 + \sin \theta_1 (1 + \sin \theta_2) z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \quad (3.23)$$

$$z X_2(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{D(z)} \quad (3.24)$$

$$A(z) = \frac{\sin \theta_2 + \sin \theta_1 (1 + \sin \theta_2) z^{-1} + z^{-2}}{1 + \sin \theta_1 (1 + \sin \theta_2) z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \quad (3.25)$$

$$A(z) = \frac{c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{D(z)} \quad (3.26)$$

$$H(z) = \frac{1 + \sin \theta_2}{2} \frac{1 + 2 \sin \theta_1 z^{-1} + z^{-2}}{1 + \sin \theta_1 (1 + \sin \theta_2) z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \quad (3.27)$$

$$H(z) = \frac{h_0 + h_1 z^{-1} + h_2 z^{-2}}{D(z)} \quad (3.28)$$

Los coeficientes v_k se encuentran desde el sistema lineal:

$$[T_d] \begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} a_0 & b_0 & c_0 \\ a_1 & b_1 & c_1 \\ a_2 & b_2 & c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \cos \theta_1 (1 - \sin \theta_2) & \sin \theta_1 (\sin \theta_2 - 1) & \sin \theta_2 \\ 0 & (\sin \theta_2 - 1) & \sin \theta_1 (1 + \sin \theta_2) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \frac{1 + \sin \theta_2}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \sin \theta_1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

resolviendo obtenemos

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \frac{1 + \sin \theta_2}{2} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 \\ -\sin \theta_1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

El problema de aplicar LMS a la estructura Lattice reside en el cálculo del filtro regresor $\nabla\theta_1(n)$. A partir de la Fig. 3.6 y de acuerdo (3.18) se deduce:

$$\nabla\theta_1(n) = \frac{\partial\hat{y}(n)}{\partial\theta_1} = v_0 \frac{\partial x_1(n+1)}{\partial\theta_1} + v_1 \frac{\partial x_2(n+1)}{\partial\theta_1} + v_2 \frac{\partial y(n)}{\partial\theta_1} \quad (3.30)$$

Definiendo

$$\delta_1 \equiv \frac{\partial}{\partial\theta_1} \quad (3.31)$$

y aplicando (3.31) a (3.7) y (3.8), se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \delta_1 x_1(n+1) \\ \delta_1 x_2(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\cos \theta_1 & -\sin \theta_1 \\ \sin \theta_1 & -\cos \theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_1 g_2(n) \\ z^{-1} \delta_1 x_1(n+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_2(n+1) \\ -x_1(n+1) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$\begin{bmatrix} \delta_1 g_2(n) \\ \delta_1 y(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta_2 - 1 & -\sin \theta_2 \\ \sin \theta_2 & -\sin \theta_2 - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_1 u(n) \\ z^{-1} \delta_1 x_2(n+1) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

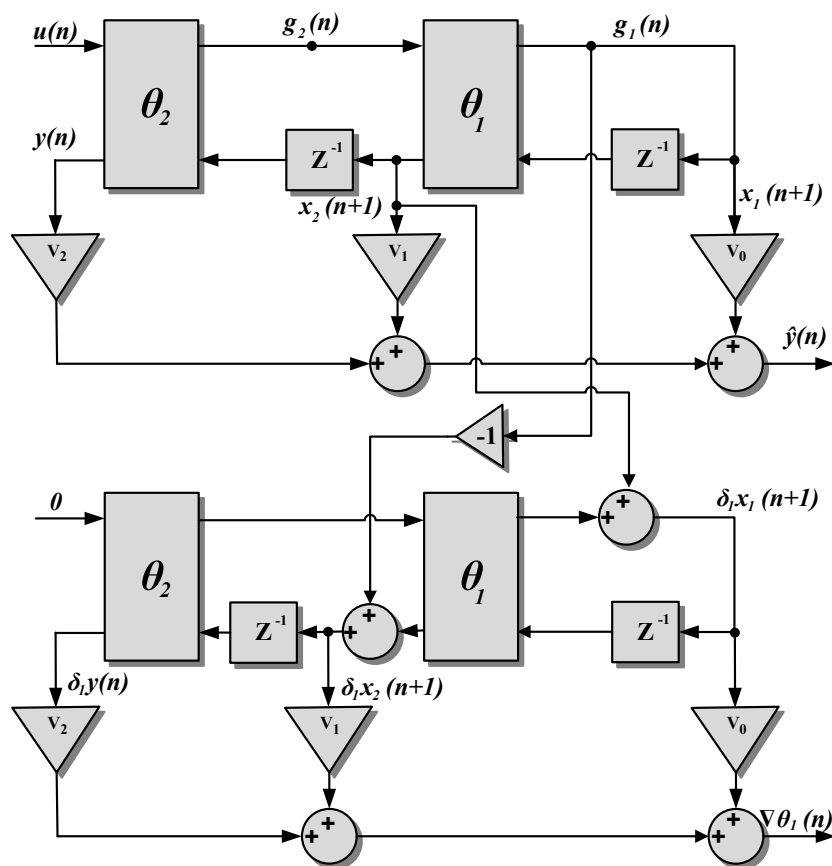
En la Fig. 3.7, se muestra, de manera esquemática, el cálculo del regresor $\nabla\theta_1(n)$ para un filtro de segundo orden, donde se comprueba que esta solución implica un coste computacional elevado. Tal y como se mostrará a continuación, existe una solución más eficiente para el problema de filtrado adaptativo aplicado en la red eléctrica.

3.3.2. ANFF basado en un APF

El ANF a partir de estructura Lattice, está basado en un APF, cuya definición general se estudio en el Capitulo 2. Como se menciono es posible obtener un NF a partir del APF de segundo orden, a partir del esquema de la Fig. 3.8, cuya función de transferencia es:

$$H(z) = \frac{1}{2} [1 + A(z)] \quad (3.34)$$

Se puede obtener una implementación Lattice del filtro paso-todo $A(z)$ con la recursión de Schur descrita en la Fig. 3.5, mediante el esquema de la Fig. 3.9, donde se supondrá que la entrada del filtro, $u(n)$, contiene una señal sinusoidal de frecuencia ω_1 , junto con una señal de error.

Figura 3.7: Estimación del regresor $\nabla\theta_1(n)$ para un NF Lattice

Para adaptar la frecuencia de sintonización del NF, ω_0 , en función de la frecuencia de la señal de entrada, ω_1 , mediante el algoritmo LMS descrito anteriormente, se define la función de coste como la varianza de la señal de salida del filtro.

$$E[\hat{y}^2(n)] = p_1^2 |H(e^{j\omega_1})|^2 + \sigma_\zeta^2 \|H(z)\|_2^2 \quad (3.35)$$

Dado que el parámetro θ_1 permite ajustar la frecuencia notch, la función que debe minimizar el algoritmo GD es:

$$J = \frac{\partial E[\hat{y}^2(n)]}{\partial \theta_1} \quad (3.36)$$

Conviene destacar que el término $\|H(z)\|_2^2$ no varía con el parámetro θ_1 , tal y como se comprueba en [3.7]:

$$\|H(z)\|_2^2 = \frac{1 + \sin \theta_2}{2} \quad (3.37)$$

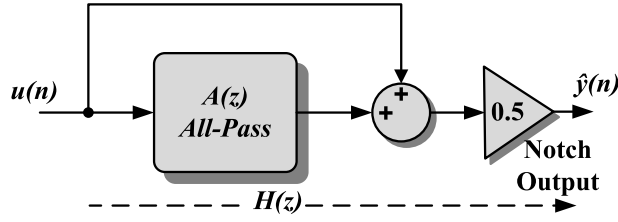


Figura 3.8: Filtro notch a partir de APF de segundo orden

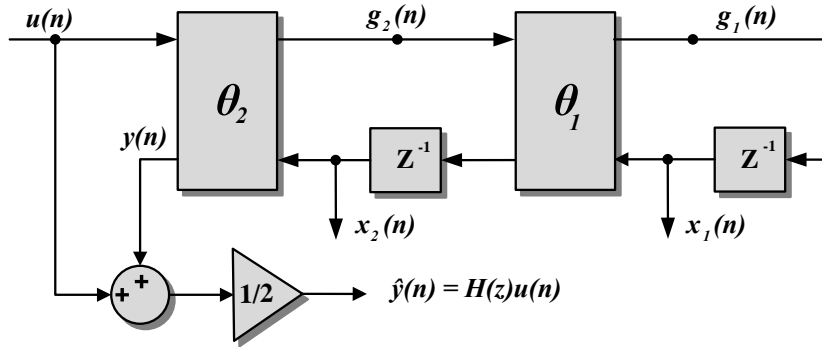


Figura 3.9: Implementación de filtro notch mediante estructura Lattice.

por lo que puede afirmarse que la función J tendrá un mínimo cuando se cumpla

$$|H(e^{j\omega_1})|^2 = 0 \quad (3.38)$$

con independencia de la varianza del ruido, σ_ζ^2 , ya que el término $\sigma_\zeta^2 \|H(z)\|_2^2$ no depende del parámetro θ_1 .

De acuerdo con el funcionamiento del NF, se cumple para $\omega_0 = \omega_1$, por lo que minimizar la función J respecto del parámetro θ_1 , permite sintonizar el filtro a la frecuencia del armónico de la señal de entrada. Puede demostrarse que la solución $J = 0$ puede llevarse a cabo mediante [3.7]:

$$\frac{\partial A(e^{j\omega_1})}{\partial \theta_1} + \frac{\partial A(e^{-j\omega_1})}{\partial \theta_1} = 0 \quad (3.39)$$

Teniendo en cuenta

$$\frac{\partial A(z)}{\partial \theta_1} = \cos \theta_1 \cos^2 \theta_2 \frac{z^{-1}(1-z^{-2})}{(1 + \sin \theta_1(1 + \sin \theta_2)z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2})^2} \quad (3.40)$$

es posible afirmar que (3.39) se cumple cuando $\omega_0 = \omega_1 = \theta_1 + \pi/2$, lo que permite afirmar que la función J tiene un solo mínimo, y que este se

obtiene cuando el parámetro θ_1 se adapta de manera que el filtro se encuentra sintonizado a la frecuencia de la señal sinusoidal de entrada, ω_1 .

Para optimizar la función definida en (3.36), se empleará la técnica LMS basada en el algoritmo GD para adaptar el parámetro θ_1 , de acuerdo con:

$$\theta_1(n+1) = \theta_1(n) - \mu \hat{y}(n) \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial \theta_1} \quad (3.41)$$

donde la derivada parcial de la señal de salida respecto del parámetro θ_1 se deduce como:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial \theta_1} &= \frac{\partial H(z)}{\partial \theta_1} u(n) \\ \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial \theta_1} &= \frac{1}{2} \left[\frac{\partial}{\partial \theta_1} (1 + A(z)) \right] u(n) \\ \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial \theta_1} &= \frac{\cos \theta_1 \cos^2 \theta_2}{2} \frac{z^{-1}(1-z^{-2})}{(1 + \sin \theta_1(1 + \sin \theta_2)z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2})^2} u(n) \end{aligned} \quad (3.42)$$

Teniendo en cuenta que:

$$\begin{aligned} D(z) &= 1 + \sin \theta_2 z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2} \\ \cos^2 \theta_2 &= 1 - \sin^2 \theta_2 = (1 - \sin \theta_2)(1 + \sin \theta_2) \end{aligned}$$

Operando la expresión (3.42),

$$\frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial \theta_1} = \frac{\cos \theta_1 (1 - \sin \theta_2) z^{-1} (1 - \sin \theta_2)}{D(z)} \frac{(1 - z^{-2})}{2} \frac{(1 + \sin \theta_2)}{D(z) (1 - \sin \theta_2)} u(n) \quad (3.43)$$

De acuerdo con (2.12) y (2.23) del Capitulo 2, obtenemos:

$$\frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial \theta_1} = \frac{(1 + \sin \theta_2)}{(1 - \sin \theta_2)} G(z) X_1(z) u(n) \quad (3.44)$$

Es posible encontrar una representación gráfica de la estimación de la derivada parcial, según se muestra en la Fig. 3.10.

El factor de escala $(1 + \sin \theta_2)/(1 - \sin \theta_2)$ no varia con el parámetro de la frecuencia notch θ_1 , y entonces este puede ser absorbido dentro del parámetro μ . Esto simplifica la complejidad del algoritmo ligeramente. Quedando este como:

$$\theta_1(n+1) = \theta_1(n) - \mu \hat{y}(n) G(z) x_1(n) \quad (3.45)$$

Existe una versión simplificada del algoritmo de Lattice, que ofrece un rendimiento mejor para anchos de banda estrechos del NF, reduciendo la complejidad y del mismo modo mejora la velocidad de convergencia, tal y

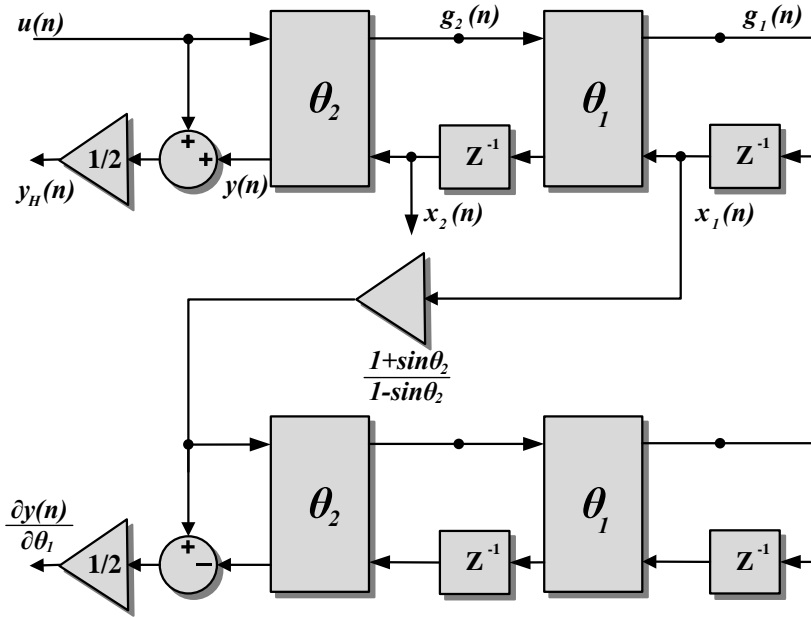


Figura 3.10: Filtro notch adaptativo Lattice.

como se recoge en [3.7]. En lugar de utilizar un enfoque del GD, se tiene en cuenta el siguiente algoritmo de actualización:

$$\theta_1(n+1) = \theta_1(n) - \mu e(n)x_1(n) \quad (3.46)$$

Aquí la señal de error $e(n)$ es la salida del filtro $H(z)$, mientras que la señal $x_1(n)$ está disponible en la estructura de Lattice. El parámetro de ancho de banda θ_2 puede mantenerse constante o controlado dinámicamente. El producto $e(n)x_1(n)$ no es una estimación del gradiente (3.36), y en consecuencia la regla de actualización (3.46) no representa una minimización recursiva de una función de costo de error de salida. En cambio, la ecuación diferencial asociada a (3.46) es un parámetro identificador imparcial globalmente estable en el caso de senoide única, independiente del ancho de banda de NF.

3.4. PLL basado en un ANFF (ANFF-PLL)

Puesto que el propósito principal de un PLL es extraer el ángulo de la tensión de entrada, también es altamente deseable obtener otras características de la tensión de entrada, tales como el valor RMS y la frecuencia de la tensión instantánea. En la mayoría de los casos, no es sólo deseable, sino también necesario, como en los algoritmos anti-isla en la implementación de

inversores en sistemas fotovoltaicos (PV) [3.24], donde se necesita una estimación rápida y precisa de la magnitud y de la frecuencia de la red eléctrica. La Fig. 3.11 muestra la estructura propuesta del ANFF-PLL, con los bloques principales: el generador de ortonormal, basado en un APF; el algoritmo de adaptación basado en el ANF estudiado en en apartado anterior y un bloque que extrae el ángulo de tensión de entrada y otro la magnitud.

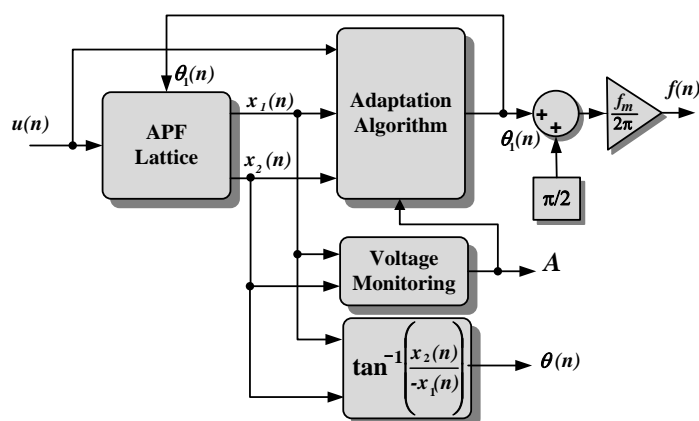


Figura 3.11: Estructura del ANFF-PLL propuesto.

Se implementa los tres algoritmos de adaptación estudiados de (3.16), (3.45) y (3.46), que deben hacer que ω_o o por (2.7) su variable asociada θ_1 , convergen hacia la frecuencia de la red eléctrica w_e .

- Algoritmo 1:

$$\theta_1(n+1) = \theta_1(n) - \mu \hat{y}(n) \nabla \theta_1(n) \quad (3.47)$$

- Algoritmo 2:

$$\theta_1(n+1) = \theta_1(n) - \mu \hat{y}(n) G(z) x_1(n) \quad (3.48)$$

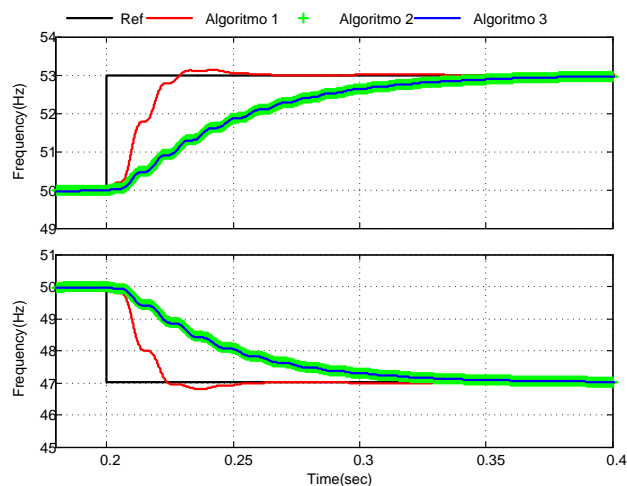
- Algoritmo 3:

$$\theta_1(n+1) = \theta_1(n) - \mu e(n) x_1(n) \quad (3.49)$$

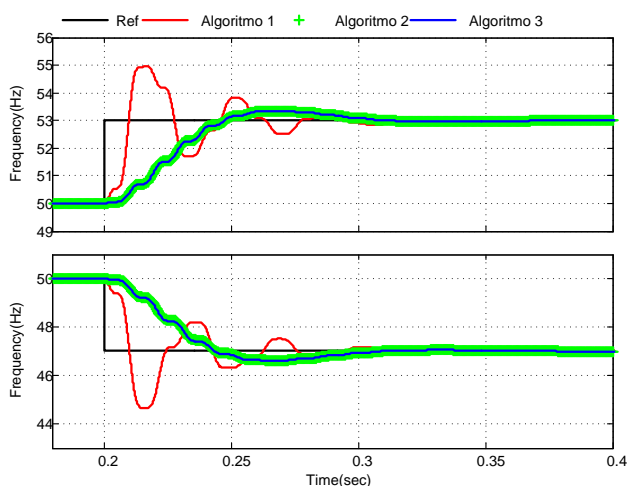
En la Fig. 3.12 se muestra el comportamiento de la frecuencia de salida $f(n)$ de la estructura de la Fig. 3.11 para los tres algoritmos, cuando la frecuencia de la señal de entrada $u(n)$ varía de su valor nominal de 50 Hz. Se prueba esta variación para dos anchos de banda, 50 y 20 Hz.

Como se observa el algoritmo 3, además de ser el más sencillo de implementar cumple con las características idóneas de un PLL y tiene el mismo

comportamiento del algoritmo 2, por lo tanto este es el seleccionado para ser simulado e implementado en un DSP en el siguiente apartado.



(a)



(b)

Figura 3.12: Frecuencia de salida $f(n)$ del ANFF-PLL, ante una variación de la frecuencia de entrada. (a) Ancho de Banda de 50 Hz (b) Ancho de Banda de 20 Hz.

3.5. Simulación y Resultados Experimentales

Con el fin de demostrar la validez de los resultados teóricos en los apartados anteriores, se realiza la simulación en Matlab/Simulink y los resultados experimentales. El ANFF-PLL, se ha implementado en un DSP de Texas

Instruments (TMS320F2812), que tiene una CPU de coma fija de 32 bits con 150 Mips. Esta CPU está provista de un multiplicador de hardware y puede realizar una multiplicación y una adición posterior en un solo ciclo de reloj; característica importante para la ejecución de las ecuaciones en el espacio de estado, como en (2.28). Una tabla de consulta para los cálculos de seno y coseno se encuentra en la ROM de arranque del dispositivo, por lo que los cálculos trigonométricos se realizan eficientemente (la función seno y el coseno de un ángulo, con una precisión de 30 bits, puede sea ejecutado en 60 ciclos de reloj). La puesta a punto consistió en un tablero con el DSP, junto con un convertidor digital a analógico (DAC) de 4 canales de 12 bits en interfaz con la DSP a través del bus SPI; y conectado a este DAC y un osciloscopio Picoscope.

Las entradas al algoritmo ANFF-PLL fueron las mismas que en la simulación. Estas entradas se han generado internamente, a través de ecuaciones matemáticas, de esta manera, se evito cualquier ruido no deseado que podría enmascarar los resultados de salida. El conjunto de perturbaciones utilizado, de acuerdo con la normativa IEEE Std. 929-2000 [3.1], recomendada para interfaz de sistemas fotovoltaicos (PV), fue el mismo para la simulación y la implementación en DSP.

Las variables en toda la simulación y los resultados experimentales son: la tensión monofásica de entrada al ANFF-PLL, las dos señales ortogonales generadas, el ángulo de fase, la frecuencia estimada, y solo en el caso del hueco de tensión, en vez de la frecuencia se tiene la amplitud de la tensión de salida. A lo largo de las simulaciones, se uso un ancho de banda de 28 Hz, una frecuencia de muestreo de 20 kHz y un $\mu = 0,0001$. El conjunto de perturbaciones incluye:

- Sin perturbaciones: Inicialmente se obtiene las formas de onda en estado estacionario de la respuesta ante una señal de entrada sin perturbaciones, en la Fig. 3.13, se observa la señal de entrada, las señales de salidas del APF, $X_2(n)$, como imagen de la entrada y $X_1(n)$ en cuadratura, retrasada en 90° de la entrada, ambas libres de perturbaciones, el angulo de fase y la frecuencia determinada por el ANFF-PLL.
- La variación de frecuencia: la entrada al PLL que consta de una senoide de frecuencia de 50 Hz. Al tiempo 0,2 s, la frecuencia se cambia con un paso a 52 Hz. Como valor de referencia, IEEE Std. 929-2000 establece que la tasa de variación de frecuencia no debe ser más rápido que 0,5 Hz/ s, y el tiempo de retardo para que el inversor termine de energizar la línea de servicio no debe ser mayor de seis ciclos. Por otra parte, el error de medición de la frecuencia debe ser $\leq 0,1$ Hz. En la

Fig. 3.14, se muestra el ángulo estimado en función del ángulo de referencia y la frecuencia estimada frente a la frecuencia de referencia. Los resultados muestran que, después de un corto transitorio, el algoritmo ANFF-PLL estima con precisión la nueva frecuencia en menos de 3 ciclos, cumpliendo la citada norma.

- Hueco de tensión: la entrada al ANFF-PLL consiste de una senoide de 50 Hz y amplitud de 1.0 pu. En el tiempo 0.2 s, un hueco de tensión del 80 % se aplica repentinamente a la PLL. Como valor de referencia, IEEE Std. 929-2000 declara que en un hueco de tensión de 50 % o menos, el tiempo máximo actuación del inversor fotovoltaico debe ser inferior a 6 ciclos. En la Fig. 3.15, se muestra el valor RMS instantáneo estimado vs el valor de referencia de la amplitud de la tensión. Los resultados muestran que, después de un corto transitorio, el algoritmo del ANFF-PLL estima con precisión la nueva amplitud en menos de 2 ciclos, cumpliendo la citada norma.
- Distorsión armónica: IEEE Std. 929-2000 declara que los inversores fotovoltaicos deben soportar una cierta cantidad de distorsión de la onda sin especificar ningún valor. El algoritmo ANFF-PLL se somete a una distorsión de la tensión de entrada en la Fig. 3.16 que consiste en 25 % del 3^{er} armónico y 15 % del 5^{to} armónico. Una vez más, no se detecta ningún impacto sobre la estimación del ángulo o de la frecuencia.
- Otras perturbaciones: En las pruebas realizadas, la tensión de la red de alimentación se ha considerado afectada por un ruido de alta frecuencia con una amplitud del 25 % de la señal original de entrada, el resultado se muestra en la Fig. 3.17. En la Fig. 3.18, se muestra la señales que se obtienen al evaluar el ANFF-PLL, ante una falla tipo notch en la entrada, con caídas de 100 % cada 50°. En ambos casos, el ANFF-PLL, filtra muy bien la señal de entrada perturbada, estimando muy bien tanto el ángulo de fase como la frecuencia con cero error de estado estacionario. El comportamiento, bajo un salto de fase de 60 ° en el instante de 0.2 s, es presentado en la Fig. 3.19, se puede notar que el sistema PLL responde de acuerdo con los parametros de referencias establecidos, el sistema responde a un tiempo de estabilización de aproximadamente 0.08s.

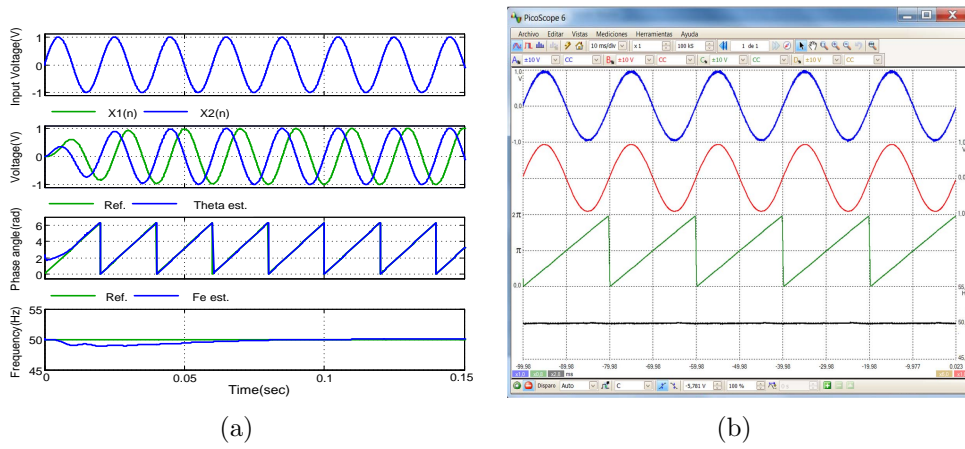


Figura 3.13: Entrada sin perturbaciones.(a) Simulación (b) DSP.

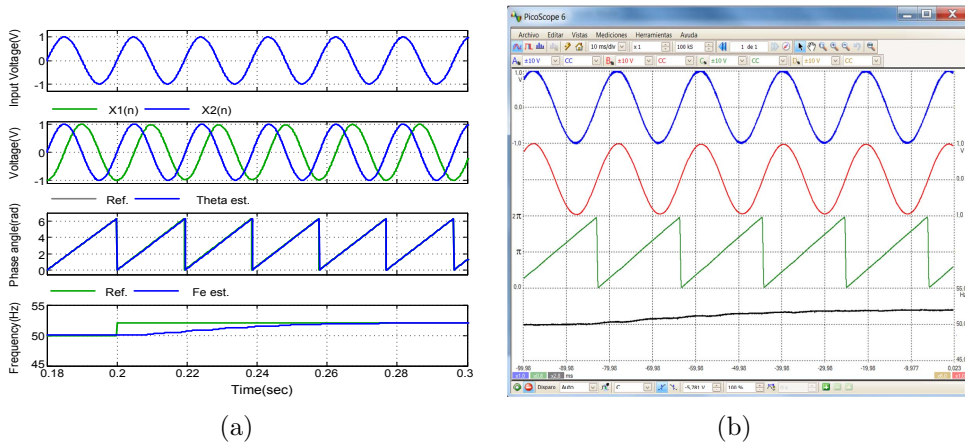


Figura 3.14: Variación de la frecuencia de entrada.(a) Simulación (b) DSP.

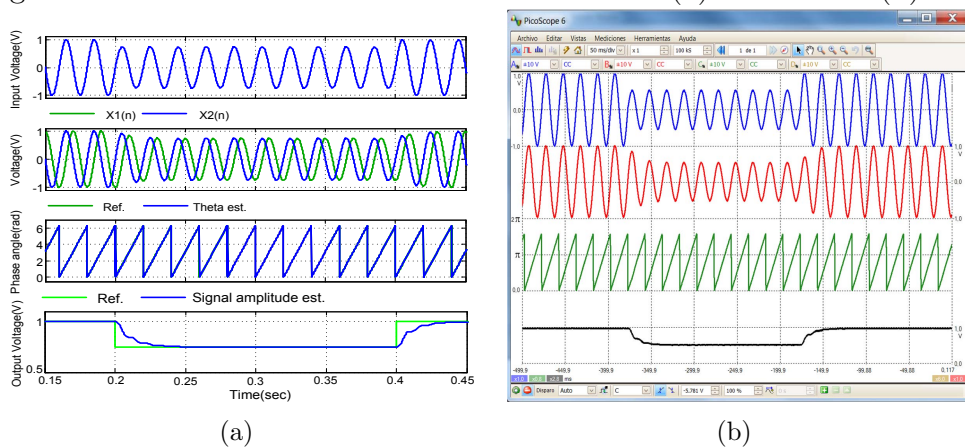


Figura 3.15: Huevo de tensión.(a) Simulación (b) DSP.

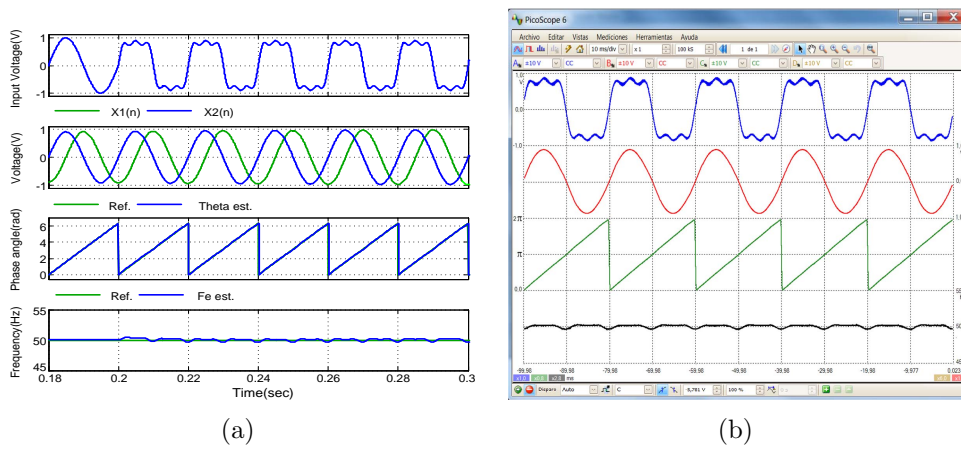


Figura 3.16: Distorsión armónica.(a) Simulación (b) DSP.

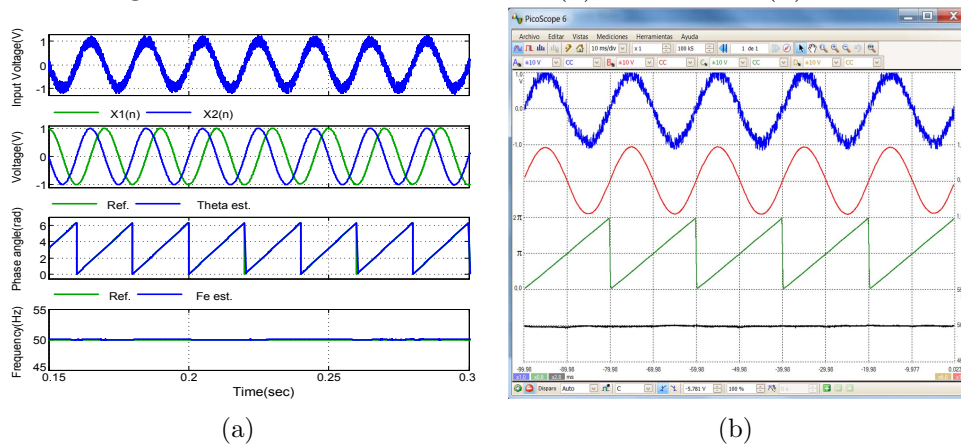


Figura 3.17: Ruido de alta frecuencia.(a) Simulación (b) DSP.

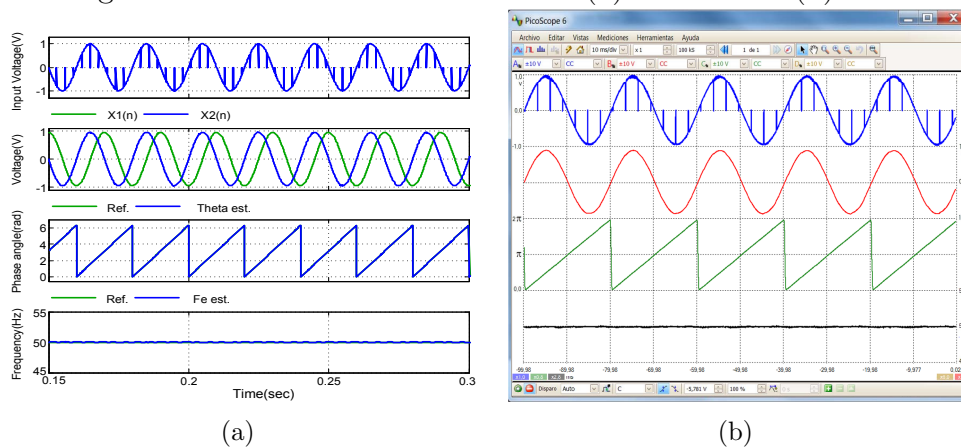


Figura 3.18: Falla tipo Notch.(a) Simulación (b) DSP.

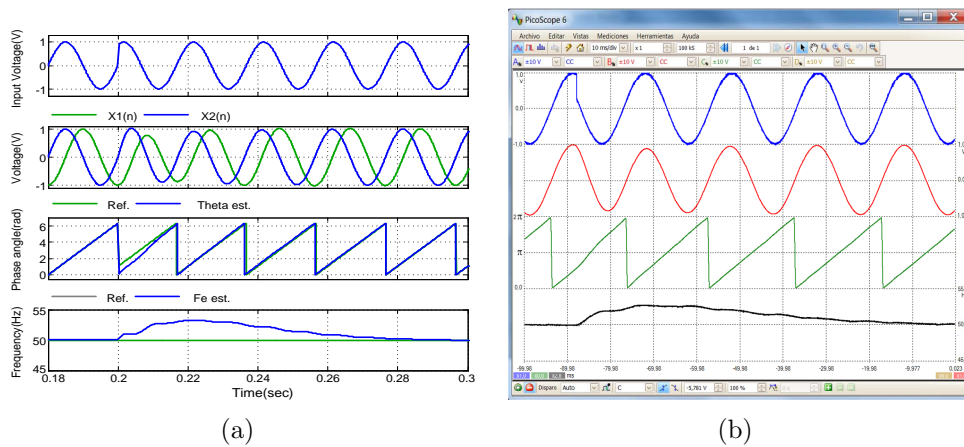


Figura 3.19: Salto de fase de 60° . (a) Simulación (b) DSP.

3.6. Comparación del ANFF-PLL con otros algoritmos PLL's monofásicos

Se presenta una comparación del ANFF-PLL con algunos de los algoritmos de PLLs más usados [3.25], con respecto al rendimiento logrado para la estimación de la frecuencia y la fase de la tensión de red bajo condiciones anormales. Estos algoritmos son el Integrador Generalizado de segundo orden (SOGI) [3.24, 3.26, 3.27], el PLL basado en la transformación inversa de Park (parkPLL) [3.28], el PLL basado en un esquema de detección de fase adaptativo, llamado originalmente enhanced PLL (EPLL) [3.28] y el SRF-PLL monofásico basado en la síntesis de un circuito que llamaremos Synthesis PLL [3.29].

Se evalúa la validez de los algoritmos de estimación mediante simulaciones, considerando las alteraciones siguientes:

- Variación de Frecuencia: Para probar el comportamiento de los PLLs durante una variación de la frecuencia de suministro, un cambio de 50 a 52 Hz se le ha dado. La respuesta de los diferentes algoritmos de PLL a un paso de 2 Hz aplicado en 0.4 s, se muestra la frecuencia estimada y el ángulo de fase en la Fig. 3.20. Como es posible observar, el mejor resultado en cuanto la frecuencia se obtiene con el PLL-APF, mientras que en cuanto al ángulo de fase el peor es el SOGI ya que el resto de algoritmos mantienen un buen seguimiento de la fase de referencia.
- Salto de Fase: Un cambio repentino en la fase en los terminales de la tensión de carga se puede producir si una gran carga se desconecta de

la red o debido a fallas en la red de distribución [3.30]. Para probar el comportamiento de los PLLs considerados en tal condición, un salto de fase de 60° en la tensión de la red se ha aplicado en el instante de 0.2 s. Como es posible observar en la Fig. 3.21, los mejores resultados en cuanto a la frecuencia estimada se obtienen por el PLL-APF, el SOGI y el Synthesis PLL, mientras que el peor por el EPLL. En relación con la fase, el PLL-APF y el EPLL tienen el mejor resultado como se observa.

- Presencia de armónicos: Las pruebas se realizan considerando una adición del 3^{er} armónico con una amplitud de 25% y 5^{to} armónico con 15% del valor fundamental. En la Fig. 3.22, se muestran las frecuencias estimadas y ángulo de fase de los algoritmos de PLL considerados, suponiendo que la distorsión se aplica a los 0.2 s. Los resultados muestran que el ParkPLL y el EPLL siempre muestra una oscilación alta fuera del valor de frecuencia de referencia, mientras que el PLL-APF, el SOGI y el Synthesis PLL, mantienen un bajo rizado en la estimación de la frecuencia. Todos los algoritmos mantienen una estimación de la fase con un error bastante constante y mínimo.
- Huecos de tensión: Los huecos o caídas de tensión pueden ocurrir en un sistema de suministro y por lo general dura unos pocos ciclos. Los resultados que se muestran en la Fig. 3.23, se han obtenido cuando una caída 53% de la magnitud de la tensión fundamental se ha aplicado a los 0.2 s. El Park-PLL y el EPLL son los que presentan una mayor perturbación en la estimación de la frecuencia, en cambio no se ha observado alguna perturbación en el seguimiento de la fase en ningún algoritmo durante el hueco de tensión.

3.7. Conclusión

En esta capítulo un PLL monofásico basado en un ANF en frecuencia, fue presentado y los problemas de comportamiento e implementación se analizaron en detalle. El ANFF-PLL, basado en un APF, ha demostrado la capacidad de generar un sistema ortogonal a partir de una señal de monofásica, aunque existan variaciones en la frecuencia de la señal de entrada. A pesar de su diseño simple, se requiere sólo 6 multiplicadores más acumuladores, el ANFF-PLL muestra baja sensibilidad al redondeo de los coeficientes, debido a su estructura interna y exhibe una buena respuesta tanto para las variaciones de frecuencia a los huecos de tensión y distorsión armónica. Debido a su naturaleza en tiempo discreto, el ANFF-PLL presenta una mejor respuesta que otros PLL's tradicionales. Estos resultados han sido confirmados por

simulaciones y un montaje experimental

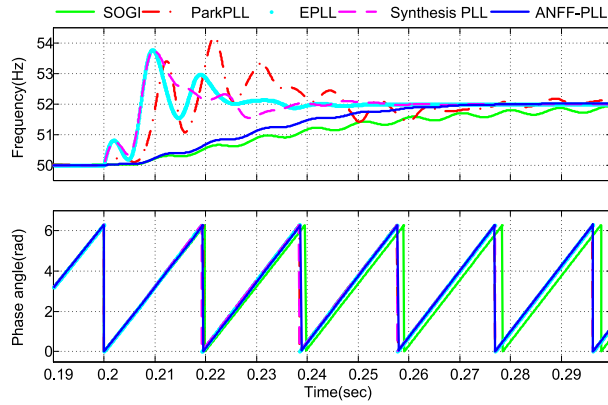


Figura 3.20: Comparación de PLLs, variación de frecuencia de 50 Hz a 52 Hz

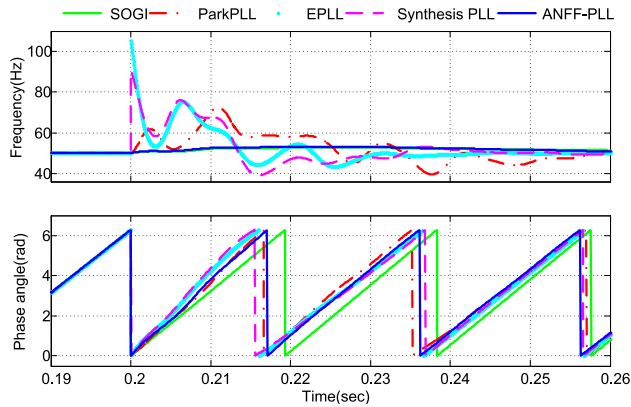


Figura 3.21: Comparación de PLLs, con salto de Fase de 60 grados

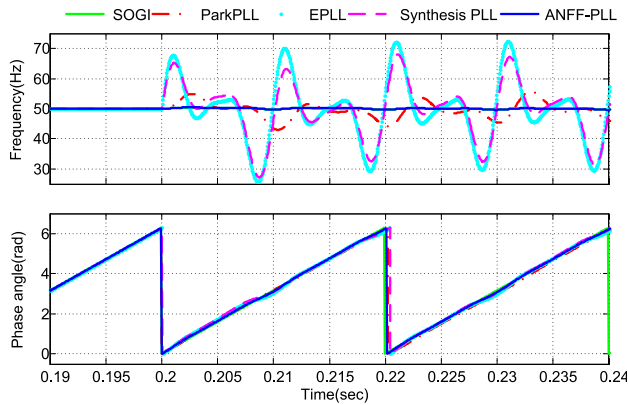


Figura 3.22: Comparacion de PLLs, con presencia de armónicos

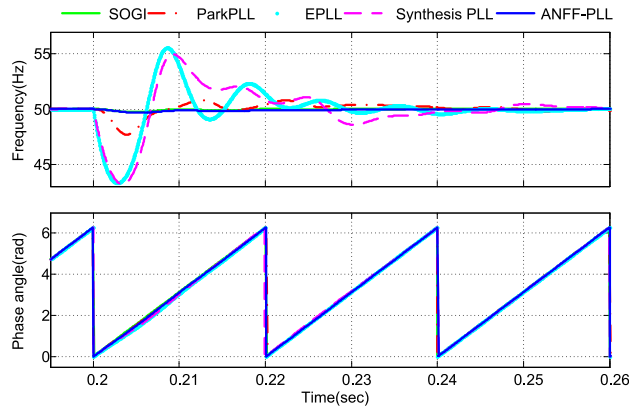


Figura 3.23: Comparacion de PLLs, con presencia de un hueco de tension

3.8. Referencias

- [3.1] *IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems*, IEEE Std. 929-2000, 2000.
- [3.2] F. Gonzalez-Espin, “Tecnicas de filtrado adaptativo aplicadas al rechazo selectivo de perturbaciones en inversores fotovoltaicos trifasicos,” Ph.D. dissertation, UNIVERSIDAD POLITECNICA DE VALENCIA, 2010.
- [3.3] H. A. Rivas and J. Bergas, “Frequency determination in a single-phase voltage signal using adaptative notch filters,” in *Electrical Power Quality and Utilisation, 2007. EPQU 2007. 9th International Conference on*, Oct 2007, pp. 1–7.
- [3.4] S. Gomez Jorge, C. Busada, and J. Solsona, “Frequency adaptive discrete filter for grid synchronization under distorted voltages,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3584–3594, Aug 2012.
- [3.5] M. Karimi-Ghartemani, S. Khajehoddin, P. Jain, A. Bakhshai, and M. Mojiri, “Addressing dc component in pll and notch filter algorithms,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 78–86, Jan 2012.
- [3.6] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Digital signal processing : principles, algorithms, and applications*. Upper Saddle River, N.J. Prentice Hall, 1996. [Online]. Available: <http://opac.inria.fr/record=b1090421>
- [3.7] P. Regalia, *Adaptive IIR filtering in signal processing and control*. CRC Press, 1994, vol. 90.

- [3.8] A. Nehorai, “A minimal parameter adaptive notch filter with constrained poles and zeros,” *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 33, no. 4, pp. 983–996, Aug 1985.
- [3.9] P. Regalia, “Stable and efficient lattice algorithms for adaptive iir filtering,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 40, no. 2, pp. 375–388, Feb 1992.
- [3.10] —, “An improved lattice-based adaptive iir notch filter,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 39, no. 9, pp. 2124–2128, Sep 1991.
- [3.11] P. A. Regalia, S. K. Mitra, and P. P. Vaidyanathan, “The digital all-pass filter: a versatile signal processing building block,” *Proc. IEEE*, vol. 76, no. 1, pp. 19–37, 1988.
- [3.12] P. Vaidyanathan and S. Mitra, “A general family of multivariable digital lattice filters,” *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 32, no. 12, pp. 1234–1245, Dec 1985.
- [3.13] D. Mandic, “A generalized normalized gradient descent algorithm,” *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 11, no. 2, pp. 115–118, Feb 2004.
- [3.14] Y. Gu, K. Tang, and H. Cui, “Lms algorithm with gradient descent filter length,” *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 11, no. 3, pp. 305–307, March 2004.
- [3.15] S. Haykin, *Adaptive filter theory*. Prentice Hall, 2002.
- [3.16] A. Kohli and D. Mehra, “Tracking of time-varying channels using two-step lms-type adaptive algorithm,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 7, pp. 2606–2615, July 2006.
- [3.17] Y. Wu, Y. Wan, and Y. Li, “Adaptive notch filter based on lms algorithm and its application in ground tilt data processing,” in *Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet), 2012 2nd International Conference on*, April 2012, pp. 2345–2348.
- [3.18] R. Pereira, C. da Silva, L. Borges da Silva, and G. Lambert-Torres, “Harmonic detection with lms adaptive notch filter and transient detection,” in *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, Sept 2011, pp. 142–146.
- [3.19] S. J. Hevey, “Adaptive control using iir lattice filters,” Master’s thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1998.

- [3.20] J. Lu, C. Shen, X. Qiu, and B. Xu, "Lattice form adaptive infinite impulse response filtering algorithm for active noise control," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 113, no. 1, pp. 327–335, January 2003.
- [3.21] D. Parikh, N. Ahmed, and S. Stearns, "An adaptive lattice algorithm for recursive filters," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 1, pp. 110–111, Feb 1980.
- [3.22] L. Hong, H. Kang, and Y. Changsheng, "Lattice structure adaptive iir notch filter based on least square kurtosis," *Systems Engineering and Electronics, Journal of*, vol. 20, no. 6, pp. 1188–1192, Dec 2009.
- [3.23] S. Nakamura, S. Koshita, M. Abe, and M. Kawamata, "A new lattice-based adaptive notch filtering algorithm with improved mean update term," in *Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA), 2013 Asia-Pacific*, Oct 2013, pp. 1–4.
- [3.24] M. Ciobotaru, V. Agelidis, and R. Teodorescu, "Accurate and less-disturbing active anti-islanding method based on pll for grid-connected pv inverters," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC 2008*, 2008, pp. 4569–4576.
- [3.25] A. Nagliero, R. A. Mastromauro, M. Liserre, and A. Dell'Aquila, "Monitoring and synchronization techniques for single-phase pv systems," in *Proc. Int Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM) Symp*, 2010, pp. 1404–1409.
- [3.26] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, June 2006, pp. 1–6.
- [3.27] F. J. Rodriguez, E. Bueno, M. Aredes, L. G. B. Rolim, F. A. S. Neves, and M. C. Cavalcanti, "Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters," in *Proc. 34th Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics IECON 2008*, 2008, pp. 176–181.
- [3.28] R. M. Santos Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres, and A. F. Souza, "Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 2923–2932, Aug 2008.

-
- [3.29] F. Xiong, W. Yue, L. Ming, and L. Jinjun, “A novel frequency-adaptive pll for single-phase grid-connected converters,” in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, Sept 2010, pp. 414–419.
- [3.30] M. Cacciato, A. Consoli, V. Crisafulli, G. Scarcella, and G. Scelba, “Robustness evaluation of phase-locked loop algorithms for single-phase distributed generation systems,” in *Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), 2010 International Symposium on*, June 2010, pp. 914–919.

Filtro Notch Adaptativo en Ancho de Banda como OSG para un PLL

En este capítulo se presenta una nueva estructura de un OSG basado en un Filtro de Notch Adaptativo (ANF), en ancho de banda. Este ANF, que genera el sistema ortogonal del PLL, se implementa a partir de la configuración en paralelo de varios filtros paso-banda (BPF), que se generan con un filtro paso-todo (APF), con estructura lattice.

De forma general en un filtro notch (NF) IIR, cuanto más estrecho es su ancho de banda, más larga será la respuesta transitoria y en el caso de un ancho de banda notch más amplio se puede reducir la duración de la respuesta transitoria, pero los componentes de frecuencia en la vecindad de la frecuencia de la notch serán distorsionados [4.1]. En muchas aplicaciones de medición, se requiere tener NF's que poseen al mismo tiempo una respuesta de magnitud muy selectivo, (alto factor de calidad Q , baja ancho de banda) y una respuesta transitoria de corta duración. Sin embargo, disminuir el ancho de banda también aumenta la duración del proceso transitorio en el filtro después de la acción de la excitación [4.2].

El NF IIR, con variación del ancho de banda, se han utilizado en la supresión de transitorios, para eliminar señales a cierta frecuencia que interfieren como en el caso de la medición de la señal Electrocardiográfica (ECG) [4.2, 4.3], permitiendo que el filtro sea mas selectivo dentro de un nivel aceptable. En el procesamiento de las señales de ECG, una forma básica del control del ancho de banda del NF, se logra con un radio polar variable [4.1]. Una gran radio polar lleva a una buena velocidad de convergencia con una buena relación señal/ruido (SNR), mientras que un pequeño radio polar permite una convergencia del filtro más rápida, pero con peores resulta-

dos con respecto a la SNR [4.4]. En la implementación de circuitos integrados electrónicos que trabajan a altas frecuencias también se ha usado PLL's con control del ancho de banda de manera efectiva utilizando técnicas de control lógicas sencillas [4.5, 4.6].

En la detección en tiempo real de tonos simples, dentro del área de las tecnologías de información y las comunicaciones, el ANF ha demostrado ser muy eficaz, siendo capaz de adaptarse no sólo a la frecuencia de la señal en estudio, como de costumbre, sino también al ancho de banda, utilizando un método adaptativo basado en los mínimos cuadrados ponderados normalizados (NLMS) [4.7]. Así como en la eliminación de interferencias de banda-angosta en los sistemas de Acceso múltiple por división de código (CDMA) se ha utilizado algoritmos de gradientes, para la adaptación del ancho de banda de los NF IIR, resultando en un aumento de la SNR y una reducción en la tasa de error de bit (BER) [4.8, 4.9].

La adaptación del ancho de banda también es de utilidad en un PLL que sea propenso a una componente DC en su señal de entrada, este es un error de baja frecuencia y con el fin de reducirlo, se requiere que el ancho de banda sea extremadamente bajo y esto degradaría el rendimiento dinámico y no sería aceptable si se mantuviera bajo y no regresara a un valor mayor [4.10].

En este apartado se presenta un nuevo concepto de un NF digital IIR con configuración lattice de segundo orden, cuyo ancho de banda y por lo tanto su factor de calidad cambia con el tiempo de una manera adaptativa. El algoritmo propuesto ajusta el coeficiente θ_2 de un ANF, variando el ancho de banda notch. Por el método propuesto, se obtiene la optimización de los coeficientes del filtro. Debido a un cambio temporal en el valor del ancho de banda, el transitorio se puede reducir considerablemente. Se verifica la eficacia de la propuesta, comparando su desempeño con el mismo filtro con ancho de banda constante, caso tradicional, utilizando como entrada señales sinusoidales con interferencia no deseadas como caso de estudio. Los resultados de simulación y la implementación en un DSP, muestran que el algoritmo propuesto ofrece rápida velocidad de convergencia, bajo error, baja variación de los coeficientes de filtro y de alta robustez frente a perturbaciones en la señal de entrada. Como resultado general, es evidente que el nuevo algoritmo da un buen rendimiento.

La propuesta del ANF adaptativo al ancho de banda, se propone para el caso de tener una señal de entrada perturbada por armónicos cuya frecuencias depende de la fundamental la cual es conocida y no varia, pero ademas suceden caídas y subidas de tensión. Y por lo tanto se requiere que las señales ortogonales generadas necesarias para el buen funcionamiento del PLL, sean una imagen fiel de la señal de entrada limpia de perturbaciones y con retrasos mínimos, tratando de seguir el comportamiento mas idóneo esperado.

4.1. Configuración en paralelo de filtros paso-banda de segundo orden

Para el caso de tener una señal formada por la senoide a la frecuencia fundamental mas la suma de los armónicos, 3^{ero}, 5^{to}, 7^{mo} y 9^{no}, no hay una forma obvia de ampliar el enfoque del capitulo anterior, basado en un PLL adaptativo a la frecuencia de la red monofásica [4.11], donde se realizo un solo filtro de segundo orden con adaptabilidad de la frecuencia. Para detectar y rastrear múltiples frecuencias variables en el tiempo, las opciones son utilizar secciones de APF's ya sea en cascada [4.12] o en paralelo. Se propone utilizar en este caso, una configuración en paralelo de secciones filtros paso-banda (BPF) de segundo orden, lo que justifica la propuesta en la independencia de la frecuencia de cada uno y un ancho de banda común adaptable. Este esquema básico se ilustra en la Fig. 4.1, para la detección de cinco sinusoides.

Aunque la aplicación de este enfoque para el caso de múltiples sinusoides presenta resultados razonables, se puede esperar que el uso de un error global, en lugar de los errores locales, puede resultar en una mejor precisión en la estimación del ancho de banda. Esto puede deducirse del hecho de que los errores locales implican la solución de varios problemas de orden insuficiente. Por otro lado, el uso de un error global en un problema orden superior resulta suficiente.

En la configuración mostrada en la Fig. 4.1, se busca que el APF con configuración lattice, con el que se forma el BPF correspondiente a la frecuencia fundamental (en nuestro caso 50 Hz) proporcione el OSG para luego ser utilizado por un PLL, de la manera mas idónea posible gracias a que se obtenga un ancho de banda común para los demás filtros de tal forma que la salida estimada total $y_{est}(n)$ sea los mas parecida a la señal de entrada $u(n)$. La salida esta dada por:

$$y_{est}(n) = \sum_{k=1}^5 y_{G_{.2k-1}}(n) \quad (4.1)$$

La salida notch que equivale al error global es:

$$e(n) = u(n) - y_{est}(n) \quad (4.2)$$

En donde $y_{G_{.2k-1}}(n)$ corresponde la salida de cada BPF, sintonizado a la frecuencia fundamental y a las frecuencias de 3^{ero}, 5^{to}, 7^{mo} y 9^{no} armónico:

$$y_{G_{.2k-1}}(n) = G_{2k-1}(z)u(n) \quad (4.3)$$

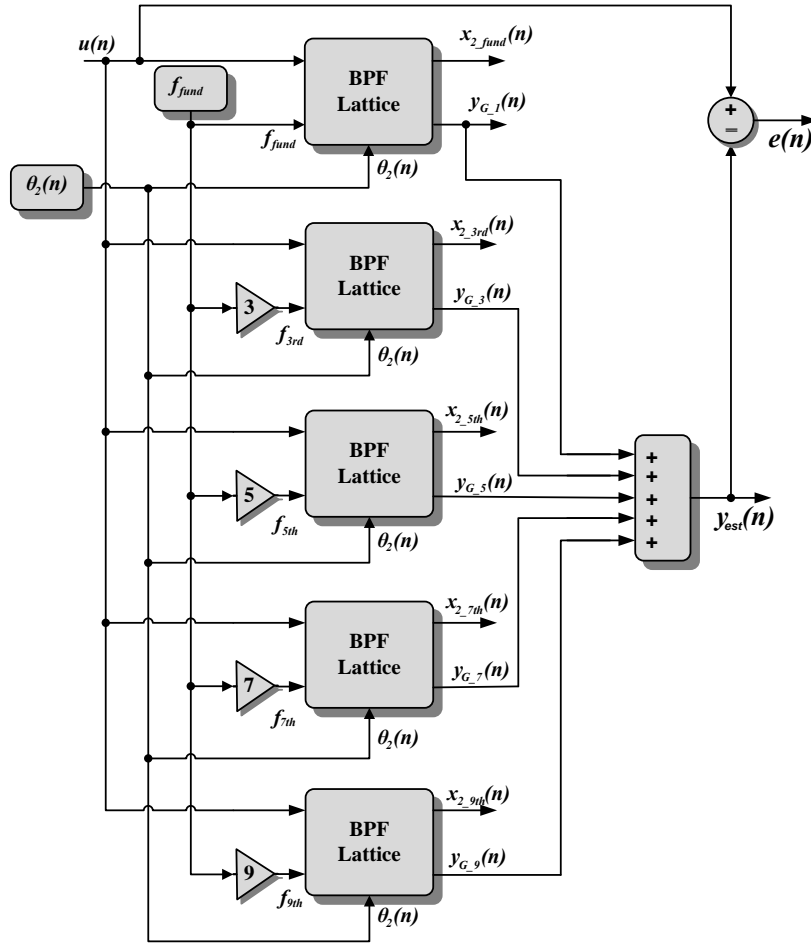


Figura 4.1: Configuración en paralelo de BPF's de segundo orden.

$$k = 1, 2, \dots, 5$$

La función de transferencia de un APF, como se menciona en el Capítulo 2, para cada componente sinusoidal principal y sus armónicos viene dada por:

$$A_{2k-1}(z) = \frac{\sin \theta_2 + \sin \theta_{1-2k-1}(1 + \sin \theta_2)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \sin \theta_{1-2k-1}(1 + \sin \theta_2)z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \quad (4.4)$$

Un BPF a partir de un APF con estructura lattice, responde a:

$$G_{2k-1}(z) = \frac{1}{2}[1 - A_{2k-1}(z)] \quad (4.5)$$

Y por lo tanto la función de transferencia del BPF:

$$G_{2k-1}(z) = \frac{1 - \sin \theta_2}{2} \frac{1 - z^{-2}}{1 + \sin \theta_{1-2k-1}(1 + \sin \theta_2)z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \quad (4.6)$$

También el NF, a partir de un APF con estructura Lattice, responde a:

$$H_{2k-1}(z) = \frac{1}{2}[1 + A_{2k-1}(z)] \quad (4.7)$$

Y por lo tanto la función de transferencia del NF:

$$H_{2k-1}(z) = \frac{1 + \sin \theta_2}{2} \frac{1 + 2 \sin \theta_{1-2k-1} z^{-1} + z^{-2}}{1 + \sin \theta_{1-2k-1} (1 + \sin \theta_2) z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \quad (4.8)$$

Para lograr el objetivo de este capítulo, se proponen en los siguientes apartados dos métodos, que adapten de la manera más eficiente y sencilla el ancho de banda común de la configuración de la Fig. 4.1, uno que utiliza el gradiente descendiente (GD) [4.13–4.15], ya utilizado en el capítulo anterior y otro método nuevo, más sencillo de implementar, basado en el control proporcional del error máximo (EM).

4.2. ANF en ancho de banda paralelo basado en GD

En el capítulo anterior se utilizó un algoritmo del GD, para adaptar el valor de θ_1 y por lo tanto la frecuencia notch de un NF IIR de segundo orden. Ahora siguiendo la misma metodología se busca adaptar el valor de θ_2 que corresponde al ancho de banda notch de acuerdo con el siguiente algoritmo de adaptación:

$$\theta_2(n+1) = \theta_2(n) + \mu e(n) \nabla \theta_2(n) \quad (4.9)$$

El valor del regresor filtrado de θ_2 :

$$\begin{aligned} \nabla \theta_2(n) &= -\frac{\partial e(n)}{\partial \theta_2} = -\frac{\partial u(n) - y_{est}(n)}{\partial \theta_2} \\ \nabla \theta_2(n) &= \frac{\partial y_{est}(n)}{\partial \theta_2} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Entonces el cálculo del $\nabla \theta_2(n)$ se basa en el cálculo de la derivada parcial en función de $\theta_2(n)$ de la suma de todas las salidas de los BPF:

$$\nabla \theta_2(n) = \frac{\partial}{\partial \theta_2} \left[\sum_{k=1}^5 y_{G-2k-1}(n) \right], \quad k=1,2,\dots,5 \quad (4.11)$$

$$\nabla \theta_2(n) = \frac{\partial}{\partial \theta_2} [y_{G-1}(n) + y_{G-3}(n) + y_{G-5}(n) + y_{G-7}(n) + y_{G-9}(n)]$$

$$\nabla\theta_2(n) = \frac{\partial y_{G-1}(n)}{\partial\theta_2} + \frac{\partial y_{G-3}(n)}{\partial\theta_2} + \frac{\partial y_{G-5}(n)}{\partial\theta_2} + \frac{\partial y_{G-7}(n)}{\partial\theta_2} + \frac{\partial y_{G-9}(n)}{\partial\theta_2} \quad (4.12)$$

En el caso de una sola sección de un BPF, el gradiente esta dado por:

$$\frac{\partial y_{G-2k-1}(n)}{\partial\theta_2} = \frac{\partial G_{2k-1}(z)}{\partial\theta_2} u(n) \quad (4.13)$$

De acuerdo con (4.5) se tiene que:

$$\begin{aligned} \frac{\partial y_{G-2k-1}(n)}{\partial\theta_2} &= \frac{1}{2} \left[\frac{\partial}{\partial\theta_2} (1 - A_{2k-1}(z)) \right] u(n) \\ \frac{\partial y_{G-2k-1}(n)}{\partial\theta_2} &= -\frac{1}{2} \frac{\partial A_{2k-1}(z)}{\partial\theta_2} u(n) \\ \frac{\partial y_{G-2k-1}(n)}{\partial\theta_2} &= -\frac{\cos\theta_2}{2} \frac{(1-z^{-2})(1+2\sin\theta_{1-2k-1}z^{-1}+z^{-2})}{(1+\sin\theta_{1-2k-1}(1+\sin\theta_2)z^{-1}+\sin\theta_2z^{-2})^2} u(n) \end{aligned} \quad (4.14)$$

Teniendo en cuenta que:

$$D(z) = 1 + \sin\theta_{1-2k-1}(1 + \sin\theta_2)z^{-1} + \sin\theta_2z^{-2}$$

$$\cos^2\theta_2 = 1 - \sin^2\theta_2 = (1 - \sin\theta_2)(1 + \sin\theta_2)$$

Operando la expresión (4.14),

$$\begin{aligned} \frac{\partial y_{G-2k-1}(n)}{\partial\theta_2} &= -\frac{2}{\cos\theta_2} \frac{(1+\sin\theta_2)}{2} \frac{(1+2\sin\theta_{1-2k-1}z^{-1}+z^{-2})}{D(z)} \\ &\quad \frac{(1-\sin\theta_2)}{2} \frac{(1-z^{-2})}{D(z)} u(n) \end{aligned} \quad (4.15)$$

De acuerdo con (4.6) y (4.8), se obtiene:

$$\frac{\partial y_{G-2k-1}(n)}{\partial\theta_2} = -\frac{2}{\cos\theta_2} H_{2k-1}(z) G_{2k-1}(z) u(n) \quad (4.16)$$

El esquema básico que representa el calculo del gradiente de θ_2 para un solo filtro de lattice de acuerdo con (4.16), para el caso de $k = 1$ correspondiente a la frecuencia fundamental, se ilustra en la Fig. 4.2.

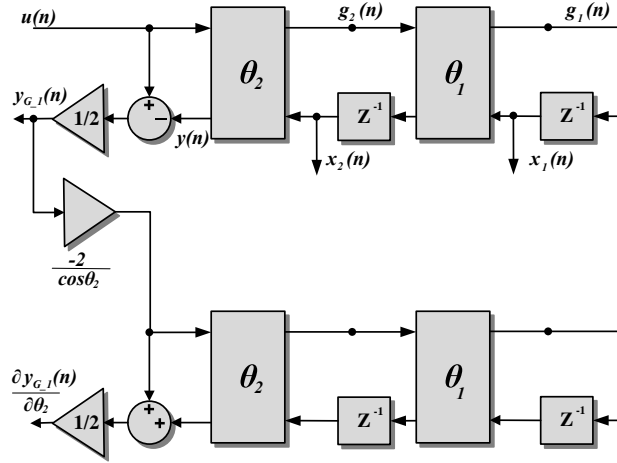


Figura 4.2: Generación del gradiente de θ_2 para un solo filtro de lattice.

Sustituyendo la expresión (4.16) en (4.12) y utilizando (4.3) se obtiene el regresor filtrado de θ_2 para la sumas de todas las salidas de los BPF:

$$\nabla\theta_2(n) = -\frac{2}{\cos\theta_2} \left[\sum_{k=1}^5 H_{2k-1}(z)G_{2k-1}(z) \right] u(n)$$

$$\nabla\theta_2(n) = -\frac{2}{\cos\theta_2} \left[\sum_{k=1}^5 H_{2k-1}(z)y_{G,2k-1}(n) \right], \quad k=1,2,\dots,5 \quad (4.17)$$

El esquema básico de (4.17), se ilustra en la Fig. 4.3:

4.3. ANF en ancho de banda con control proporcional del error máximo

Se propone un algoritmo de adaptación sencillo y eficaz, del ancho de banda común para los BPF's de la configuración en paralelo de la Fig. 4.1, este método se basa principalmente en un control de tipo proporcional del error máximo (EM), que se determina, teniendo como propósito que cuando se necesite una respuesta rápida debido a transitorios o a un cambio brusco de la señal de entrada $u(n)$ el ancho de banda aumente a un valor de forma rápida y cuando se necesite rechazar perturbaciones ya sea por ruido o presencia de armónicos o no se necesite ninguna acción ya que la entrada es una señal limpia sin transitorios, el ancho de banda disminuya a un valor mínimo también de forma rápida.

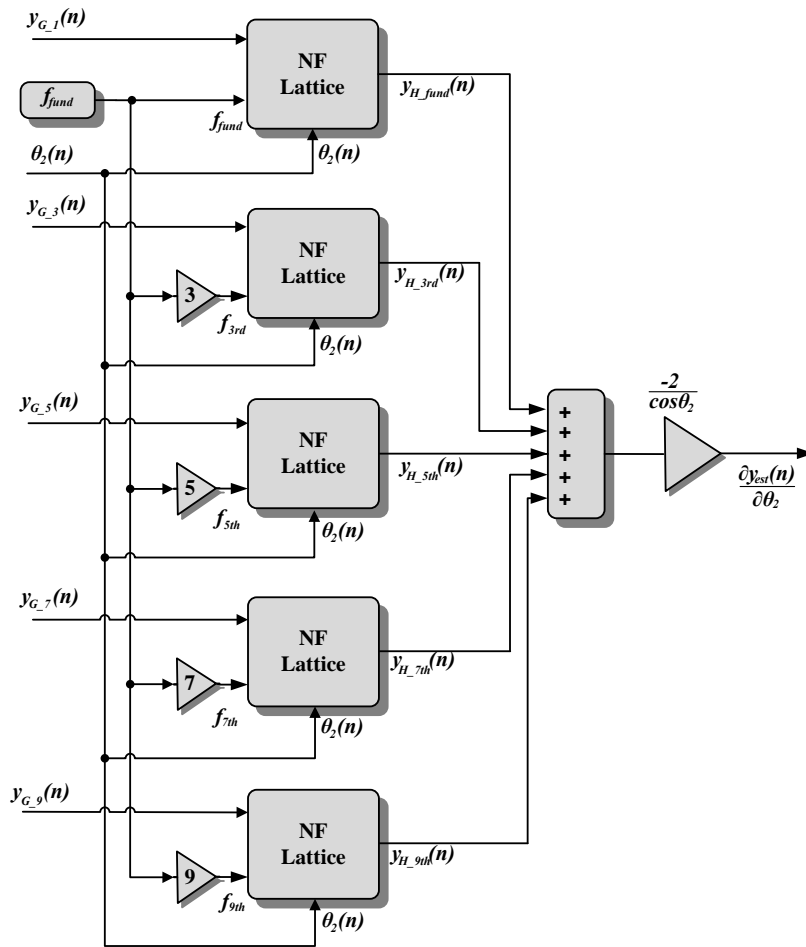


Figura 4.3: Generación del gradiente de θ_2 para la configuración en paralelo de lattice.

El principio básico de proceso de adaptación propuesto, tiene como principal ventaja que la acción proporcional produce una señal de control proporcional a la señal de error, por lo que introduce una corrección mayor cuanto mayor es el error [4.16].

Se consigue el propósito de este algoritmo, trabajando solo con el valor máximo de $e(n)$, el cual se consigue cuando la señal de entrada $u(n)$, tenga un máximo, lo que equivale a que la señal $x_2(n)$ sintonizada a la frecuencia fundamental, sea máxima, ya que es imagen de la entrada y esto solo va a ocurrir cuando la señal $x_1(n)$ cruce por cero, debido a su característica ortogonal con respecto a $x_2(n)$. El algoritmo solo se actualizara a un nuevo valor del ancho de banda cuando vuelva a ocurrir el siguiente cruce por cero de la señal $x_1(n)$. El esquema básico del método propuesto se ilustra en la

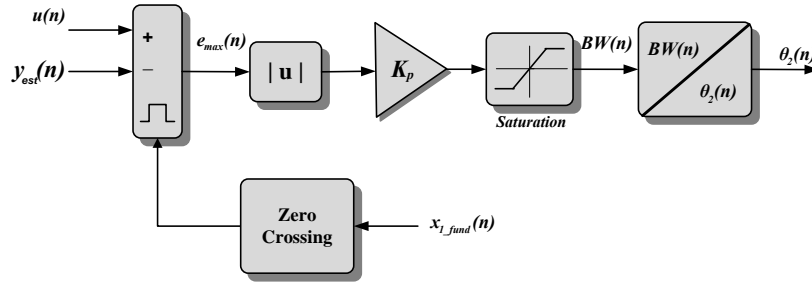


Figura 4.4: Control proporcional del EM.

Fig. 4.4.

El ancho de banda se determina como:

$$BW(n) = K_p |e_{max}(n)| \quad (4.18)$$

La constante K_p , determinará el valor de la acción proporcional. Si K_p , es pequeña la acción proporcional también lo será y viceversa. Esta acción es fácil de sintonizar ya que solo depende de un parámetro y dado que la corrección es proporcional al error cometido, puede reducir este, aunque no eliminarlo en estado estacionario. Además se trabaja con el valor absoluto de error, ya que no hay que tomar en cuenta su valor negativo debido a que el ancho de banda del sistema en estudio siempre es mayor a cero. También se limita $BW(n)$ a un valor máximo de 50 Hz y a un valor mínimo de 1 Hz, lo cual es suficiente para el normal comportamiento de la configuración propuesta. Como los BPFs de lattice trabajan con el valor de θ_2 es necesario convertir $BW(n)$ utilizando la expresión de (2.8):

$$\theta_2(n) = \arcsin\left(\frac{1 - \tan(BW(n)/2)}{1 + \tan(BW(n)/2)}\right) \quad (4.19)$$

En la Fig. 4.5, se muestra el esquema completo de la configuración en paralelo de los BPF con el algoritmo de adaptación del ancho de banda con control proporcional del EM.

4.4. Comparación de los métodos adaptativos en ancho de banda

Se comparan los dos métodos estudiados, utilizando para este propósito la simulación de las estructuras que se muestran en la Fig. 4.3 y en la Fig.

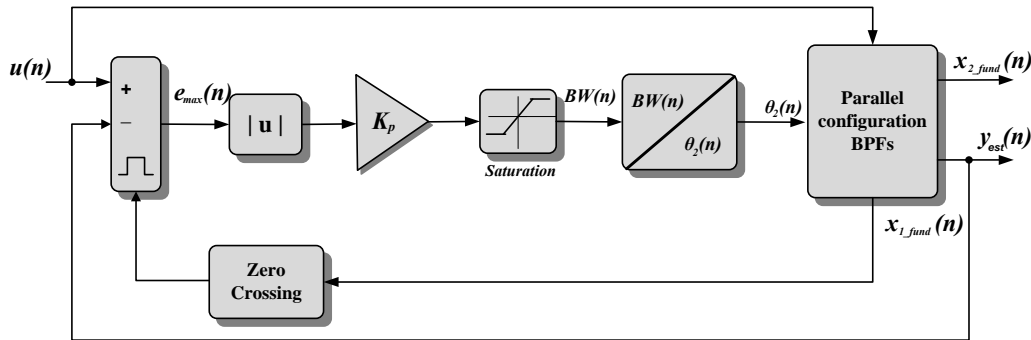


Figura 4.5: Algoritmo adaptativo de θ_2 con control proporcional del EM.

4.5, cuando tienen como señal de entrada $u(n)$ una senoide de 50 Hz con amplitud de un volt a la que se le adiciono tres tipos de perturbaciones.

En la Fig. 4.6, se muestra el resultado donde se adiciono a la entrada un hueco de tensión en $t = 0.3$ s, se aprecia que la salida $x_2(n)$ de ambos algoritmos tienen una respuesta muy similares, comprobándose con el error, el cual esta dado por la diferencia entre la salida ideal esperada y la señal $x_2(n)$.

También adicionando a la entrada $u(n)$, en $t = 0.38$ s, una subida de tensión mas sinusoides de varios armónicos, que luego en $t = 0.5$ s desaparece la perturbación, ambas respuestas son muy similares, aunque la señal $x_2(n)$ del algoritmo adaptativo con control proporcional del EM no presenta las oscilaciones que presenta el algoritmo del GD, como se muestra en la Fig. 4.7.

Con una perturbación mas fuerte como es la presencia de armónicos todo el tiempo mas una subida de tensión con una corta duración, como se muestra en la Fig. 4.8, la señal $x_2(n)$ del algoritmo de control proporcional del EM presenta mejor respuesta que la señal $x_2(n)$ del algoritmo del GD.

Adicionalmente para la anterior perturbación, comparamos el algoritmo de control proporcional del EM, con los casos de que no existiera adaptación del ancho de banda, como es el caso de un ancho de banda pequeño y uno alto, como se muestra en la Fig. 4.9.

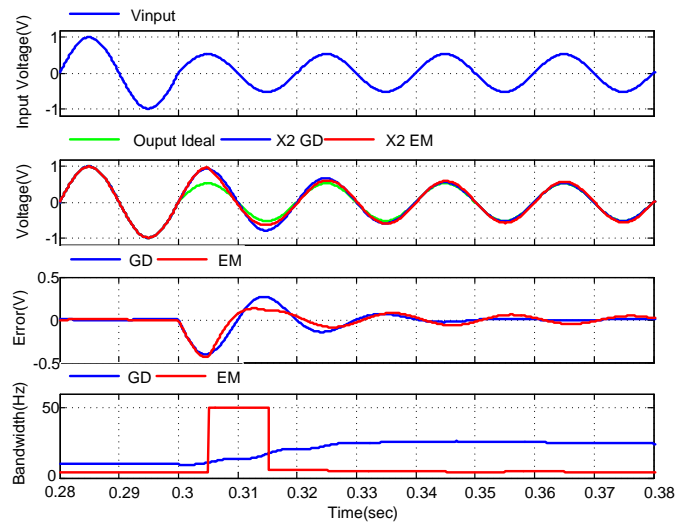


Figura 4.6: Comparación para un hueco de tensión.

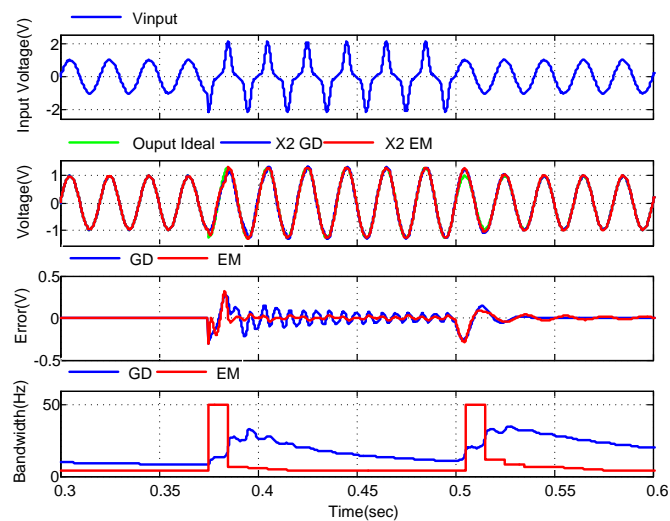


Figura 4.7: Comparación para una subida de tensión mas armónicos.

Por lo tanto debido a los resultados apreciados en las figuras anteriores y a lo sencillo de su implementación, lo cual repercute en un bajo gasto computacional, este trabajo de tesis propone como mejor alternativa el algoritmo con control proporcional del EM, para adaptar el ancho de banda $BW(n)$ de una configuración en paralelo de filtros BPF de lattice, que generan el OSG necesario para un PLL monofásico.

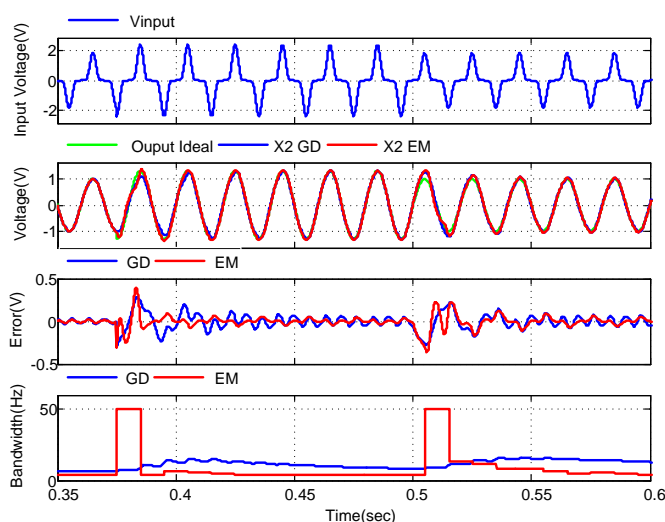


Figura 4.8: Comparación con presencia de armónicos mas una subida de tensión.

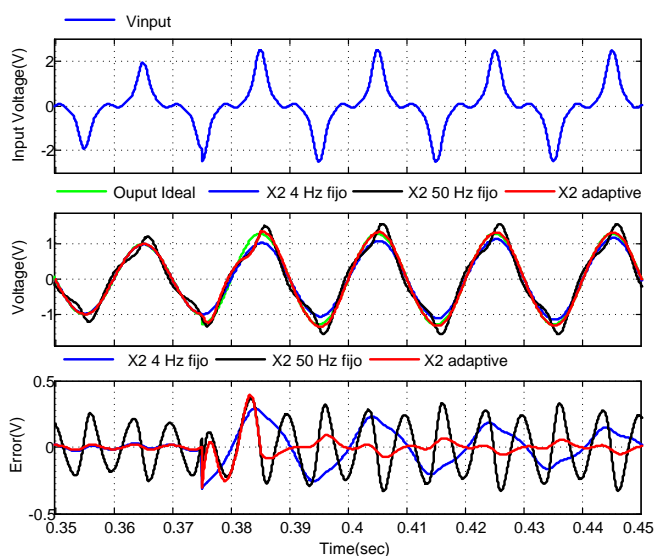


Figura 4.9: Comparación con Ancho de banda pequeño y grande.

4.5. Simulación y Resultados Experimentales

Con el fin de demostrar la validez de los resultados teóricos en los apartados anteriores, se dan la simulación Matlab / Simulink y los resultados experimentales. El ANF al ancho de banda utilizando el control proporcional del EM de la Fig. 4.5, presentado en este trabajo, se ha implementado en

un DSP de Texas Instruments (TMS320F2812), que tiene una CPU de coma fija de 32 bits con 150 Mips.

Se prueba algoritmo ANF, ante una serie de perturbaciones en la señal de entrada. Las entradas al igual que en los capítulos anteriores, se han generado internamente, a través de ecuaciones matemáticas. El conjunto de perturbaciones utilizadas, es decir, a las que se refieren en la IEEE Std. 929-2000 [4.17], IEEE Práctica recomendada para la utilidad de interfaz de sistemas fotovoltaicos (PV), fueron las mismas para la simulación y para la implementación en DSP.

Las variables en toda la simulación y los resultados experimentales son: la tensión monofásica entrada $u(n)$, la señal $x_2(n)$ generada por el BPF sintonizado a la frecuencia fundamental y el ancho de banda $BW(n)$ proporcionado por el algoritmo del control proporcional del EM. La sintonización del ANF se mantuvo constante a lo largo de las simulaciones, con una frecuencia notch de 50 Hz y una frecuencia de muestreo de 20 kHz. El conjunto de perturbaciones incluye:

- Subida de tensión: la entrada $u(n)$, consiste de una senoide de 50 Hz y amplitud de 1.0 pu. En el tiempo 0.3 s, una subida de la tensión del 80 % se aplica repentinamente a la entrada, la cual desaparece 0.3 s después. En la Fig. 4.10, se muestra que, después de un corto transitorio, el algoritmo logra que la señal $x_2(n)$ se iguale con la señal ideal esperada en menos de 2 ciclos, tanto cuando aparece la subida de tensión como cuando desaparece.
- Distorsión armónica: el algoritmo propuesto se somete a una distorsión de la tensión desde el tiempo de 0.0 s, en la Fig. 4.11, que consiste en 60 % del 3^{er} armónico, 20 % del 5^{to} armónico, 12 % del 7^{mo} armónico y 3 % del 9^{no} armónico. De inmediato el algoritmo adapta a que el ancho de banda sea mínimo al detectar la presencia de los armónicos haciendo que estos desaparezcan.
- Hueco de tensión: en el tiempo 0.3 s, un hueco de tensión del 40 % se aplica repentinamente a la entrada. Los resultados de la Fig. 4.12 muestran que, el algoritmo aumenta el valor del ancho de banda a su valor máximo, de tal manera que después de un corto transitorio, la señal $x_2(n)$ se iguale con la señal ideal esperada en menos de 2 ciclos así como hizo con la subida de tensión.
- Distorsión armónica intermitente: en la Fig. 4.13, en el tiempo 0.15 s, se le aplica a la entrada una distorsión armónica que desaparece luego de 0.2 s, se aprecia que el algoritmo actuó rápido aumentando el ancho

de banda para eliminar el transitorio y luego disminuye para eliminar la presencia de los armónicos.

- Distorsión armónica mas subida de tensión intermitente: este caso es como el anterior con la diferencia que con la distorsión armónica también aparece una subida de la tensión fundamental en un 30 %. La Fig. 4.14 también muestra como el algoritmo adapta el ancho de banda para eliminar el transitorio y la distorsión armónica.
- Distorsión armónica mas subida de tensión: En la Fig. 4.15, se muestra el caso de la perturbación mas extrema estudiada, ya que desde el tiempo de 0.0 s, hay presencia de armónicos y luego en el tiempo de 0.07 s, aparece una subida de tensión. Igual como en los casos anteriores al algoritmo adapta el ancho de banda disminuyéndolo para eliminar los armónicos y aumentándolo para eliminar el transitorio, permitiendo que la señal $x_2(n)$ se iguale a la ideal esperada.

4.6. Conclusión

Se presentaron dos algoritmos como alternativa para un OSG de un PLL, utilizando un ANF en ancho de banda basado en una configuración en paralelo de varios filtros paso-banda sintonizados a la frecuencia fundamental y a la frecuencia de los armónicos 3^{ero}, 5^{to}, 7^{mo} y 9^{no}. Un algoritmo de adaptación se baso en el tradicional método del GD y el otro algoritmo se baso en un controlador proporcional del EM que ocurre cuando la señal ortogonal a la señal de entrada cruza por cero. Este par de algoritmos representa una alternativa a los métodos clásicos basados en el ANF. Los nuevos algoritmos utilizan un error global y una realización lattice normalizada. Las simulaciones presentadas muestran un buen desempeño de ambos algoritmos ante perturbaciones a la señal de entrada fundamentadas en alta presencia de armónicos y en subidas y huecos de tensión, adaptando de manera rápida el ancho de banda a valores bajos para eliminar los armónicos y aumentándolo para reducir los tiempos de duración de la respuesta transitoria. Pero el algoritmo del controlador proporcional presento mejores y más rápidas respuestas que el algoritmo del GD, respaldado también por su sencillez en su diseño e implementación, lo que permitió que se escogiera como propuesta principal de este trabajo. Las simulaciones e implementación en un DSP, confirmaron que, utilizando la propuesta de controlador proporcional del EM, tanto la duración transitoria y la selectividad de la configuración en paralelo de los BPFs se encuentran en un nivel aceptable.

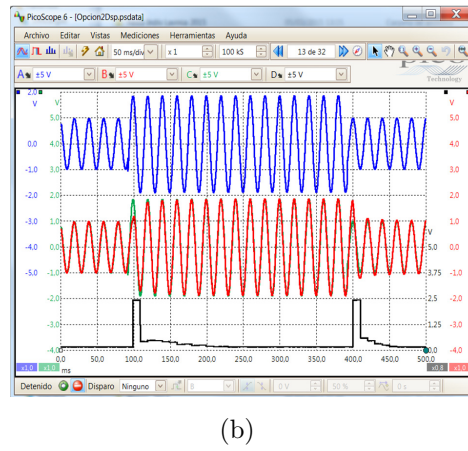
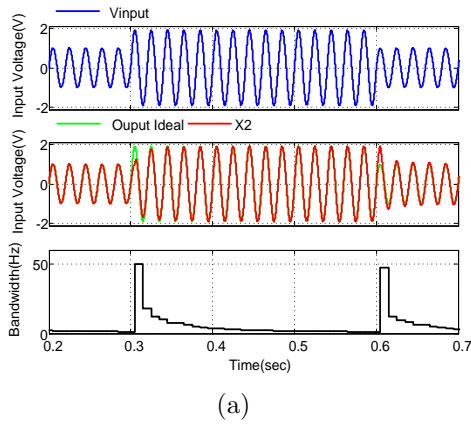


Figura 4.10: Subida de Tensión.(a) Simulación (b) DSP.

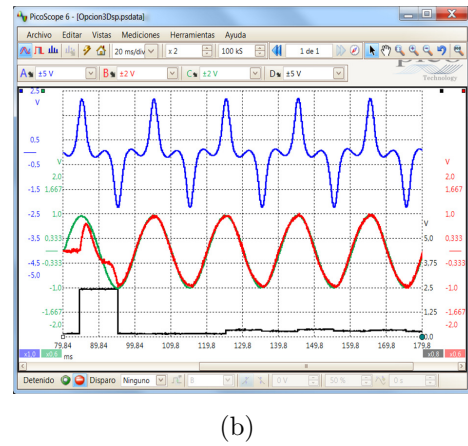
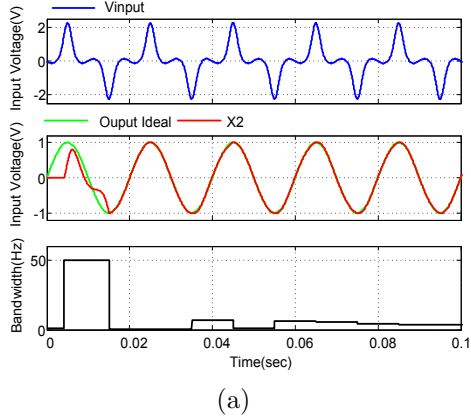


Figura 4.11: Distorsión armónica.(a) Simulación (b) DSP.

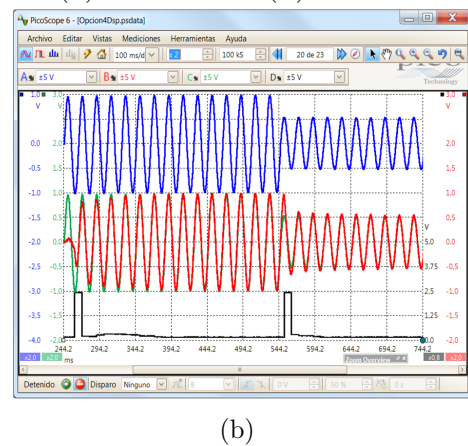
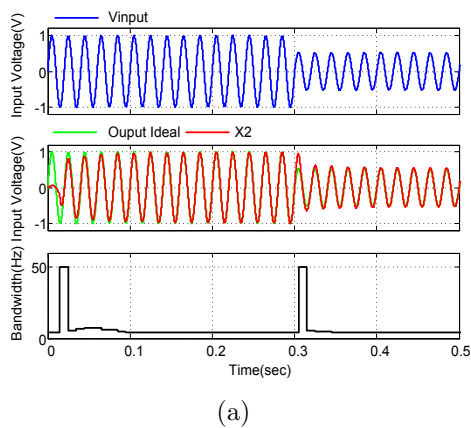
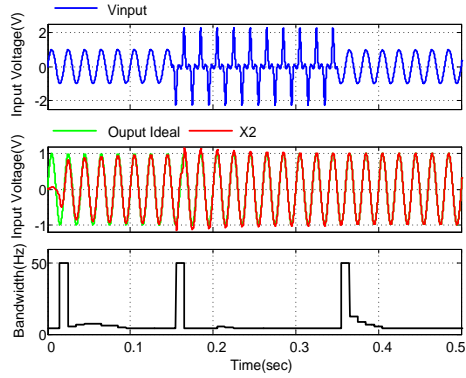
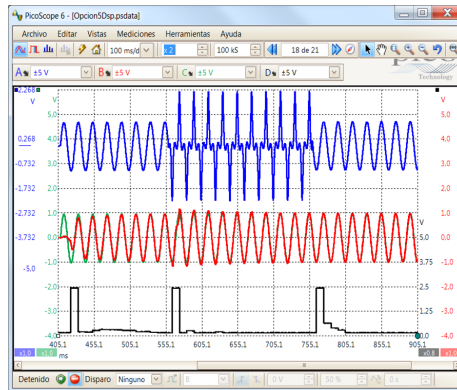


Figura 4.12: Huevo de tensión.(a) Simulación (b) DSP.

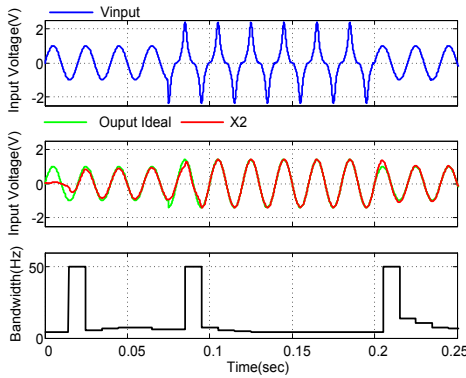


(a)

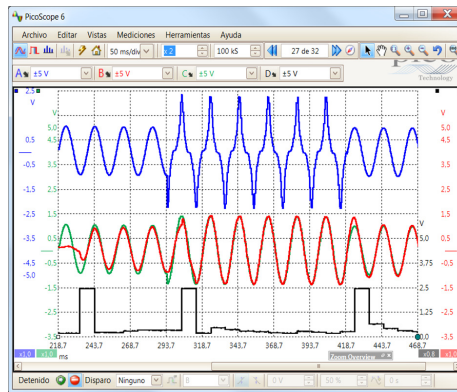


(b)

Figura 4.13: Distorsión armónica intermitente.(a) Simulación (b) DSP.

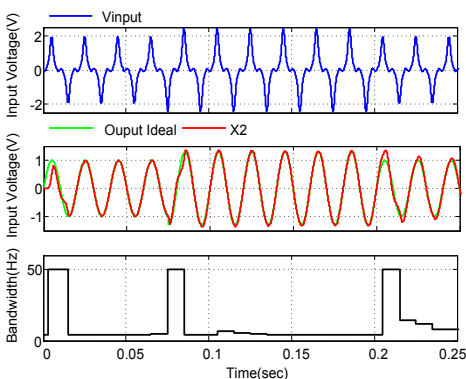


(a)

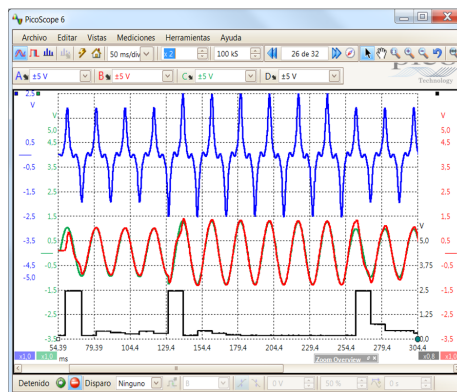


(b)

Figura 4.14: Distorsión armónica mas subida de Tensión intermitente.(a) Simulación (b) DSP.



(a)



(b)

Figura 4.15: Distorsión armónica mas subida de Tensión.(a) Simulación (b) DSP.

4.7. Referencias

- [4.1] L. Tan, J. Jiang, and L. Wang, “Pole-radius-varying iir notch filter with transient suppression,” *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 6, pp. 1684–1691, June 2012.
- [4.2] J. Piskorowski, “Digital q -varying notch iir filter with transient suppression,” *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 4, pp. 866–872, April 2010.
- [4.3] A. Pomsathit, P. Wattanaluk, O. Sangaroon, and C. Benjangkaprasert, “Variable step-size algorithm for lattice form structure adaptive iir notch filter,” in *Communications, Circuits and Systems Proceedings, 2006 International Conference on*, vol. 1, June 2006, pp. 332–335.
- [4.4] J. Martin, “Notch-ale adaptive filter with varying pole radius and frequency,” in *Signal Processing and Its Applications, 1996. ISSPA 96., Fourth International Symposium on*, vol. 1, Aug 1996, pp. 300–303.
- [4.5] J. Kim, “Adaptive-bandwidth phase-locked loop with continuous background frequency calibration,” *Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 3, pp. 205–209, March 2009.
- [4.6] J. Lee and B. Kim, “A low-noise fast-lock phase-locked loop with adaptive bandwidth control,” *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 35, no. 8, pp. 1137–1145, Aug 2000.
- [4.7] H.-E. Liao, “An oscillator based anf with adaptable notch-bandwidth for singletone detection,” in *Communications and Information Technologies (ISCIT), 2013 13th International Symposium on*, Sept 2013, pp. 374–378.
- [4.8] A. Mvuma, S. Nishimura, and T. Hinamoto, “Adaptive optimization of notch bandwidth of an iir filter used to suppress narrow-band interference,” in *Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on*, vol. 5, 2002, pp. V-341–V-344 vol.5.
- [4.9] A. Muuma, S. Nishimura, and T. Hinamoto, “Adaptive iir notch filter with controlled bandwidth for narrow-band interference suppression in ds cdma system,” in *Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, vol. 4, May 2003, pp. IV-361–IV-364 vol.4.

- [4.10] M. Karimi-Ghartemani, S. Khajehoddin, P. Jain, and A. Bakhshai, “Comparison of two methods for addressing dc component in phase-locked loop (pll) systems,” in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, Sept 2011, pp. 3053–3058.
- [4.11] F. Xiong, W. Yue, L. Ming, and L. Jinjun, “A novel frequency-adaptive pll for single-phase grid-connected converters,” in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, Sept 2010, pp. 414–419.
- [4.12] V. DeBrunner and S. Torres, “Multiple fully adaptive notch filter design based on allpass sections,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 48, no. 2, pp. 550–552, 2000.
- [4.13] S. Haykin, *Adaptive filter theory*. Prentice Hall, 2002.
- [4.14] P. Regalia, *Adaptive IIR filtering in signal processing and control*. CRC Press, 1994, vol. 90.
- [4.15] —, “An improved lattice-based adaptive iir notch filter,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 39, no. 9, pp. 2124–2128, Sep 1991.
- [4.16] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Digital signal processing : principles, algorithms, and applications*. Upper Saddle River, N.J. Prentice Hall, 1996. [Online]. Available: <http://opac.inria.fr/record=b1090421>
- [4.17] *IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems*, IEEE Std. 929-2000, 2000.

Comparación del APF-Lattice y el SOGI como Generadores de un Sistema Ortogonal

Recientemente, una nueva estructura de PLL monofásico basado en un integrador generalizado de segundo orden (SOGI) que supera todos los inconvenientes presentes en la mayoría de los métodos que utilizan un generador de sistema ortogonal (OSG), se presentó en [5.1–5.7], junto con un retraso de filtrado debido a la resonancia a la frecuencia de fundamental [5.8]. Más tarde, Rodríguez en [5.9, 5.10] presentó un PLL trifásico basado en un integrador generalizado de segundo orden (DSOGI). La estructura SOGI también se ha aplicado a otros aspectos del control electrónico de energía, principalmente para el lazo de control de corriente [5.5, 5.11, 5.12], detección de armónicos [5.6] e incluso en los métodos activos anti-islanding [5.8, 5.13].

Sin embargo, como ya se indicó en [5.2] y más adelante en [5.5], puesto que la estructura SOGI fue diseñada en tiempo continuo, su implementación discreta presenta ripples en la amplitud y diferentes retrasos de fases para la señal de cuadratura. Por otra parte, requiere una gran cantidad de recursos para implementar en un DSP o FPGA de coma fija debido a su limitada precisión y sensibilidad al redondeo de coeficientes.

En este capítulo, se presenta la comparación, desde el punto de vista de estado permanente, los dos métodos que generan un sistema ortogonal de tensión para una estructura PLL monofásica, el SOGI y otro nuevo, estudiado en el Capítulo 2, basado en un filtro paso todo (APF) con estructura lattice, ambos son muy atractivos, con buen rendimiento deseado bajo condiciones de red armónicamente distorsionadas u otros tipos de perturbaciones.

Siendo estos dos una buena alternativa, en comparación con otros métodos conocidos. Los modelos de espacio de estado de los dos métodos se derivan. A través de un análisis del modelo en el espacio de estados detallado, se muestra que estas dos estructuras como OSG son equivalentes entre sí, en las condiciones más comunes de operación de los DERs. También se demuestra que la estructura basada en el APF, es claramente mejor que el SOGI, ya que mantiene sus características de generación ortogonal para cualquier frecuencia de sintonización mayor a la común y para cualquier frecuencia de muestreo menor a la común. La validación de los métodos propuestos fue confirmada por los resultados de la simulación utilizando el programa Matlab y con la implementación digital usando un procesador de señal digital de coma fija, el TMS320F812.

Ambas estructuras, como OSG, cumplen con todos los requisitos y superan todos los inconvenientes relacionados con los métodos para un OSG de tensión de un PLL monofásico, además los dos métodos mantienen una ganancia unitaria con respecto a la entrada.

5.1. Integrador Generalizado de Segundo Orden SOGI

Un SOGI, es equivalente a dos controladores PI en ejes de referencia sincronos compensando las secuencias positiva y negativa [5.2, 5.5–5.8].

El SOGI es un método propuesto para obtener un error nulo en régimen permanente ante referencias sinusoidales trabajando en los ejes de referencia estacionarios $\alpha\beta$. Este método ha sido añadido en algoritmos de: eliminación de armónicos debido a que actúan en una banda muy estrecha alrededor de su frecuencia de resonancia; detección de las secuencias de red y generación de señales en cuadratura; sincronización del convertidor con la red eléctrica y para detección de múltiples frecuencias de red.

La función de transferencia de un SOGI, para una única señal sinusoidal es [5.5]:

$$G(s) = \frac{2s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5.1)$$

Donde ω_0 representa la frecuencia de resonancia y s el operador de Laplace. La salida del integrador contiene no sólo la entrada integrada, sino también una componente adicional insignificante. Con objeto de emplearlos para generar señales en cuadratura, se realiza una modificación respecto a la topología original, esta se representa en la Fig. 5.1 y la expresión matemática

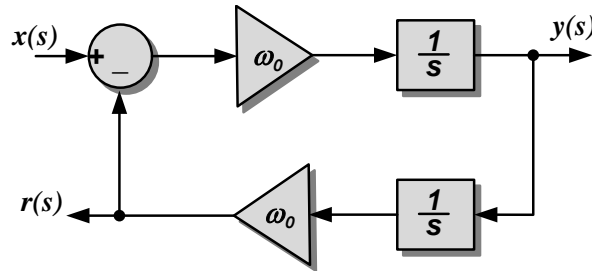


Figura 5.1: SOGI en el dominio del tiempo continuo

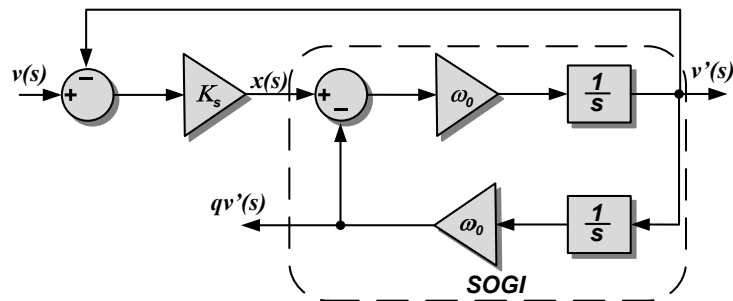


Figura 5.2: OSG-SOGI, para generación de señales de cuadratura en el dominio del tiempo continuo

resultante es:

$$G(s) = \frac{x(s)}{y(s)} = \frac{\omega_0 s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5.2)$$

La nueva función de transferencia tiene dos polos localizados en $\pm j\omega_0$ y un cero en el origen, exactamente igual que (5.1). La única diferencia entre las dos expresiones se encuentra en la ganancia, lo cual no es significativo desde el punto de vista del comportamiento final. Pero, por otro lado, da lugar a una estructura más general que puede ser usada tanto para el control de corriente de convertidores de red como para tareas de sincronización.

La estructura básica, del SOGI como OSG, denominada OSG-SOGI, se representa en la Fig. 5.2 y como se observa, el elemento básico es un SOGI [5.2, 5.5–5.8]. Las funciones de transferencia en el dominio de tiempo continuo son:

$$\frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{K_s \omega_0 s}{s^2 + K_s \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.3)$$

$$\frac{qv'(s)}{v(s)} = \frac{K_s \omega_0^2}{s^2 + K_s \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.4)$$

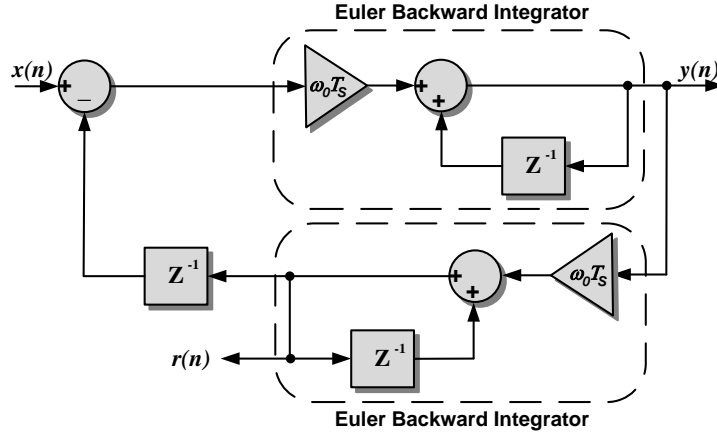


Figura 5.3: SOGI basado en el integrador de Euler Backward con un retardo computacional

La implementación en tiempo discreto del SOGI, se puede realizar a partir de la discretización de las funciones de transferencia que han sido desarrollados en el dominio del tiempo continuo o utilizando integradores discretos [5.2, 5.5]. La Fig. 5.3, que muestra la estructura de SOGI en el dominio del tiempo discreto, cuya salida coincide con la misma respuesta que el SOGI del dominio del tiempo de la Fig. 5.1, cuando se aplica una señal sinusoidal con frecuencia ω_0 y amplitud de uno en la entrada. Esta opción de SOGI se basa en la utilización del integrador discreto de Euler Backward con un retardo computacional, añadido en serie con la ganancia de realimentación, modelando el retardo inherente producido por el proceso de programación y además posee una estructura más similar al controlador PI clásico.

La función de transferencia del SOGI en discreto es:

$$G(z) = \frac{\omega_0 T_s - \omega_0 T_s z^{-1}}{1 + (\omega_0^2 T_s^2 z^{-1} - 2) + z^{-2}} \quad (5.5)$$

En la Fig. 5.4, se muestra el SOGI, basado en integradores discretos Euler Backward, dentro de un OSG-SOGI, el cual asegura que, a cualquier frecuencia de funcionamiento, las señales v' y qv' sean señales en cuadratura, que se obtiene si el cambio de fase entre ellas es de 90° .

El OSG-SOGI, de la Fig. 5.4, permite un ajuste independiente de la frecuencia notch ω_0 y el ancho de banda de atenuación BW de 3 dB, teniendo en cuenta el periodo de muestreo T_s , de acuerdo con:

$$K_t = \omega_0 T_s \quad (5.6)$$

$$K_s = \frac{BW}{\omega_0} \sqrt{0,98} \quad (5.7)$$

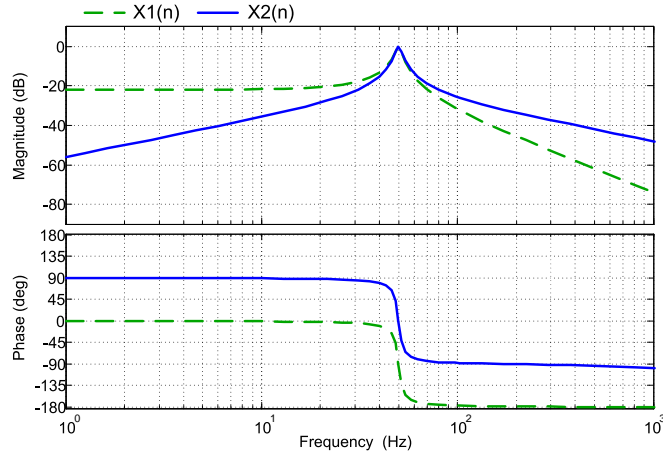


Figura 5.6: Diagrama de Bode del SOGI como OSG.

Teniendo en cuenta que las salidas $x_1(n+1)$ y $x_2(n+1)$ son las mismas respuestas $qv'(n)$ y $v'(n)$, la ecuación de estado de la estructura OSG-SOGI es:

$$\begin{bmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \\ y(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - K_t^2 & K_t(1 - K_s K_t) & K_s K_t^2 \\ -K_t & 1 - K_s K_t & K_s K_t \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ u(n) \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

De (5.10) se puede extraer los elementos A y B de la estructura:

$$A = \begin{bmatrix} 1 - K_t^2 & K_t(1 - K_s K_t) \\ -K_t & 1 - K_s K_t \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$B = \begin{bmatrix} K_s K_t^2 \\ K_s K_t \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

5.2. Comportamiento y Comparación de los OSG's

Las estructuras del APF de la Fig. 2.10 y del OSG-SOGI de la Fig. 5.5, se pueden implementar simplemente como un sistema de una matriz formada solamente por los elementos A y B, así se tendrá la ecuación de estado de la forma:

$$\begin{bmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \end{bmatrix} = [A \quad B] \begin{bmatrix} x(n) \\ u(n) \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Ambas estructuras tienen la propiedad de generar, en fase con la señal de entrada, un sistema ortogonal. La Fig. 5.7, muestra la implementación

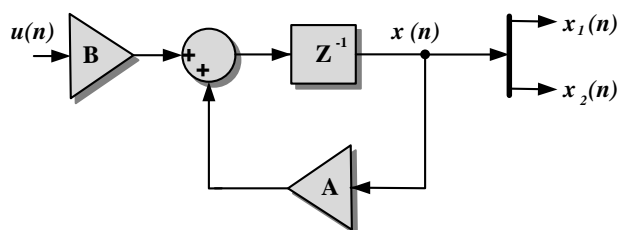


Figura 5.7: OSG en ecuación de estado

de las estructuras del APF de Lattice y del OSG-SOGI, en ecuación de estado, se observan los dos parámetros identificados como $x_1(n)$ y $x_2(n)$, que constituyen el sistema ortogonal.

Bajo las mismas condiciones, las estructuras son comparables como un filtro paso-banda (BPF) OSG libre de perturbaciones, con una señal imagen de la señal fundamental en la entrada y la otra retrasada 90° de esta misma señal de entrada. Se evalúan ambos filtros, el APF y el OSG-SOGI, teniendo como señal de entrada fundamental una senoide de frecuencia 50 Hz y con una amplitud normalizada de un volt, se establece un ancho de banda de 4 Hz, una frecuencia de muestreo de 20 kHz, la frecuencia de sintonización a 50 Hz. La simulación es implementada en Matlab / Simulink.

La ecuación de estado a partir de (2.28) para el APF con sus valores calculados bajo estas condiciones, queda:

$$\begin{bmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,9998766 & 0,0156876 & 0,0000197 \\ -0,0157073 & 0,9986209 & 0,0012557 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ u(n) \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Y la ecuación de estado a partir de (5.10) de la estructura OSG-SOGI:

$$\begin{bmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,9997532 & 0,0156884 & 0,0000195 \\ -0,0157080 & 0,9987560 & 0,0012440 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ u(n) \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

En la Fig. 5.8, se muestra la respuesta en frecuencia, para $X_2(z)$, de las ecuaciones (2.24) y (5.9), que corresponde a el APF y a el OSG-SOGI.

Como se observa en (5.14) y en (5.15), los valores de los coeficientes de ambos filtros son casi idénticos bajo estas condiciones de funcionamiento y por lo tanto su respuesta en frecuencia seguirá un comportamiento muy similar.

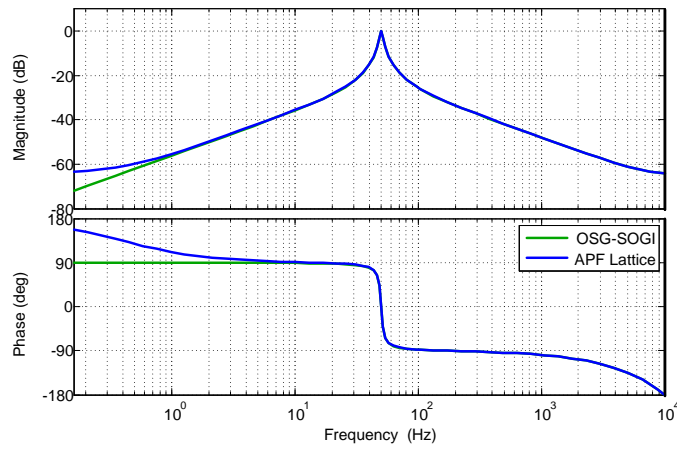


Figura 5.8: Diagrama de bode de $X_2(z)$ en el APF y en el OSG-SOGI

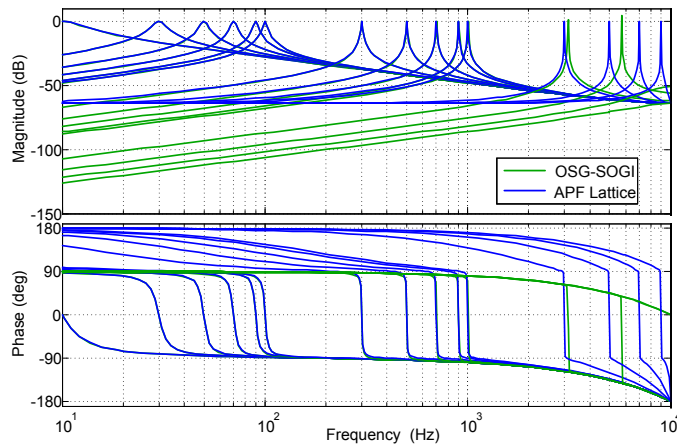


Figura 5.9: Diagrama de bode de $X_2(z)$ en el APF y en el OSG-SOGI para un rango de frecuencias de sintonización.

Se obtienen las respuestas en frecuencias para $X_2(z)$, en el APF y en el OSG-SOGI para un rango de frecuencias fundamentales, desde 100 Hz hasta 10 kHz, con un ancho de banda de 4 Hz, una frecuencia de muestreo de 20 kHz, para ambos filtros. Lo cual se muestra en la Fig. 5.9.

La Fig. 5.10, muestra el resultado de la magnitud en dB de $X_2(z)$ al evaluar el APF y el OSG-SOGI con un ancho de banda de 4 Hz, una frecuencia de muestreo de 20 kHz y variación de la frecuencia de sintonización, para una frecuencia de sintonización de 50 Hz con variación de la frecuencia de muestreo desde 100 Hz hasta 100 kHz y con varias frecuencias de muestreo y variación de la frecuencia de sintonización.

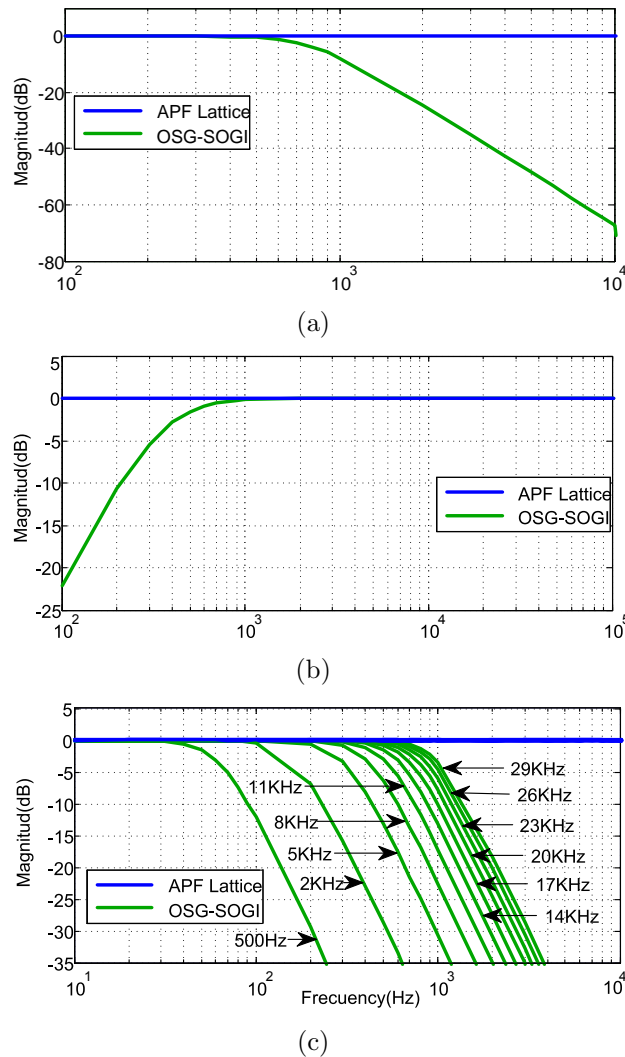
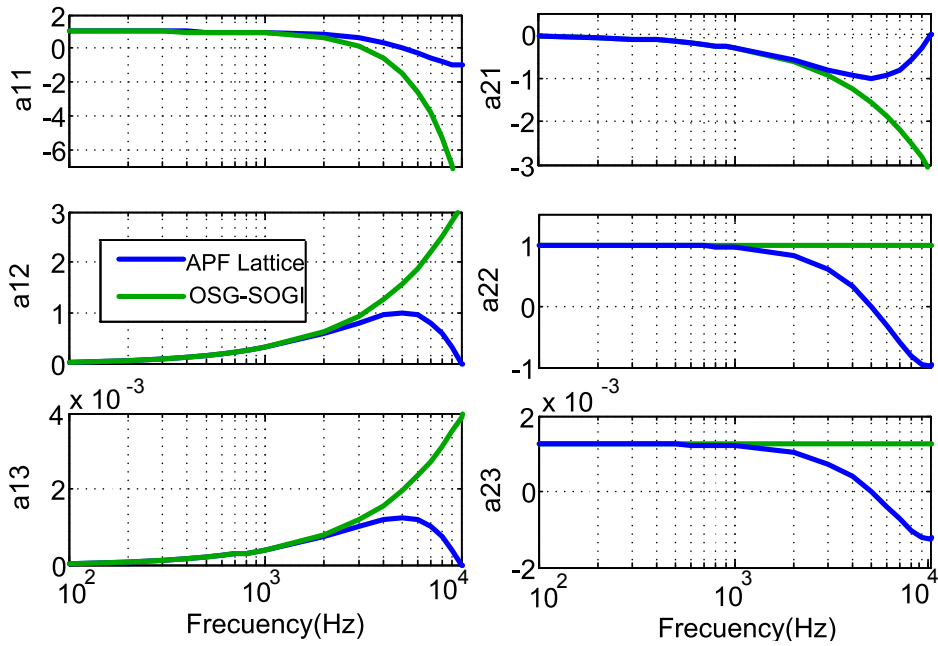


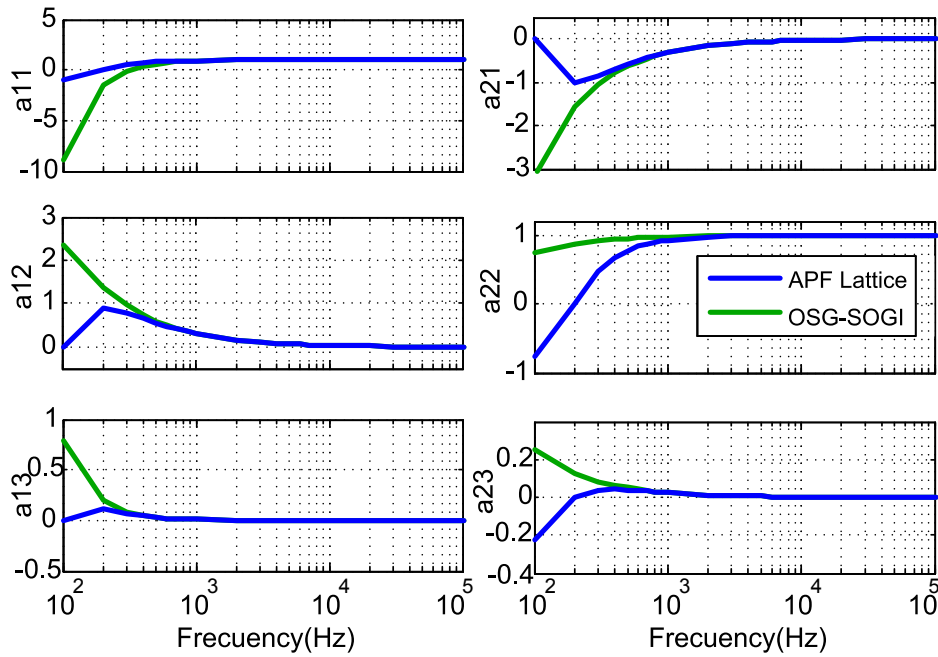
Figura 5.10: Magnitud de $X_2(z)$ en el APF de Lattice y en el OSG-SOGI para: (a) varias frecuencias de sintonización (a) varias frecuencias de muestreo (c) varias frecuencias de muestreo con variación de la frecuencia de sintonización.

Se observa que a partir de una frecuencia de sintonización de 600 Hz y una frecuencia de muestreo menor a 1 kHz, el filtro SOGI pierde la sintonización y por lo tanto sus características como OSG, lo cual no ocurre con el APF.

La Fig. 5.11 muestra el comportamiento de los parámetros de la matriz de la ecuación de estado del APF (2.28) y del OSG-SOGI (5.10) para varias frecuencias de sintonización y para varias frecuencias de muestreo. Y la Fig. 5.12, muestra las superficies de las mismas magnitudes, donde se observa que el APF es constante mientras el SOGI no.

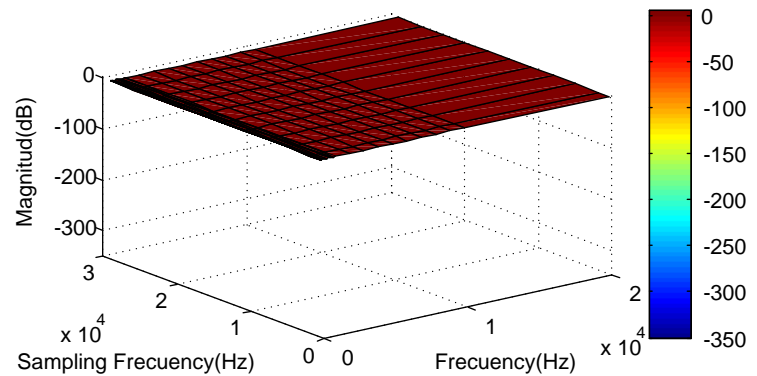


(a)

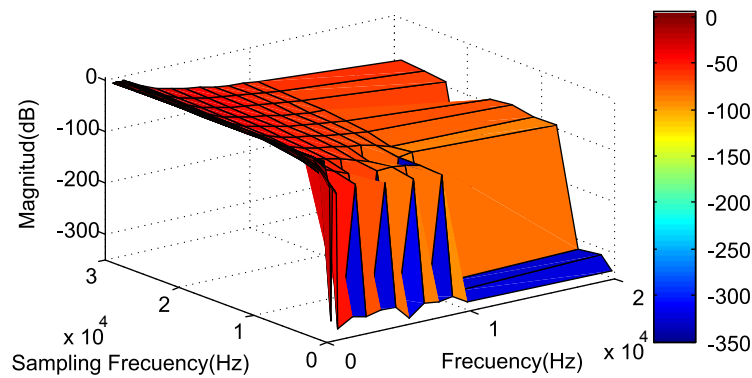


(b)

Figura 5.11: Comportamiento de los parametros de la matriz de la ecuacion de estado del APF y del OSG-SOGI para: (a) varias frecuencias de sintonización (a) varias frecuencias de muestreo.



(a)



(b)

Figura 5.12: Superficie de la magnitud de $X_2(z)$ para varias frecuencias de muestreo y variación de la frecuencia de sintonización (a) en el APF (b) en el OSG-SOGI.

5.3. Simulación y Resultados Experimentales

Con el fin de validar el análisis, el APF y el OSG-SOGI, se simulan con el programa Matlab/Simulink y se implementan bajo una configuración experimental. Una plataforma de prácticas CDM2480, con elemento central el DSP, TMS320F2812, de Texas Instruments, adecuado para aplicaciones de control de movimiento y de electrónica de potencia, se utiliza para implementar y probar ambas estructuras como OSG. El DSP de coma fija, con una frecuencia de reloj de 150 MHz, se utilizó para realizar tanto la generación de la señal de entrada, los algoritmos de los OSG y la generación de las señales de salida, con un convertidor D/A de 12 bits.

Todos los resultados simulados y experimentales presentados en este capítulo-

lo, fueron obtenidos usando las estructuras presentadas en la Fig. 2.10 y la Fig. 5.5, se obtienen las salidas $x_1(t)$ y $x_2(t)$ del APF y del OSG-SOGI, la señal de entrada y los parámetros de los OSG son los mismos para la simulación en Matlab y la parte experimental, la señal de entrada fundamental es una senoide con una amplitud normalizada de un volt y la frecuencia igual a la frecuencia de sintonización del filtro, en el diseño de los OSG se coloca un ancho de banda de 4 Hz. Básicamente, la base Q15 de coma fija fue empleada para los cálculos globales, mientras que la base Q30 se uso para los cálculos del filtro.

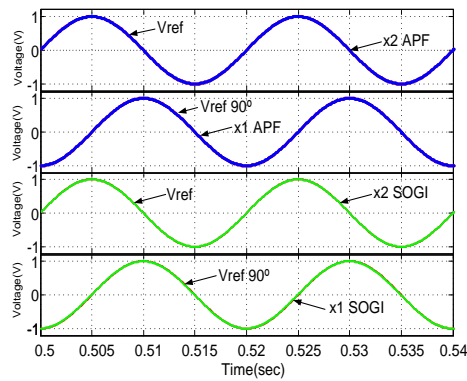
En los resultados experimentales obtenidos para los OSG, se muestra que en cada figura, el canal A y B en color azul, son las señales $x_2(n)$ y $x_1(n)$ de salida del APF con [1 V/div]; el canal C y D en color verde, son las señales $x_2(n)$ y $x_1(n)$ de salida del OSG-SOGI con [1 V/div]. Se adicionaron las señales de referencia correspondientes en color rojo, una señal imagen de la señal fundamental en la entrada en el canal A y C y la otra retrasada 90° de esta misma señal de entrada en el canal B y D.

En la Fig. 5.13, se muestran los resultados para una frecuencia de sintonización de 50 Hz, con una frecuencia de muestreo de 20 kHz, donde ambos filtros mantienen buenas características como OSG. En la Fig. 5.14 y Fig. 5.15 la frecuencia de muestreo se mantiene y la frecuencia de sintonización se aumento a 500 Hz y a 1000 Hz respectivamente. Aquí el OSG-SOGI ya pierde sus características como OSG.

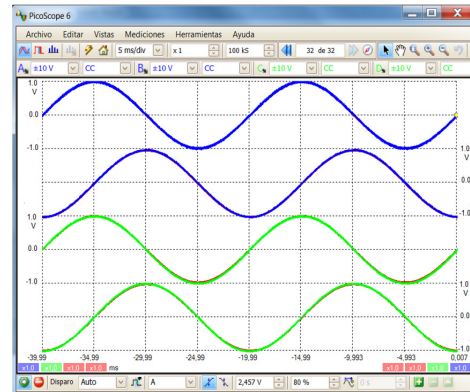
En la Fig. 5.16 y 5.17, también se obtiene las salidas $x_1(t)$ y $x_2(t)$, para dos condiciones diferentes y extremas, para una frecuencia de la señal de entrada y de sintonización de 50 Hz y la frecuencia de muestreo se reduce a 500 Hz y se incrementa la frecuencia de la señal de entrada y de sintonización a 300 Hz, disminuyendo la frecuencia de muestreo a 10 kHz. El APF continua con sus características como OSG, lo cual no ocurre con el SOGI.

5.4. Conclusión

En este capítulo se presento la comparación entre dos métodos diferentes empleados como OSG necesario en el algoritmo del PLL, presente en el control de inversores conectados a la red monofásica. El análisis se realizó con base en modelos de las ecuaciones de estado en regimen permanente. Se observó que el método que utiliza el APF basado en la estructura lattice ilustra mejor rendimiento aunque los resultados obtenidos por el SOGI también son aceptables.

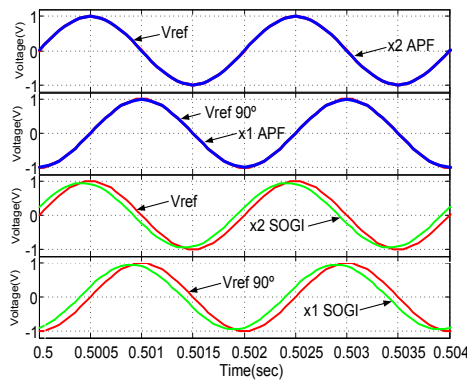


(a) Simulación

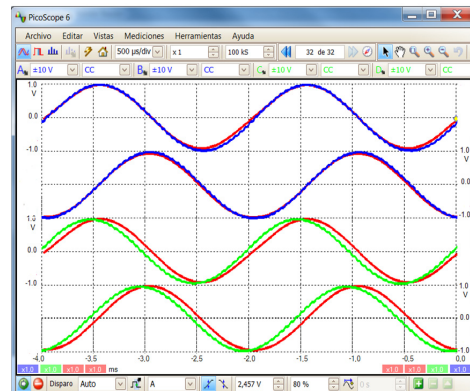


(b) Implementación en DSP

Figura 5.13: $x_1(t)$ y $x_2(t)$, frecuencia de muestreo 20 kHz y frecuencia de sintonización 50 Hz

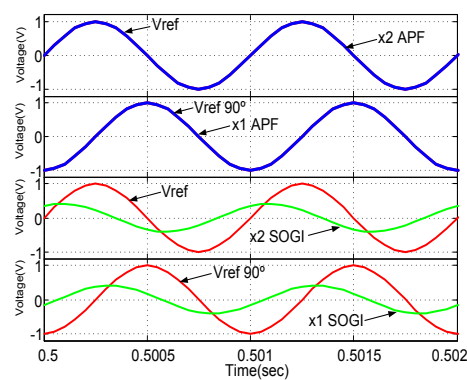


(a) Simulación

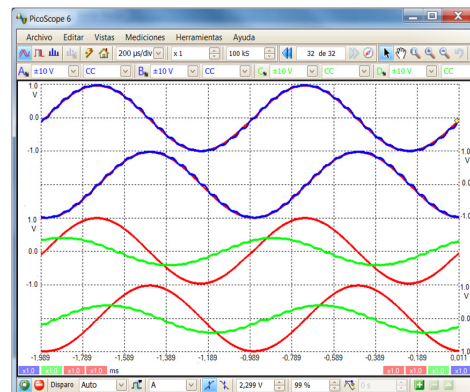


(b) Implementación en DSP

Figura 5.14: $x_1(t)$ y $x_2(t)$, frecuencia de muestreo 20 kHz y frecuencia de sintonización 500 Hz



(a) Simulación



(b) Implementación en DSP

Figura 5.15: $x_1(t)$ y $x_2(t)$, frecuencia de muestreo 20 kHz y frecuencia de sintonización 1000 Hz.

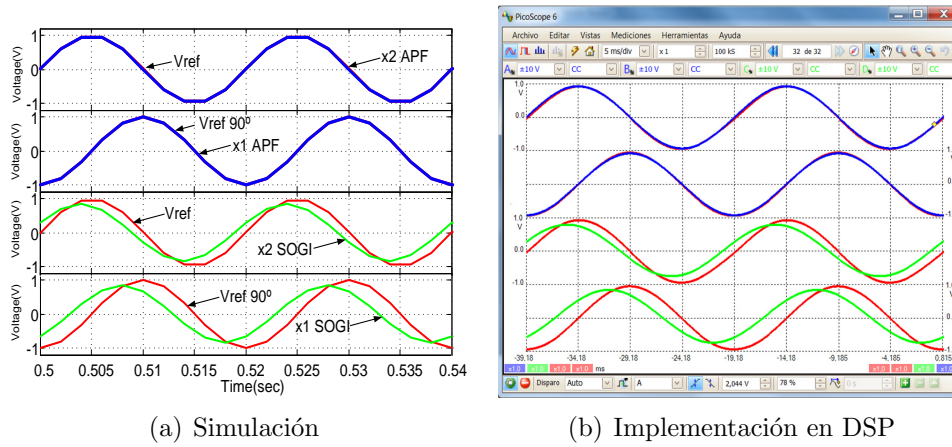


Figura 5.16: $x_1(t)$ y $x_2(t)$, frecuencia de muestreo de 500 Hz y frecuencia de sintonización 50 Hz.

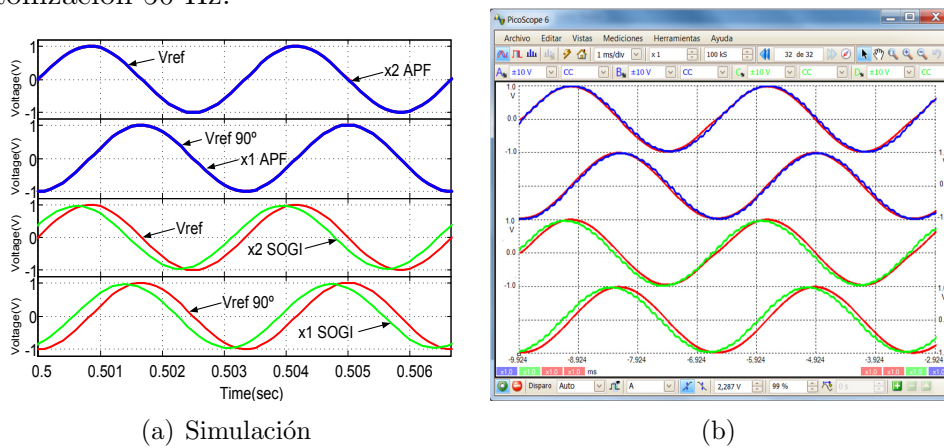


Figura 5.17: $x_1(t)$ y $x_2(t)$, frecuencia de muestreo de 10 kHz y frecuencia de sintonización 300 Hz.

A través de un análisis matemático detallado, se ha demostrado que estos dos OSG, son equivalentes entre sí, teniendo una respuesta casi idéntica en cierto rango alrededor de la frecuencia de sintonización más común de 50 Hz y también para valores de la frecuencia de muestreo mayores a 1 KHz. También se demuestra que el APF de Lattice es más estable, ya que mantiene sus características de una manera constante aunque la frecuencia de sintonización sea muy alta o su frecuencia de muestreo sea muy baja, lo cual no ocurre con el SOGI.

Los parámetros o coeficientes del APF de Lattice son más constantes que los que forman la matriz de la ecuación de estado del SOGI y la utilización de funciones trigonométricas para obtener estos parámetros garantizan que

siempre van a estar en un rango dinámico de variación mínimo entre 1 a -1, siendo muy apto para aplicaciones donde se utilice DSP de coma fija, manteniendo buena precisión y resolución en los resultados obtenidos. Los coeficientes del APF no deberán escalarse para que entren dentro del rango dinámico y la longitud de palabra del procesador. Los coeficientes del APF ya quedarían cuantificados de forma que son menores a la longitud de palabra del procesador de forma que puedan almacenarse en la memoria de programa. Esto permite que el funcionamiento del APF sea casi idéntico respecto a las especificaciones del diseño.

Las evaluaciones teóricas han sido verificadas a través de una amplia simulación y estudios experimentales. El estudio realizado permite concluir que el APF de Lattice se puede implementar, cumpliendo las mismas funciones en todas las aplicaciones donde hasta ahora se ha utilizado el SOGI como OSG y además en otras, donde las frecuencias de sintonización sean mayores o frecuencias de muestreo menores, en el campo de la instrumentación, comunicaciones, electrónica analógica, etc.

5.5. Referencias

- [5.1] S. Golestan, M. Monfared, F. Freijedo, and J. Guerrero, “Dynamics assessment of advanced single-phase pll structures,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 6, pp. 2167–2177, June 2013.
- [5.2] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, June 2006, pp. 1–6.
- [5.3] ———, “Improved pll structures for single-phase grid inverters,” in *Proceedings of PELINCEC'05.*, 2005.
- [5.4] M. Reza, M. Ciobotaru, and V. Agelidis, “Accurate estimation of single-phase grid voltage parameters under distorted conditions,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2014.
- [5.5] F. J. Rodriguez, E. Bueno, M. Aredes, L. G. B. Rolim, F. A. S. Neves, and M. C. Cavalcanti, “Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters,” in *Proc. 34th Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics IECON 2008*, 2008, pp. 176–181.
- [5.6] M. J. Diaz, E. Bueno, R. Mateos, F. J. Rodriguez, and E. Monmasson, “Fpga implementation of harmonic detector based on second order ge-

- neralized integrators,” in *Proc. 34th Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics IECON 2008*, 2008, pp. 2453–2458.
- [5.7] G. Fedele, C. Picardi, and D. Sgro, “A power electrical signal tracking strategy based on the modulating functions method,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 4079–4087, Oct 2009.
- [5.8] M. Ciobotaru, V. Agelidis, and R. Teodorescu, “Accurate and less-disturbing active anti-islanding method based on pll for grid-connected pv inverters,” in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC 2008*, 2008, pp. 4569–4576.
- [5.9] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions,” in *Proc. IECON 2006 - 32nd Annual Conf. IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 5173–5178.
- [5.10] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 1, pp. 127–138, Jan 2011.
- [5.11] S. Gomez Jorge, J. Solsona, and C. Busada, “Control scheme for a single-phase grid-tied voltage source converter with reduced number of sensors,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 7, pp. 3758–3765, July 2014.
- [5.12] A. Yepes, F. Freijedo, O. Lopez, and J. Doval-Gandoy, “High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 2, pp. 563–576, Feb 2011.
- [5.13] M. Ciobotaru, V. Agelidis, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Accurate and less-disturbing active antiislanding method based on pll for grid-connected converters,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 6, pp. 1576–1584, June 2010.

Conclusiones y Trabajos futuros

6.1. Conclusiones

En este trabajo de tesis doctoral se presento un nuevo método generador de un sistema ortogonal (OSG) normalizado basado en un filtro paso todo APF, construido a partir de una estructura Lattice, este OSG se diseño con el propósito de formar parte de la estructura de un PLL monofásico, parte fundamental en la tarea de control y sincronización con la red eléctrica para los convertidores de potencia. El OSG también fue presentado para ser utilizado en PLL's en donde se necesite adaptación a la frecuencia de la red y al ancho de banda notch. Las principales conclusiones se resumen de la siguiente manera:

- Se ha propuesto y estudiado, un nuevo OSG normalizado basado en un APF con estructura Lattice. Esta estructura fue presentada y su algoritmo en discreto ha sido detallado. El APF de Lattice, genera con ganancia unitaria, una señal idéntica y otra señal ortogonal a la señal fundamental de entrada. Su desempeño se probó con la simulación en MATLAB, permitiendo finalmente proveer unas respuestas satisfactorias bajo condiciones de perturbaciones a la señal de entrada del filtro en estudio. El OSG propuesto, de acuerdo con sus características y comportamiento, es idóneo para ser utilizado en PLL's monofásicos.
- Se propuso un PLL monofásico basado en un filtro notch adaptativo en frecuencia (ANFF) y los problemas de comportamiento e implementación se analizaron en detalle. El ANFF-PLL, basado en un APF, ha demostrado la capacidad de proporcionar un OSG a partir de una

señal de monofásica, aunque existan variaciones en la frecuencia de la señal de entrada y otras condiciones de perturbaciones, permitiendo una rápida y exacta detección del ángulo de fase y la frecuencia de la señal de entrada.

Debido a su naturaleza en tiempo discreto, el ANFF-PLL presenta una mejor respuesta que otros PLL's tradicionales. Estos resultados han sido confirmados por simulaciones y un montaje experimental en un DSP de coma fija.

- También se presentó un ANF en ancho de banda, con una configuración en paralelo de varios filtros paso-banda (BPF), obtenidos a partir del APF normalizado de Lattice, sintonizados a la frecuencia fundamental y a la frecuencia de los armónicos múltiplos de tres, como alternativa para un OSG de un PLL.

Un algoritmo adaptativo basado en un controlador proporcional del error máximo (EM), que ocurre cuando la señal ortogonal a la señal de entrada cruza por cero, presentó mejores y más rápidas respuestas que el algoritmo basado en el gradiente descendiente (GD), respaldado también por su sencillez en su diseño e implementación, lo que permitió que se escogiera como propuesta principal de este trabajo. Las simulaciones e implementación en un DSP, confirmaron que, utilizando la propuesta de controlador proporcional del EM, tanto la duración transitoria y la selectividad de los armónicos, de la configuración en paralelo de los BPF's se encuentran en un nivel aceptable.

- Como parte final, en este trabajo se presentó la comparación entre el APF normalizado con estructura Lattice y el SOGI, ambos métodos empleados como OSG. El análisis se realizó con base en modelos de las ecuaciones de estado. Se observó que el método que utiliza el APF muestra un mejor rendimiento que el SOGI, aunque los resultados obtenidos por este también son aceptables. Se demuestra que el APF de Lattice es más estable, ya que mantiene sus características de una manera constante aunque la frecuencia de sintonización sea muy alta o su frecuencia de muestreo sea muy baja, lo cual no ocurre con el SOGI. Las evaluaciones teóricas han sido verificadas a través de una amplia simulación y estudios experimentales.

6.2. Trabajos futuros

A partir de la presente tesis doctoral se podrán derivar los siguientes trabajos complementarios:

- Realizar la implementación de PLL's trifásicos, utilizando como OSG el APF de Lattice y compararlos con las metodologías existentes.
- Emplear el algoritmo del APF normalizado de lattice en aplicaciones en donde se requieran ANF's para estimar frecuencias de señales sinusoidales envueltas ruido blanco. Si tales señales consiste en componentes en fase y en cuadratura, un ANF con coeficiente complejos debe ser implementado.
- Implementar los algoritmos propuestos, de forma experimental, con señales de entradas, medidas directamente en la red eléctrica. Con ello se estudiarían los tiempos de respuesta de los diversos algoritmos, la calidad de las señales obtenidas, etc.
- Utilizar el ANFF como método de sincronización para convertidores de potencia conectados a la red, que permita estimar los componentes de secuencias positivas y negativas de la señal de potencia fundamental.