

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA
DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRONICA



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

Aportaciones a la mejora de los sistemas híbridos de generación y optimización de la calidad del suministro a partir de generadores mini eólicos. Aplicación a sistemas monofásicos.

TESIS DOCTORAL

Doctorando:

Germán Martínez Navarro

Dirigida por:

Dr. D. Francisco J. Gimeno Sales

Dr. D. Salvador Orts Grau.

Dr. D. José Carlos Alfonso Gil

Valencia, Enero 2016

AGRADECIMIENTOS

Deseo expresar mi más profundo agradecimiento a mis padres por todo el amor y cariño que me han dado a lo largo de mi vida, y que me ha llevado a ser la persona que soy hoy en día. Por supuesto también a mis hermanos, que aunque a veces discutimos, siempre llegamos a un nuevo lugar de encuentro. También a mis directores de Tesis, sin cuya sabiduría, paciencia y apoyo no se hubiese podido terminar el presente trabajo. Y no puedo olvidar a todos los amigos que he ido encontrando a lo largo de los años en la universidad y los buenos momentos vividos juntos. En especial a Andrés Vallés y Salvador Orts, por toda la ayuda que me han prestado desde siempre, y sobre todo, por la amistad que nos une.

Gracias.

Ítaca.

Si vas a emprender el viaje hacia Ítaca
pide que tu camino sea largo,
rico en experiencia, en conocimiento.
A Lestrigones y a Cíclopes,
o al airado Poseidón nunca temas,
no hallarás tales seres en tu ruta
si alto es tu pensamiento y limpia
la emoción de tu espíritu y tu cuerpo.
A Lestrigones ni a Cíclopes,
ni al fiero Poseidón hallarás nunca,
si no los llevas dentro de tu alma,
si no es tu alma quien ante ti los pone.

Pide que tu camino sea largo.
Que numerosas sean las mañanas de verano
en que con placer, felizmente
arribes a bahías nunca vistas;
detente en los emporios de Fenicia
y adquiere hermosas mercancías,
madreperlas y coral, y ámbar y ébano,
perfumes deliciosos y diversos,
cuanto puedas invertir en voluptuosos y delicados perfumes;
visita muchas ciudades de Egipto
y con avidez aprende de sus sabios.

Ten siempre a Ítaca en la memoria.
Llegar allí es tu meta.
Más no apresures el viaje.
Mejor que se extienda largos años;
y en tu vejez arribes a la isla
con cuanto hayas ganado en el camino,
sin esperar que Ítaca te enriquezca.
Ítaca te regaló un hermoso viaje.
Sin ella el camino no hubieras emprendido.
Más ninguna otra cosa puede darte.
Aunque pobre la encuentres, no te engañará Ítaca.
Rico en saber y vida, como has vuelto,
comprendes ya qué significan las Ítacas.

(Constantino Kavafis, 1863-1933, *Poesías completas*, XXXII)

RESUMEN

La presente tesis doctoral se enmarca en el campo de la mejora de la calidad de la energía eléctrica y la estabilidad en redes de suministro de baja potencia como las micro redes y pequeñas Smart Grid monofásicas. En dichas redes es común la integración distribuida de diferentes fuentes de energía incluyendo, entre otras, aquellas basadas en fuentes renovables y, entre estas últimas, las basadas en la generación de energía a partir de mini generadores eólicos (comúnmente conocido como generación mini eólica). Por su topología, los sistemas electrónicos de potencia empleados para la conexión a la red eléctrica de estos generadores, también pueden ser empleados para la implementación de equipos de mejora de la calidad del suministro eléctrico, denominados filtros activos de potencia. Este hecho ha dado lugar a la aparición de sistemas híbridos (mixtos) que son capaces de generar e inyectar energía a la red eléctrica a la vez que, en determinadas condiciones, pueden mejorar la calidad del suministro eléctrico. La justificación viene determinada por el hecho de que el recurso eólico (viento) no es continuo ni estable, lo cual provoca que el convertidor electrónico de potencia de la instalación no se encuentre siempre ocupado al 100% en la generación de energía. Mediante las adecuadas técnicas de control es posible aprovechar la potencia sobrante del convertidor para mitigar las ineficiencias presentes en el punto de conexión del convertidor a la red eléctrica. En esta tesis doctoral se plantea el estudio y análisis de dichos sistemas híbridos de generación y optimización de la calidad del suministro a partir de generadores mini eólicos con el fin de contribuir a la mejora de los mismos cuando se conectan a redes de baja potencia monofásicas.

Basándose en los efectos ineficientes que tanto en micro redes como en Smart Grids produce el uso cargas no lineales y sistemas electrónicos de potencia, se propone en esta tesis un método adaptativo para la medida, análisis y compensación (eliminación o atenuación) de las componentes armónicas, interarmónicas y subarmónicas presentes en el sistema eléctrico. Este método es aplicable a los sistemas híbridos de generación y mejora de la calidad eléctrica a partir de sistemas mini eólicos conectados en redes de baja tensión monofásicas.

El método propuesto está basado en el Filtro de Kalman, el cual se utiliza para estimar las componentes armónicas, interarmónicas y subarmónicas de la tensión de red y las corrientes de carga. Para cada una de dichas componentes se determina, su módulo y su argumento, así como sus proyecciones sobre los ejes en cuadratura α y β . Para dotar de mayor flexibilidad y modularidad al método propuesto, se realiza una división del espectro de la señal en bandas de frecuencia. Este hecho contribuye a mitigar, en parte, algunas de las desventajas que presenta la utilización del Filtro de Kalman en la identificación de armónicos.

En la tesis, se presenta el análisis de cada uno de los subsistemas que integran el método propuesto los cuales son utilizados para la detección del número de componentes, la separación

del espectro en bandas de frecuencia, así como la utilización del Filtro de Kalman para la estimación de las componentes armónicas.

A partir del método propuesto se presentan los resultados de simulación del sistema obtenidos para diferentes tipos de carga y condiciones de alimentación. Así mismo, se incluye una comparativa para validar el sistema propuesto.

Finalmente, se incluyen las conclusiones, aportaciones, líneas de trabajo futuro y las publicaciones derivadas de los resultados de investigación de la tesis doctoral.

RESUM

La present tesi doctoral s'emmarca en el camp la millora de la qualitat de l'energia elèctrica i l'estabilitat en xarxes de subministrament de baixa potència com les micro xarxes i xicotetes Smart Grid monofàsiques. En les dites xarxes és comú la integració distribuïda de diferents fonts d'energia incloent, entre altres, aquelles basades en fonts renovables i, entre estes últimes, les basades en la generació d'energia a partir de mini generadors eòlics (comunament conegut com a generació mini eòlica). Per la seua topologia, els sistemes electrònics de potència empleats per a la connexió a la xarxa elèctrica d'estos generadors, també poden ser empleats per a la implementació d'equips de millora de la qualitat del subministrament elèctric, denominats filtres actius de potència. Este fet ha donat lloc a l'aparició de sistemes híbrids (mixtos) que són capaços de generar i injectar energia a la xarxa elèctrica al mateix temps que, en determinades condicions, poden millorar la qualitat del subministrament elèctric. La justificació ve determinada pel fet de que el recurs eòlic (vent) no és continu ni estable, la qual cosa provoca que el convertidor electrònic de potència de la instal·lació no es trobe sempre ocupat al 100% en la generació d'energia. Per mitjà de les adequades tècniques de control és possible aprofitar la potència sobrant del convertidor per a mitigar les ineficiències presents en el punt de connexió del convertidor a la xarxa elèctrica. En esta tesi doctoral es planteja l'estudi i anàlisi dels dits sistemes híbrids de generació i optimització de la qualitat del subministrament a partir de generadors mini eòlics a fi de contribuir a la millora dels mateixos quan es connecten a xarxes de baixa potència monofàsiques.

Basant-se en els efectes ineficients que tant en micro xarxes com en Smart Grid produïx l'ús càrregues no lineals i sistemes electrònics de potència, es proposa en esta tesi un nou procediment adaptatiu per a la mesura, anàlisi i correcció (eliminació o atenuació) de les components harmòniques, interharmòniques i subharmòniques presents en el sistema elèctric, i aplicable als sistemes híbrids de generació i millora de la qualitat elèctrica a partir de sistemes mini eòlics connectats en xarxes de baixa tensió monofàsiques. El mètode proposat es basa en el Filtre de Kalman per a estimar el valor de les components freqüencials presents en el senyal elèctric. Es determina el nombre de components, i per a cada una d'elles, el seu mòdul i argument, i les seues projeccions sobre els eixos en quadratura (α , β). Per a dotar de més flexibilitat i modularidad al mètode proposat, es realitza una divisió de l'espectre del senyal en bandes de freqüència. Este fet contribuïx a mitigar, en part, alguns dels desavantatges que presenta el Filtre de Kalman. Es presenta l'anàlisi de cada un dels subsistemes que integren el mètode proposat a fi de demostrar el seu funcionament correcte. Detecció del nombre de

components, separació de l'espectre en bandes de freqüència i el Filtre de Kalman per a l'estimació de les components harmòniques.

Així mateix, es proposa una estratègia de control per a, a partir de la determinació de les ineficiències presents en el punt de connexió amb la xarxa elèctrica, generar el senyal de referència per al sistema de control del convertidor electrònic de potència. Referència que permeti la injecció d'energia a la xarxa i la correcció de les dites ineficiències.

Es presenten també els resultats de simulació del sistema proposat per a diferents tipus de càrrega i condicions d'alimentació. A més, s'inclou una comparativa a fi de determinar la validesa del mètode proposat.

Finalment, s'inclouen les conclusions, aportacions, línies de treball futur i les publicacions derivades dels resultats d'investigació de la tesi doctoral.

ABSTRACT

The present PhD work falls in the field the power quality and stability improvement applied in single phase electrical grids as microgrids and small smart grids. Distributed integration of different energy sources, including renewable sources based on small wind electric systems, is commonly present in these electrical grids. The power electronics converters used in these small wind electric systems can also be used as active power filters so, in cases that the wind energy resource is low, the available power of the power converter could be used to improve the grid quality and stability by reducing harmonics and compensating fundamental reactive power. By using the appropriate control techniques, the power converter can help to mitigate the nonefficient phenomena present in the grid at the same time that it is delivering active power to the power network that is, working as a hybrid compensation-generation system. This PhD work presents a study and analysis of such hybrid systems and their contribution to the improvement of low voltage single phase microgrid and smart grid networks.

Based on the nonefficient effects produced by non-linear loads and electronic power systems in both microgrids and Smart Grid networks, a new adaptive method is proposed for the measurement, analysis and correction (elimination or attenuation) of the harmonic, interharmonic and subharmonic components present in the electrical system. It will be suitable for its application to hybrid generation-compensation systems based on small wind electric systems connected in single phase low voltage networks.

The proposed method is based on the Kalman filter. It aims to exactly detect the frequency components present in an electrical signal. The number of components is determined, and for each one of them, their magnitude and phase, and their projections on the quadrature axes (α , β). In order to provide greater flexibility and modularity to the proposed method, the frequency spectrum of the signal is separated into frequency bands. This helps to mitigate, in part, some of the disadvantages of the Kalman filter. Detection of the number of frequency components of the signal, its separation into frequency bands and the Kalman filter estimation of each one, are the main parts or subsystems of the proposed method.

Also, after determining the nonefficient phenomena present in the common connection point with the grid, a current control strategy is proposed to generate the reference current for the power electronic converter control system. This reference current allows the grid injection of active power as well as the compensation or reduction of the no efficient phenomena (harmonics, inter-harmonics, sub-harmonics and / or reactive power).

Simulation results of the proposed method for different loads and supply conditions are presented. In addition, a comparison between different cases is also included.

Finally, conclusions, contributions, future works and derived publications are presented.

INDICE GENERAL

MOTIVACIÓN, OBJETIVOS Y SUMARIO DE LA TESIS DOCTORAL	1
Motivación.....	1
Objetivos.....	2
Sumario.....	3
CAPÍTULO 1	5
1. INTRODUCCIÓN.	5
CAPÍTULO 2	7
2. INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS DE GENERACIÓN Y COMPENSACIÓN EÓLICA.....	7
2.1. Generador Síncrono de imanes permanentes.....	7
2.1.1. Modelo del generador.	8
2.1.2. Modelo mecánico del generador.	11
2.2. Topologías de las etapas de potencia.....	16
2.2.1. Rectificador no controlado del lado del generador.....	17
2.2.2. Rectificador activo del lado del generador.....	18
2.2.3. Inversor acoplado a red eléctrica.....	21
2.2.4. Topología seleccionada.....	23
CAPÍTULO 3	25
3. INEFICIENCIAS, CAUSAS Y EFECTOS. CUANTIFICACIÓN DE LA POTENCIA	25
3.1. Definición de armónico, subarmónicos e interarmónicos.....	25
3.2. Origen, causas y efectos de las ineficiencias en los sistemas eléctricos.....	26
3.3. Definiciones de potencia propuestas por Budeanu (1927).	28
3.4. Teoría de la potencia eléctrica de Fryze (1932).....	29
3.5. Definiciones recogidas en el Standard 100 del IEEE.	31
3.6. Cuantificación de la potencia eléctrica basada en la IEEE Std. 1459-2010.....	33
3.6.1. Sistemas eléctricos monofásicos.	34

3.6.1.1.	Sistemas eléctricos monofásicos lineales.....	34
3.6.1.2.	Sistemas eléctricos monofásicos no lineales.....	37
CAPÍTULO 4		41
4.	MÉTODOS DE MEDIDA PARA LA MEJORA DE LA CALIDAD DE LA RED ELÉCTRICA.	41
4.1.	Introducción a las técnicas de medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos.	42
4.2.	Métodos basados en la Transformada de Fourier Discreta (DFT).....	44
4.2.1.	Transformada de Fourier (DFT):.....	44
4.2.1.1.	Efecto “Leakage”.....	46
4.2.1.2.	Efecto “Picket-fence”	46
4.2.1.3.	Variaciones de la DFT para la medida de armónicos, subarmónicos e interarmónicos.	46
4.2.1.4.	Adaptación del ancho de la ventana de adquisición	47
4.2.1.5.	Medida de interarmónicos basada en la DFT Iterativa	50
4.2.1.6.	Agrupaciones aplicables para la mejora de la identificación de armónicos, subarmónicos e interarmónicos.....	54
4.2.1.6.1.	Agrupación según la relación de Parseval.	54
4.2.1.7.	Agrupaciones según norma UNE-EN 61000-4-7	56
4.2.1.7.1.	Definiciones relacionadas con el análisis frecuencial	56
4.2.1.7.2.	Duración de la ventana temporal	58
4.2.1.7.3.	Definiciones de la norma EN 61000-4-7:2002	58
4.2.1.7.4.	Medida de interarmónicos.....	60
4.3.	Basados en técnicas de PLL	62
4.4.	Técnicas de medida basadas en el Filtro de Kalman	64
4.4.1.	Filtro de Kalman Lineal	64
4.4.1.1.	Aplicaciones del filtro de Kalman lineal en la sincronización con la red eléctrica	68
4.4.1.1.1.	Modelo matemático de la red eléctrica	69

4.4.1.1.2.	Descripción del "principio del modelo interno" y estimación del valor de la frecuencia de una señal desconocida.....	70
4.4.1.1.3.	Unión del Filtro de Kalman Lineal con el estimador de frecuencia. Sincronización con la red eléctrica.	74
4.4.1.2.	Aplicaciones del filtro de kalman en la medida de la energía eléctrica ...	76
4.4.2.	Filtro de Kalman Extendido (EKF).....	77
4.4.2.1.	Aplicaciones basadas en el filtro de Kalman Extendido. Filtro de Kalman Resonante	81
4.4.2.1.1.	Modelo del filtro resonante.....	82
4.4.2.1.2.	Modelo de la señal monofásica de la red para su aplicación con el (EKF), modo normal.	84
4.4.2.1.3.	(EKF) en el modo acelerado	85
CAPÍTULO 5	89
5.	METODOLOGÍA PROPUESTA.....	89
5.1.	Introducción.....	89
5.2.	Bloque 1: Determinación del número de componentes armónicas.....	91
5.2.1.	Introducción	91
5.2.2.	Descripción de la etapa de detección de componentes armónicas	93
5.2.2.1.	Descripción etapa 1. Adquisición y tratamiento de la señal	93
5.2.2.2.	Descripción etapa 2. Selección de resultados de la FFT.....	94
5.3.	Bloque 2: Selección de filtros FIR, separación del espectro, definición de las matrices de estado de (KF- PLL).....	100
5.4.	Bloque 3: Estimación de los valores de las componentes armónicas, estructura "KF-PLL" y adaptación del desfase introducido por el Filtro FIR.	106
5.4.1.	Medida de los grados de desfase introducidos por los filtros FIR.....	107
5.4.2.	Modulo y ángulo de cada componente obtenida con Kalman.....	108
5.5.	Bloque 4. Generación de la señal de referencia para la compensación de ineficiencias en la carga.....	110
5.5.1.	Compensación de las Componentes armónicas de la carga.....	110
5.5.2.	Compensación de energía reactiva consumida por la carga	110

5.5.3.	Potencia activa a inyectar en la red de distribución de energía	113
5.5.4.	Corriente de referencia para la generación y compensación	113
5.6.	Evaluación de la señal de error en la estimación de la señal real mediante el método propuesto.	114
5.6.1.1.	Caso 1: Rutina de tratamiento del error con una única estructura “KF-PLL”	116
5.6.1.2.	Caso 2: Rutina de tratamiento del error con filtros FIR y varias estructuras “KF-PLL”	119
CAPÍTULO 6	123
6.	RESULTADOS DE SIMULACIÓN.	123
6.1.	Simulación 1. Determinar el número de componentes armónicas en una señal desconocida.	124
6.1.1.	Señal de test, tensión de red	124
6.2.	Simulación 2. Obtención de la señal de referencia mediante el método presentado.	132
6.2.1.	Identificación de las componentes armónicas	133
6.2.1.1.	Evolución temporal de la intensidad en la carga y su estimación mediante al algoritmo “KF-PLL”	133
6.2.1.2.	Evolución temporal de la primera componente armónica de la intensidad en la carga (24,5 Hz) y su estimación mediante el algoritmo (KF-PLL)	136
6.2.1.3.	Evolución temporal de la cuarta componente armónica (171,5 Hz) de la intensidad en la carga y su estimación mediante el algoritmo “KF-PLL”	143
6.2.1.4.	Evolución temporal de la séptima componente armónica (346,5 Hz) de la intensidad en la carga y su estimación mediante el algoritmo de Kalman con Identificación	148
6.2.1.5.	Evolución temporal de la décima componente armónica (495 Hz) de la intensidad en la carga y su estimación mediante el algoritmo KF-PLL.....	153
6.2.2.	Obtención del armónico fundamental de tensión	158
6.2.3.	Generación de la referencia y evolución de la intensidad de red compensada	164
6.3.	Simulación 3. Obtención de la señal de referencia mediante el método propuesto. Señal de 11 componentes armónicas, dos estructuras de "KF-PLL".	167

6.3.1.	Introducción	167
6.3.2.	Detección del número de armónicos en la corriente en la carga	168
6.3.3.	Selección de los filtros FIR a emplear.....	168
6.3.4.	Evolución de las estructuras “KF-PLL”	176
6.3.4.1.	Estructura asociada al filtro Paso-Bajo	176
6.3.4.2.	Estructura asociada al filtro Paso-alto	181
6.3.5.	Generación de la referencia y evolución de la intensidad de red compensada	185
6.4.	Simulación 4. Obtención de la señal de referencia mediante el método propuesto. Señal de 11 componentes armónicas, tres estructuras de "KF-PLL".....	190
6.4.1.	Filtros FIR empleados	191
6.4.1.1.	Filtro paso-bajo.....	191
6.4.1.2.	Filtro pasa-banda 1	192
6.4.1.3.	Filtro pasa-banda 2	193
6.4.1.4.	Estructura “KF-PLL ” 1	194
6.4.1.5.	Estructura “KF-PLL" 2.....	198
6.4.1.6.	Estructura “KF-PLL" 3.....	201
6.4.1.7.	Unión de estructuras. Única salida y compensación de ineficiencias	203
6.5.	Comparativa y análisis de resultados.....	205
6.6.	Simulación 5. Carga no lineal.....	214
6.6.1.	Estructura Filtro FIR 1 y “KF-PLL”	218
6.6.2.	Estructura Filtro FIR 2 y “Filtro de Kalman”.....	220
6.6.3.	Estructura Filtro FIR 3 y “KF-PLL”	223
6.6.4.	Estructura Filtro FIR 4 y “Filtro de Kalman”.....	225
6.6.5.	Estructura Filtro FIR 5 y “Filtro de Kalman”.....	227
6.6.6.	Compensación global.....	229
6.6.7.	Sistema híbrido, generador-compensador	231
6.7.	Simulación 6. Funcionamiento adaptativo del método propuesto.	234
CAPÍTULO 7	237

7. CONCLUSIONES, APORTACIONES, LÍNEAS DE TRABAJO FUTURO Y DIFUSIÓN DE RESULTADOS.....	237
7.1. Conclusiones	237
7.2. Aportaciones.....	239
7.3. Líneas de trabajo futuro.....	240
7.4. Resultados publicados de la tesis doctoral.....	240
REFERENCIAS.	7-241

MOTIVACIÓN, OBJETIVOS Y SUMARIO DE LA TESIS DOCTORAL

Motivación.

El gran desarrollo de la generación distribuida a partir de fuentes renovables ha provocado a su vez un gran impulso al desarrollo de las micro redes y las Smart Grids [1]. Por otro lado, en los últimos años se ha producido un aumento del número de cargas no lineales conectadas a dichas redes, lo que ha provocado un incremento de la distorsión armónica y un empeoramiento de la calidad eléctrica y la eficiencia de estas redes [2]. Este hecho ha contribuido al desarrollo de nuevas teorías de la potencia eléctrica [3], que permiten identificar y cuantificar los diferentes términos de potencia existentes en la red.

Por su topología, los sistemas electrónicos de potencia empleados para la conexión a red de los generadores mini eólicos, pueden ser utilizados para la mejora de la calidad del suministro eléctrico, trabajando como filtros o compensadores activos de potencia. Este hecho ha dado lugar a la aparición de sistemas híbridos (mixtos) de generación-compensación que son capaces de, mediante el control adecuado, generar e inyectar potencia activa a la red y, a su vez, contribuir a la mejora de la calidad del suministro eléctrico mediante el filtrado de armónicos o la compensación de reactiva. Así mismo, este modo de funcionamiento permite un mejor aprovechamiento del convertidor electrónico.

Considerando lo anterior, la presente tesis pretende contribuir a la mejora de los sistemas híbridos de generación y compensación mediante el desarrollo de un sistema de medida adaptativo de armónicos, subarmónicos e interarmónicos que permita compensar los fenómenos no eficientes provocados por dichas componentes, mejorando el funcionamiento de las Smart Grids y las micro redes monofásicas [2] [3].

Objetivos.

La presente tesis se enfoca hacia un nuevo concepto que combina la generación de energía con la mejora de la calidad de la red eléctrica. En concreto, la aplicación de sistemas híbridos de generación-compensación en redes con generación distribuida a partir de generadores mini eólicos, en los que el convertidor electrónico de potencia [3] tiene capacidad para actuar sobre las ineficiencias presentes en la red eléctrica.

El objetivo principal de la tesis doctoral es el análisis, diseño y desarrollo de un método de medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos de corrientes y tensiones, que permita la generación de las señales de referencia para el control del convertidor electrónico de conexión a red de los generadores mini eólicos. Combinando la generación de potencia activa con la compensación total o parcial de las ineficiencias presentes en la red eléctrica (distorsión armónica y energía reactiva), se contribuye a la mejora de la calidad, eficiencia y estabilidad en redes eléctricas de baja tensión, micro redes y Smart Grids.

Para ello, se ha establecido la siguiente metodología:

- Estudio y análisis de las principales técnicas de medida empleadas en la identificación y cuantificación de armónicos, interarmónicos y subarmónicos.
- Diseño de una nueva metodología adaptativa y modular para la medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos presentes en las tensiones y corrientes del sistema de distribución eléctrico.
- Desarrollo de un nuevo método para la obtención de la señal de referencia del sistema de control de corriente del convertidor electrónico de potencia de conexión a red, para que sea capaz de trabajar como sistema de generación - compensación simultánea a partir de energía eólica.
- Modelar y simular los diferentes subsistemas desarrollados en el método propuesto en diferentes condiciones de funcionamiento para determinar su validez.

Sumario.

La tesis doctoral presenta la siguiente estructura:

Capítulo 1: Introducción. En el primer capítulo se realiza una breve introducción para establecer el marco en el que se inscribe el problema tratado en la tesis.

Capítulo 2: Introducción a los sistemas de generación y compensación eólica. En este capítulo se muestran diferentes topologías y estrategias de control para la generación de energía eléctrica a partir de generadores eólicos

Capítulo 3: Ineficiencias en los sistemas eléctricos. Casusas y efectos. En el capítulo 3 se estudian las principales ineficiencias que se producen en la red eléctrica, así como las causas que las producen y los efectos que provocan..

Capítulo 4: Métodos de medida para la mejora de la calidad de la red eléctrica. En el capítulo 4 se describen los principales métodos empleados para la medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos en sistemas de control, indicando las ventajas e inconvenientes de cada uno de ellos.

Capítulo 5: Metodología propuesta. En este capítulo, se describe la metodología del sistema de medidas propuesto. Se realiza una explicación detallada de su modo de funcionamiento así como sus ventajas e inconvenientes con respecto a los sistemas mostrados en el capítulo 4.

Capítulo 6: Resultados de simulación. En el capítulo 6 se muestran los resultados obtenidos mediante la simulación del sistema propuesto, y que han permitido la validación del mismo.

Capítulo 7: Conclusiones, aportaciones y líneas de trabajo futuro. Finalmente en el capítulo 7 se muestran las conclusiones obtenidas, las aportaciones realizadas y las líneas de trabajo futuras de la tesis.

Capítulo 1

1. Introducción.

La presente tesis doctoral se enmarca dentro del campo de la generación híbrida de energía para la generación y optimización de la calidad de la energía eléctrica por medio de fuentes de energía renovables [4] y [5]. En concreto de generadores mini eólicos.

La idea fundamental es la generación de energía de forma que realice un aporte de energía activa, generadora de trabajo, y que colabore en la optimización del sistema de distribución eléctrico al que esté conectado (generación híbrida). Esta optimización sucede cuando las diferentes formas de energía ineficientes dejan de circular por la red.

Hasta hace relativamente poco tiempo, las fuentes de energía renovable no tenían en cuenta estos aspectos de optimización de la calidad de suministro eléctrico, realizando únicamente una generación en forma de energía activa a la red eléctrica. Con el desarrollo de las micro redes y Smart Grid, además de la generación distribuida (GD), han comenzado a realizarse estudios en esta área, sobre todo en el campo de la generación fotovoltaica.

El origen de estas necesidades se encuentra en la naturaleza de las propias redes hacia las que va dirigida, son redes en las que el valor de las cargas presentes es muy similar al valor de las fuentes generadoras, por lo tanto, se ven muy afectadas por los efectos nocivos de las ineficiencias. Además, en el escenario planteado la mayor parte de la energía es generada por Energías Renovables (EERR), y como se indica en apartados posteriores (3.2), los elementos de electrónica de potencia empleados en la generación de energía a partir de fuentes de EERR son origen de subarmónicos, interarmónicos y armónicos.

Se plantea el uso de los generadores “híbridos” en redes de poca potencia, de consumos que abarquen largos periodos de tiempo y cuyas fluctuaciones sean muy lentas. Cómo las redes residenciales.

Se ha realizado el estudio de varias teorías de potencia, determinando que la teoría de potencia que mejor se ajusta a las necesidades de la medida de la potencia en el sistema, es la IEEE std 1459-2010 [3]. Ha sido seleccionada por diversos motivos, pero el fundamental es que con ella se puede analizar completamente la señal, determinando que parte de las ineficiencias son producidas por las componentes armónicas (ya sean de tensión o corriente), por la energía reactiva o cualquier otra ineficiencia, mientras que otras teorías de potencia no permiten esta distinción.

Esta posibilidad de determinar el origen de la ineficiencia es muy útil también a la hora de la facturación y las penalizaciones del coste de la energía. En el marco planteado de micro grid y Smart Grid, las penalizaciones parece que serán determinantes a la hora de seleccionar que ineficiencia es conveniente eliminar ante las demás que se estén produciendo en ese mismo instante. El método propuesto, mide y permite la eliminación de cualquier ineficiencia presente en la red monofásica, por lo tanto disponer de un método de medida y compensación basada en [3], que permite la separación de las ineficiencias, se antoja muy útil.

El método de medida desarrollado es fundamental para la correcta compensación de las ineficiencias presentes en la red. Desde el principio se ha planteado que el método debía de poder realizar la medida de cualquier valor de frecuencia, sin importar si esta componente es un armónico, interarmónico o subarmónico. Ni el número de decimales que tuviese el valor de la frecuencia de la componente armónica.

Después de un análisis de los métodos existentes, se determina que una de las mejores opciones es la utilización de técnicas de “phase-locked-loop” (PLL), ya que estas técnicas consiguen que se siga el valor de una componente armónica, sin importar la profundidad de decimales que posea, permitiendo ajustes que mediante otras técnicas serían muy complejos. De esta forma, se plantea utilizar un sistema que permita un PLL a todas las componentes armónicas presentes en la señal a estudiar. Empleando una vez están todas identificadas las que se consideren en la compensación.

De todas las técnicas de PLL estudiadas, la técnica de Filtro de Kalman con Identificador de frecuencia [6] “KF-PLL” se ha considerado la más idónea, ya que permite la identificación de todas las componentes armónicas presentes en la señal a estudio.

El método mostrado en [6] presenta la desventaja de que es necesario un conocimiento previo de la señal a analizar, en el apartado (5.2) se aporta una solución a este problema, modificando alguna de las características de la norma [7].

También se aporta el concepto de “modularidad” al separar el espectro de la señal a estudiar en bandas de frecuencia, y asociando una estructura de “KF-PLL” [6] a cada una de estas bandas. Disminuyendo la complejidad matemática en la programación de las matrices asociadas al cálculo del Filtro de Kalman.

Capítulo 2

2. Introducción a los sistemas de generación y compensación eólica.

En este capítulo se describe el funcionamiento de los generadores de imanes permanentes, ampliamente empleados en la generación mini eólica, fabricantes como BORNAY y ANELION construyen las miniturbinas con ellos. También se describen las topologías más usuales para el convertidor AC/DC que se encarga de transformar la energía de naturaleza alterna que proporciona el generador en una tensión eléctrica de corriente continua. Y finalmente se propone una topología global que permite la generación híbrida del conjunto, permitiendo la inyección de energía constante aún cuando el viento no posea esa naturaleza en ese instante.

2.1. Generador Síncrono de imanes permanentes.

La producción de energía a partir de sistemas eólicos de velocidad variable es una técnica emergente que posee muchas ventajas frente a la tradicional obtención de energía de velocidad fija propia de los generadores síncronos clásicos [8].

Las turbinas eólicas que incorporan generadores asíncronos cuyo rotor se acopla a través de una multiplicadora al eje de la turbina. Para compensar la energía reactiva que precisan los generadores es necesario colocar sistemas de compensación (batería de condensadores cercanos al generador). Son sistemas baratos y simples. Puesto que son sistemas de velocidad fija las fluctuaciones de la velocidad del viento se ven reflejadas en variaciones de par que producirán el indeseable efecto “flicker” en la red.

Los dos sistemas de velocidad variable incorporan tanto generadores asíncronos doblemente alimentados (Doubly Fed Induction Generator *DFIG*) o generadores síncronos ya sean de imanes permanentes *GSIP* (Permanent Magnet Synchronous Generator *PMSG*) o con bobinado de excitación.

El GSIP permite diseños en los que la velocidad de giro del generador es muy baja (20 a 200rpm), por lo que permite acoplamiento directo entre la turbina y el rotor del generador. La eliminación de la multiplicadora es hoy en día un reto a conseguir.

El GSIP producirá una tensión de frecuencia y magnitud variables en función de la velocidad de giro de su eje. Estas máquinas conectadas a la red eléctrica a través de un convertidor electrónico se pueden emplear a bajas velocidades de giro permitiendo la eliminación de voluminosas y pesadas multiplicadoras. La presencia de los imanes elimina el circuito DC de excitación de la máquina, reduciendo peso, tamaño y [9]. Su mayor desventaja es el elevado

coste de los imanes permanentes así como la ausencia de control de excitación en función del punto de funcionamiento.

2.1.1. Modelo del generador.

Para poder eliminar la caja multiplicadora en los sistemas de generación eólicos el generador deberá presentar una disposición constructiva multipolar que permita velocidades de giro bajas. Los Generadores Síncronos de Imanes Permanentes (GSIP o PMSG abreviatura de los términos Permanent Magnet Synchronous Generator) son unos claros candidatos para este tipo de casos.

En la presente tesis se estudian las máquinas con los imanes ubicados en la superficie de rotor con distribución de flujo en el rotor aproximadamente senoidal y reluctancias del eje directo y cuadratura idénticas. El generador puede ser estudiado por su circuito equivalente por fase conforme puede verse en la Figura 2-1. Asumiremos que el flujo es descrito enteramente por un vector por lo que la Fuerza Electromotriz será:

$$E_F = \omega_E \Psi_{PM} = 2\pi f_E \Psi_{PM} \quad (2-1)$$

$$\omega_E = p \cdot \Omega_m$$

Donde la pulsación eléctrica ω_E está relacionada con la velocidad mecánica de giro del rotor Ω_m mediante los pares de polos p de la máquina. El ángulo φ se corresponde con el ángulo entre el vector de corriente \vec{i}_E y la tensión del estator \vec{v}_E se le denominada ángulo de la carga. Por el contrario, el ángulo δ entre los vectores \vec{v}_F y \vec{v}_E se denomina ángulo de par o de carga.

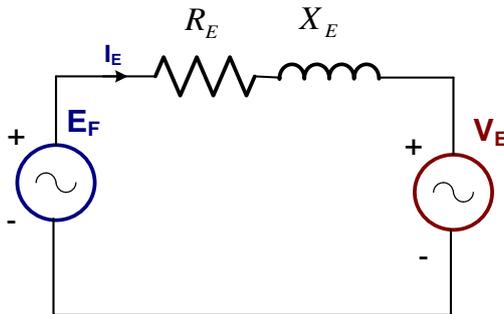


Figura 2-1 – Modelo Equivalente por fase de la máquina síncrona de imanes permanentes.

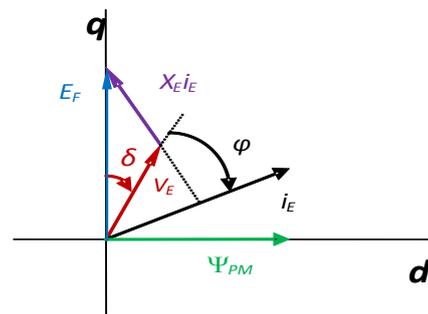


Figura 2-2 - Diagrama Fasorial GSIP para $R_E \rightarrow 0$.

Dónde:

V_E : tensión de estator de una fase.

I_E : corriente de estator de una fase.

R_E : resistencia del bobinado del estator de una fase.

X_E : reactancia del bobinado del estator de una fase.

E_F : Fuerza Electromotriz o Tensión Inducida por el flujo de los imanes permanentes.

p : Pares de Polos.

Ψ_{PM} : Flujo de enlace de los imanes permanentes.

Ψ_E : Flujo de enlace en el estator del GSIP.

Las ecuaciones por fase del generador trifásico son:

$$\begin{bmatrix} v_{Ea} \\ v_{Eb} \\ v_{Ec} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{Ea} \\ \Psi_{Eb} \\ \Psi_{Ec} \end{bmatrix} - R_E \begin{bmatrix} i_{Ea} \\ i_{Eb} \\ i_{Ec} \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

Eligiendo como referencia el marco α - β fijo al Estator y marco d-q fijo al Rotor podemos replantear las ecuaciones del GSIP.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} (\Psi_{E-\alpha\beta}) &= v_{E-\alpha\beta} + R_E \cdot i_{E-\alpha\beta} \\ Y_{\alpha\beta} &= Y_{dq} e^{j\varpi_E t} \end{aligned} \right\} \frac{d}{dt} (\Psi_{E-dq} e^{j\varpi_E t}) = v_{E-dq} e^{j\varpi_E t} + R_E \cdot i_{E-dq} e^{j\varpi_E t} \quad (2-3)$$

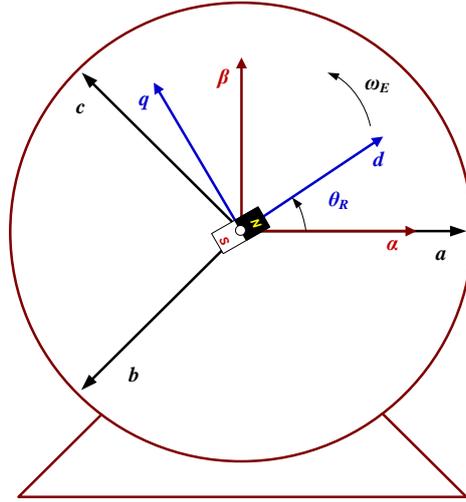


Figura 2-3 – Sistemas de referencia en el generador síncrono de imanes permanentes. Marco α - β solidario al estator. Marco d-q solidario al rotor.

Donde la transformación de un marco fijo a otro móvil se realiza mediante la ecuación

$$Y_{\alpha\beta} = Y_{dq} e^{j\varpi_E t}$$

. Operando sobre la ecuación (2-3):

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\psi_{E-dq} e^{j\varpi_E t}) &= R_E \cdot i_{E-dq} e^{j\varpi_E t} + v_{E-dq} e^{j\varpi_E t} \\ \frac{d}{dt}(\psi_{E-dq}) e^{j\varpi_E t} + j\varpi_E \psi_{E-dq} e^{j\varpi_E t} &= R_E \cdot i_{E-dq} e^{j\varpi_E t} + v_{E-dq} e^{j\varpi_E t} \\ \frac{d}{dt}(\psi_{E-d}) &= v_{E-d} + R_E \cdot i_{Ed} + \varpi_E \psi_{Eq} \\ \frac{d}{dt}(\psi_{E-q}) &= v_{E-q} + R_E \cdot i_{Eq} - \varpi_E \psi_{Ed} \end{aligned} \quad (2-4)$$

Los flujos de enlace de la máquina en los ejes directo y cuadratura son [10] [11]:

$$\begin{aligned} \psi_{Ed} &= \psi_{PM} - L_{Ed} i_{Ed} \\ \psi_{Eq} &= -L_{Eq} i_{Eq} \end{aligned} \quad (2-5)$$

Por lo que la ecuación (2-4) quedará:

$$\begin{aligned} E_{Fd} = 0 &= v_{Ed} + R_E \cdot i_{Ed} + L_{Ed} \frac{d}{dt}(i_{Ed}) - \varpi_E L_{Eq} i_{Eq} \\ E_{Fq} = \varpi_E \psi_{PM} &= v_{Eq} + R_E \cdot i_{Eq} + L_{Eq} \frac{d}{dt}(i_{Eq}) + \varpi_E L_{Ed} \cdot i_{Ed} \end{aligned} \quad (2-6)$$

La ecuación (2-6) constituye el modelo en ejes "dq" de la máquina síncrona de imanes permanentes. La expresión del par electromagnético con el Rotor como Marco de Referencia (RRF) es la siguiente [10]:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{Ed} &= -L_{Ed} \cdot i_{Ed} + \psi_{PM} \\ \psi_{Eq} &= -L_{Eq} \cdot i_{Eq} \end{aligned} \right\} T_{EM} =$$

$$= \frac{3}{2} p (\psi_{Ed} i_{Eq} - \psi_{Eq} i_{Ed}) \xrightarrow{L_{Eq} = L_{Ed} = L_E} T_{EM} = \frac{3}{2} p (\psi_{PM} i_{Eq})$$
(2-7)

Puede apreciarse que el par electromagnético está constituido por una serie de parámetros constantes multiplicados por la corriente del estator de la máquina. Agrupando los términos constantes obtenemos la constante de par K_T , que depende de factores constructivos de la máquina:

$$T_{EM} = \frac{3}{2} p (\psi_{PM} i_{Eq}) = K_T i_{Eq}$$
(2-8)

2.1.2. Modelo mecánico del generador.

Partiendo del circuito equivalente por fase del generador síncrono:

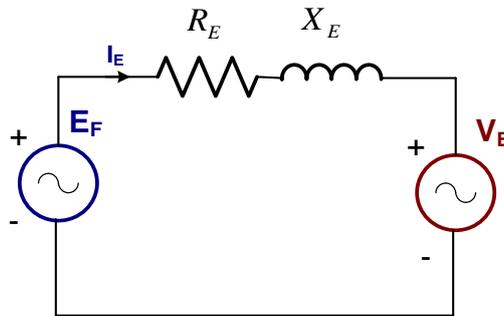


Figura 2-4 – Equivalente por fase del generador síncrono de imanes permanentes.

Donde tenemos:

V_E : tensión de estator de una fase.

I_E : corriente de estator de una fase.

R_E : resistencia del bobinado del estator de una fase.

X_E : reactancia del bobinado del estator de una fase.

E_F : tensión de campo (fuerza contraelectromotriz).

Donde se cumplen las siguientes ecuaciones:

$$\bar{E}_F = \bar{V}_E + \bar{V}_{X_E} + \bar{V}_{R_E} \begin{cases} \bar{V}_{X_E} = j\omega L_E \bar{I}_E \\ \bar{V}_{R_E} = R_E \cdot \bar{I}_E \end{cases} \quad (2-9)$$

Despreciando la caída de tensión en la resistencia de estator el diagrama fasorial del circuito equivalente para maquinas síncronas (sobre el marco de referencia del estator) es el siguiente:

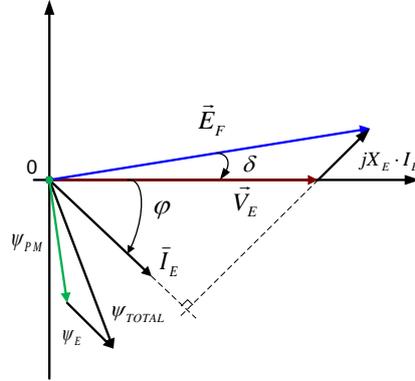


Figura 2-5 – Diagrama fasorial del generador.

Si tenemos que $\cos \varphi$ es el factor de potencia, retraso de la corriente sobre la tensión del estator, se cumple lo siguiente:

$$\begin{aligned} \bar{E}_F &= \bar{V}_E + \bar{V}_{X_E} = E_F \angle \delta = E_F \cdot (\cos \delta + j \text{sen } \delta) \\ \bar{E}_F &= V_E + I_E (\cos \varphi + j \text{sen } \varphi) \cdot (jX_E) = V_E - I_E \cdot X_E \cdot \text{sen } \varphi + jI_E \cdot X_E \cdot \cos \varphi \\ \delta &= \tan^{-1} \left(\frac{I_E \cdot X_E \cdot \cos \varphi}{V_E - I_E \cdot X_E \cdot \text{sen } \varphi} \right) \end{aligned} \quad (2-10)$$

A partir del diagrama fasorial se obtiene:

$$\begin{aligned} \bar{I}_E &= \frac{\bar{E}_F - \bar{V}_E}{jX_E} \\ \bar{I}_E &= \frac{[E_F (\cos \delta + j \text{sen } \delta) - V_E]}{jX_E} = \frac{E_F}{X_E} \text{sen } \delta - j \frac{E_F \cos \delta - V_E}{X_E} \\ |\bar{I}_E| \cdot \cos \varphi &= I_E \cdot \cos \varphi = \frac{E_F}{X_E} \text{sen } \delta \end{aligned} \quad (2-11)$$

La expresión de la potencia generada por el GSIP deprecando las pérdidas en el cobre de los bobinados es la siguiente [12]:

$$P_G = 3 \cdot V_E \cdot I_E \cdot \cos \varphi = 3 \frac{E_F V_E}{X_E} \text{sen}(\delta) \quad (2-12)$$

Donde el ángulo δ es denominado ángulo de carga o de par y a su vez es el ángulo que forman los fasores E_F y V_E . La fuerza electromotriz del generador E_F según la ecuación (2-6) depende de la pulsación eléctrica ω_E y del flujo de los imanes permanentes del rotor Ψ_{PM} . Por lo que la expresión de la potencia generada puede reescribirse para la máquina síncrona de imanes permanentes como:

$$P_G = 3 \frac{E_F V_E}{X_E} \text{sen}(\delta) = 3 \frac{\omega_E \Psi_{PM} V_E}{\omega_E L_E} \text{sen}(\delta) = 3 \frac{\Psi_{PM} V_E}{L_E} \text{sen}(\delta) \quad (2-13)$$

Estudiando la máquina con Marco de Referencia el Estator y teniendo en cuenta que las pulsaciones eléctricas de los vectores espaciales de flujo del rotor y estator son iguales, tendremos que el ángulo de giro del vector de flujo del rotor relativo al estator es justamente el ángulo de carga δ . Por lo que para una velocidad de giro mecánico dado Ω_m el par electromagnético posee una expresión no lineal:

$$T_{EM} = \frac{P_G}{\Omega_m} = 3p \frac{E_F V_E}{\omega_E X_E} \text{sen}(\delta) = 3p \frac{\Psi_{PM} V_E}{\omega_E L_E} \text{sen}(\delta) \quad (2-14)$$

Donde la velocidad mecánica del rotor y la pulsación eléctrica están relacionadas a través del número de pares de polos de la máquina p . La Figura 2-6 muestra la curva de par de la máquina síncrona en función del ángulo de carga δ . El límite de estabilidad de la máquina se alcanza al superar el par máximo, el cual sucede cuando $\delta=90^\circ$.

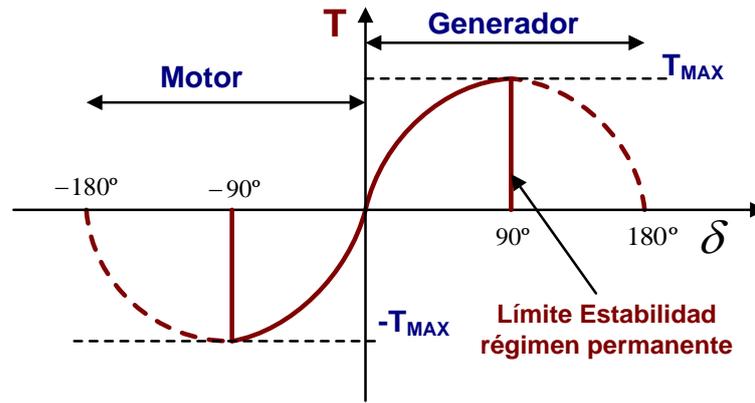


Figura 2-6 – Curva de par de la máquina síncrona en función del ángulo de carga.

En el apartado 2.5.2 se establecieron un conjunto de ecuaciones que modelan el tren de potencia. Dicho modelo consiste en un eje que une dos masas giratorias (rotor-eólico y rotor del generador eléctrico). Este modelo del sistema se le denomina modelo de dos masas y podemos verlo representado en la Figura 2-7 [13]. Para poder completar el modelo es necesario relacionar el movimiento del rotor con respecto al estator.

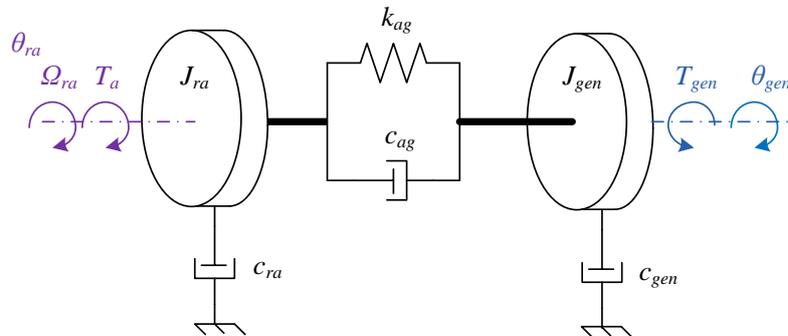


Figura 2-7 – Modelo de dos masas del sistema mecánico.

El estator como elemento inmóvil se corresponde con una masa rígida. El rotor admitirá movimiento relativo al estator, estando unido a mismo por algún elemento. El movimiento de rotor y estator está relacionado a través del par electromagnético. La ecuación que gobierna este movimiento podemos verla en la ecuación (2-15).

$$J_{gen} \frac{d^2\theta_{gen}}{dt^2} = T_a - T_{EM} - T_f \quad (2-15)$$

Donde, J_{gen} es el momento de inercia (rotor y generador conjuntos), θ_{gen} es la ángulo de giro del rotor con respecto al estator de la máquina, T_a es el par aerodinámico, T_f es el par de fricción

(rotor y generador) y T_{EM} es el par electromecánico del generador. El par aerodinámico T_a se puede determinar mediante la siguiente expresión [9]:

$$T_a = \frac{1}{2} C_T(\lambda, \beta) \rho A \frac{D}{2} v_w^2 \quad (2-16)$$

Donde C_T es el coeficiente de par, ρ la densidad del aire, A área perpendicular al viento, D diámetro del rotor, v_w velocidad del viento. Para un sistema de pala fija C_T sólo depende de la velocidad de punta de pala λ (Tip Speed Ratio), siendo fijo el parámetro β (ángulo de calado - pitch angle-). Para cada régimen de viento C_T posee un punto máximo correspondiente al $\lambda_{\text{óptimo}}$ que deberá encontrar el sistema de seguimiento de máxima potencia.

El par por fricción, donde B_{gen} es el coeficiente de fricción y Ω_m es la velocidad angular mecánica del rotor:

$$T_f = B_{gen} \cdot \Omega_m = B_{gen} \frac{d\theta_{gen}}{dt} \quad (2-17)$$

La expresión no lineal del par electromagnético podemos linealizarla entorno a un punto de operación inicial usando el término de primer orden del desarrollo en serie de Taylor [14].

$$f[x + \delta x] = f[x] + f'[x]\delta x + \frac{1}{2} f''[x]\delta x^2 + \frac{1}{2 \cdot 3} f'''[x]\delta x^3 + \dots + \frac{1}{n!} f^{(n)}[x]\delta x^n \quad (2-18)$$

En la anterior ecuación x es el punto de operación inicial y δx será la pequeña desviación alrededor de este punto. Aproximando la serie de potencias por el primer orden podemos reescribir la ecuación de una forma más sencilla:

$$f[x + \delta x] = f[x] + f'[x]\delta x \quad (2-19)$$

Si el punto de operación sobre el que trabajamos es δ_o tendremos:

$$T_{EM}[\delta_o + \delta] = 3p \frac{\psi_{PM} V_E}{\omega_E L_E} \text{sen}(\delta_o) + 3p \frac{\psi_{PM} V_E}{\omega_E L_E} \cos(\delta_o) \cdot \delta \quad (2-20)$$

El primer término de la ecuación (2-21) se corresponde con el par electromagnético a desarrollar por el generador en el punto de trabajo o valor inicial. El segundo término corresponde al comportamiento linealizado del generador frente a una variación del ángulo de carga. Por ejemplo, si partimos de una situación en la que el generador está sincronizado pero no está entregando energía $\delta_o=0^\circ$, entonces el primer término será nulo, el punto de trabajo será el origen de la Figura 2-6.

Las magnitudes angulares son relativas a la pulsación eléctrica del vector espacial de flujo del estator. Así pues, sincronizado con el estator este ángulo de giro del rotor es justamente el ángulo de carga. La ecuación dinámica del movimiento del rotor desde el punto de vista del

generador (potencia y par electromagnéticos generados positivos) para pequeñas variaciones alrededor de un punto de trabajo δ_o quedará como sigue [14]:

$$T_a = J_{gen} \frac{d^2 \delta}{dt^2} + B_{gen} \frac{d\delta}{dt} + K_{syn} \delta; \quad \text{donde} \quad K_{syn} = 3p \frac{\psi_{PM} V_E}{\omega_E L_E} \cos(\delta_o) \quad (2-21)$$

Teniendo presente la ecuación (2-21) el modelo mecánico del generador se compondrá del rotor del generador unido por un coeficiente K_{syn} al estator (que forma parte de la estructura “inmóvil” del aerogenerador) conforme queda representado en la Figura 2-8.

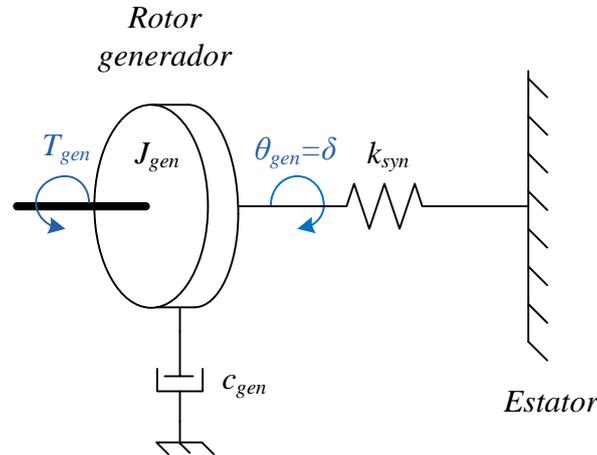


Figura 2-8 – Modelo mecánico del generador, de izquierda a derecha rotor generador y estator. Estator y Rotor aerogenerador unidos por el coeficiente de torsión K_{syn} .

En las simulaciones y test de laboratorio suponemos acoplamiento directo entre el rotor de la turbina y del generador despreciando oscilaciones por torsión del eje que los une. La ecuación dinámica que rige la mecánica del generador será la expuesta en la ecuación (2-21).

2.2. Topologías de las etapas de potencia.

Los generadores síncronos de imanes permanentes son una alternativa interesante en generación eólica de velocidad variable. Se pueden realizar diseños con elevado número de polos (de 8 a 16 pares de polos, aunque existen diseños con 83 pares de polos [14]), sin que el tamaño de la máquina aumente tanto como en el caso de las máquinas asíncronas. El incremento de precio del generador y convertidores electrónicos se ve compensado por eliminación de la caja multiplicadora de velocidad. La mayoría de estos sistemas tienen acople directo entre generador eléctrico y rotor eólico.

Los convertidores más empleados en sistemas eólicos de velocidad variable con generador síncrono son los convertidores de alterna-alterna con una etapa intermedia de corriente

continua (Back-to-Back). La configuración de los sistemas de potencia empleados puede verse en la Figura 2-9.

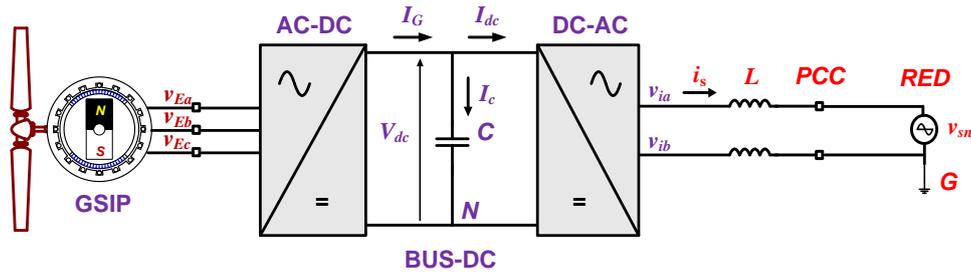


Figura 2-9 – Topología de los sistemas de potencia.

La topología consta de un convertidor electrónico AC-DC trifásico, bus de continua y un inversor monofásico para sistemas de conexión a red monofásica. A continuación se exponen algunas de las configuraciones más empleadas para los subsistemas electrónicos de potencia.

2.2.1. Rectificador no controlado del lado del generador.

Es el rectificador más barato y simple, pero no proporciona ningún grado de libertad puesto que la relación entre la etapa DC (Direct Current) como la AC (Altern Current) y factor de potencia son dados

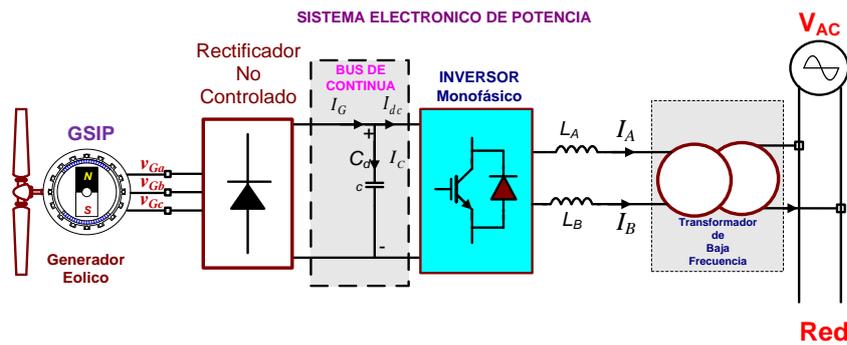


Figura 2-10 – Topología rectificador no controlado con inversor monofásico acoplado a red.

Las debilidades del empleo de rectificadores no controlados son:

Corriente de salida del generador no es senoidal, alto contenido de armónicos (THD_i alta) conlleva un incremento en las pérdidas en el hierro del generador y en el cobre.

La conmutación de los diodos supone caídas de tensión del 5% de la tensión de salida.

El factor de potencia no es controlable.

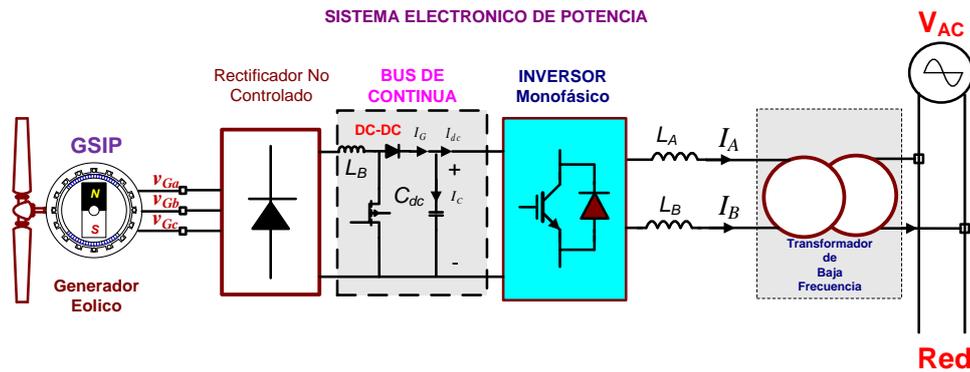


Figura 2-11 - Topología rectificador no controlado con etapa intermedia chopper e inversor trifásico acoplado a red.

Con el rectificador no controlado no es posible controlar la corriente y tensión del generador eólico por lo que suele emplearse con una etapa “convertidor DC-DC” intermedia entre el puente rectificador y el Bus-DC (ver Figura 2-11) [12]. La eficiencia de esta topología es alta (95 a 97%).

2.2.2. Rectificador activo del lado del generador.

Otra topología muy extendida consiste en la sustitución del rectificador no controlado por un rectificador activo [15] [16] [17]. El semiconductor más empleado en este rectificador activo es el transistor IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistor). El funcionamiento de este convertidor es semejante al del inversor de IGBT's. En función de los pulsos de disparo aplicados a la puerta de los semiconductores el inversor sintetiza un tren de pulsos en su etapa de AC. La diferencia entre el primer armónico de tensión en el convertidor y la fuerza electromotriz del generador aplicada a la inductancia síncrona da origen a la corriente del rectificador.

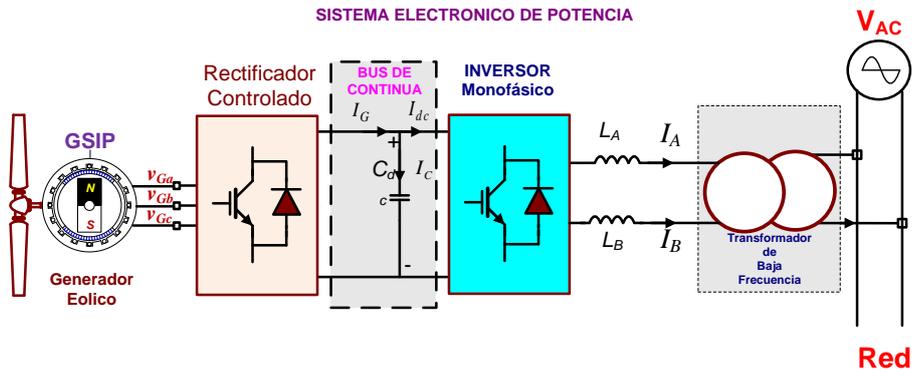


Figura 2-12 - Puente rectificador activo de IGBT's.

El rectificador activo puede verse con más detalle en la Figura 2-13:

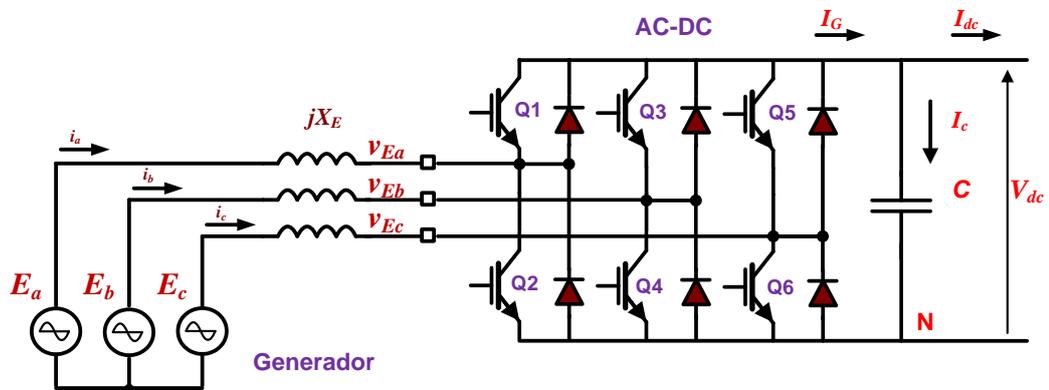


Figura 2-13 – Detalle del rectificador activo acoplado al generador (equivalente por fase del GSIP).

El diagrama fasorial de las tensiones y corrientes correspondiente al rectificador activo se muestra en la Figura 2-14.

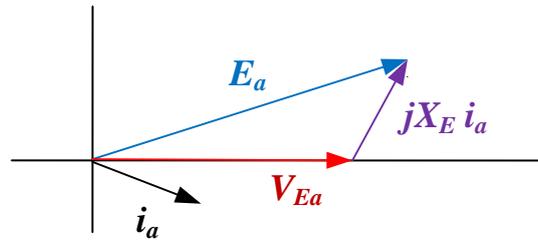


Figura 2-14 – Diagrama vectorial de la fase A del sistema.

Atendiendo a dicho diagrama podemos calcular la corriente en cada fase.

$$i_a = \frac{E_a - V_{Ea}}{jX_E} \quad (2-22)$$

Si la onda de tensión del convertidor (V_{Ea}) adelanta a la señal del generador (E_a) la potencia activa P circula desde el generador al convertidor DC-AC mientras que si es la f.e.m. es la que está adelantada el flujo de potencia se invierte. La potencia reactiva Q depende de la diferencia de los módulos de las tensiones. Si el módulo de la tensión del generador es mayor que la de la tensión del convertidor, la potencia reactiva va desde el generador al convertidor. Si el módulo de la tensión del generador es menor que la de la tensión del convertidor, es el convertidor el que genera potencia reactiva. Los controles de potencia activa y reactiva son independientes.

2.2.3. Inversor acoplado a red eléctrica.

Para inyectar potencia a la red se puede emplear un inversor conmutado por red o un inversor PWM.

- El inversor conmutado por red incorpora tiristores alcanzando potencias de hasta 5MW. Este inversor requiere un consumo de potencia reactiva de la red e introduce armónicos de corriente. Estos armónicos son de amplitud elevada y orden bajo, por lo que se deben emplear costosos y voluminosos filtros para eliminarlos. Estos inversores deben incorporar elementos de protección frente a cortocircuitos en la red. Por otro lado en las desconexiones del equipo de la red el inversor puede saturar el núcleo del transformador por lo que entra en cortocircuito [16].
- El inversor PWM presenta semiconductores con capacidad de encendido y apagado por puerta. Para potencias menores a 600kW estos semiconductores pueden ser IGBT's o IGCT's. Para potencias mayores es habitual emplear GTO's con la consiguiente reducción en la frecuencia de conmutación y de la eficiencia. En general a mayor frecuencia menor es la tasa de distorsión armónica de las corrientes generadas.

El inversor aunque se trate de un Voltage Source Inverter (VSI) del lado de la red funciona como fuente de corriente. El inversor es capaz de conseguir el factor de potencia deseado y mantener constante la tensión en la etapa de continua.

Los inversores permiten desacoplar la entrega de potencia activa del balance de potencia reactiva intercambiada con la red. La referencia de potencia activa y la referencia del bus de continua están entrelazadas, mientras que la referencia de potencia reactiva actuará sobre un bucle de control diferente.

Estrategias en el convertidor AC/DC del generador.

Las estrategias de control actuales nos proporcionan un alto grado de control del par o velocidad de la máquina. Una estrategia moderna permitirá optimizar uno o más índices de mejora como el rendimiento, eficiencia y factor de potencia del generador. La corriente y potencia asignadas de la máquina suelen definirse a velocidad nominal. Actualmente, los investigadores canalizan sus esfuerzos para lograr los valores asignados de potencia y corriente en un amplio margen de velocidades dependiendo de la potencia de pérdidas máxima admisible.

Las principales técnicas de control de par a velocidades inferiores a la asignada para máquinas síncronas de imanes permanentes son [18]:

Corriente eje-d nula (ZDAC, Zero D-Axis Current). Ampliamente usado en la industria, consigue un control similar al control de par en máquinas de corriente continua. Esta técnica previene la desmagnetización del imán permanente [19].

Máximo par por unidad de corriente (MTPC, Maximum Torque Per Unit Current). Un control por corriente nula del eje directo no produce par por reluctancia. MTPC especifica la corriente del eje-d óptima para un régimen de carga concreto que produce el máximo par por amperio [20].

Máxima eficiencia (ME, Maximum Efficiency). Las pérdidas de potencia a baja velocidad son un factor determinante en el cálculo de la eficiencia del sistema. En el caso de un aerogenerador su cálculo determina la velocidad mínima del viento a la que el sistema se puede suministrar energía a la red. Este método busca que consigna de corriente en el eje directo hace mínimas las pérdidas en el generador a bajas velocidades [15] [18] .

Factor de Potencia Unitario (UPF, Unity Power Factor) El factor de potencia en bornes del generador es siempre unitario. Para ello la tensión del estator y la corriente deben estar en fase [19].

Tensión constante en el estator. La corriente es controlada para que el flujo de enlace de la máquina sea tal que mantenga constante la tensión del estator [9].

Como conclusión se puede decir para obtener un alto aprovechamiento de la máquina se ha optado por el empleo de un Rectificador-Activo basado en un puente de IGBT's. Gracias a su empleo se pueden emplear diferentes estrategias de control para optimizar el funcionamiento del generador y convertidor electrónico. Dichas estrategias están concebidas para el control de máquinas eléctricas.

2.2.4. Topología seleccionada.

Los Rectificadores-Activos (Active-Rectifiers AR) basados en convertidores de tensión (voltage source converters VSC) son una buena solución dado que presentan un número reducido de dispositivos de potencia y alta capacidad de control de la corriente de red y factor de potencia.

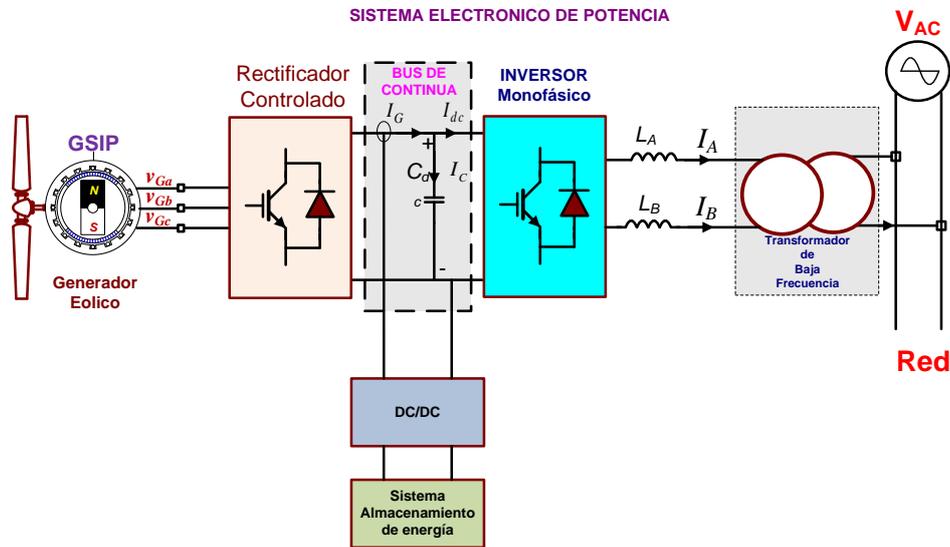


Figura 2-15 – Topología seleccionada para el control del sistema eólico.

VSC's emplean modulación de ancho de pulso (Pulse With Modulation PWM) y son usados en el control de máquinas eléctricas, robótica, aire acondicionado, ventilación y un largo etcétera de aplicaciones.

En la presente tesis se opta por el uso del Rectificador-Activo para extraer la energía del GSIP, aplicándose los criterios de control con factor de potencia unitario y corriente del eje directo nula. El marco de referencia será el rotor (RRF). La corriente i_{Eq} nos permitirá controlar el par electromagnético desarrollado por la máquina. Introduciendo una corriente i_{Ed} adicional que permitirá controlar la potencia reactiva de la máquina, logrando así factor de potencia unitario. La referencia de par del sistema nos la proporcionará el algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia o PMP.

Se ha añadido a la topología estándar del aerogenerador Figura 2-13 un conjunto formado por un DC/DC y un sistema de almacenamiento de energía Figura 2-15. El objetivo de este conjunto es permitir el funcionamiento híbrido del aerogenerador, similar al mostrado en [21], pero para un aerogenerador en vez de paneles solares. Este conjunto permite que el rectificador

activo realice un control por PMP del generador, mientras que el DC/DC y el sistema de almacenamiento realiza un equilibrio de energía entre la entregada por el generador y la inyectada en la red (en el caso a estudio en la presente Tesis doctoral es una red monofásica de baja tensión, micro red o Smart Grid). El conjunto “DC/DC – Sistema de almacenamiento” es necesario para que actúe equilibrando la energía instantánea que aporta el generador, que puede ser con rápidas variaciones temporales por causa de las ráfagas de viento y la energía instantánea que suministra el Inversor, con objeto de eliminar las ineficiencias e inyección de energía activa.

Capítulo 3

3. Ineficiencias, causas y efectos. Cuantificación de la potencia

En los últimos años, debido a la proliferación de cargas no lineales, y al uso de sistemas de generación basados en sistemas de electrónica de potencia, se ha incrementado el número de ineficiencias presentes en la red eléctrica. A continuación se muestran las causas más comunes de ineficiencias presentes y los problemas que estas ineficiencias causan en la red de distribución eléctrica.

También se realiza un estudio de las diferentes teorías empleadas en la medida de la energía eléctrica para determinar que teoría de potencia permite un mejor desglose de las ineficiencias presentes con las medidas realizadas.

3.1. Definición de armónico, subarmónicos e interarmónicos

En [22] y [3] , se muestra una definición de interarmónicos y subarmónicos ampliamente aceptada. Según la cual, de [22]se puede extraer la siguiente tabla.

Ítem	Definición
Armónico	$f = h * f_1$, h = entero > 0
DC	$f = 0$
Interarmónicos	$f \neq h * f_1$, h = entero > 0
Subarmónicos	$0 < f < f_1$

Tabla 3-1 Clasificación de las componentes armónicas.

Dónde:

f_1 Es la frecuencia fundamental del sistema.

Según la Tabla 3-1, los armónicos son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. Mientras que los interarmónicos son múltiplos no enteros de la frecuencia fundamental, y los subarmónicos son un caso particular de los interarmónicos en el que la frecuencia va desde el valor de corriente continua (DC) hasta el valor del armónico fundamental.

3.2. Origen, causas y efectos de las ineficiencias en los sistemas eléctricos.

En [23], [24], [25] y [26] son descritos los parques eólicos como fuentes de armónicos e interarmónicos en las redes eléctricas de media tensión. El origen de los mismos, es la propia conmutación de los elementos de electrónica de potencia.

Mientras que en [27], se señala a los convertidores de electrónica de potencia, con dos etapas (ac/de – dc/ac) unidas por una dc link como el origen de interarmónicos [28], [29], [30] y [31].

En [32] y [33] referencian el uso del control por PWM en turbinas de alta velocidad en el origen de subarmónicos.

Aunque en [24] se realiza una descripción más extensa de las fuentes tradicionales de armónicos en las redes eléctricas, siendo las más comunes:

- Hornos de Arco eléctrico.
- Rizado de tensión en las señales de las maquinas rotativas.
- Por las variaciones producidas en la reluctancia de los entrehierros en las maquinas eléctricas rotativas.
- Las no linealidades producidas en la red desde las cargas no lineales, como rectificadores, inversores, convertidores de frecuencia.
- La generalización del uso de vehículos eléctricos y los sistemas de carga de las baterías de los mismos.

A nivel doméstico, en [34] se describen los interarmónicos y armónicos producidos en un hogar cuando se emplean luces led para su iluminación

Uno de los efectos más perjudiciales de los subarmónicos es la modificación del ciclo de histéresis en el núcleo de los transformadores [35] [36]. También producen errores en los transformadores de medida, produciendo medidas erróneas e incluso el fallo de protecciones en la red eléctrica. [37].

En [38] se muestran los efectos de los interarmónicos en diferentes receptores, tanto a nivel industrial como doméstico, destacando:

- Antiguos televisores con tubos de rayos catódicos, en los que los interarmónicos pueden producir variaciones en el alto-ancho de la pantalla de emisión.
- Lámparas fluorescentes y de descarga. Los interarmónicos, en concreto los que se encuentran en el rango entre 70-80 Hz, pueden producir resonancias en los balastos y bobinas de las lámparas.

- Computadoras y equipo de tratamiento digital de la señal. Muchos fabricantes de estos equipos limitan el funcionamiento de los equipos a variaciones inferiores del 5% de la señal.
- Otros equipos de electrónica de potencia, ya que se pueden producir errores de disparo en circuitos de tiristores, etc.
- El más perjudicial de los efectos es la posible resonancia de las frecuencias interarmónicas con los elementos de filtrado de la red eléctrica, en especial con los bancos de filtros para la compensación de la energía reactiva. [28][29]

Y en [37], los autores expresan la necesidad de limitar los niveles de inyección de subarmónicos de tensión en la tensión de red. Ya que considera que es origen de los subarmónicos de corriente.

3.3. Definiciones de potencia propuestas por Budeanu (1927).

Como se citó anteriormente, el origen de las teorías de la potencia eléctrica se remonta a las primeras décadas del siglo XX cuando diferentes investigadores comenzaron a interesarse por los fenómenos que ocurren en los sistemas eléctricos. Budeanu estableció las definiciones de la potencia eléctrica en el dominio de la frecuencia [39]. Basándose en las series de Fourier estableció que en un circuito monofásico de corriente alterna, la tensión y corriente de régimen estacionario se pueden expresar mediante series de Fourier. Por tanto, el valor eficaz de dichas variables se puede calcular mediante las ecuaciones (3-1) y (3-2).

$$V = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{T} \int_0^T v_n^2 dt \right)} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (3-1)$$

$$I = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{T} \int_0^T i_n^2 dt \right)} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (3-2)$$

Donde V_n e I_n representan respectivamente los valores eficaces del armónico n -ésimo de tensión y corriente.

A partir del análisis matemático de la interacción entre tensión y corriente en el dominio de la frecuencia, Budeanu definió las siguientes potencias:

- Potencia aparente (U) en un sistema monofásico (3-3). Esta potencia viene determinada a partir de los valores eficaces de la corriente y la tensión definidos en (3-1) y (3-2).

$$U = VI \quad (3-3)$$

- Potencia activa (P) en un sistema eléctrico monofásico (1.4).

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} P_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos(\varphi_n - \theta_n) \quad (3-4)$$

Donde: φ_n es el ángulo del armónico “n” de la tensión, y θ_n es el ángulo del armónico “n” de la corriente.

- Potencia reactiva (Q) en un sistema monofásico (3-5).

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} Q_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sin(\varphi_n - \theta_n) \quad (3-5)$$

- Potencia de distorsión (D) de un sistema monofásico. La potencia de distorsión en un circuito monofásico se define como una magnitud escalar de amplitud igual a la raíz cuadrada de la diferencia entre el cuadrado de la potencia aparente y la suma de los

cuadrados de las potencias activa y reactiva. La potencia de distorsión viene dada por la ecuación (3-6).

$$D = \sqrt{U^2 - P^2 - Q^2} \quad (3-6)$$

La potencia de distorsión en un circuito monofásico es cero si la tensión y la corriente son sinusoidales y tienen la misma frecuencia o cuando el circuito está constituido por cargas lineales.

3.4. Teoría de la potencia eléctrica de Fryze (1932).

La formulación propuesta por Fryze también a principios del siglo pasado [40], se desarrolla en el dominio temporal, con lo que su aplicación práctica era más simple que la de Budeanu. A continuación se describen los conceptos básicos de su teoría.

En el dominio temporal, el valor eficaz de tensión y corriente se calcula mediante (3-7) y (3-8) respectivamente.

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt} \quad (3-7)$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (3-8)$$

A partir de los valores eficaces de tensión y corriente, y de la determinación del valor medio de la potencia instantánea, Frize propone la siguiente descomposición de potencias en un sistema monofásico:

- La potencia aparente (S) resulta del producto de los valores eficaces de la tensión y la corriente definidos en (3-7) y (3-8) respectivamente (3-9).

$$S = VI \quad (3-9)$$

- La potencia activa (P) se obtiene a partir de (3-10) mediante el cálculo del valor medio en un ciclo de la potencia instantánea.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T vi dt \quad (3-10)$$

- Se define la potencia no activa (Q) como la diferencia entre la potencia aparente y la potencia activa (3-11).

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (3-11)$$

Además de esta descomposición, Fryze definió los factores de potencia activa y no activa que relacionan las anteriores potencias. El factor de potencia activa (λ_a) expresa la relación entre las potencias activa y aparente (3-12).

$$\lambda_a = \frac{P}{S} \quad (3-12)$$

El factor de potencia no activa (λ_n) expresa la relación con la potencia aparente de la potencia no activa (3-13).

$$\lambda_n = \frac{Q}{S} = \sqrt{1 - \lambda_a} \quad (3-13)$$

A partir de estos dos factores de potencia se definen en (3-14) la tensión activa y no activa V_a , V_n como las componentes de la tensión eficaz.

$$V_a = \lambda_a V = \frac{P}{I} \quad ; \quad V_n = \lambda_n V = \frac{Q}{I} \quad (3-14)$$

De forma análoga al caso de las tensiones, se definen la corriente activa y no activa I_a , I_n como las componentes de la corriente eficaz (3-15).

$$I_a = \lambda_a I = \frac{P}{V} \quad ; \quad I_n = \lambda_n I = \frac{Q}{V} \quad (3-15)$$

Las componentes de la tensión y la corriente eficaz verifican la relación de ortogonalidad (3-16).

$$I^2 = I_a^2 + I_n^2 \quad ; \quad V^2 = V_a^2 + V_n^2 \quad (3-16)$$

Fryze sentó las bases para la división de la corriente instantánea (i) en dos componentes instantáneas ortogonales, activa (i_a) y no activa (i_n), como se expresa en (3-17).

$$i_a = \frac{P}{V^2} v \quad ; \quad i_n = i - i_a \quad (3-17)$$

Si las dos componentes de la corriente instantánea son ortogonales se cumple (3-18).

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_a i_n dt = 0 \quad (3-18)$$

Fryze verificó que el factor de potencia activo, λ_a , alcanza su valor máximo ($\lambda_a = 1$) si, y solo si, la corriente instantánea es proporcional a la tensión instantánea. En cualquier otro caso $\lambda_a < 1$ [41].

3.5. Definiciones recogidas en el Standard 100 del IEEE.

Basadas en la teoría de Budeanu, el diccionario de términos IEEE Std. 100 [42] establece las definiciones de potencia para sistemas polifásicos que se exponen a continuación.

Se define la potencia activa en circuitos polifásicos como la suma algebraica de las potencias activas para los diversos terminales de entrada, cuando las tensiones se determinan todas respecto al mismo punto de referencia elegido arbitrariamente. Para un sistema polifásico de m fases, se considerarán m sistemas monofásicos formados por cada conductor y el punto de referencia elegido, calculándose la potencia activa tal como se obtiene en los sistemas monofásicos (3-3). La potencia activa de un sistema trifásico se calcula mediante (3-19).

$$P = \sum_{z=A,B,C} \sum_{n=1}^{\infty} V_{zn} I_{zn} \cos(\varphi_{zn} - \theta_{zn}) \quad (3-19)$$

Siendo los subíndices A , B y C cada una de las fases del sistema trifásico.

Si las tensiones y las corrientes en la ecuación anterior constituyen un sistema simétrico y equilibrado de la misma secuencia de fases y libre de componentes armónicas, la potencia activa se puede escribir como en (3-20).

$$P = 3V_A I_A \cos(\varphi_A - \theta_A) \quad (3-20)$$

Se define la potencia reactiva para un circuito polifásico como la suma algebraica de la potencia reactiva para los terminales de entrada individuales cuando las tensiones se determinan todas respecto al mismo punto de referencia común elegido arbitrariamente. Al igual que para la potencia activa, la potencia reactiva se determina considerando cada fase y el punto de referencia común como un circuito monofásico y encontrando la potencia reactiva de cada uno de ellos. La potencia reactiva Q para un sistema trifásico se establece en (3-21).

$$Q = \sum_{z=A,B,C} \sum_{n=1}^{\infty} V_{zn} I_{zn} \sin(\varphi_{zn} - \theta_{zn}) \quad (3-21)$$

Cuando el sistema de tensiones y corrientes constituyen un sistema simétrico de la misma secuencia de fases y compuesto únicamente por componentes fundamentales, el valor de la potencia reactiva es el expresado en (3-22).

$$Q = 3V_A I_A \sin(\varphi_A - \theta_A) \quad (3-22)$$

La potencia de distorsión en un circuito polifásico se define como la suma de la potencia de distorsión de los circuitos monofásicos que lo forman, donde uno de los conductores es la fase

y el otro conductor es el punto de referencia común. La potencia de distorsión del sistema trifásico se define en (3-23).

$$D = \sum_{z=A,B,C} \sqrt{\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \{V_{zm}^2 I_{zn}^2 - V_{zm} V_{zn} I_{zm} I_{zn} \cos[(\varphi_{zm} - \theta_{zm}) - (\varphi_{zn} - \theta_{zn})]\}} \quad (3-23)$$

La potencia aparente en sistemas polifásicos se define como una cantidad escalar igual a la magnitud del vector potencia. La expresión matemática de la potencia aparente según se indica en [43], se expresa en (3-24).

$$U = \sqrt{\sum_{z=A,B,C} P_z^2 + \sum_{z=A,B,C} Q_z^2 + \sum_{z=A,B,C} D_z^2} \quad (3-24)$$

Finalmente debe incluirse aquí la potencia aparente aritmética (U_a), que aunque no se encuentra explícitamente definida en el diccionario, si que se hace referencia a la misma en diferentes lugares. El módulo del vector U_a es la suma aritmética de las potencias aparentes de las fases individuales [43]. Su expresión se muestra en (3-25).

$$U_a = \sum_{z=A,B,C} \sqrt{(P_z^2 + Q_z^2 + D_z^2)} \quad (3-25)$$

Por lo general U_a es mayor que la potencia aparente U . Ambas magnitudes son iguales sólo cuando el sistema polifásico es equilibrado, con fuentes de tensión del mismo valor y de la misma forma de onda. El diccionario recomienda que se utilice la potencia aparente aritmética sólo en aquellas ocasiones en que la potencia aparente no pueda ser obtenida con los aparatos de medida existentes comercialmente.

En estas definiciones, la potencia P tiene un claro significado físico ante cualquier valor de tensión y corriente, sin embargo ante magnitudes no senoidales, las potencias Q y D pueden ofrecer resultados erróneos debido a su origen empírico y lejano de una interpretación física real. Su utilidad a la hora de cuantificar el flujo de potencia no activa ha sido cuestionada por muchos investigadores [44], [45].

3.6. Cuantificación de la potencia eléctrica basada en la IEEE Std. 1459-2010.

La IEEE Std. 1459-2010 es la norma en la que se encuentran las definiciones para la cuantificación y medida de las potencias eléctricas bajo condiciones lineales, no lineales, equilibradas y no equilibradas [3]. Las definiciones de potencia que allí aparecen, se basan en la teoría y conocimiento desarrollado desde 1920, siendo de aplicación para sistemas con formas de onda sinusoidales y equilibradas. Sin embargo, debido a los cambios que han ocurrido en los últimos 50 años, ha sido necesario redefinir estas expresiones. El cambio en la topología de los sistemas eléctricos e introducción de nuevas cargas, ha requerido el uso de nuevas definiciones de potencia eléctrica y de nuevas estrategias para la medición de la potencia eléctrica. Las nuevas cargas introducidas en los sistemas eléctricos son cargas no lineales tales como: variadores de velocidad, rectificadores controlados, cicloconvertidores, hornos de arco, hornos de inducción, salas con ordenadores, etc. La conexión de estas cargas generan problemas serios de calidad de la potencia debido a que provocan la circulación de corrientes no senoidales y/o desequilibradas que, a su vez producen caídas de tensión desequilibradas y/o distorsionadas en la red de suministro eléctrico. La instrumentación tradicional diseñada para la medida de formas de onda sinusoidales (50/60 Hz) tiende a producir errores cuando es utilizada para medir ondas de voltaje y corriente distorsionadas. Con el objetivo de mantener en valores apropiados la calidad de la potencia, medir correctamente la distorsión causada por cargas no lineales se ha convertido en una importante necesidad. Por esta razón, actualmente microprocesadores y sistemas de procesamiento de señales se están utilizando para medir variables eléctricas con mayor precisión basándose en modelos matemáticos complejos.

La IEEE Std. 1459-2010 ha tratado de recopilar la información necesaria para caracterizar los sistemas de potencia bajo condiciones lineales, no lineales, equilibradas y desequilibradas. Sin embargo, todavía existen autores que consideran que las definiciones planteadas en este estándar poseen inconsistencias o simplemente las redefinen de otra manera [46].

La IEEE Std. 1459-2010 desde su primera versión publicada en el 2000 ha empezado a ser usada ampliamente y es tomada como base de diversos estudios e investigaciones. En [47], [48], [49], [50], [51], [52] y [53], la IEEE Std. 1459-2010 es usada en el diseño de instrumentos de medición. En [54], [55] y [56] la IEEE Std. 1459-2010 es usada en el diseño de compensadores y filtros activos.

En la IEEE Std. 1459-2010, los términos de potencia activa, potencia reactiva y potencia aparente son deducidos y están perfectamente definidas para los sistemas monofásicos lineales y para los sistemas trifásicos lineales y equilibrados. Para los sistemas eléctricos no lineales y/o desequilibrados, los términos de potencia eléctrica están definidos pero no son deducidos a partir de ningún desarrollo matemático. Solo a la potencia activa se le ha encontrado significado físico. Otras potencias, sin significado físico, han sido definidas con el objetivo de

tomar decisiones económicas, ser una guía en la medida o monitorización de variables eléctricas y cuantificar las diferentes ineficiencias que aparecen en los sistemas eléctricos de potencia.

3.6.1. Sistemas eléctricos monofásicos.

La Figura 3-1 sirve para representar los sistemas eléctricos monofásicos estudiados en la IEEE Std. 1459-2010. Está conformado por una fuente monofásica de tensión, una carga monofásica, y una línea ideal que conecta la fuente con la carga. La línea ideal está conformada por un conductor de fase y un conductor de neutro. Los conductores de fase y neutro llevan a la carga, la energía que suministra la fuente de tensión. El conductor de fase se encuentra energizado con una tensión alterna y el conductor de neutro sirve como camino en el retorno de la corriente o para cerrar el circuito. En la actualidad los sistemas monofásicos son utilizados en algunos países para suministrar energía a cargas que demandan potencias bajas.

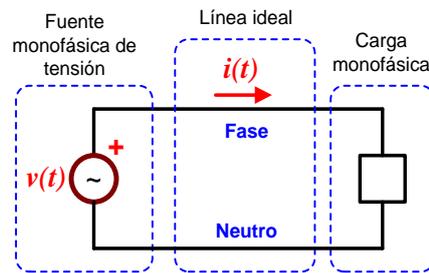


Figura 3-1 Sistema eléctrico monofásico bajo estudio.

La IEEE Std. 1459-2010 contempla dos casos particulares para los sistemas eléctricos monofásicos. El caso que analiza los sistemas eléctricos monofásicos lineales es resumido en el apartado 3.6.1.1, y el caso que analiza los sistemas eléctricos monofásicos no lineales es resumido en 3.6.1.2.

3.6.1.1. Sistemas eléctricos monofásicos lineales.

Un sistema eléctrico monofásico lineal es aquel cuyo voltaje y corriente sólo contienen componentes fundamentales. En este caso, la fuente de voltaje de la figura 1-1 suministra a la carga un voltaje instantáneo fundamental ($v_1(t)$), el cual está dado por:

$$v_1(t) = \sqrt{2}V_1 \text{sen}(\omega_1 t + \alpha_1) \quad (3-26)$$

Donde:

V_1 : es el voltaje rms fundamental.

ω_1 : es la frecuencia angular fundamental ($\omega_1=2\pi f_1$).

t : es el tiempo.

f_1 : es la frecuencia fundamental de suministro.

α_1 : es el ángulo de fase de $v_1(t)$.

Se supone a $v_1(t)$ como referencia para la medida de los ángulos ($\alpha_1=0$). La corriente instantánea fundamental ($i_1(t)$) demandada por la carga lineal de la figura 1-1 es:

$$i_1(t) = \sqrt{2}I_1 \text{sen}(\omega_1 t - \beta_1) \quad (3-27)$$

Donde:

I_1 : es la corriente rms fundamental.

β_1 : es el ángulo de desfase de $i_1(t)$ con respecto al origen de ángulos $v_1(t)$.

Las expresiones de potencia definidas en la IEEE Std. 1459-2010 para sistemas monofásicos lineales son obtenidas a partir de la potencia instantánea. La potencia instantánea fundamental ($p_1(t)$) corresponde al producto entre $v_1(t)$ e $i_1(t)$. $p_1(t)$ está dado por:

$$p_1(t) = v_1(t)i_1(t) = 2V_1 I_1 \text{sen}(\omega_1 t) \text{sen}(\omega_1 t - \theta_1) \quad (3-28)$$

Donde ($\theta_1 = \beta_1 - \alpha_1 = \beta_1$):

La ecuación (3-28) puede descomponerse con ayuda de la identidad trigonométrica “diferencia de ángulos” como sigue:

$$p_1(t) = 2V_1 I_1 \text{sen}(\omega_1 t) [\text{sen}(\omega_1 t) \cos(\theta_1) - \cos(\omega_1 t) \text{sen}(\theta_1)] \quad (3-29)$$

Operando se tiene:

$$p_1(t) = 2V_1 I_1 \text{sen}^2(\omega_1 t) \cos(\theta_1) - 2V_1 I_1 \text{sen}(\omega_1 t) \cos(\omega_1 t) \text{sen}(\theta_1) \quad (3-30)$$

Utilizando en la ecuación (3-30) la identidad trigonométrica correspondiente al “ángulo doble”, se tiene:

$$p_1(t) = V_1 I_1 \cos(\theta_1) [1 - \cos(2\omega_1 t)] - V_1 I_1 \operatorname{sen}(\theta_1) \operatorname{sen}(2\omega_1 t) \quad (3-31)$$

El primer término de la ecuación (3-31) es la potencia activa instantánea fundamental ($p_{a1}(t)$):

$$p_{a1}(t) = V_1 I_1 \cos(\theta_1) [1 - \cos(2\omega_1 t)] \quad (3-32)$$

$p_{a1}(t)$ puede ser cuantificada con ayuda de la potencia activa fundamental (P_1). P_1 es el valor medio de $p_1(t)$ obtenido en un periodo completo de tiempo:

$$P_1 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p_1(t) dt = V_1 I_1 \cos(\theta_1) \quad (3-33)$$

Donde:

τ : es el tiempo inicial o tiempo de referencia donde se inicia el cálculo.

k : es un entero cualquiera para denotar uno de los periodos de tiempo.

t : es el tiempo.

T : es un periodo completo de tiempo de $p_1(t)$.

El segundo término de la ecuación (3-31) es la potencia reactiva instantánea fundamental ($p_{q1}(t)$):

$$p_{q1}(t) = -V_1 I_1 \operatorname{sen}(\theta_1) \operatorname{sen}(2\omega_1 t) \quad (3-34)$$

$p_{q1}(t)$ puede ser cuantificada con la ayuda de la potencia reactiva fundamental (Q_1). Al ser de valor medio nulo Q_1 se define como la amplitud de $p_{q1}(t)$:

$$Q_1 = V_1 I_1 \operatorname{sen}(\theta_1) \quad (3-35)$$

La potencia aparente fundamental (S_1) está dada por:

$$S_1^2 = (V_1 I_1)^2 = P_1^2 + Q_1^2 \quad (3-36)$$

S_1 es la potencia que comúnmente es utilizada para dimensionar los sistemas eléctricos, ya que es la potencia que deben suministrar las fuentes para suplir las necesidades de la carga. En este caso, S_1 está compuesta por P_1 y Q_1 . La potencia P_1 corresponde a la potencia eficiente demandada por la carga, mientras que Q_1 es la potencia ineficiente demandada por la carga. El factor de potencia fundamental (P_{F1}) relaciona a P_1 con S_1 y sirve para evaluar el flujo de potencia fundamental.

$$P_{F1} = \frac{P_1}{S_1} \quad (3-37)$$

3.6.1.2. Sistemas eléctricos monofásicos no lineales.

Los sistemas eléctricos monofásicos no lineales son aquellos cuyos voltajes y corrientes contienen componentes fundamentales y no fundamentales de frecuencia. Las corrientes no fundamentales se deben, principalmente, al uso de cargas no lineales. Los voltajes no fundamentales se deben, principalmente, a la presencia de fuentes distorsionadas de tensión. En este caso el voltaje instantáneo ($v(t)$) de la figura 3-1 está conformado por $v_1(t)$ y por el voltaje instantáneo no fundamental ($v_H(t)$) (Siguiendo la nomenclatura de la IEEE Std. 1459-2010, el subíndice H es utilizado para indicar que la variable contiene componentes armónicas. No se debe confundir con el subíndice h que indica el orden del armónico).

$$v(t) = v_1(t) + v_H(t) = \sqrt{2}V_1 \text{sen}(\omega_1 t + \alpha_1) + \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} V_h \text{sen}(h\omega_1 t - \alpha_h) \quad (3-38)$$

Donde,

h : es el orden del armónico ($h=2, 3, 4, \dots, \infty$).

V_h : es el voltaje rms de la componente h -ésima de voltaje.

α_h : es el ángulo de la componente h -ésima de voltaje con respecto a $v_1(t)$, ($\alpha_1=0$).

De la misma manera, la corriente instantánea ($i(t)$) está conformada por $i_1(t)$ y por la corriente instantánea no fundamental ($i_H(t)$):

$$i(t) = i_1(t) + i_H(t) = \sqrt{2}I_1 \text{sen}(\omega_1 t - \beta_1) + \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} I_h \text{sen}(h\omega_1 t - \beta_h) \quad (3-39)$$

Donde,

I_h : es la corriente rms de la componente h -sima de corriente.

β_h : es el ángulo de la componente h -sima de corriente con respecto a $v_1(t)$.

El voltaje rms cuadrático (V^2) está dado por:

$$V^2 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} v(t)^2 dt = V_1^2 + V_H^2 \quad (3-40)$$

La corriente rms cuadrática (I^2) está dada por:

$$I^2 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i(t)^2 dt = I_1^2 + I_H^2 \quad (3-41)$$

El voltaje rms armónico y cuadrático (V_H^2) está dado por:

$$V_H^2 = \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h^2 = V^2 - V_1^2 \quad (3-42)$$

La corriente rms armónica y cuadrática (I_H) está dada por:

$$I_H^2 = \sum_{h \neq 1}^{\infty} I_h^2 = I^2 - I_1^2 \quad (3-43)$$

La potencia instantánea $p(t)$ está dada por:

$$p(t) = v(t)i(t) \quad (3-44)$$

Así como en el caso monofásico lineal $p(t)$ está dividido en $p_a(t)$ y $p_q(t)$:

$$p_a(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos \theta_h [1 - \cos(2h\omega t)] \quad (3-45)$$

$$p_q(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \sin \theta_h \sin(2h\omega t) + \sum_{\substack{m \neq n \\ m, n \neq 1}}^{\infty} 2V_m I_n \sin(m\omega t + \alpha_m) \sin(n\omega t + \beta_n) \quad (3-46)$$

Donde,

m : es el orden de las componentes armónicas de voltaje.

n : es el orden de las componentes armónicas de corriente.

θ_h : es la diferencia de ángulos entre las corrientes (β_h) y tensiones (α_h) del mismo orden armónico ($\theta_h = \beta_h - \alpha_h$).

La potencia activa (P) es el valor medio de $p(t)$:

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p(t) dt = P_1 + P_H \quad (3-47)$$

P_H es la potencia activa armónica y está dada por:

$$P_H = \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h I_h \cos(\theta_h) = P - P_1 \quad (3-48)$$

La potencia reactiva (Q) está dada por:

$$Q = Q_1 + Q_H \quad (3-49)$$

Q_H es la potencia reactiva armónica y está dada por:

$$Q_H = \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h I_h \sin(\theta_h) \quad (3-50)$$

La potencia aparente (S) está definida como sigue:

$$S = VI \quad (3-51)$$

Reemplazando las ecuaciones (3-40), (3-41) y (3-51) y elevando toda la expresión al cuadrado para facilitar el desarrollo matemático se tiene:

$$S^2 = (V_1^2 + V_H^2)(I_1^2 + I_H^2) \quad (3-52)$$

Expandiendo S se puede ver los términos de potencia que la componen.

$$S^2 = (V_1 I_1)^2 + (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 \quad (3-53)$$

El primer término de la ecuación (3-53) es S_1 mientras que el resto de términos son la potencia aparente no fundamental (S_N):

$$S_N^2 = (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 \quad (3-54)$$

A su vez S_N se divide en la potencia de distorsión de corriente (D_I), la potencia de distorsión de voltaje (D_V), y la potencia armónica aparente (S_H):

$$D_I^2 = (V_1 I_H)^2 \quad (3-55)$$

$$D_V^2 = (V_H I_1)^2 \quad (3-56)$$

$$S_H^2 = (V_H I_H)^2 \quad (3-57)$$

La potencia aparente armónica residual (D_H) es el término de la potencia armónica aparente que contiene a Q_H y todos los términos de potencia de productos cruzados de distinto orden. D_H está definida como sigue:

$$D_H^2 = S_H^2 - P_H^2 \quad (3-58)$$

La distorsión armónica total de voltaje (THD_V) y la distorsión armónica total de corriente (THD_I) son respectivamente las expresiones (3-59) y (3-60).

$$THD_V = \frac{V_H}{V_1} = \sqrt{\left(\frac{V}{V_1}\right)^2 - 1} \quad (3-59)$$

$$THD_I = \frac{I_H}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \quad (3-60)$$

La potencia no activa se define mediante la ecuación (3-61)

$$N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (3-61)$$

No se debe confundir este término con el de la potencia reactiva, sólo cuando las señales de tensión e intensidad son perfectamente senoidales $Q_1 = Q = N$.

En la Figura 3-2 se muestra un diagrama con la descomposición de los términos de potencia y factores de mérito expresados en las ecuaciones anteriores.

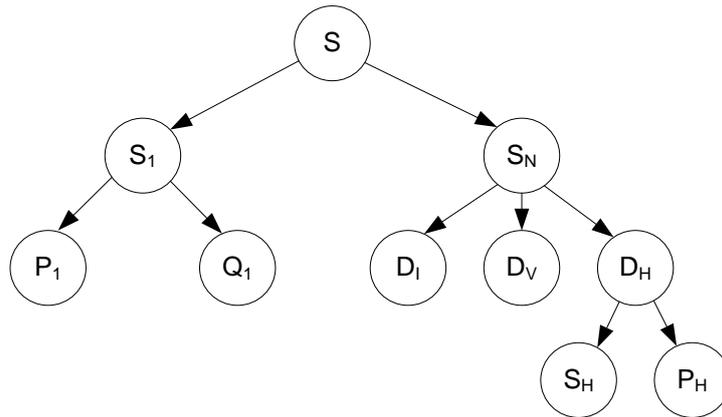


Figura 3-2 Términos de potencia y factores de mérito según IEEE std 1459-2010.

Capítulo 4

4. Métodos de medida para la mejora de la calidad de la red eléctrica.

Uno de los objetivos en la presente tesis, es generar las referencias de los reguladores del sistema de control de un generador mini eólico, de forma que estas referencias doten al aerogenerador de la capacidad de poder actuar sobre la red en la que esté conectado, trabajando entonces de forma híbrida, es decir, tanto como generador de energía activa como en la forma de filtro activo [2] [4] y [5]. De esta forma se pueden corregir parte o la totalidad de las ineficiencias presentes en la red en la que se conecte.

Para cumplir con este objetivo, el generador mini eólico debe disponer de la información relativa a las ineficiencias presentes en la red. En concreto, es necesaria la información sobre los armónicos, interarmónicos y subarmónicos presentes en la red, tanto en la señal de tensión de red como en la corriente que circula por la carga. De esta forma, se puede efectuar un estudio acerca de qué ineficiencias presentes son las más interesantes de compensar, ya sea por criterios económicos o técnicos.

A continuación se describen técnicas empleadas en los sistemas de medida y control, con la intención de identificar sus puntos fuertes y débiles.

4.1. Introducción a las técnicas de medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos.

Actualmente se emplean una gran variedad de métodos que permiten la medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos. En [57] se describen los métodos más comunes, y los autores presentan una clasificación de los mismos según su naturaleza. La Figura 4-1 reproducida a continuación, muestra de una forma muy visual la naturaleza de cada método.

En la Figura 4-1, se muestra una recopilación de los métodos más comunes, separando los mismos por clasificaciones.

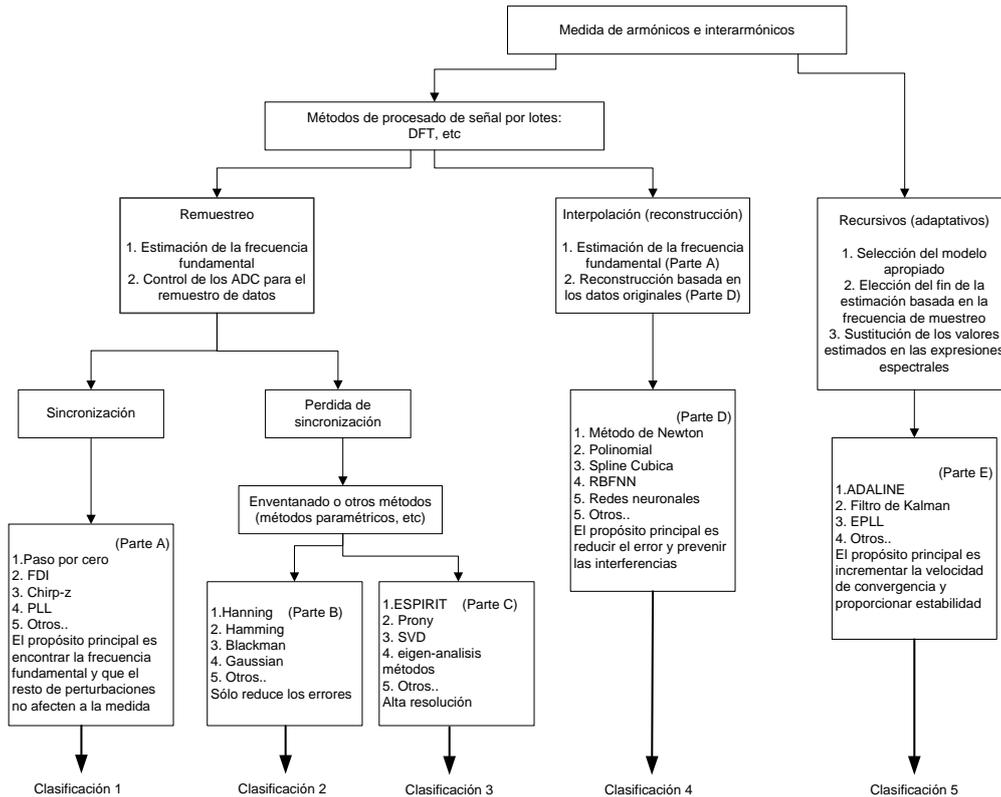


Figura 4-1 Resumen de los métodos más comunes de medida de componentes armónicas.

El conjunto de métodos denominado como “clasificación 1”, engloba los métodos que se pueden emplear para estar sincronizados con la componente fundamental de la red eléctrica, y de esta forma evitar el efecto "leakage" [58] en el tratamiento posterior de los datos con

técnicas basadas en la DFT, si la señal a estudio sólo posee componente fundamental y armónicos múltiples exactos de la misma.

Los métodos agrupados en la “clasificación 2”, son métodos de enventanado [58] que se emplean para minimizar el efecto “leakage” en los resultados obtenidos con la aplicación de las técnicas basadas en la DFT cuando la señal procesada no está sincronizada [7].

El conjunto de métodos denominados como “clasificación 3”, son métodos paramétricos que se emplean ante señales que no cumplen las condiciones para poder decir que están sincronizadas. Mejoran las prestaciones de los métodos que emplean ventanas más DFT, ya que proporcionan una resolución mayor en frecuencia.

Los métodos clasificados como 1 y 2, se emplean con ventanas de adquisición fijas, es decir, un número fijo de muestras por periodo.

Los métodos indicados en “Clasificación 3” se basan mayoritariamente en la DFT pero realizan modificaciones sobre la forma de realizar el cálculo de la misma, variando la longitud de la ventana de adquisición, la forma de obtener los coeficientes o cualquier otra característica que los difiere de los clasificados como 1 y 2.

En “clasificación 4”, Se incluyen los métodos basados en técnicas de interpolación o reconstrucción de la señal para modificar la ventana de adquisición y, de esta forma, que la señal adquirida (el lote de datos) esté sincronizada.

El conjunto de métodos denominado como “clasificación 5”, Se basan en técnicas recursivas, no hay almacenamiento de la señal de entrada, y en cada periodo de muestreo se calculan los parámetros deseados. Necesitan de un conocimiento previo de la naturaleza de la señal a procesar.

Estos son los principales métodos empleados en la medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos, pero no son los únicos, como por ejemplo los basadas en la transformada wavelet.

En los próximos apartados, se realiza un análisis detallado de algunas de estas técnicas mostradas y se amplía con otras técnicas que, pese a no aparecer en [57] se han considerado de interés.

El análisis se centra en las técnicas que “a priori” pueden proporcionar una solución óptima al problema presentado, que es la medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos presentes en una señal, y la utilización de las medidas realizadas para la obtención de la señal de referencia del sistema de control.

4.2. Métodos basados en la Transformada de Fourier Discreta (DFT)

La DFT o Transformada de Fourier Discreta es el método más empleado en la industria para la medida de armónicos, ya que es un método relativamente fácil de implementar, muy conocido por los ingenieros.

Existen innumerables métodos basados en la DFT orientados a la medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos. Enumerarlos o describirlos todos parece una tarea titánica, así que en la presente tesis se va a describir que es una DFT, cómo funciona. Para que en apartados posteriores se muestren diversos métodos que mejoran la medida del espectro de una señal cuando es calculado por una DFT.

4.2.1. Transformada de Fourier (DFT):

El concepto de armónico nace del análisis de Fourier, donde se define que una señal periódica no senoidal puede ser reconstruida por una serie de señales periódicas senoidales [59], como se indica en:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k\omega_o) e^{jk\omega_o t} \quad (4-1)$$

Dónde:

ω_o : Frecuencia fundamental del sistema (rad/s)

k : Orden del armónico.

$X(k\omega_o)$: Coeficiente de Fourier para el armónico k .

La ecuación (4-1) implica que una señal puede ser descompuesta en señales senoidales cuyas frecuencias son múltiplos exactos de la frecuencia fundamental.

Sí se asume que $x(t)$ se muestrea a razón de N muestras por ciclo, se obtiene el valor de la componente espectral de pulsación ($k\omega_o$):

$$X(\omega_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{j(2\pi/N)nk} \quad (4-2)$$

Dónde:

$x(n)$ es un único ciclo de la señal, por lo que se asume que la señal se repite exactamente igual cada N muestras.

$$\omega_k = k\omega_o$$

$k=0, 1, \dots, N-1$

El conjunto de componentes espectrales $X(\omega_k)$ forma el espectro armónico de la señal.

La pulsación de las componentes espectrales puede relacionarse con el periodo de muestreo mediante las siguientes expresiones:

$$T_s = T/N$$

$$\omega_k = (2\pi/(T_s N))k = (2\pi/T)k$$

Dónde:

T es el periodo de un ciclo de la señal $x(n)$

N es el número de muestras adquiridas durante un ciclo de la señal muestreada.

T_s es el periodo de muestreo de la señal.

La resolución de la frecuencia angular es:

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (4-3)$$

Y como T es un único periodo de $x(n)$, el espectro de salida sólo posee múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. Si el tiempo durante el que se toman los datos de la señal se ajusta, de forma que sea un múltiplo del periodo de la componente fundamental, la resolución en frecuencia varía de forma:

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{pT}, \quad p > 1 \quad (4-4)$$

Siendo "p" el número de ciclos de la componente fundamental contenidos en la ventana de adquisición.

Esto implica que se tienen "p" ciclos en cada N muestras tomadas, y la resolución en frecuencia es "1/p" veces el valor de la frecuencia fundamental.

El valor (f_1/p) es la frecuencia base de la DFT y marca la separación en frecuencia entre las barras espectrales del espectro $X(\omega_k)$. De esta forma, se posibilita la medida de las componentes interarmónicas.

La frecuencia base marca la resolución de los resultados de la DFT, $resolución(Hz) = \frac{f_1(Hz)}{p}$

y la ventana de adquisición debe ser $(\frac{1}{resolución(Hz)})$.

Por lo que si se desea obtener una resolución muy precisa, la ventana de adquisición es muy elevada, lo que en cierta forma dificulta el uso de la DFT en la detección de frecuencias con resoluciones altas.

La aplicación de la DFT en la medida de una señal con armónicos, interarmónicos y subarmónicos en una señal cuyas componentes en frecuencia sean múltiplos no enteros de la frecuencia base de la DFT, da origen a los llamados efecto “Leakage” y “Picket-fence”, explicados a continuación.

4.2.1.1. Efecto “Leakage”

El efecto “Leakage” según [58]-[60] se produce cuando a una señal $x(n)$ se le realiza una DFT, y la señal $x(n)$ posee alguna frecuencia que no es múltiplo entero de la resolución frecuencial de la DFT. En este caso, efecto “Leakage” puede crear falsas componentes interarmónicas en el espectro de la señal, ecuación (4-2).

También [60] añade como causa las desviaciones de valor de la frecuencia en la componente fundamental.

Todas estas causas producen una desincronización de la señal, donde el valor del origen de la señal muestreada, no coincide con el valor del final del periodo de muestreo.

La solución más usual para evitar que el efecto “Leakage” afecte a la salida del espectro es el uso de ventanas [58].

4.2.1.2. Efecto “Picket-fence”

El efecto “picket-fence” [61] se produce cuando la señal sobre la que se realiza la DFT posee alguna componente cuyo valor de frecuencia que no es múltiplo entero de la frecuencia base de la DFT, y por lo tanto, no está dentro de los valores de salida de la DFT.

El efecto de dicha componente será la modificación del valor de la magnitud de las dos componentes frecuenciales adyacentes a ella, pero también modificará en mayor o menor medidas las otras salidas de la DFT.

4.2.1.3. Variaciones de la DFT para la medida de armónicos, subarmónicos e interarmónicos.

La propia naturaleza de los interarmónicos y subarmónicos, hace que la medida de los mismos mediante la DFT sea muy difícil.

La frecuencia de un interarmónico es por definición un múltiplo no entero de la frecuencia fundamental de la señal objeto del estudio, por lo tanto, las posibilidades de que se produzcan los efectos “Leakage” y “Picket-fence” en el cálculo de la DFT son muy elevados [62].

En la literatura aparecen incontables variaciones de la DFT, con el objetivo de mitigar la influencia de los efectos mencionados anteriormente, y mejorar la precisión de la DFT. En [63] se puede consultar una pequeña comparativa entre diferentes implementaciones de la DFT, incluyendo la “Adaptación del ancho de la ventana de adquisición” [64] y Transformada de Fourier Discreta Extendida (EDFT), denominada así en [63], pero denominada también como DFT iterativa o (IDFT) en otros artículos [65].

A continuación se relatan ambas implementaciones.

4.2.1.4. Adaptación del ancho de la ventana de adquisición

El método de la adaptación del ancho de la ventana de adquisición [64], se basa en la modificación de la ventana de adquisición para encontrar la ventana optima que minimice el efecto “leakage” en la DFT, al eliminar el efecto del truncamiento de la señal.

Cuando se discretiza una señal continua mediante un periodo de muestreo, se crea un vector con una secuencia de valores discretos.

La correlación entre dos vectores de valores discretos, se puede obtener mediante el producto escalar de los dos vectores [64], de forma que:

$$\langle f, g \rangle = \|f\| * \|g\| * \cos(\theta) \quad (4-5)$$

Dónde:

$$\theta \in [0, \pi]$$

θ es el ángulo entre los dos vectores f y g.

F y g son dos vectores de valores discretos, de la misma dimensión.

$\|f\|$ Norma del vector f

$\|g\|$ Norma del vector g

Se define el coeficiente de correlación k, cómo:

$$k = \cos(\theta) = \frac{\langle f, g \rangle}{\|f\| * \|g\|}; k \in [-1, 1] \quad (4-6)$$

De esta forma, el coeficiente de correlación valdrá “1” cuando los dos vectores (f y g) sean idénticos, y valdrá “-1” cuando sean igual, pero opuestos.

En [66], el autor resuelve como calcular la correlación de una forma más sencilla, y que a continuación se detalla:

Se definen primero los valores medios de los vectores f y g:

$$\bar{f} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f_i \quad (4-7)$$

$$\bar{g} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g_i \quad (4-8)$$

Los vectores centrados de los vectores originales (f, g) se definen como:

$$f_{centrado} = (f_1 - \bar{f}, f_2 - \bar{f}, \dots, f_N - \bar{f}) \quad (4-9)$$

$$g_{centrado} = (g_1 - \bar{g}, g_2 - \bar{g}, \dots, g_N - \bar{g}) \quad (4-10)$$

Y la correlación entre los vectores f y g es:

$$r_k = \cos(\theta) = \frac{\sum_i^N ((f_i - \bar{f})(g_i - \bar{g}))}{\sqrt{\sum_i^N (f_i - \bar{f})^2} \sqrt{\sum_i^N (g_i - \bar{g})^2}} \quad (4-11)$$

Dónde se muestra como la correlación es el resultado del producto de los vectores centrados, numerador, dividido por la norma de los vectores centrados. El resultado obtenido con la ecuación (4-11) es exactamente igual al obtenido con la ecuación (4-6).

De esta forma se calcula la correlación entre dos vectores como los vectores definidos a continuación.

En [64], se adapta el ancho de la ventana de adquisición mediante un proceso iterativo. Dicho proceso se describe a continuación:

Paso 1.

Se dispone de una señal de entrada S, de duración infinita, representada con la ecuación (4-12)(4-6):

$$S = \{s_0, s_1, \dots, s_{p-1}, s_p, s_{p+1}, \dots, s_{2p-1}, s_{2p}, s_{2p+1}, \dots\} \quad (4-12)$$

El primer paso consiste en la selección de un vector X_p , de longitud "p", como valor de partida de la iteración:

$$X_p = \{s_0, s_1, \dots, s_{p-1}\} \quad (4-13)$$

Paso 2.

Elegir el conjunto de datos "p", adyacente a los anteriores, y formar el vector Y_p :

$$Y_p = \{s_p, s_{p+1}, \dots, s_{2p-1}\} \quad (4-14)$$

Paso 3.

Calcular la correlación entre los dos vectores:

$$K_p = \cos(\theta) = \frac{\langle X_p, Y_p \rangle}{\|X_p\| * \|Y_p\|} \quad (4-15)$$

Paso 4.

Se comprueba el valor de la correlación. Si el valor es “1”, se ha terminado, ya que las señales de los dos vectores son idénticas y están correlacionadas.

Si el valor es distinto de “1”, se incrementa el valor de p, $p=p+1$, y se repiten los pasos desde el 1 hasta el 4.

El sistema detiene la búsqueda cuando el valor de K_p supera el valor asignado para la correlación, según el criterio de parada.

Comentarios a la metodología de medida propuesta por el autor [64]:

- El método, aunque es mucho más preciso en su resultado que la DFT, puede dar como resultado que los resultados que paren el algoritmo sean subóptimos, según qué criterio de parada se emplee. Es decir, el algoritmo sigue la búsqueda hasta que el valor de la correlación supera un valor asignado como fin de búsqueda, ya que el valor “1” matemáticamente es muy difícil que se produzca. Existe la posibilidad de que el algoritmo encuentre el valor de fin de búsqueda, pero que ese valor sea de un subóptimo, siendo el verdadero óptimo un valor muy próximo al de fin de búsqueda.
- No queda definido un tiempo máximo de ejecución del algoritmo, por lo que hace muy difícil su implementación en sistemas de control en tiempo real, aunque por su precisión, es aplicable en sistemas de medida de la calidad de suministro.

4.2.1.5. Medida de interarmónicos basada en la DFT Iterativa

En [65] los autores realizan una descripción detallada de qué es una DFT Iterativa y cómo se calcula, así de cómo se realiza el proceso de aplicar la misma para la obtención de los armónicos e interarmónicos presentes en una señal. El desarrollo matemático es largo y complejo, por lo tanto y con objeto de facilitar la lectura del presente documento, se describe en el presente apartado el resumen del método formulado en [65] y que fue presentado en [63].

El método consiste en adquirir una ventana de datos fija, con una cantidad de datos determinados (M) por la frecuencia de muestro empleada y la duración de la ventana. Posteriormente se varía el valor de la frecuencia base empleada en el cálculo de la DFT, incrementando el número de barras espectrales (N) a cada paso de iteración. Para la creación de un mayor número de barras espectrales de las que permite la teoría clásica de la DFT, y por lo tanto mejorar en la resolución en frecuencia, propone una nueva formulación iterativa en la que el espectro de potencia de la señal inventanada es observado mediante la ecuación (4-24). Ecuación en la que el espectro de potencia obtenido con N barras espectrales se compara con el obtenido con N-1, y así sucesivamente a cada nueva iteración, hasta que la diferencia entre dos espectros consecutivos es mínima, afirmando entonces los autores que los dos espectros son iguales y el resultado de la IDFT incluye todas las componentes presentes en la señal.

Los pasos a seguir en el desarrollo del cálculo de armónicos e interarmónicos mediante la DFT Iterativa son:

Paso 1:

Se fija el valor inicial del vector del espectro de potencia W_0 , según la ecuación

$$W_0 = [1, 1, \dots, 1]_{1 \times N} \quad (4-16)$$

Dónde:

N es el número de elementos que forman el vector de frecuencias:

$$F = [0, 1, \dots, N - 1] \frac{f_s}{N} \quad (4-17)$$

Dónde:

f_s es la frecuencia resultante del periodo de la ventana de ponderación empleada.

En [65] ligan el periodo de adquisición (t_c) de los datos para el calculo de la IDFT con el de la ventana de ponderación, en este caso es una ventana rectangular [58], de periodo de adquisición (t_s).

$$f_s = \frac{1}{t_s} \quad (4-18)$$

Paso 2:

Se define la matriz de autocorrelación R_1 , como la matriz de Toeplitz, derivada de la transformada de W_0 . Matriz que se puede calcular según la ecuación siguiente:

$$R_n = E \cdot \text{diag} \left(\frac{W_{n-1}}{N} \right) \cdot E^H \quad (4-19)$$

Donde:

E es el kernel ó núcleo de la matriz de la función lineal definido por:

$$E = e^{-j2\pi T'F} \quad (4-20)$$

Dónde:

T es un vector fila cuyo número de componentes que lo forman es el número de muestras adquiridas durante la ventana de adquisición. Definido por:

$$T = [0, 1, \dots, M - 1]t_s \quad (4-21)$$

En la ecuación (4-20), en el exponente, el producto $(T'F)$ da como resultado una matriz de dimensiones $(M \times N)$, por lo que si $M=N$ el resultado es una matriz cuadrada.

E^H es la matriz hermitiana de E , o lo que es lo mismo, la traspuesta de la compleja conjugada de E .

$\text{diag}(X)$ Pone los elementos del vector fila X en la diagonal de la matriz.

Paso 3:

Se calcula el espectro discreto de S_1 y el espectro de potencia W_1 en la siguiente iteración. Según ecuaciones (4-22) y (4-23).

$$S_n = \frac{XR_n^{-1}E}{\left(I_{1 \times M} (E \times (R_n^{-1}E)) \right)} \quad (4-22)$$

$$W_n = S_n \times S_n^* \quad (4-23)$$

Dónde:

.× Especifica la multiplicación elemento a elemento de los elementos de las matrices.

./ Especifica la multiplicación elemento a elemento de los elementos de las matrices.

El cambio del valor obtenido en cada espectro con respecto al anterior, se obtiene con:

$$\delta_n = \frac{\text{sum}(W_n) - \text{sum}(W_{n-1})}{\text{sum}(W_n)} \quad (4-24)$$

Donde:

$\text{sum}(W_n)$ Es la suma de todos los elementos del vector

La Figura 4-2 muestra el flujograma que representa los pasos a seguir hasta finalizar la ejecución del algoritmo.

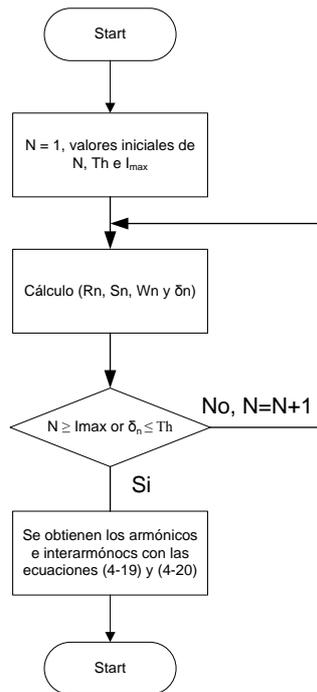


Figura 4-2 Diagrama de flujo de la detección de interarmónicos.

Dónde:

I_{max} Es el número de iteraciones máximas permitidas

Th es el umbral por debajo del cual, se para la búsqueda.

La ecuación (4-25) demuestra que la resolución en frecuencia de la IDFT es:

$$f_{ri} = \frac{f_s}{N} \quad (4-25)$$

Mientras que la resolución de la DFT es:

$$f_r = \frac{f_s}{M}, \text{ donde } (M \leq N) \quad (4-26)$$

Por lo tanto, la resolución de la IDFT es mayor que la resolución de la DFT. Sí:

$$f_{ri} = \frac{f_s}{N} = \frac{f_s t_c}{M} = 1 \text{ Hz, para } (N = M/t_c) \quad (4-27)$$

Si $(N = (10 \cdot M)/t_c)$, la resolución es de 0.1 Hz.

Comentarios a la metodología de medida propuesta por el autor [65]:

- El autor no ha implementado de forma física el sistema de medidas, simplemente realiza a nivel de simulación la comparativa para los distintos casos que proponen.
- El método, cuando la ventana de adquisición es del mismo tiempo que la DFT, presenta mayor precisión.
- Este incremento de precisión se consigue, al emplear en la IDFT un número de barras espectrales $N > M$, ecuación (4-27). Además de que el número de barras espectrales N es ajustable, para evitar el efecto "Leakage" e incrementar la precisión.
- Los autores comparan el método propuesto con el método de Prony, y confirman que su método es más preciso, pero que también necesita más tiempo de ventana de adquisición.
- El método presenta ventajas de precisión con respecto al presentado en el apartado 4.2.1.4, aunque presenta problemas comunes como es el tiempo de ejecución, que no es fijo y depende del número de iteraciones necesarias hasta llegar a la condición de parada del algoritmo. Esta indefinición del tiempo de ejecución dificulta la utilización del mismo en sistemas de control en tiempo real.

4.2.1.6. Agrupaciones aplicables para la mejora de la identificación de armónicos, subarmónicos e interarmónicos

Los métodos basados en agrupaciones espectrales se centran en la idea de agrupar la energía presente en las bandas espectrales obtenidas con la utilización de una DFT de frecuencia base fija. Resultados que previsiblemente se verán modificados por la difusión de la energía en las bandas adyacentes a la barra más próxima al valor real de frecuencia de la componente como resultado del efecto “leakage”. Estos métodos agrupan las barras adyacentes entre si, con el fin de obtener por medio del agrupamiento un valor más cercano al real.

Existen diversas tendencias a la hora de realizar las agrupaciones, a continuación se muestran dos ellas, muy relacionadas entre si, pero que presentan ligeros matices.

4.2.1.6.1. *Agrupación según la relación de Parseval.*

Los autores en [67] y [68] emplean la “relación de Parseval” como idea de origen del criterio de agrupamiento. La relación de Parseval en su forma discreta expresa que la potencia contenida en una señal, se puede calcular mediante la ecuación [69]:

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i_s[n]^2 = \sum_{k=0}^{N-1} I_s[k]^2 \quad (4-28)$$

Donde:

P Es el valor de la potencia de la señal a estudio.

$i_s[n]$ Es la señal discretizada de la que se desea obtener el valor de la potencia.

N Es el numero de muestras total realizadas a la señal temporal para el cálculo de la DFT., durante la ventana temporal de adquisición T .

$I_s[k]$ Indica el resultado de la DFT, aplicada con una frecuencia base de f_k , sobre la señal $i_s[n]$. Llega hasta $N-1$, en vez de $N/2-1$, ya que tiene en cuenta la parte del espectro que está en la banda negativa de las frecuencias.

k Es el valor del orden de la barra espectral resultado de aplicar la DFT sobre la señal $i_s[n]$.

En definitiva, “relación de Parseval” expresa que la potencia de una señal está distribuida a lo largo de su espectro de frecuencia.

La potencia obtenida con una frecuencia base de la DFT (f_k) se expresa como [69]:

$$P[f_k] = I_s[k]^2 + I_s[N - k]^2 = 2I_s[k]^2 \quad (4-29)$$

Donde $k = 0, 1, \dots, N/2-1$

“k” llega hasta $N/2-1$, ya que la parte negativa del espectro en realidad no se calcula.

f_k Es el valor de la frecuencia la componente espectral estudiada $f_k = k/T$.

El valor RMS de la amplitud de la componente espectral de frecuencia (f_k) es:

$$I_h[f_k] = \sqrt{P[f_k]} = \sqrt{2}I_s[k] \quad (4-30)$$

Debido al “spectral leakage”, la potencia contenida en una componente armónica [f_k] se puede dispersar a lo largo de toda la banda armónica, por lo tanto, se puede asumir que la potencia de la componente armónica [f_k] junto con las de las bandas adyacentes puede agruparse en el llamado grupo de potencia $P^*[f_k]$ [69], como se muestra en la ecuación:

$$P^*[f_k] = \sum_{\Delta k=-\tau}^{\tau} (I_h[f_{k+\Delta k}])^2 \quad (4-31)$$

Donde τ es un número entero y denota el ancho de banda del grupo, es decir, el número de componentes adyacentes a la frecuencia estudiada que se unen para formar el grupo de potencia de esa componente frecuencial en concreto. De esta forma, cada armónico de amplitud puede ser estimado como:

$$I_h^*[f_k] = \sqrt{P^*[f_k]} \quad (4-32)$$

4.2.1.7. Agrupaciones según norma UNE-EN 61000-4-7

La norma UNE-EN 61000-4-7 [7], es una guía cuya finalidad es dar una serie de orientaciones y especificaciones para el diseño de sistemas o aparatos de medida para las redes de suministro eléctrico.

Si bien el sistema indicado en la norma se corresponde con un aparato de medida “Off-line” que no interactúa con la red eléctrica y el objetivo de la presente tesis es definir un sistema de medida que sí permita esta interacción para poder corregir ineficiencias presentes en la red. A continuación son descritos diferentes conceptos mostrados en la norma, ya que son empleados en siguientes apartados de la presente tesis doctoral.

Según la clasificación mostrada en el apartado anterior, se puede clasificar esta norma dentro del grupo clasificado 1 y 2.

4.2.1.7.1. Definiciones relacionadas con el análisis frecuencial

El desarrollo en serie de Fourier de una señal analógica, en régimen permanente es:

$$f(t) = c_0 + \sum_{m=1}^{\infty} c_m \text{sen} \left(\frac{m}{N} \omega_1 t + \varphi_m \right) \quad (4-33)$$

$$c_m = |b_m + ja_m| = \sqrt{a_m^2 + b_m^2}$$

$$C_m = \frac{c_m}{\sqrt{2}}$$

$$\varphi_m = \arctan \left(\frac{a_m}{b_m} \right) \text{ si } b_m \geq 0$$

$$\varphi_m = \pi + \arctan \left(\frac{a_m}{b_m} \right) \text{ si } b_m < 0$$

$$b_m = \frac{2}{T_\omega} \int_0^{T_\omega} f(t) \times \text{sen} \left(\frac{m}{N} \omega_1 + \varphi_m \right) dt$$

$$a_m = \frac{2}{T_\omega} \int_0^{T_\omega} f(t) \times \text{cos} \left(\frac{m}{N} \omega_1 + \varphi_m \right) dt$$

$$c_0 = \frac{1}{T_\omega} \int_0^{T_\omega} f(t) dt$$

Donde:

ω_1 Es la frecuencia angular de la componente fundamental ($\omega_1 = 2\pi f_1$)

T_ω es el ancho o duración de la ventana de adquisición $T_\omega = NT_1; T_1 = 1/f_1$

c_m Es la componente de frecuencia $f_m = \frac{m}{N} f_m$

a_m y b_m son los valores de pico de las componentes senoidales y cosenoidales de la señal.

N Es el número de ciclos de la componente fundamental que hay en la ventana de adquisición

c_0 Es la componente de continua

m Es el número ordinal (orden de la barra de espectral) relativo a la frecuencia base $f = \frac{1}{T_w}$

El conjunto de ecuaciones (4-33) se han extraído de [7].

La estructura general de un sistema de medida, que cumpla la presente norma se muestra en la a Figura 4-3, la cual aparece en [7].

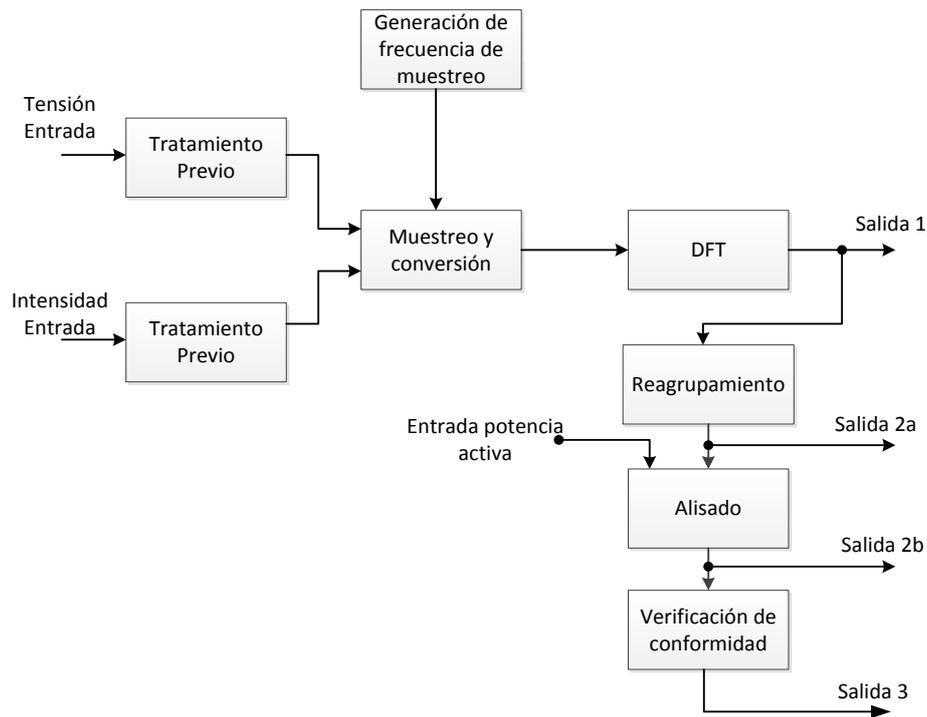


Figura 4-3 Estructura general del instrumento de medida aportado por la norma.

La Figura 4-3 muestra el flujo de las señales y datos adquiridos por los distintos bloques que forman un hipotético sistema de medidas basado en la norma [7]. Se muestra para mejorar la

compresión del flujo de datos según la norma. La salida 1 se corresponde a la salida de la DFT sin tratamiento posterior. La salida 2a se corresponde con las salidas de la DFT ya tratadas según los agrupamientos propuestos en la norma. Las salidas 2b y 3 no son útiles a los efectos de la presente Tesis doctoral.

4.2.1.7.2. *Duración de la ventana temporal*

La ventana temporal es el periodo de observación de una función temporal sobre la que se aplica la transformada de Fourier.

La norma especifica que la duración de la ventana temporal (T_w) debe ser de 10 periodos de la componente fundamental (50 Hz) con una ponderación rectangular ($T_w = NT_1; T_1 = 1/f_1$). Se permite la ponderación de Hanning en caso de pérdida de sincronización.

Se define como "pérdida de sincronización" cuando la señal de entrada no termina la adquisición de datos en el mismo punto donde la empezó. Este hecho sucede cuando la frecuencia de la señal de entrada no posee un valor exacto de 50 Hz durante toda la ventana de muestreo.

Por lo tanto para señales eléctricas cuya componente fundamental de frecuencia son 50 Hz, se emplea una ventana temporal de 200 ms en la adquisición de la señal.

4.2.1.7.3. *Definiciones de la norma EN 61000-4-7:2002*

En [7], se describen los diferentes tratamientos que se realizan a los resultados de la DFT para realizar definiciones relativas a los armónicos e interarmónicos.

Definiciones relativas a los armónicos

Las definiciones expresadas en la norma [7] relativas a los armónicos son:

Frecuencia armónica, f_n : La frecuencia que es un múltiplo entero de la frecuencia de la red de suministro, frecuencia fundamental ($f_n = n * f_1$)

Orden de un armónico, n : La relación (entera) entre una frecuencia armónica y la frecuencia de la red de suministro. En relación con el análisis realizado utilizando la DFT y una sincronización entre f_1 y f_s (frecuencia de muestreo), el orden de un armónico n viene dado por $n = k/N$ (k = número de la componente de Fourier, N =número de periodos T_1 en T_w).

Valor eficaz de una componente armónica, G_n : El valor eficaz de una de las componentes con una frecuencia armónica en el análisis de una onda no senoidal.

Valor eficaz de un grupo armónico, $G_{g,n}$: La raíz cuadrada de la suma de los cuadrados del valor eficaz de un armónico y de las componentes espectrales adyacentes a él dentro de la ventana temporal, sumando así el contenido energético de las barras espectrales vecinas a las del propio armónico. El orden del grupo armónico viene dado por el armónico considerado. Ecuación (4-34) y la Figura 4-4.

$$G_{g,n}^2 = \frac{C_{k-5}^2}{2} + \sum_{i=-4}^4 C_{k+i}^2 + \frac{C_{k+5}^2}{2} \quad (4-34)$$

g,n es el orden del grupo armónico asociado al armónico de orden n .

C_k es el valor eficaz de la componente espectral (k) o armónico (k).

Valor eficaz de un subgrupo armónico, $G_{sg,n}$: La raíz cuadrada de la suma de los cuadrados del valor eficaz de un armónico y de las dos componentes espectrales inmediatamente adyacentes a él. Con el fin de tomar en cuenta el efecto de las fluctuaciones de tensión durante los sondeos de media tensión, se obtiene un subgrupo de componentes de salida de la DFT sumando el contenido energético de las componentes en frecuencia directamente adyacentes aun armónico con el propio armónico. El orden del armónico viene dado por el armónico considerado.

$$G_{sg,n}^2 = \sum_{i=-1}^1 C_{k+i}^2 \quad (4-35)$$

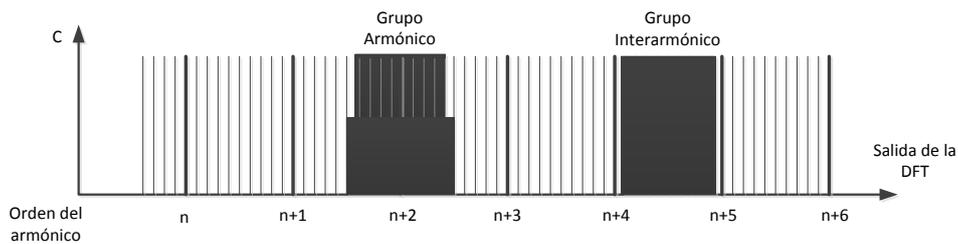


Figura 4-4 Ilustración de los grupos armónicos [7].

Definiciones relativas a los interarmónicos

Valor eficaz de una componente interarmónica: El valor eficaz de una componente espectral de una señal eléctrica cuya frecuencia está comprendida entre dos frecuencias armónicas consecutivas.

Valor eficaz de un grupo interarmónico, $C_{ig,n}$: El valor eficaz de todas las componentes interarmónicas comprendidas en el intervalo entre dos frecuencias armónicas consecutivas.

Frecuencia grupo interarmónico, $f_{ig,n}$: La media de las dos frecuencias entre las que se encuentra el grupo.

Frecuencia subgrupo interarmónico centrado, $f_{isg,n}$: La media de las dos frecuencias entre las que se encuentra el subgrupo.

4.2.1.7.4. Medida de interarmónicos

Generalmente las componentes interarmónicas no varían solamente en amplitud sino también frecuencia. Un reagrupamiento de las componentes espectrales en el intervalo entre dos componentes armónicas consecutivas forma un grupo interarmónico. Este reagrupamiento da un valor total para las componentes interarmónicas entre dos armónicos discretos, que incluye los efectos de las fluctuaciones de las componentes armónicas. El **grupo interarmónico** responde a la ecuación (para redes de 50 Hz):

$$C_{ig,n}^2 = \sum_{i=1}^9 C_{k+i}^2 \quad (4-36)$$

ig,n es el grupo interarmónico de orden n .

$C_{ig,n}$ Es el valor eficaz del grupo interarmónico entre dos armónicos de orden n y $n+1$

Los efectos de las fluctuaciones de la amplitud y del ángulo de fase de los armónicos se reducen parcialmente excluyendo de la ecuación (4-36) las componentes de frecuencia directamente adyacentes a las frecuencias armónicas. Para determinar el valor eficaz del **subgrupo interarmónico centrado**, se emplea la ecuación (4-37).

$$C_{isg,n}^2 = \sum_{i=2}^8 C_{k+i}^2 \quad (4-37)$$

isg,n es el subgrupo interarmónico de orden n .

$C_{isg,n}$ Es el valor eficaz del subgrupo interarmónico centrado entre dos armónicos de orden n y $n+1$

El origen de esta agrupación está en que los armónicos no estacionarios durante la ventana de adquisición provocan bandas laterales próximas a los armónicos, las componentes ($k = 1$ y 9 u 11) directamente adyacentes a los armónicos considerados pueden representar variaciones de la

magnitud o del ángulo de fase. En consecuencia se excluyen del grupo interarmónico para dar el grupo interarmónico centrado.

4.3. Basados en técnicas de PLL

En [70], los autores realizan una comparativa entre diversas técnica de descomposición de una señal mediante múltiples macros de referencia síncronos.

La estructura de la descomposición general de una señal mediante un marco de referencia síncrono, se muestra en la Figura 4-5. El objetivo es hacer que la descomposición de la señal muestre todas las componentes presentes en la señal original, donde ω_0 es la frecuencia fundamental y N el número de muestras por ciclo de la frecuencia fundamental empleadas para la frecuencia de muestreo. Y que la descomposición ofrezca en su salida la medida instantánea de la amplitud del armónico d_m y la fase relativa.

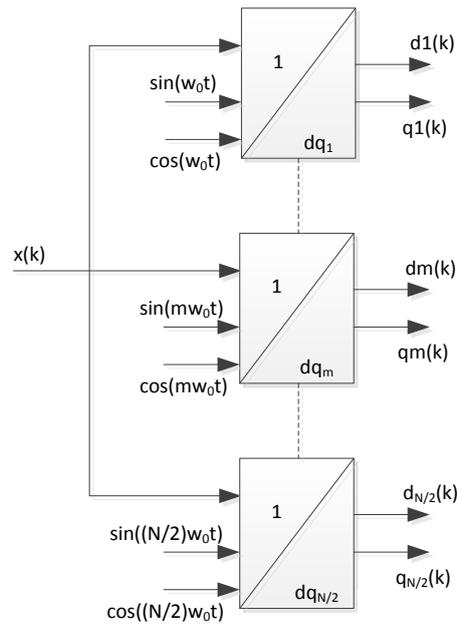


Figura 4-5 Estructura de descomposición de la señal mediante MSFR.

Una de las posibles técnicas que se pueden emplear en esta descomposición, es la SPLL (Software Phase-Locked Looks) . Con esta técnica es posible la obtención de la transformación en coordenadas dq de cada una de las componentes armónicas.

Las variables (α y β) de la señal de entrada se pueden obtener según las ecuaciones

$$\begin{cases} x_\alpha(k) = x(k) \\ x_\beta(k) = x\left(k - \frac{\varepsilon}{4}\right) \end{cases} \quad (4-38)$$

$$\varepsilon = \text{entero} \left(\frac{N}{m} \right) \quad (4-39)$$

$$\begin{pmatrix} d_m(k) \\ q_m(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(m\delta k) & \sin(m\delta k) \\ \sin(m\delta k) & \cos(m\delta k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha(k) \\ x_\beta(k) \end{pmatrix} \quad (4-40)$$

Dónde:

$$\begin{aligned} \delta &= \left(\frac{2\pi}{N} \right) \\ q_m(k) &= 0 \end{aligned} \quad (4-41)$$

Comentarios a la metodología de medida comparada por los autores[70]:

En el artículo, los autores mocionan que los resultados obtenidos con la descomposición realizada mediante PLL, que es posiblemente la más empelada, es también la que peores resultados presenta cuando la señal a análisis contiene variaciones en el tiempo.

4.4. Técnicas de medida basadas en el Filtro de Kalman

Rudolf E. Kalman estableció en [71] los principios del posteriormente denominado “Filtro de Kalman” por la comunidad científica.

Con el filtro de Kalman se puede obtener la observación de los estados de un sistema lineal invariante en el tiempo, aun cuando estos estados no son observables (se pueden medir de forma directa) en la salida del sistema. El filtro de Kalman, es lo que se conoce en terminología de teoría de control de sistemas, un “Observador del estado”.

El filtro de Kalman tiene multitud de aplicaciones en el campo de la medida de la energía eléctrica [72] y en sistemas de sincronización con la red eléctrica [6]. En estas aplicaciones, se emplea tanto en su versión Filtro de Kalman lineal (KF), como en su versión extendida (EKF).

A continuación se ofrece una descripción (KF) y (EKF), así como el conjunto de ecuaciones que lo definen. También se describe la creación de un identificador de frecuencia basado en el modelo interno y su unión a un (KF), dando lugar a un seguidor de una señal (KF-PLL). Este elemento, (KF-PLL) es la base del sistema de medida propuesto en el capítulo 5.

4.4.1. Filtro de Kalman Lineal

El filtro de Kalman tiene naturaleza discreta, y se representa mediante la representación de sistemas en espacio de estados, según la nomenclatura de las teorías de control.

Las ecuaciones que lo describen, pero también el orden y qué variables se determinan como salida, le confieren su uso como “filtro” o como “observador-predicador” del estado.

En los desarrollos del (KF) para medida de energía y calidad de potencia eléctrica, se emplea en modo “observador-predicador” del estado, ya que el “estado” es, en estas aplicaciones, el modelo de armónicos que componen la señal a estimar. A continuación se definen las ecuaciones que forman el (KF), orientadas hacia la aplicación deseada, y luego se mostrará el orden en que se desarrollan, para que la estimación sea correcta.

En las ecuaciones (4-42) - (4-63) se definen las ecuaciones del (KF) [73]. La Ecuación (4-42) es la ecuación de estado del sistema y la ecuación (4-43) es la ecuación de salida, en modelo de espacio de estados, sobre el que se desea aplicar el (KF).

$$x_{k+1} = \Phi_k x_k + w_k \quad (4-42)$$

$$z_k = H_k x_k + v_k \quad (4-43)$$

Donde:

x_k corresponde con el valor del vector de estado en el instante (k) actual.

Φ_k corresponde con el valor de la matriz de estado en el instante (k) actual.

x_{k+1} corresponde con el valor del vector de estado en el instante (k+1), instante de muestreo siguiente.

w_k corresponde con el valor del error intrínseco del sistema en el instante (k) actual.

z_k corresponde con el valor de la salida del sistema en el instante (k) actual.

H_k corresponde con el valor de la matriz de salida del sistema en el instante (k) actual.

v_k corresponde con el valor del error introducido y medido por el sistema de mediadas en el instante (k) actual.

En la ecuación (4-44), el término (dim) se corresponde con las dimensiones de la matriz.

$$\dim x_k = n \times 1$$

$$\dim \Phi_k = n \times n$$

$$\dim w_k = n \times 1$$

$$\dim z_k = m \times 1$$

$$\dim H_k = m \times n$$

$$\dim v_k = m \times 1$$

(4-44)

Donde:

n corresponde con el número de estados del sistema.

m corresponde con el número de salidas del sistema.

w_k y v_k son ruidos blancos no correlacionados, siendo w_k el ruido intrínseco del sistema, y v_k el ruido introducido y captado en la medida. Cuyas covarianzas conocidas son:

$$E\{w_k w_i^T\} = \begin{cases} Q_k; i = k \\ 0, i \neq k \end{cases} \quad (4-45)$$

$$E\{v_k v_i^T\} = \begin{cases} R_k; i = k \\ 0, i \neq k \end{cases} \quad (4-46)$$

$$E\{w_i v_j^T\} = 0, \forall_{k,i} \quad (4-47)$$

Donde:

$E\{.\}$ Representa la llamada esperanza matemática.

Q_k es la covarianza del ruido intrínseco del sistema.

R_k es la covarianza del ruido medido en la salida

Se define como error de la estimación (e_k^-) a la diferencia entre el valor del estado estimado en el instante anterior para el instante actual (\hat{x}_k^-), y el valor que posee realmente el estado (x_k) en el instante actual. Ecuación (4-48).

$$e_k^- = x_k - \hat{x}_k^- \quad (4-48)$$

La covarianza del error de estimación(4-48), se define como:

$$P_k^- = E[e_k^- e_k^{-T}] = E[(x_k - \hat{x}_k^-)(x_k - \hat{x}_k^-)^T] \quad (4-49)$$

La actualización de la estimación del estado se realiza mediante la ecuación (4-50). La estimación del estado en el instante (k) actual (\hat{x}_k) es fruto de la estimación anterior realizada en el instante anterior (\hat{x}_k^-), para el instante actual, más una ponderación (K_k) del error cometido entre la estimación realizada en el instante anterior para el instante actual ($H_k \hat{x}_k^-$) y el valor real del estado (z_k).

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k(z_k - H_k \hat{x}_k^-) \quad (4-50)$$

K_k se define como la matriz de kalman. En [73], se describe el desarrollo matemático para obtener la K_k óptima.

Si se sustituye el valor de z_k , de la ecuación (4-43), en la ecuación (4-50), se obtiene:

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k((H_k x_k + v_k) - H_k \hat{x}_k^-) \quad (4-51)$$

Se define ahora la matriz de covarianza del error actual para su actualización:

$$P_k = E[e_k e_k^T] = E[(x_k - \hat{x}_k)(x_k - \hat{x}_k)^T] \quad (4-52)$$

Sustituyendo el valor de \hat{x}_k de la ecuación (4-51) en la ecuación (4-52) se obtiene:

$$P_k = E \left\{ [(x_k - \hat{x}_k^-) - K_k((H_k x_k + v_k) - H_k \hat{x}_k^-)] \right. \\ \left. \times [(x_k - \hat{x}_k^-) - K_k((H_k x_k + v_k) - H_k \hat{x}_k^-)]^T \right\} \quad (4-53)$$

Cómo "a priori" no está correlacionado el valor de v_k con respecto a($x_k - \hat{x}_k^-$), la ecuación (4-53) se puede reescribir y el resultado se muestra en la ecuación (4-54):

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- (I - K_k H_k)^T + (K_k R_k K_k^T) \quad (4-54)$$

La expresión (4-54) de la estimación de la covarianza del error es válida para todos los valores de la matriz K_k .

Se desea la optimización de la matriz de covarianzas del error, para que la estimación realizada sea lo más parecida a la señal real, de forma que se desea obtener la matriz K_k óptima que hace que la matriz diagonal P_k sea mínima.

Esta optimización se puede conseguir por varios métodos, los autores [73] realizan la optimización mediante el cálculo diferencial, realizando la derivada de la traza de la matriz P_k con respecto a la matriz K_k e igualando el resultado de la derivada a cero. El resultado es:

$$\frac{d(\text{traza}(P_k))}{dK_k} = -2(H_k P_k^-)^T + 2K_k(H_k P_k^- H_k^T + R_k) = 0 \quad (4-55)$$

Ordenando los miembros de la ecuación (4-55), se obtiene:

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (4-56)$$

La matriz K_k es la matriz óptima que minimiza la matriz de covarianzas del error de estimación P_k . Esta matriz es llamada la ganancia de Kalman.

Desarrollando la ecuación (4-54), se obtiene:

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- (I - K_k H_k)^T + (K_k R_k K_k^T) \rightarrow \quad (4-57)$$

$$P_k = P_k^- - K_k H_k P_k^- - P_k^- H_k^T K_k^T + K_k (H_k P_k^- H_k^T + R_k) H_k^T$$

Sustituyendo el valor de la ecuación (4-56) en la ecuación (4-57), y llevando a cabo diferentes reagrupaciones de sus términos se obtienen las ecuaciones (4-58)-(4-60). Las cuales cada una de ellas por separado ofrece el mismo resultado.

$$P_k = P_k^- - P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} (H_k P_k^-) \quad (4-58)$$

$$P_k = P_k^- - K_k (H_k P_k^- H_k^T + R_k) H_k^T \quad (4-59)$$

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (4-60)$$

El resultado obtenido con las ecuaciones (4-58)-(4-60) es óptimo, ya que se ha obtenido a través de la ganancia de Kalman óptima (4-56). Si no se dispone de la matriz de ganancia de Kalman óptima, se puede emplear la matriz (4-54) para actualizar el valor de la matriz de covarianzas del error de estimación P_k .

El valor del estado en el instante futuro, mediante los valores actuales (\hat{x}_{k+1}^-), se obtiene con la ecuación (4-61):

$$\hat{x}_{k+1}^- = \Phi_k \hat{x}_k \quad (4-61)$$

Siendo el error estimado que se obtendrá en el instante futuro (e_{k+1}^-). Esta ecuación (4-62) es análoga a la ecuación (4-48), pero ahora se está calculando el error que se obtendrá en el instante siguiente con las estimaciones realizadas en el instante actual.

$$e_{k+1}^- = x_{k+1} - \hat{x}_{k+1}^- = (\Phi_k x_k + w_k) - (\Phi_k \hat{x}_k) = \Phi_k e_k + w_k \quad (4-62)$$

La estimación del valor del error que se obtendrá en el futuro (e_{k+1}^-), se calcula la estimación de la covarianza del error futuro (P_{k+1}^-):

$$P_{k+1}^- = E[e_{k+1}^- * e_{k+1}^{-T}] = E[(\Phi_k e_k + w_k) * (\Phi_k e_k + w_k)^T] = \Phi_k P_k \Phi_k^T + Q_k \quad (4-63)$$

Un diagrama esquemático de como el algoritmo se desarrolla y que ecuaciones se emplean en cada secuencia del algoritmo se puede consultar en la Figura 4-6.

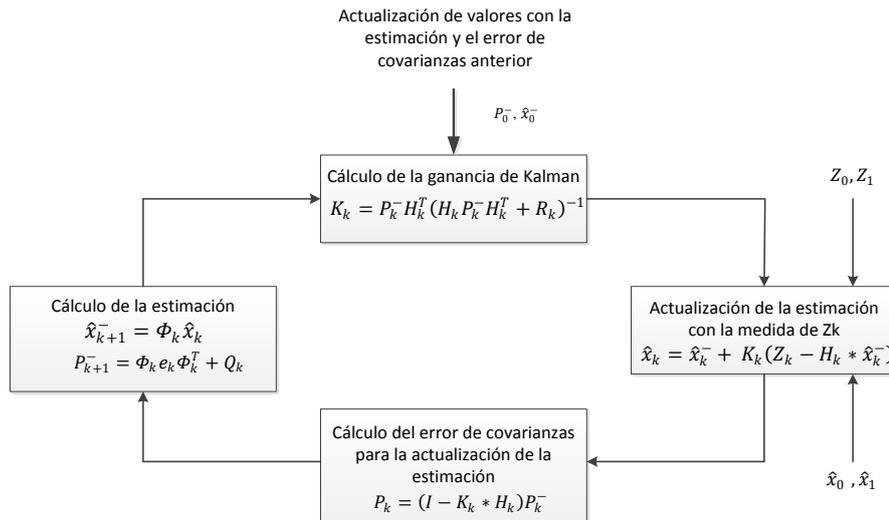


Figura 4-6 Diagrama secuencial de la ejecución del Filtro de Kalman.

Como se ha demostrado en el presente apartado, el (KF) presentado es un estimador del estado futuro. A partir de una señal temporal, en el instante actual (k), realiza una estimación del valor de la señal para el instante futuro (k+1). Esta característica del (KF) es empleada para realizar una observación de los estados internos de la matriz de estados Φ_k , aún cuando estos estados internos no estén reflejados en la señal de salida. Esta característica será aprovechada en los apartados siguientes para realizar medidas de la calidad de la energía eléctrica presente en la red, pudiendo obtener el valor de los armónicos, interarmónicos y subarmónicos presentes en la misma, a partir de un único valor de la señal medida.

4.4.1.1. Aplicaciones del filtro de Kalman lineal en la sincronización con la red eléctrica

Pueden encontrarse en la literatura muchos trabajos en los que se desarrolla una aplicación del Filtro de Kalman Lineal en sistemas de sincronización [74], [75], [76] y [77].

En [6], los autores emplean un desarrollo basado en el Filtro de Kalman Lineal para la estimación temporal de la señal de entrada y de esta forma, realizar un sistema de sincronización con la red eléctrica, a la vez que emplean un método basado en el modelo interno [78] para la estimación del valor de la frecuencia de cada una de las componentes de la señal de entrada estimadas por el (KF), con un lazo interno de detección de frecuencia.

El método de medida de armónicos mostrado en [6], se ha desarrollado en profundidad en los apartados siguientes, ya que es una de las bases del método propuesto en la presente Tesis.

4.4.1.1.1. *Modelo matemático de la red eléctrica*

Una señal eléctrica, con amplitud A_k , frecuencia angular ω_k , y fase θ_k , puede ser definida cómo se indica en las ecuaciones siguientes:

$$S_k = A_k \sin(\omega_k t_k + \theta_k) \quad (4-64)$$

La señal S_k se descompone en dos señales en cuadratura, ecuaciones (4-65) y (4-66), y son definidas como estados en el modelo en espacio de estados de la señal S_k (4-67).

$$x_{1k} = A_k \sin(\omega_k t_k + \theta_k) \quad (4-65)$$

$$x_{2k} = A_k \cos(\omega_k t_k + \theta_k) \quad (4-66)$$

La representación en espacio de estados de la señal eléctrica S_k es:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_k T_s) & \sin(\omega_k T_s) \\ -\sin(\omega_k T_s) & \cos(\omega_k T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{bmatrix}_k \quad (4-67)$$

$$y_k = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + v_k \quad (4-68)$$

La ecuación (4-67) se corresponde con la ecuación de estado del sistema, mientras que la ecuación (4-68) es la ecuación de salida del sistema.

El vector $[\gamma_1 \quad \gamma_2]^T$ representa el vector de perturbación del sistema, donde la variación de amplitud y fase están incluidas.

v_k representa el ruido introducido en la medida por el sistema de medidas.

En el caso de una señal con "n" armónicos, el modelo de la señal eléctrica mediante descomposición en series de Fourier es:

$$S_k = \sum_{i=1}^n A_{i_k} \sin(i\omega_k t_k + \theta_{i_k}) \quad (4-69)$$

Y la representación en espacios de estados es:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} M_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & M_n \end{bmatrix}_k \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \vdots \\ \gamma_{2n-1} \\ \gamma_{2n} \end{bmatrix}_k \quad (4-70)$$

$$y_k = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + v_k \quad (4-71)$$

Dónde:

$$M_i = \begin{bmatrix} \cos(i\omega_k T_s) & \sin(i\omega_k T_s) \\ -\sin(i\omega_k T_s) & \cos(i\omega_k T_s) \end{bmatrix} \quad (4-72)$$

M_i Corresponde a la matriz de estados de una componente armónica (i). Se comprueba que la matriz de estados de una señal con múltiples armónicos se corresponde con una matriz diagonal, en cuya diagonal están situadas las matrices de estado de sus componentes armónicas.

Las ecuaciones que determinan el modelo en espacio de estados de una señal eléctrica (4-70) y (4-71), en el caso de señales con múltiples armónicos, y las ecuaciones (4-67) y (4-68), en el caso de una señal con un único armónico, poseen la misma estructura que las ecuaciones que definen el filtro de Kalman (4-42) y (4-43).

4.4.1.1.2. *Descripción del "principio del modelo interno" y estimación del valor de la frecuencia de una señal desconocida.*

El identificador de frecuencia se basa en la teoría de control del principio del modelo interno. Esta teoría fue desarrollada por B.A. Francis y W.M. Wonham en 1976 [78].

En [79],[80],[81],[82] y [83], los autores hacen una detallada descripción de la aplicación de la teoría del "principio del modelo interno", para resolver el problema de cancelar una señal periódica, de frecuencia desconocida, que actúa a modo de perturbación en un sistema que se desea controlar. Los desarrollos realizados por estos autores en la detección de las señales periódicas con frecuencias desconocidas, son el origen para la construcción del identificador de frecuencia del lazo interno del sincronizador con la red eléctrica, basado en el Filtro de Kalman desarrollado en [6].

El principio del modelo interno establece que en un sistema control, si en el lazo de control entre la entrada y la salida del sistema se le añade el modelo de la señal de entrada, el sistema controlado es capaz de seguir perfectamente la entrada en estado estacionario. En [78] se analiza la estabilidad en lazo cerrado del principio de modelo interno.

Para la realización del control empleando el principio de modelo interno, en [79], se propone el diagrama de bloques del sistema, presentado en la Figura 4-7.

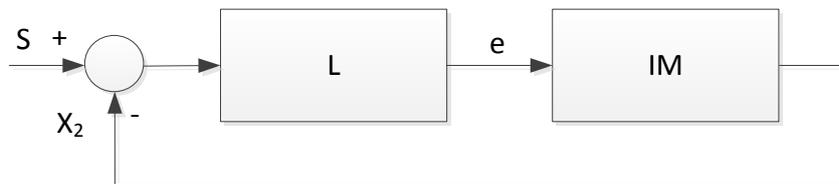


Figura 4-7. Diagrama de bloques del sistema de control con el principio de modelo interno.

En la Figura 4-7, L se corresponde con el controlador diseñado para estabilizar el sistema, mientras que IM es el modelo interno en lazo cerrado de la sinusoidal a identificar, representada por la ecuación (4-73)

$$S_{(k)} = a * \sin(\omega_c k T_s + \phi) \quad (4-73)$$

Dónde:

ω_c Es la frecuencia real de la señal de entrada.

k Es el número de muestra que representa el instante de tiempo.

T_s Es el tiempo de muestreo empleado.

ϕ Ángulo de desfase de la señal.

Aplicando la teoría del principio del modelo interno, se calcula el modelo de la señal ($S_{(k)}$), en la forma de función de transferencia discreta (FTD) [79]:

$$G(z) = \frac{z^2 - \cos(\omega T_s)}{z^2 - 2\cos(\omega T_s)z + 1} \quad (4-74)$$

De esta forma, el sistema descrito en la FTD, ecuación (4-74) puede representarse en espacio de estados como:

$$\bar{X}(k+1) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 2\cos(N\omega T) \end{bmatrix} \bar{X}(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ K_f \end{bmatrix} e_k \quad (4-75)$$

Dónde:

ω_c Es la frecuencia real de la señal de entrada.

ω Es la frecuencia estimada.

K_f Es la ganancia del modelo interno.

N Es el orden del armónico.

T_s Es el tiempo de muestreo empleado.

En [79] se desarrolla el modelo para calcular el regulador "L", Figura 4-7, de forma que se identifican los parámetros de frecuencia, modulo y fase de la señal (4-73). Este desarrollo es adaptado en [6], para generar un método de sincronización con la red eléctrica, empleando el "principio del modelo interno" para obtener el valor de la frecuencia de las componentes presentes en la tensión de red. El método [6], se explica a continuación, ya que es el empleado en la presente tesis.

La señal de la que se desea conocer su frecuencia, está representada con la ecuación (4-76), que como se aprecia, es análoga a (4-73).

$$r_{\omega_k} = A_{\omega_k} \sin(\omega_{\omega_k} t_k + \theta_{\omega_k}) \quad (4-76)$$

Donde:

A_{ω_k} Amplitud de la referencia de señal

ω_{ω_k} Frecuencia angular

θ_{ω_k} Fase de la señal de referencia

t_k Valor del instante de tiempo (k)

En la Figura 4-8, se indica cómo se define el sistema basado en el modelo interno por [6] y en la Figura 4-9 se muestra la estructura completa, con el controlador descrito y las señales que intervienen:



Figura 4-8. Sistema dinámico basado en el modelo interno.

El sistema mostrado en la Figura 4-8, se corresponde con el mostrado en la Figura 4-7.

Las ecuaciones que describen el funcionamiento del sistema de la Figura 4-8 son:

$$G(z) = K_{\omega} \frac{z^2 - \cos(\omega T_s)}{z^2 - 2\cos(\omega T_s)z + 1} \quad (4-77)$$

La FDT mostrada en la ecuación (4-77) se corresponde a la mostrada en la ecuación (4-74), añadiendo el término K_{ω} . Dónde K_{ω} se corresponde con la ganancia del modelo interno realizado en [79] y denominado allí como K_f .

Desarrollando la ecuación (4-77), en espacio de estados, se obtiene:

$$\begin{bmatrix} x_{\omega_1} \\ x_{\omega_2} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 2\cos(\omega_k T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\omega_1} \\ x_{\omega_2} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} 0 \\ K_{\omega} \end{bmatrix} e_k \quad (4-78)$$

$$y_{w_k} = [-1 \quad \cos(\omega_k T_s)] \begin{bmatrix} x_{\omega_1} \\ x_{\omega_2} \end{bmatrix}_k + K_{\omega} e_k \quad (4-79)$$

Dónde:

ω_k Es la frecuencia natural de la red eléctrica.

k Es el número de muestra que representa el instante de tiempo.

T_s Es el tiempo de muestreo empleado.

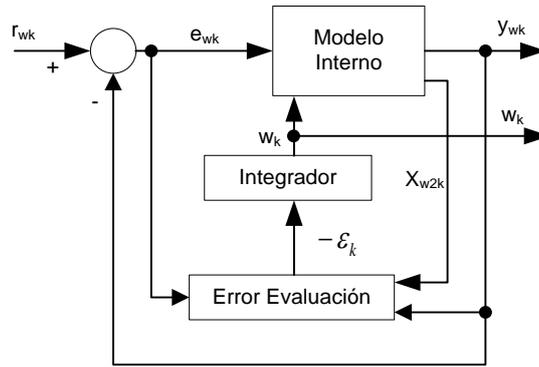


Figura 4-9. Estructura completa del identificador de frecuencia.

El Modelo de la referencia o la entrada sinusoidal a identificar está representado en la ecuación (4-76).

El bloque de evaluación del error implementa la ecuación:

$$\hat{\omega}_{\omega_k} - \omega_k \cong -\frac{1}{T_s} \varepsilon_k = -\frac{K_{\omega} \sin(\omega_k T_s) e_k x_{\omega 2k}}{T_s \left([\sin(\omega_k T_s) e_k x_{\omega 2k}]^2 + [y_{\omega_k}]^2 \right)} \quad (4-80)$$

El error es:

$$\varepsilon_k = \frac{K_{\omega} \sin(\omega_k T_s) e_k x_{\omega 2k}}{[\sin(\omega_k T_s) e_k x_{\omega 2k}]^2 + [y_{\omega_k}]^2} \quad (4-81)$$

La frecuencia de la señal de entrada se puede actualizar [6] como:

$$\frac{\omega_{k+1} - \omega_k}{T_s} = -\frac{1}{T_s} K_u \varepsilon \quad (4-82)$$

Dónde el bloque integrador implementa la ecuación:

$$\omega_{k+1} = \omega_k - K_u \varepsilon \quad (4-83)$$

Dónde:

K_u Es la constante del tiempo integral $K_u = \frac{1}{T_i}$

El identificador de frecuencia Figura 4-9 aporta dos resultados diferenciados, el primero es el valor de y_{ω_k} , que se debe corresponder con la entrada del sistema si el método se ha aplicado correctamente. La otra salida es la frecuencia de la señal de la entrada ω_{ω_k} en la ecuación (4-76) y definida como ω_k en el algoritmo del modelo interno, ecuaciones (4-78) y (4-79). El algoritmo del modelo interno dará una señal y_{ω_k} idéntica a la entrada, cuando el regulador que incorpora consiga que el valor de la ω_k en el algoritmo del modelo interno sea idéntico al valor de la ω_{ω_k} de la señal de entrada. De esta forma, se consigue obtener de forma separada el valor de la frecuencia de la señal de entrada.

4.4.1.1.3. *Unión del Filtro de Kalman Lineal con el estimador de frecuencia. Sincronización con la red eléctrica.*

En la Figura (4-10) se muestra cómo es implementado un PLL con las estructuras (KF) y el identificador basado en el modelo interno, tal y como se desarrolla en [6].

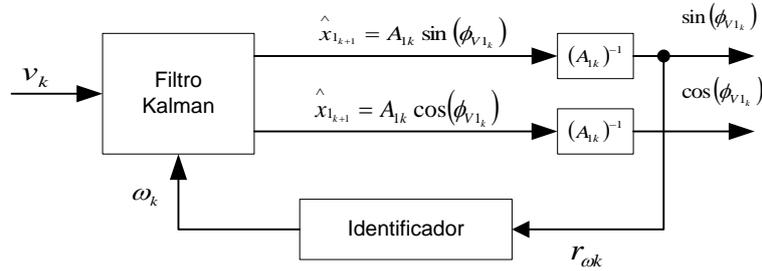


Figura 4-10. PLL basado en el Filtro de Kalman.

En la Figura (4-10) se aprecia, como el estado (x_1) del filtro de Kalman se divide por el valor del módulo calculado (A_k) y el valor resultante se emplea como referencia en el identificador. De esta forma, es el propio estado estimado del que se obtiene el valor de la frecuencia. Esta relación es importante ya que la identificación depende tanto de la convergencia del propio (KF) empleado como del regulador del identificador.

El identificador de frecuencia proporciona el valor de la frecuencia (ω_k) del estado del (KF), por lo que hace que el sistema que en principio era un modelo invariante en el tiempo (matriz de estado del (KF)), pasa a ser variable en el tiempo, y es capaz de ajustarse a variaciones temporales de la frecuencia, esta capacidad de autoajuste hace que sea adecuado para el uso del conjunto como estructura de sincronización o PLL. A continuación se muestra, en ecuaciones este desarrollo.

La estimación del modelo del armónico fundamental identificado por Kalman se da mediante (4-84) y (4-85):

$$x_{1k} = A_k \sin(\omega_k t_k + \theta_{1k}) \quad (4-84)$$

$$x_{2k} = A_k \cos(\omega_k t_k + \theta_{1k}) \quad (4-85)$$

Y la fase obtenida:

$$\phi_{V1k} = \omega_k t_k + \theta_{1k} \quad (4-86)$$

Para simplificar, se define $A_k = A_{1k}$

$$\sin(\phi_{V1k}) = \frac{\hat{x}_{1k|k-1}}{A_k} \quad (4-87)$$

$$\cos(\phi_{V1k}) = \frac{\hat{x}_{2k|k-1}}{A_k} \quad (4-88)$$

Dónde:

$$A_k = \sqrt{\hat{x}_{1k|k-1}^2 + \hat{x}_{2k|k-1}^2} \quad (4-89)$$

$$\phi_{V1k} = \arctan\left(\frac{\hat{x}_{1k|k-1}}{\hat{x}_{2k|k-1}}\right) \quad (4-90)$$

El autor, a la estructura completa mostrada en la figura (4-9), formada por el filtro de kalman y el identificador de frecuencia, lo denomina (KF-PLL). En lo sucesivo se utilizará esta nomenclatura para referirse a este sistema.

4.4.1.2. Aplicaciones del filtro de kalman en la medida de la energía eléctrica

En [72], los autores implementan un sistema de medida, basado en la IEEE 1459-2010 [3] y empleando el filtro de kalman. Para ello incorporan el modelo de la red eléctrica.

Los autores ensayan su sistema de medida con una resistencia y con un motor de inducción monofásico como cargas. Los resultados obtenidos con el sistema de medida desarrollado, son comparados con las medidas realizadas con el medidor de potencia comercial, FLUKE 434 Power Analyzer. De estas comparaciones, los autores extraen la conclusión de que el resultado es correcto, además, de que con el sistema que presentan, se pueden obtener numerosos valores e información que con el FLUKE 434 Power Analyzer no es posible obtener.

Es relevante destacar como en este sistema de medida, los ensayos se realizan sobre armónicos de red, no se plantea la medida de inter-armónicos o sub-armónicos.

4.4.2. Filtro de Kalman Extendido (EKF)

El filtro de Kalman extendido, aparece como solución al problema de aplicar el Filtro de Kalman a Sistemas no lineales, no constantes o que poseen dependencia temporal. El conjunto de ecuaciones que definen el (EKF) se obtienen de [84].

El modelo de sistema sobre el que se aplica el (EKF) en espacio de estados debe tener la forma:

$$x_{k+1} = f_k(x_k) + g_k(x_k)w_k \quad (4-91)$$

$$z_k = h_k(x_k) + v_k \quad (4-92)$$

Dónde:

$f_k(x_k)$ Es la función de transición de estado o matriz de estado del sistema representado.

$g_k(x_k)$ Es la función de entrada, de naturaleza no constante en general.

$h_k(x_k)$ Es la función de salida, de naturaleza no lineal.

Las ecuaciones (4-91) y (4-92) son análogas a las ecuaciones (4-42) y (4-43) del Filtro de Kalman Lineal.

Hay que destacar que se emplea el (EKF) cuando la matriz del estado $f_k(x_k)$ representa un sistema no lineal, variante en el tiempo o que no posee continuidad en el tiempo, es decir, cuando la matriz del estado no cumple las condiciones de linealidad, y por lo tanto no se puede emplear el Filtro de Kalman Lineal (KF).

Una explicación muy simplificada sobre el (EKF) es que ante la naturaleza no lineal de las matrices de estado $f_k(x_k)$, $g_k(x_k)$ y $h_k(x_k)$, se procede a su linealización mediante el desarrollo en serie de Taylor. De esta forma, se lleva al (EKF) a un punto de trabajo lineal y se hace trabajar al (EKF) en ese punto lineal.

Aplicando el desarrollo en serie de Taylor a las funciones $f_k(x_k)$, $g_k(x_k)$ y $h_k(x_k)$, y suponiendo conocidas las variables ($\hat{x}_{k|k}$ y $\hat{x}_{k|k-1}$) se obtiene el punto de trabajo lineal del sistema. Dónde la matriz $f_k(x_k)$ se redefine como:

$$f_k(x_k) = f_k(\hat{x}_{k|k}) + F_k(x_k - \hat{x}_{k|k}) + \dots \quad (4-93)$$

Dónde:

$$F_k = \left. \frac{\partial f_k(x)}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_{k|k}} \quad (4-94)$$

Es decir, F_k es la matriz Jacobiana de la matriz $f_k(x_k)$, que es el resultado de calcular las derivadas parciales de primer orden de la matriz $f_k(x_k)$.

$f_k(\hat{x}_{k|k})$ Es el valor de la matriz $f_k(x_k)$ en el instante (k).

$\hat{x}_{k|k}$ Es el vector de estado, en el instante (k).

La matriz de entrada $g_k(x_k)$ se redefine como:

$$g_k(x_k) = g_k(\hat{x}_{k|k}) + \dots = G_k + \dots \quad (4-95)$$

Dónde:

$$G_k = g_k(\hat{x}_{k|k}) \quad (4-96)$$

G_k Es el valor de la matriz de entrada en el instante (x_k)

La matriz de salida $h_k(x_k)$ se redefine como:

$$h_k(x_k) = h_k(\hat{x}_{k|k-1}) + H'_k(x_k - \hat{x}_{k|k-1}) + \dots \quad (4-97)$$

Dónde H'_k se corresponde con la matriz Jacobiana de la matriz de salida del sistema h_k :

$$H'_k = \left. \frac{\partial h_k(x)}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_{k|k-1}} \quad (4-98)$$

El estado no lineal está representado con las ecuaciones (4-91) y (4-92). Sustituyendo los términos no lineales de las ecuaciones (4-91) y (4-92), por las ecuaciones obtenidas tras la linealización (4-93), (4-95) y (4-97) se obtiene el modelo linealizado del sistema, mostrado en las ecuaciones (4-99) y (4-100):

$$x_{k+1} = f_k(\hat{x}_{k|k}) + F_k(x_k - \hat{x}_{k|k}) + G_k w_k \quad (4-99)$$

$$z_k = h_k(\hat{x}_{k|k-1}) + H'_k(x_k - \hat{x}_{k|k-1}) + v_k \quad (4-100)$$

Reordenando los términos de las ecuaciones (4-99) y (4-100), se obtienen las ecuaciones (4-101) y (4-102)

$$x_{k+1} = F_k x_k + G_k w_k + u_k \quad (4-101)$$

$$z_k = H'_k x_k + v_k + y_k \quad (4-102)$$

Los términos u_k e y_k , se corresponde con los valores de la linealización, y son:

$$u_k = f_k(\hat{x}_{k|k}) - F_k \hat{x}_{k|k} \quad (4-103)$$

$$y_k = h_k(\hat{x}_{k|k-1}) - H'_k \hat{x}_{k|k-1} \quad (4-104)$$

De esta forma, se ha linealizado el sistema no lineal sobre el que se desea aplicar el (EKF).

El conjunto de ecuaciones que define el (EKF) es:

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (z_k - h_k(\hat{x}_{k|k-1})) \quad (4-105)$$

Dónde:

$\hat{x}_{k|k}$ La estimación del estado en el instante actual (k)

$\hat{x}_{k|k-1}$ La estimación del estado en el instante anterior ($k - 1$)

K_k Es la matriz ganancia de Kalman

$h_k(\hat{x}_{k|k-1})$ Es la matriz de salida en el instante anterior ($k - 1$)

La estimación del estado para el instante siguiente es:

$$\hat{x}_{k+1|k} = f_k(\hat{x}_{k|k}) \quad (4-106)$$

Dónde:

$f_k(\hat{x}_{k|k})$ Es el valor de la matriz de estado en el instante (k)

$\hat{x}_{k+1|k}$ Es la estimación del valor del estado para el instante siguiente realizada con el valor del estado actual.

La matriz de la ganancia de Kalman es [84]:

$$K_k = P_{k|k-1} H_k (H_k' P_{k|k-1} H_k + R_k)^{-1} \quad (4-107)$$

El valor de la matriz de covarianzas para el instante actual se calcula mediante la ecuación siguiente.

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - P_{k|k-1} H_k (H_k' P_{k|k-1} H_k + R_k)^{-1} H_k' P_{k|k-1} \quad (4-108)$$

Y la predicción de la estimación de la matriz de covarianzas para el instante futuro ($k + 1$) es:

$$P_{k+1|k} = F_k P_{k|k} F_k' + G_k Q_k G_k' \quad (4-109)$$

El método se desarrolla con la misma secuencia que con el (KF), por lo tanto la Figura 4-9 es válida para el método del (EKF). La secuencia de operaciones a realizar sería:

1. Actualización de la estimación del valor del estado, a partir de los valores de la salida actualizados para el instante actual (k). Ecuación (4-105).
2. Actualización del cálculo del error de covarianzas para el instante actual (k). Ecuación (4-108).
3. Realizar la estimación del valor del estado para el instante siguiente ($k + 1$) y de la matriz de covarianzas del error. Ecuaciones (4-106) y (4-109).
4. Actualización de la matriz de ganancia de Kalman, a partir de la medida del sistema obtenida en el instante actual (k). Ecuación (4-107).

El algoritmo se realiza con los valores iniciales:

$$P_{0|-1} = P_0 \quad (4-110)$$

$$\hat{x}_{0|-1} = \bar{x}_0 \quad (4-111)$$

Dónde

$P_{0|-1}$ Es el valor de la matriz de covarianzas del error para el instante 0, calculado en el instante anterior. Este valor lo fija el diseñador.

$\hat{x}_{0|-1}$ Es el valor del vector de estados para el instante 0, calculado en el instante anterior. Este valor lo fija el diseñador.

4.4.2.1. Aplicaciones basadas en el filtro de Kalman Extendido. Filtro de Kalman Resonante

En [85] y [86] los autores implementan un sistema de PLL basado en el (EKF), denominado “Filtro de Kalman resonante”.

En la Figura 4-11, se muestra el diagrama de bloques de un filtro de Kalman Resonante. Como se aprecia, la señal de entrada es filtrada previamente por un filtro resonante para obtener la componente fundamental de la señal, y la salida es llevada a un (EKF) con el fin de determinar las características de amplitud, frecuencia y fase de la señal filtrada. El valor de la frecuencia se realimenta al filtro resonante para, de forma adaptativa, encontrar el valor de la verdadera frecuencia de la componente fundamental.

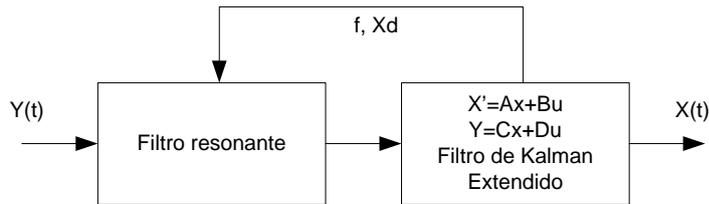


Figura 4-11 Diagrama de bloques del método de detección y medida de armónicos.

Con el “Filtro de Kalman resonante” se estima el valor de la componente fundamental, lo que permite obtener la componente fundamental de la intensidad en la carga. Conocida la componente fundamental de la intensidad en la carga, es sencillo separarla de la corriente medida, siendo la resultante la señal de referencia calculada para realizar una compensación armónica global, como se indica en la ecuación siguiente.

$$i_{referencia} = i_{load} - i_{load,1} \quad (4-112)$$

Siendo:

i_{load} Es la medida realizada de la corriente en la carga.

$i_{load,1}$ Es la estimación realizada mediante el Filtro de Kalman Resonante de la componente fundamental de la intensidad en la carga.

$i_{referencia}$ Es la referencia calculada para realizar una compensación armónica global de las componentes armónicas presentes en la intensidad en la carga.

En [86], el autor desarrolla dos puntos de trabajo para el Filtro de Kalman Resonante. El primero de ellos es cuando el sistema está en estado estacionario. Entonces se aplican las ecuaciones y modo de funcionamiento mostrados en el apartado 4.4.2.1.2. El segundo modo de funcionamiento es cuando el sistema se encuentra en modo estacionario. Entonces para

acelerar la búsqueda se modifica el modelo del sistema (modelo de la señal de red) y el modo de actuar, como se muestra en el apartado 4.4.2.1.3.

4.4.2.1.1. Modelo del filtro resonante

El modelo del filtro resonante que emplean los autores en [86], se corresponde con la ecuación diferencial obtenida al analizar un circuito RLC serie, como se muestra en la ecuación (4-113):

$$u(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i(t) dt \quad (4-113)$$

Dónde:

$u(t)$ Se corresponde con la tensión

$i(t)$ Se corresponde con la intensidad

Operando la ecuación (4-113) y transformando la misma al dominio de laplace, se obtiene la función de transferencia del filtro:

$$\frac{I(s)}{U(s)} = Y(s) = \frac{1}{R + sL + \frac{1}{sC}} \quad (4-114)$$

De la ecuación (4-114) se deduce la frecuencia de resonancia del filtro:

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4-115)$$

ω_f Es la frecuencia de resonancia del filtro

Y Es la admitancia del filtro. El filtro resonante serie tiene mínima impedancia (máxima Y) a la frecuencia de resonancia. Además a dicha frecuencia el desfase V, I es cero.

$$Y = \frac{1}{R} \quad (4-116)$$

La capacidad de atenuación de las componentes armónicas existentes en la señal depende del factor de calidad del filtro. El factor de calidad del filtro es:

$$Q = \frac{\omega_f L}{R} \quad (4-117)$$

El ancho de banda es el rango de frecuencias en las que la admitancia posee un valor entre $0.707 \leq Y \leq 1$. Las frecuencias que limitan el ancho de banda, se muestran en la ecuación (4-118):

$$\omega_{1f,2f} = \omega_f \left[\sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \pm \frac{1}{2Q} \right] \quad (4-118)$$

$$\Delta\omega = \omega_{2f} - \omega_{1f} = \frac{\omega_f}{2Q} \quad (4-119)$$

Como se observa en la ecuación (4-119), el factor de calidad Q influye en gran medida en el ancho de banda del filtro.

La respuesta transitoria del filtro, se determina por los polos del filtro ($S_{1,2}$):

$$S_{1,2} = k_L \left[-\frac{1}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 - Q^2} \right] \quad (4-120)$$

De la ecuación (4-117) se deduce la relación inversa entre la selectividad y la dinámica de la respuesta transitoria, representada por k_L . Esta relación cumple:

$$k_L = \frac{\omega_f}{Q} = \frac{R}{L} \quad (4-121)$$

Los autores en [86] proponen un algoritmo que varía el valor de k_L entre un valor máximo y mínimo, en función del modo de operación. El algoritmo le asigna a $k_L = k_{Lmax}$, un valor máximo para asignarle un mayor ancho de banda al filtro en la búsqueda del valor de la frecuencia, y varía hacia un valor $k_L = k_{Lmin}$ una vez localizado el valor de la frecuencia de la componente armónica fundamental.

Discretizando la ecuación (4-114) se obtiene la función de transferencia discreta del filtro, necesaria para la implementación digital del mismo.

$$\frac{i}{u} = \frac{b_0 + b_2 z^{-2}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (4-122)$$

Dónde:

$$b_0 = \frac{2k_L T_s}{\omega_f^2} \quad (4-123)$$

$$b_2 = -\frac{2k_L T_s}{\omega_f^2} \quad (4-124)$$

$$a_0 = \frac{4}{\omega_f^2} + \frac{2k_L T_s}{\omega_f^2} + T_s^2 \quad (4-125)$$

$$a_1 = 2T_s^2 - \frac{8}{\omega_f^2} \quad (4-126)$$

$$a_2 = \frac{4}{\omega_f^2} - \frac{2k_L T_s}{\omega_f^2} + T_s^2 \quad (4-127)$$

T_s Es el tiempo de discretización empleado.

4.4.2.1.2. *Modelo de la señal monofásica de la red para su aplicación con el (EKF), modo normal.*

Si en la construcción del modelo de la señal monofásica se considera que la frecuencia es conocida, el modelo del sistema es lineal, y se ha mostrado con anterioridad en el apartado 4.4.1.1.1, dando lugar a una ecuación del sistema:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_f T_s) & \sin(\omega_f T_s) \\ -\sin(\omega_f T_s) & \cos(\omega_f T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k \quad (4-128)$$

Si la frecuencia es desconocida, se define un nuevo estado, pasando a ser el modelo de la señal monofásica a ser un sistema de ecuaciones no lineal, y siendo necesario el uso de (EKF) para su correcta identificación. Las ecuaciones que definen el nuevo modelo de la señal monofásica son [87][88]:

$$x_1(k+1) = x_1(k)\cos(x_3(k)T_s) - x_2(k)\sen(x_3(k)T_s) \quad (4-129)$$

$$x_2(k+1) = x_1(k)\sen(x_3(k)T_s) + x_2(k)\cos(x_3(k)T_s) \quad (4-130)$$

$$x_3(k+1) = (1 - \epsilon)x_3(k) \quad (4-131)$$

$$z(k) = x_1(k) + v(k) \quad (4-132)$$

Dónde:

$x_3(k)$ Representa la frecuencia ω_f desconocida.

ϵ Es una constante que garantiza la estabilidad el algoritmo, valores típicos $0 \leq \epsilon \ll 1$. [89]

Con las ecuaciones (4-129), (4-130) y (4-131) se define una nueva matriz de transición del estado f , análoga a la matriz del estado $f_k(x_k)$ de la ecuación (4-91).

$$f = \begin{Bmatrix} x_1(k)\cos(x_3(k)T_s) - x_2(k)\sen(x_3(k)T_s) \\ x_1(k)\sen(x_3(k)T_s) + x_2(k)\cos(x_3(k)T_s) \\ (1 - \epsilon)x_3(k) \end{Bmatrix} \quad (4-133)$$

Aplicando el procedimiento descrito en el apartado 4.4.2, se obtiene la “matriz Jacobiana F” de la matriz f , cuyos terminos de la matriz son:

$$F_{11} = F_{22} = \cos(x_3(k)T_s) \quad (4-134)$$

$$F_{12} = -F_{21} = -\text{sen}(x_3(k)T_s) \quad (4-135)$$

$$F_{13} = -T_s(x_1(k)\text{sen}(x_3(k)T_s) + x_2(k)\text{cos}(x_3(k)T_s)) \quad (4-136)$$

$$F_{23} = T_s(x_1(k)\text{cos}(x_3(k)T_s) - x_2(k)\text{sen}(x_3(k)T_s)) \quad (4-137)$$

$$F_{31} = F_{32} = 0 \quad (4-138)$$

$$F_{33} = (1 - \epsilon)x_3 \quad (4-139)$$

Por lo que la matriz F queda:

$$F = \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} & F_{13} \\ F_{21} & F_{22} & F_{23} \\ F_{31} & F_{32} & F_{33} \end{pmatrix} \quad (4-140)$$

La matriz de medida del sistema linealizado es:

$$H = (1 \quad 0 \quad 0) \quad (4-141)$$

Con las ecuaciones del modelo de la señal monofásica mostrados en la presente sección, y el método del (EKF) descrito en el apartado 4.4.2, el autor en [86] calcula la componente fundamental de la intensidad en la carga, con el fin de obtener el valor de la señal de referencia a aplicar al sistema de control de un filtro activo [56].

4.4.2.1.3. (EKF) en el modo acelerado

En [86], el autor define un método para acelerar la búsqueda del valor de la componente fundamental de la corriente en la carga, cuando se produce una variación importante de la señal y el filtro resonante deja de operar en su punto de trabajo óptimo. Al salir del punto de trabajo, el filtro resonante entra en un estado transitorio en la búsqueda de la componente fundamental que puede hacer que la respuesta sea muy lenta.

Para acelerar la búsqueda, se crea un nuevo estado x_d , denominado estado detector, definido en la ecuación (4-142).

$$x_d(t_k) = A_d e^{-\rho_d t_k} \quad (4-142)$$

Dónde:

A_d Es la amplitud de la señal.

ρ_d Es el factor de amortiguamiento de la señal exponencial.

Operando (4-142) se obtiene la ecuación que contempla la transición del estado x_d :

$$x_d(t_k + T_s) = A_d e^{-\rho_d t_k} e^{-\rho_d T_s} = x_d e^{-\rho_d T_s} \quad (4-143)$$

La ecuación (4-143) ya incluye la transición al estado en el instante de tiempo siguiente, por lo que puede ser añadida a la ecuación (4-133) para obtener la matriz de transición no lineal del

sistema (f). Como se ha indicado en el apartado 4.4.2, se debe calcular la matriz Jacobiana de la matriz (f), para obtener la matriz (F).

La matriz de salida del sistema debe contemplar ahora el nuevo estado.

$$H = (1 \quad 0 \quad 0 \quad 1) \quad (4-144)$$

Para determinar si se está en el modo acelerado, el valor de x_d debe ser mayor que el valor del umbral seleccionado, como se muestra en la Figura 4-12. Entonces, se realizan las siguientes acciones:

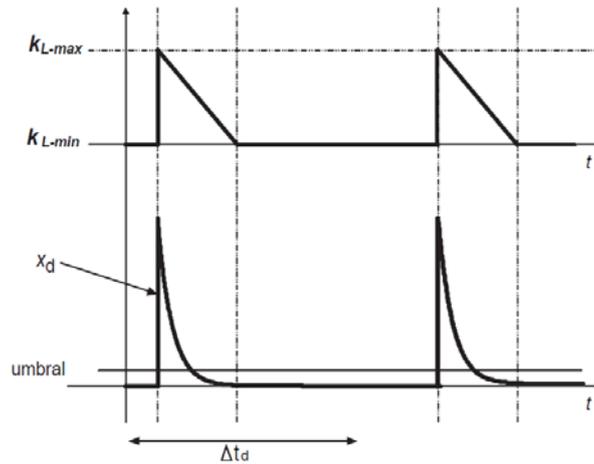


Figura 4-12 Variación del factor k_L como variación de x_d . [86]

Si el estado x_d es mayor que un umbral establecido:

- k_L se fija al valor máximo, haciendo que el filtro sea menos selectivo, pero más rápido. Ecuaciones (4-119) y (4-121).
- k_L se reduce posteriormente de forma lineal hasta alcanzar un valor mínimo, que hace que el filtro sea más selectivo. Figura 4-15.
- Se debe esperar un tiempo mínimo Δt_d de convergencia antes de que k_L puede ser modificada a un nuevo valor máximo para proporcionarle un tiempo mínimo de convergencia al filtro resonante para que busque el valor real de la frecuencia.

Si el estado x_d es menor que el umbral establecido y ha transcurrido el tiempo Δt_d de convergencia, se fija el valor de k_L al valor mínimo que asegura la máxima selectividad en el filtro resonante para la búsqueda de la frecuencia de la componente fundamental de la corriente en la carga.

Comentarios a la metodología de medida propuesta por el autor [86].

El método acelerado puede producir problemas de convergencia, llegando a no estabilizarse el algoritmo al producirse falsas detecciones de errores si el umbral se fija demasiado bajo, como indica el propio autor. En este caso, el autor recomienda no aplicar el modo acelerado y aplicar el modo normal, descrito en el apartado 4.4.2.1.2.

La matriz del estado en (EKF) posee una mayor dimensión que en la versión (KF) mostrada en el apartado 4.4.1.1, por lo tanto, si desea emplear en una aplicación PLL de todas las componentes armónicas de la señal, incrementaría considerablemente el cálculo de las matrices.

5. Metodología propuesta.

5.1. Introducción.

En el presente capítulo se describe el sistema propuesto para la medida de los armónicos, interarmónicos y subarmónicos presentes en la corriente de red en el punto de conexión del equipo generador y cómo, a partir de las medidas obtenidas, se calcula la señal de referencia para el controlador de la corriente del convertidor de electrónico de potencia.

El principio de este sistema de medida se basa en aplicar un conjunto KF-PLL, formado por un filtro de Kalman y un identificador de frecuencia a partir de la teoría del modelo interno, a las señales eléctricas de tensión y corriente, con el fin de identificar cada una de las componentes armónicas que las forman. Una vez identificadas las componentes de las señales, es posible realizar una compensación global o selectiva de las mismas, añadiendo a la corriente de referencia del convertidor, los términos que se deseen compensar. Así mismo, a partir de la identificación de la componente fundamental de la tensión, se puede añadir a la corriente de referencia un nuevo término para la compensación de reactiva.

La Figura 5-1 presenta el diagrama de bloques del método propuesto para la detección y medida de armónicos. La rama de la izquierda realiza el análisis de la corriente medida en el punto de conexión (corriente en la carga aguas abajo), mientras que la rama de la derecha realiza el análisis de la tensión de red en el punto de medida. En cada una de las dos ramas se pueden identificar cuatro bloques diferenciados. El bloque 1 engloba la adquisición de datos y el pretratamiento de la señal. En el segundo bloque se propone la utilización de filtros para la separación del espectro de frecuencias de las señales. En el bloque 3 se realiza la identificación de las componentes de las señales filtradas mediante la aplicación de una estructura KF-PLL por cada banda de frecuencia establecida. Así mismo, se corrige en las componentes identificadas el desfase introducido por los filtros. Finalmente, el bloque 5 presenta el cálculo de la corriente de referencia para un sistema híbrido de generación-compensación, con la capacidad de inyección a la red de la potencia activa proveniente del aerogenerador, así como de la compensación selectiva de los armónicos identificados y de la energía reactiva consumida por la carga.

En los siguientes subapartados se describirá en detalle cada uno de estos bloques.

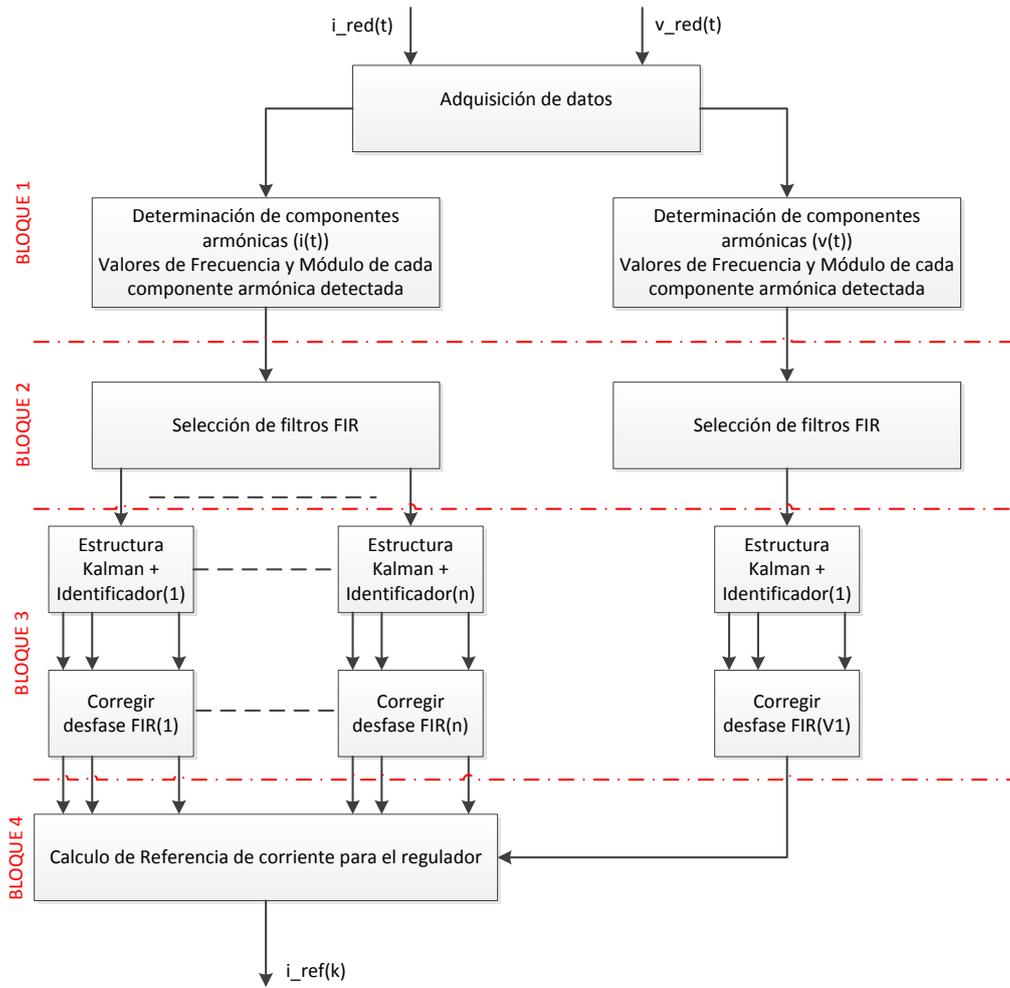


Figura 5-1 Diagrama de bloques del método de detección y medida de armónicos.

5.2. Bloque 1: Determinación del número de componentes armónicas

5.2.1. Introducción

Como se ha indicado anteriormente, el objetivo fundamental del método propuesto es la identificación exacta (o lo más exacta posible) de la componentes frecuenciales de la corriente de carga y de la tensión de la red, con el fin de dotar al convertidor de conexión a red del generador eólico de la capacidad de corregir armónicos y compensar reactiva, a la vez que se inyecta a la red la potencia activa generada por el aerogenerador.

Puesto que se pretende considerar corrientes y tensiones que incluyan componentes subarmónicas e interarmónicas o, en general, cualquier componente sea cual sea su frecuencia, se requiere de un método de identificación capaz de ajustarse al modelo de la señal a identificar. Para ello, como se ha indicado, se va a emplear un conjunto formado por un Filtro de Kalman y un identificador basado en un modelo interno de frecuencia (KF-PLL). Sin embargo, para que la identificación empleando el filtro de Kalman sea correcta, es necesario que la estructura del mismo posea tantos estados como componentes armónicas existan en la señal a identificar.

En general, una señal con "n" armónicos, se puede representar mediante su descomposición en serie de Fourier como:

$$S_k = \sum_{i=1}^n A_{i_k} \sin(i\omega_k t_k + \theta_{i_k})$$

Y cada una de sus componentes puede ser descompuesta en dos términos en cuadratura:

$$x_{1,i_k} = A_{i_k} \sin(i\omega_k t_k + \theta_{i_k})$$

$$x_{2,i_k} = A_{i_k} \cos(i\omega_k t_k + \theta_{i_k})$$

Aplicando el modelo de espacio de estados a esta descomposición, la señal quedaría representada por las siguientes expresiones:

$$\begin{bmatrix} x_{1,1} \\ x_{2,1} \\ \vdots \\ x_{1,n} \\ x_{2,n} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} M_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & M_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1,1} \\ x_{2,1} \\ \vdots \\ x_{1,n} \\ x_{2,n} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \gamma_{1,1} \\ \gamma_{2,1} \\ \vdots \\ \gamma_{1,n} \\ \gamma_{2,n} \end{bmatrix}_{k+1}$$

$$y_k = [1 \quad 0 \dots 1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_{1,1} \\ x_{2,1} \\ \vdots \\ x_{1,n} \\ x_{2,n} \end{bmatrix}_k + v_k$$

Dónde la matriz de estado es una matriz diagonal cuyas componentes M son:

$$M_i = \begin{bmatrix} \cos(i\omega_k T_s) & \text{sen}(i\omega_k T_s) \\ -\text{sen}(i\omega_k T_s) & \cos(i\omega_k T_s) \end{bmatrix}$$

El conjunto (KF-PLL) emplea esta misma representación en espacio de estados para la estimación de las componentes armónicas de la señal. En el algoritmo de Kalman, la estimación del estado puede ser representada como se indica en la ecuación (5-1), expresión equivalente a la ecuación (4-50) presentada en el capítulo anterior.

$$\hat{x}_{(k+1|k)} = \Phi_k \hat{x}_{(k|k-1)} + K_k (y_k - F_k \hat{x}_{(k|k-1)}) \quad (5-1)$$

El segundo sumando de esta expresión, que se ha extraído en la ecuación (5-2), representa el error cometido en la estimación de cada estado realizada por el filtro de Kalman.

$$error = y_k - F_k \hat{x}_{(k|k-1)} \quad (5-2)$$

Donde y_k es la señal real y $F_k \hat{x}_{(k|k-1)}$ es el modelo de predicción. Este error se pondera mediante la matriz K_k en la ecuación (5-1) permitiendo la corrección de la predicción. Por tanto, el algoritmo es recursivo, de forma que los estados que forman el modelo evolucionan hasta que la ecuación (5-2) presenta error nulo. Para ello, la matriz de estado Φ_k , debe coincidir en dimensiones con la matriz de estado de la señal real a identificar. Si dimensionalmente son iguales, la señal real podrá ser completamente por el modelo y, por tanto, identificada. Si las dimensiones del modelo empleado en el (KF) no coinciden con las de la señal a identificar, la identificación realizada será errónea, no ajustándose las componentes armónicas identificadas con las de la señal real.

Por este motivo, ante una señal desconocida, el dimensionamiento del modelo de predicción requiere de un preanálisis de la señal, una preidentificación que permita determinar el número de componentes frecuenciales que contiene. Por ello, se propone y se describe a continuación un método de preidentificación de la señal a identificar.

Los requerimientos del método de detección inicial (bloque 1 en la figura 5-1), son:

- El sistema debe proporcionar a su salida el número de las componentes armónicas presentes en la señal analizada, y un valor aproximado de frecuencia y módulo de cada una de las mismas.
- Válido para todas las componentes de frecuencia presentes en el rango de frecuencia que se establezca.

5.2.2. Descripción de la etapa de detección de componentes armónicas

El diagrama de flujo que describe el procedimiento empleado en el "bloque 1", se muestra en la Figura 5-2.

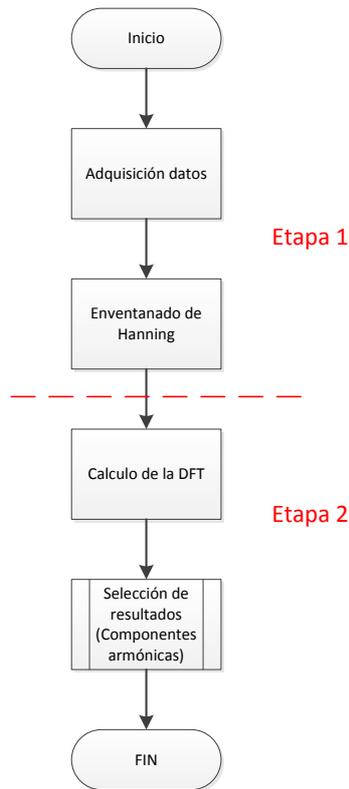


Figura 5-2 Flujograma del sistema de preidentificación de armónicos.

Básicamente se descompone en dos etapas, la primera en la que se realiza la adquisición y tratamiento de la señal de entrada y, una segunda, en la que se realiza una transformada de Fourier y se analizan los resultados obtenidos para determinar el número de componentes presentes en la señal. Además se obtendrá una aproximación a los valores de módulo y frecuencia de cada componente, estos serán utilizados como valores iniciales para el algoritmo de identificación "KF - PLL".

5.2.2.1. Descripción etapa 1. Adquisición y tratamiento de la señal

La adquisición de datos de entrada se realiza conforme a lo indicado en [7], utilizando una ventana de adquisición de 200 ms, para obtener una frecuencia base de la FFT de 5 Hz. Para cumplir estos requisitos, y que además el número de muestras empleado sea potencia de 2 (para

poder emplear la DFT), se selecciona que el número de muestras sea de 4096, y por lo tanto, la frecuencia de muestreo empleada es de 20480 Hz.

Una vez almacenadas las muestras de la señal y antes de aplicar la transformada de Fourier, se aplica sobre las mismas una ventana de ponderación de Hanning [58] con el fin de minimizar en los resultados de la transformada los efectos producidos por el "spectral leakage" [90].

5.2.2.2. Descripción etapa 2. Selección de resultados de la DFT

En la etapa 2 del algoritmo de selección de componentes armónicas, se realiza el análisis del resultado de la DFT aplicada a los datos procesados en la etapa 1. El flujograma detallado de esta etapa se muestra en la figura 5-3.

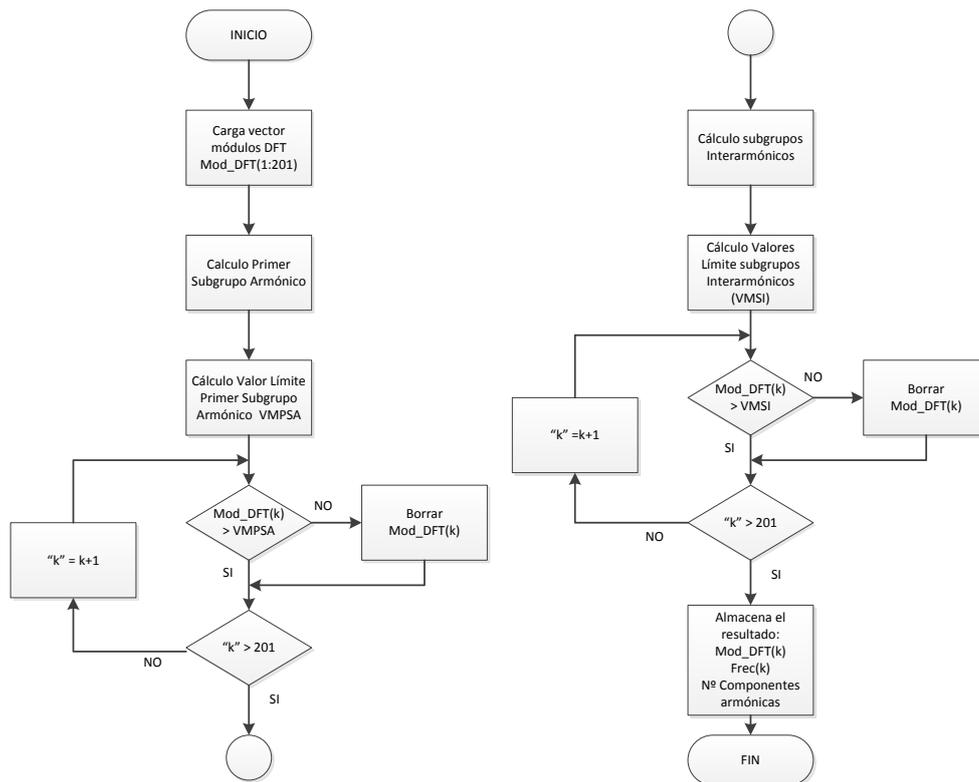


Figura 5-3 Flujograma de acciones realizadas para la selección de las salidas válidas de la DFT.

Paso 1. Descartar los resultados de la DFT no válidos

La selección se basa en el desarrollo de las ecuaciones definidas en [7] y ampliamente descrito en el capítulo 4 de la presente Tesis.

Para determinar qué valores resultado de la DFT son válidos, se procede al cálculo del primer subgrupo armónico, correspondiente al armónico fundamental. A partir de este valor se determina el valor mínimo del primer subgrupo armónico (VMPSA). Todas las componentes resultado de la DFT inferiores a VMPSA serán descartadas, como se describe en la parte izquierda del flujograma de la Figura 5-3.

Para el cálculo del primer subgrupo armónico, se utiliza la ecuación (4-35) en la que se calcula el valor eficaz de la componente fundamental junto con sus dos componentes adyacentes.

$$G_{sg,n}^2 = \sum_{i=-1}^1 C_{k+i}^2$$

Dónde:

$G_{sg,n}$ Es el valor eficaz del subgrupo armónico n.

C_{k+i} es el valor eficaz de la componente k+i.

Para realizar este cálculo se propone modificar la ecuación anterior por la ecuación (5-3).

$$G_{sg,1}^2 = \sum_{i=-2}^2 C_{10+i}^2 \tag{5-3}$$

Dónde $G_{sg,1}$ estará formado por el valor de la barra espectral correspondiente a la componente fundamental (C_{10} al haberse empleado una frecuencia base de 5 Hz), a la que se le añaden las dos componentes adyacentes superiores e inferiores. De esta forma se ha añadido una barra espectral más a cada lado de la barra del armónico principal definida en (4-35)

Debido a que el armónico principal es el armónico que posee más energía en la señal analizada, como resultado del inventariado, esta energía se distribuye no sólo en las primeras componentes adyacentes a la barra espectral de 50 Hz, como considera la ecuación (4-35), sino que las siguientes barras adyacentes poseen una cantidad de energía que no debe ser despreciada. Por ello, como se propone mediante la ecuación (5-3), se incluye esta energía en el cálculo del subgrupo armónico correspondiente al fundamental. Consiguiendo de esta forma que el valor eficaz del subgrupo se aproxime más al valor real de la componente fundamental. Para el resto de grupos armónicos se emplea la ecuación (4-35).

Como consecuencia de la modificación propuesta en la ecuación (5-3), los subgrupos interarmónicos centrados anterior y posterior al subgrupo fundamental pierden una barra espectral y quedan redefinidos como sigue. La ecuación del primer subgrupo interarmónico centrado, correspondiente a la banda entre 15 y 35 Hz es:

$$C_{isg,0}^2 = \sum_{i=3}^7 C_i^2 \quad (5-4)$$

Mientras que el segundo subgrupo interarmónico centrado (entre 65 y 90 Hz) queda definido mediante la siguiente expresión:

$$C_{isg,1}^2 = \sum_{i=3}^8 C_{10+i}^2 \quad (5-5)$$

El resto de subgrupos interarmónicos centrados se calculan según la ecuación (4-36), correspondiente a la ecuación del subgrupo interarmónico centrado.

$$C_{ig,n}^2 = \sum_{i=2}^8 C_{k+i}^2$$

La Figura 5-4 muestra gráficamente el resultado de estas agrupaciones.

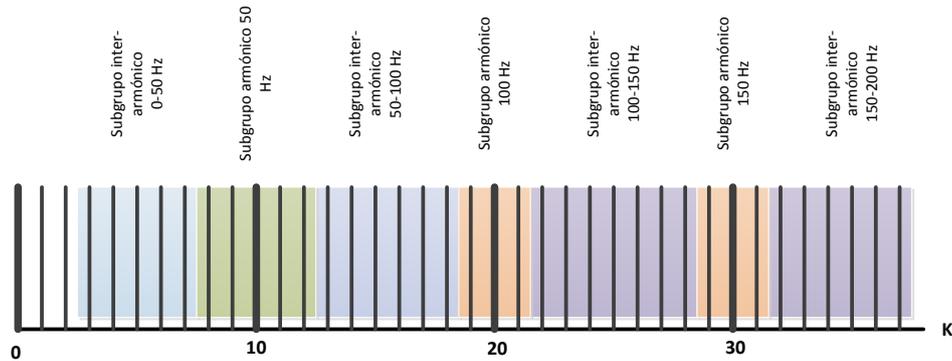


Figura 5-4 Agrupación de las barras espectrales con el método propuesto.

Una vez determinado el valor de $G_{sg,1}$, se define el valor mínimo del primer subgrupo armónico (VMPSA) como:

$$VMPSA = K_{LS} * G_{sg,1} = 0.003 \sqrt{\sum_{i=-2}^2 C_{10+i}^2} \quad (5-6)$$

En la ecuación (5-6), el valor de K_{LS} es un valor de ponderación sobre el valor eficaz del primer subgrupo armónico. Este valor es considerado un parámetro de diseño. A partir de él se obtiene el VMPSA que representa el valor mínimo que deben superar las componentes obtenidas con la DFT para no ser descartadas. Con ello se consigue suprimir todas aquellas componentes de valor despreciable con respecto al fundamental y se suponen producidas por el efecto "leakage" y "picket fence".

De forma empírica se ha determinado que el mejor resultado se obtiene cuando se fija el valor de la constante $K_{LS} = 0.003$.

Paso 2. Estimación de los valores de armónicos, interarmónicos y subarmónicos

A partir de los resultados obtenidos en el apartado anterior, se procede a estimar las componentes armónicas presentes en la señal. Para ello se obtienen los valores eficaces de cada subgrupo armónico y subgrupo interarmónico. Los valores de los subgrupos interarmónicos son procesados de forma similar al subgrupo armónico principal, esto es, calculando el valor mínimo del subgrupo interarmónico ($VMSI_n$) en cuestión y descartando las barras espectrales que no superen el valor mínimo calculado en cada subgrupo. A partir de las barras que superen estos valores mínimos, se procederá al agrupamiento de las mismas según los criterios que se describirán posteriormente. El proceso seguido es:

1º- Se calculan los valores eficaces del resto de subgrupos armónicos e interarmónicos, con las ecuaciones (5-4), (5-5), (4-35) y (4-36).

2º- Se determinan los valores mínimos de cada subgrupo interarmónico mediante la ecuación (5-7)

$$VMSI_n = K_{RS} * C_{isg,n} = 0.5 * C_{isg,n} \quad (5-7)$$

Donde K_{RS} es un valor de ponderación del valor eficaz de cada subgrupo interarmónico, es decir, cada subgrupo posee su propio valor mínimo $VMSI$ en función de la energía existente en él.

Al igual que K_{LS} , es un parámetro de diseño. De forma empírica se ha determinado que el mejor resultado se obtiene cuando se fija el valor de la constante $K_{RS} = 0.5$.

El valor $VMSI$ es el mínimo valor que debe tener una barra espectral de un subgrupo interarmónico para no ser considerada consecuencia de los efectos "picket-fence" o "leakage" y por tanto no ser descartada.

Después de descartar las barras que no superan los valores $VMSI$, se procede a la agrupación de las barras espectrales para estimar cuáles de ellas forman parte de una verdadera componente espectral.

Como se indicó anteriormente, no se busca un valor exacto de las componentes armónicas presentes en la señal a estudio, si no que se busca concretamente el número de componentes armónicas, armónicos, subarmónicos e interarmónicos, y el valor del módulo y frecuencia de cada una de ellas de forma aproximada, con el fin de que sean estos valores aproximados los valores “semilla” o de partida para el desarrollo de la estructura “KF-PLL”.

El criterio de agrupación sigue la filosofía mostrada en [7], [67] y [69], que es agrupar las barras espectrales adyacentes para obtener un único resultado. El algoritmo utiliza los siguientes criterios para realizar los agrupamientos:

- a) Son considerados como armónicos los resultados obtenidos cuando se calculan los subgrupos armónicos de valor no nulo.
- b) Cuando se detecta una barra espectral con valor superior a VMSI en un subgrupo interarmónico, se comprueba si existen barras adyacentes de valor superior a VMSI. Si no hay ninguna barra adyacente, se considera que la primera barra es un único interarmónico, de valor y frecuencia los de la barra.
- c) Si hay dos o tres barras adyacentes, se consideran que forman un único interarmónico. En este caso, si son dos barras, el valor de salida en modulo y frecuencia son los de la primera barra. En el caso de tres barras consecutivas, se adoptan como válidos los valores de la barra central.
- d) En el caso de cuatro o más barras consecutivas, y hasta seis, se considera que son dos componentes interarmónicas consecutivas. Estas dos componentes tendrán como valores:
 - d1) En el caso de que sean 4, se coge como válido el valor central de las tres primeras, y como segundo valor el de la cuarta componente.
 - d2) En el caso de 5, la primera se calcula de forma idéntica a 4 componentes, y la segunda se adopta el valor de la cuarta componente.
 - d3) Cuando hay 6 componentes, se obtienen los valores como si fuesen dos de tres componentes, cogiendo los valores centrales de las dos agrupaciones de 3.

La Figura 5-5 muestra el resultado de aplicar el método propuesto sobre la salida de una hipotética transformada de Fourier discreta de una señal desconocida.

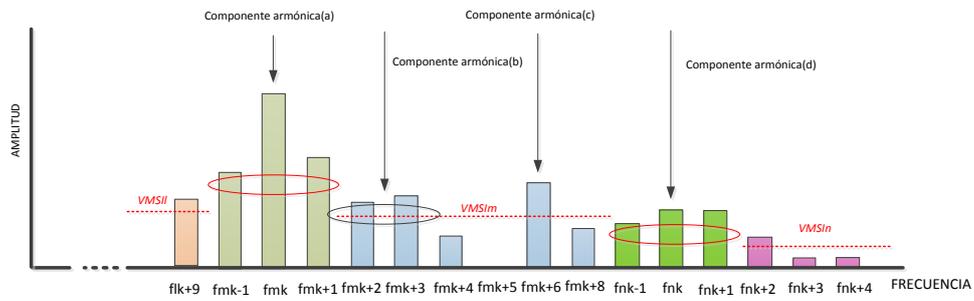


Figura 5-5 Espectro resultante al aplicar el metodo propuesto a una señal desconocida.

En la Figura 5-5 se muestra como se hace la discriminación y el agrupamiento de las componentes para tratar de determinar cuál es su número real. En el subgrupo interarmónico (m), se muestra con una línea roja de puntos, el valor mínimo del subgrupo interarmónico "m" ($VMSI_m$), y como el algoritmo, agrupa las barras espectrales de valor superior al " $VMSI_m$ " y que además son adyacentes, como es el caso de las situadas en " $f_{m_{k+2}}$ " y " $f_{m_{k+3}}$ ". Esta agrupación es la componente armónica denominada (b).

La barra espectral que se sitúa en " $f_{m_{k+6}}$ ", forma otra componente armónica, denominada (c).

También se ha contemplado que una única barra espectral forme una componente armónica, ya que el límite lo fija el ($VMSI_h$), de cada una de las componentes armónicas.

El grupo armónico (n), proporciona otra componente espectral, denominada (d).

Este proceso se continúa hasta que se terminan de analizar todas las barras espectrales de salida de la DFT.

Los resultados son agrupados en dos vectores, uno de amplitudes, y otro de frecuencias, que relacionan la posición de los vectores, con los valores de frecuencia y amplitud de cada una de las componentes. Así como el número de componentes armónicas totales reconocidas.

5.3. Bloque 2: Selección de filtros FIR, separación del espectro, definición de las matrices de estado de (KF- PLL).

En el bloque 1, se han seleccionado las componentes armónicas que forman la señal analizada. Esta selección se realiza para la corriente que circula aguas abajo del punto de conexión del elemento de potencia, y también para la tensión existente en el punto de conexión.

En la presente sección se muestra cómo se realiza una división del espectro de frecuencia, en caso de que sea necesario, y como en cada caso, esta parte del espectro totalmente identificada se traslada a una estructura "KF-PLL" (siguiente sección).

La división del espectro se realiza mediante filtros FIR y la estructura KF-PLL se adapta al número de componentes existentes en la división del espectro, con el objetivo de realizar una estimación óptima de las componentes. Se ha modificado la estructura KF-PLL para que pueda corregir el desfase introducido por el filtro FIR a la señal de salida del filtro y en consecuencia señal de entrada del KF-PLL. De esta forma, la salida del KF-PLL estará compuesta por todas las componentes armónicas identificadas, teniendo perfectamente acopladas las componentes de salida del KF-PLL en fase con las componentes reales.

Un diagrama de flujo generalizado de cómo actúa el algoritmo desarrollado para el presente bloque (2), se muestra en la Figura 5-6. En la Figura 5-6, se muestra que hay "n" bancos de filtros predeterminados en memoria, donde "i" actúa de contador o índice de los vectores donde están almacenados los valores de módulo y frecuencia de las componentes armónicas identificadas.

En principio, se podrían implementar tantos bancos de filtros como admita la capacidad de memoria del dispositivo de control. El algoritmo intenta encajar los valores obtenidos de frecuencia de las componentes armónicas en el primer banco de filtros predeterminado. Si no se puede porque no se cumplen las condiciones definidas en el diseño, se pasa al siguiente banco de filtros, y se comprueba si cumple las condiciones. Se realiza de forma recursiva hasta que se cumplen las condiciones en uno de los bancos definidos, o en caso contrario, se reinicia todo el método.

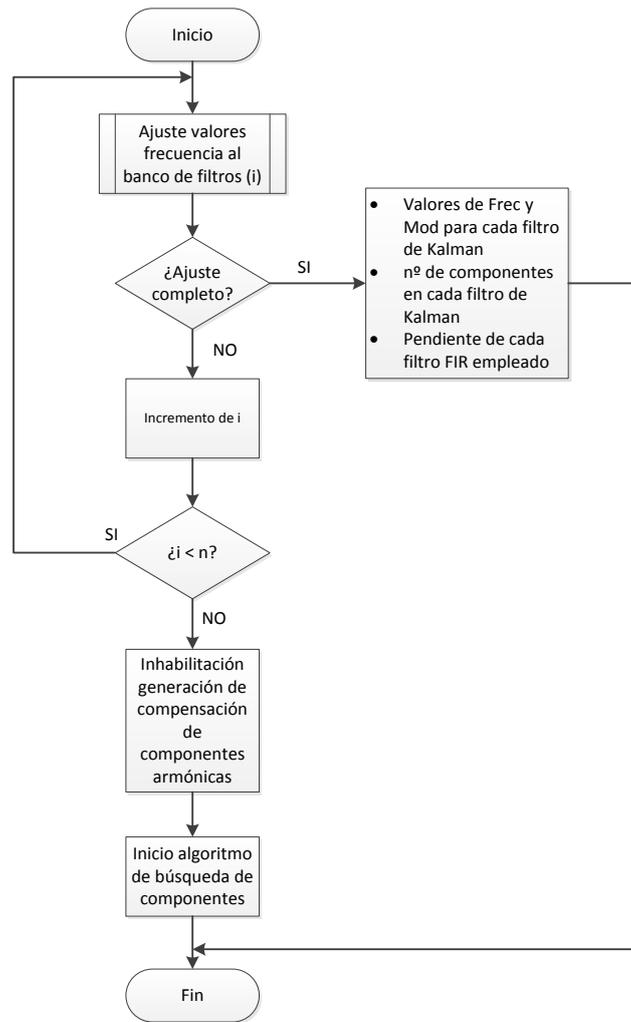


Figura 5-6 Selección y separación de las componentes armónicas detectadas. versión generalizada.

¿Por qué filtros FIR?

Como se ha explicado en la introducción del presente apartado, el método realiza una división del espectro obtenido con la transformada de Fourier y los cálculos realizados sobre la FFT en el bloque 1.

La característica que debe reunir los filtros empleados en la división del espectro, es que la modificación de fase que introducen entre la señal real y la salida filtrada sea fácilmente calculable para poder ser compensada posteriormente.

Esta condición hace que no se puedan emplear los filtros IIR tradicionales. Ni los filtros Forward-Backward [91], ya que estos filtros se emplean OFF-LINE.

Los filtros FIR cumplen esta condición, ya que presentan una respuesta de fase lineal en la banda de paso. En la Figura 5-7, se muestra el diagrama de fase típico de un filtro FIR.

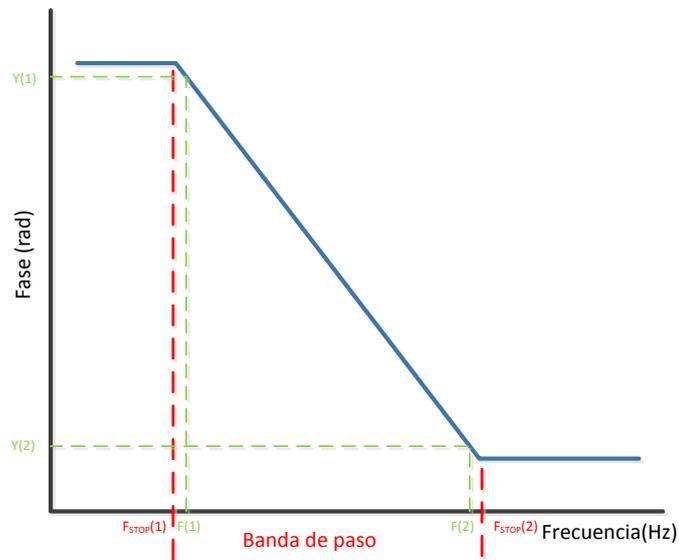


Figura 5-7. Diagrama de Fase de un filtro FIR Pasa-Banda genérico.

La Figura 5-7, muestra la respuesta de fase de un filtro Pasa-Banda FIR. En ella se aprecia como en la banda de paso, delimitada por las frecuencias $F_{STOP(1)}$ y $F_{STOP(2)}$, la fase de una frecuencia en concreto es proporcional a la propia frecuencia, es decir, tiene una pendiente constante a lo largo de toda la banda. Esta relación se puede obtener con la ecuación (5-8)

$$y = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1}(x - x_1) + y_1 \quad (5-8)$$

La característica mostrada en la ecuación (5-8), que permite conocer el desfase que le introduce el filtro a una frecuencia conocida, habilita al filtro (FIR) en todos los diseños (Paso-Bajo, Pasa-Banda, Paso-Alto), para ser empleado en el método propuesto.

Selección del banco de filtros

El bloque 1, proporciona los valores de las componentes armónicas detectadas. Los datos son proporcionados en forma vectorial (Figura 5-8).

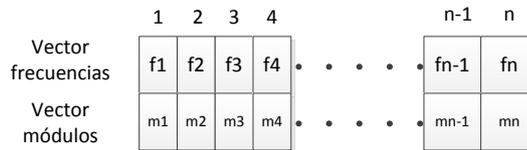


Figura 5-8. Vectores de almacenamiento de los datos de frecuencias y módulos.

El algoritmo realiza ahora el ajuste de los valores proporcionados con los bancos de filtros disponibles en la memoria del dispositivo de control. En este caso, se han empleado tres bancos de filtros, pero se pueden emplear tantos bancos de filtros como capacidad de memoria tenga el sistema.

Los bancos de filtros empleados en la aplicación se muestran en la Figura 5-9

Banco 1	Filtro Paso Bajo Fc = 300 Hz				Filtro Paso Alto Fc = 300 Hz					
Banco 2	Filtro Paso Bajo Fc = 200 Hz		Filtro Pasa Banda Fc1 = 200 Hz Fc2 = 400 Hz		Filtro Pasa Banda Fc1 = 400 Hz Fc2 = 600 Hz		Filtro Pasa Banda Fc1 = 600 Hz Fc2 = 800 Hz		Filtro Pasa Banda Fc1 = 800 Hz Fc2 = 1000 Hz	
Banco 3	F. Paso Bajo Fc = 100 Hz	F. Pasa Banda Fc1 = 100 Hz Fc2 = 200 Hz	F. Pasa Banda Fc1 = 200 Hz Fc2 = 300 Hz	Filtro Pasa Banda Fc1 = 300 Hz Fc2 = 400 Hz	Filtro Pasa Banda Fc1 = 400 Hz Fc2 = 500 Hz	Filtro Pasa Banda Fc1 = 500 Hz Fc2 = 600 Hz	Filtro Pasa Banda Fc1 = 600 Hz Fc2 = 700 Hz	Filtro Pasa Banda Fc1 = 700 Hz Fc2 = 800 Hz	Filtro Pasa Banda Fc1 = 800 Hz Fc2 = 900 Hz	F. Pasa Banda Fc1 = 900 Hz Fc2=1000 Hz

Figura 5-9. Diagrama Series de filtros FIR predefinidos.

En la Figura 5-10, se muestra un flujograma de como el algoritmo recorre los vectores con los datos de frecuencia y tensión de las componentes identificadas, y como separa el espectro obtenido para que encaje en uno de los tres bancos de filtros FIR implementados.

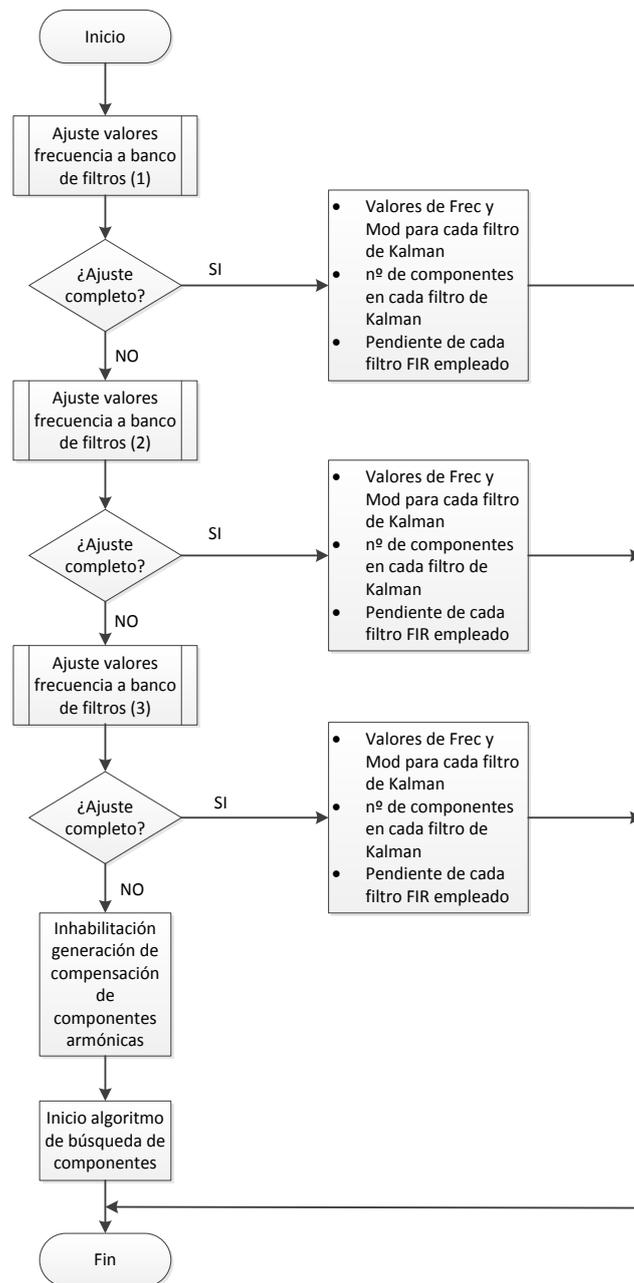


Figura 5-10. Flujo de la selección con tres series de filtros.

El algoritmo de selección, realiza la separación de las componentes armónicas mostradas en la Figura 5-10, según los siguientes criterios:

- Se fija como valor límite de un grupo de frecuencias el de seis componentes armónicas.
- Se limita el contenido del grupo de componentes armónicas con el valor de la frecuencia de corte del filtro FIR de la serie empleada.

Se van recorriendo las series de bancos filtros FIR almacenados de forma iterativa, hasta encajar todas las componentes encontradas en el vector de frecuencias en la misma serie de filtros FIR.

Después de esta separación, cada estructura de filtro FIR más tratamiento de señal, lleva asociado una estructura de detección "KF-PLL". La estructura del filtro FIR le proporciona a la estructura de Kalman los siguientes valores:

- Señal filtrada.
- Número de componentes armónicas que componen la señal.
- Valor de frecuencia de cada una de estas componentes. Valores semillas para el algoritmo de Kalman.
- Valor del módulo correspondiente a cada una de estas componentes armónicas. Valores semillas para el algoritmo de Kalman.
- Valor de la pendiente del filtro FIR para la reconstrucción posterior, en concreto le pasa el valor de dos puntos que están en la recta dentro de la banda pasante.

Con estos valores ya identificados, es posible comenzar la búsqueda de los valores exactos de las componentes mediante la estructura de detección "KF-PLL".

En el caso de que los resultados del vector de frecuencias no se adapten a ninguna de las series de filtros predefinida, se vuelve a activar la etapa de búsqueda de las componentes armónicas, y se inhabilita la compensación de las componentes armónicas, ya que no se han podido determinar.

5.4. Bloque 3: Estimación de los valores de las componentes armónicas, estructura "KF-PLL" y adaptación del desfase introducido por el Filtro FIR.

A partir de las salidas del bloque anterior, la señal se descompone en tantas señales como filtros se empleen. Conteniendo cada salida filtrada una parte del espectro de la señal original, compuesto por las componentes armónicas cuya frecuencia se encuentre dentro de la banda pasante del filtro.

Cada una de estas bandas es conectada a una estructura "KF – PLL", separando de esta forma la identificación de las componentes armónicas de la señal total, en tantas estructuras como bandas se hayan obtenido.

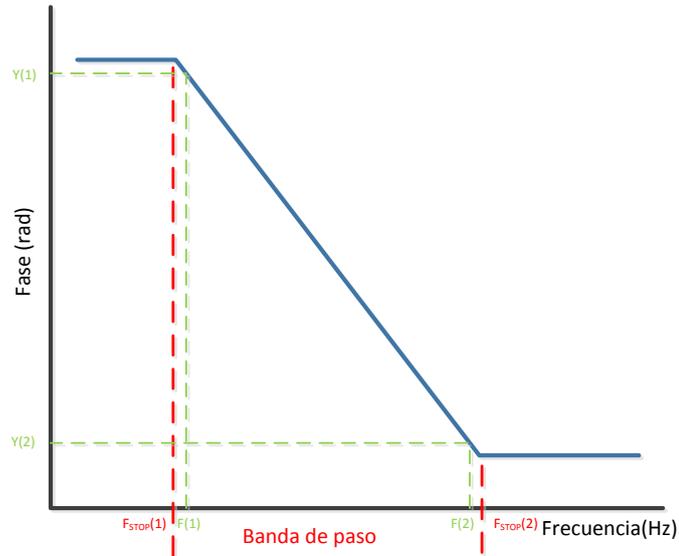
Las ventajas más importantes de separar el espectro en bandas, frente a una identificación global basada en una única estructura de Kalman son:

- Modularidad de las estructuras. En la implementación del método propuesto, se han desarrollado estructuras de "KF - PLL" ajustables de hasta 12 estados internos, es decir, seis componentes armónicas diferentes, pudiendo estimarse en cada una de las estructuras KF - PLL de forma independiente desde 1 hasta las seis componentes armónicas. Consiguiendo de esta forma que ante un número elevado de componentes armónicas en la señal de entrada, se puedan ir añadiendo al algoritmo estructuras separadas de KF - PLL, con los estados internos necesarios para completar todo el espectro de la señal de entrada.
- Cuando se produce un error en el algoritmo de ajuste de la estructura "KF - PLL", como consecuencia de la variación de una o más componentes armónicas de la señal de entrada de la estructura, este error modifica todos los estado internos de la misma, necesitando de nuevo un periodo de transición hasta que los estados convergen a su valor en estado estacionario. Al utilizar una única estructura de estimación de Kalman, se desajustaría la estimación de todas las componentes armónicas incluidas en esa estructura, obligando al sistema a dejar de compensar e inyectar energía a la red como medida de precaución para evitar daños a las instalaciones. Si se realiza una división del espectro y posterior identificación de las componentes armónicas como la propuesta en este método, ante una variación en una de las componentes que produzca un error en la estructura de Kalman, sólo será necesario eliminar de la salida total del sistema las componentes incluidas en esa banda frecuencial, mientras la estructura asociada a esa banda se reajusta, y el sistema puede seguir inyectando a red los resultados de las otras bandas que no han sufrido un error y permanecen correctamente sincronizadas con sus componentes armónicas.

El mayor inconveniente de la división del espectro mediante filtros FIR, es la necesidad de reconstruir la señal de salida producida por las estructuras de "KF - PLL" para compensar el desfase temporal que se produce entre la señal real y las salidas producidas por los filtros FIR. Esta compensación se realiza sobre las señales generadas por el KF. Así mismo el uso de los filtros FIR mencionados suponen un elevado coste computacional.

5.4.1. Medida de los grados de desfase introducidos por los filtros FIR

La evolución de la fase de un filtro FIR pasa banda genérico se muestra en la Figura 5-7 y es reproducida nuevamente.



Como se aprecia en la figura, la evolución de la fase del filtro FIR, es decir, los grados de desfase entre la señal de entrada y la señal de salida del filtro varían linealmente con la frecuencia, se puede decir que la fase del filtro FIR posee una pendiente constante.

El hecho de que la pendiente sea constante ha sido determinante en la selección de esta familia de filtros para el desarrollo del método, ya que "a priori" las frecuencias son desconocidas, y se pueden producir en todo el rango de aplicación del filtro.

La ecuación (5-8) proporciona el valor que tendrá un punto contenido en una recta, conocidos dos puntos de la misma.

$$y = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1}(x - x_1) + y_1$$

En el presente método, a partir de un valor de frecuencia conocido (la estructura "KF - PLL" proporciona el valor de frecuencia de todas sus componentes), el valor "x" de la ecuación (5-8), se obtiene el valor de variación de la fase de la señal que ha producido en filtro, valor "y" de la ecuación (5-8).

5.4.2. **Modulo y ángulo de cada componente obtenida con Kalman**

La estructura del algoritmo de "KF - PLL", proporciona el valor de las frecuencias de sus estados internos, así como el modulo, seno y coseno de cada una de estas componentes.

Mediante las ecuaciones (4-84), (4-85) y (4-86) del apartado 4.4.1.1.3, obtiene el ángulo de la componente obtenida con Kalman

$$x_{1k} = A_k \sin(\omega_k t_k + \theta_{1k})$$

$$x_{2k} = A_k \cos(\omega_k t_k + \theta_{1k})$$

$$\phi_{V1k} = \omega_k t_k + \theta_{1k}$$

Dónde:

x_{1k} Es la componente identificada que se corresponde con la señal real

x_{2k} Es la componente identificada que se corresponde con la parte cosenoidal de la señal real

El módulo de la componente armónica se calcula mediante la ecuación (4-89):

$$A_k = \sqrt{\hat{x}_{1k|k-1}^2 + \hat{x}_{2k|k-1}^2}$$

Dividiendo las componentes identificadas por el modulo, se obtienen las componentes senoidales y cosenoidales de la señal, ecuaciones (4-87) y (4-88):

$$\sin(\phi_{V1k}) = \frac{\hat{x}_{1k|k-1}}{A_k}$$

$$\cos(\phi_{V1k}) = \frac{\hat{x}_{2k|k-1}}{A_k}$$

Y haciendo la cotangente, se obtiene el ángulo ϕ_{V1k} , como se muestra en la Figura 5-11

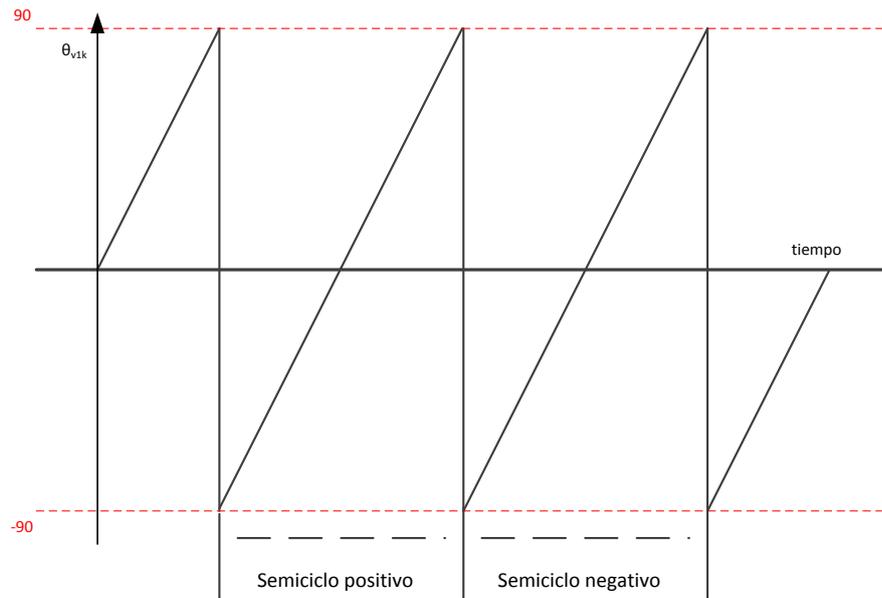


Figura 5-11. Evolución temporal del ángulo de una componente identificada con el algoritmo de Kalman.

Al ángulo obtenido con la identificación de Kalman, deberá sumarse el ángulo que retrasa el filtro FIR; obteniéndose entonces el ángulo de la señal real.

Con el ángulo recalculado, se pueden reconstruir todas las componentes armónicas obtenidas mediante el algoritmo de Kalman, desplazándolas en el eje temporal para que coincidan con las componentes reales y multiplicando cada componente con el módulo.

5.5. Bloque 4. Generación de la señal de referencia para la compensación de ineficiencias en la carga

El método descrito en los apartados anteriores se emplea en la medida de las componentes armónicas de la red. A través de los resultados obtenidos se dispone de todos los datos necesarios para generar las referencias orientadas a la compensación de ineficiencias presentes en la corriente de red.

5.5.1. Compensación de las Componentes armónicas de la carga

Una vez identificadas por separado las componentes armónicas que forman la intensidad en la carga, se pueden eliminar cada una de las componentes identificadas, todas en conjunto o de forma individual, en el caso que se desee una compensación selectiva, añadiendo la componente que se desea eliminar en la ecuación de la intensidad de referencia. En la ecuación siguiente se muestra como se realizaría una compensación armónica global

$$I_{REF_H(k)} = \left(\sum_{n=1}^M I_{n(k)} \right) - I_{f1(k)} \quad (5-9)$$

Dónde:

$I_{REF_H(k)}$ Es la referencia calculada, que puede contener todas las componentes armónicas medidas o sólo las que se deseen minimizar.

$I_{f1(k)}$ Es la componente de intensidad correspondiente al armónico fundamental

$I_{n(k)}$ Es la componente de intensidad correspondiente a la componente armónica (n) medida.

M es el número de componentes armónicas detectadas.

5.5.2. Compensación de energía reactiva consumida por la carga

Conforme se han realizado las ecuaciones del presente método, se necesita información de la tensión de red, en concreto se necesita conocer cuando se produce el instante del paso por cero de la componente fundamental de la tensión de red, así el módulo, la forma senoidal y cosenoidal de la tensión de red. Por este motivo, se desarrollado el método de la misma forma para la medida de la tensión de red que se ha desarrollado para la intensidad en la carga.

En el apartado 5.1, en la Figura 5-1, se indica cómo funciona el método para obtener las componentes armónicas en la corriente de la carga, así como en la tensión de red.

La búsqueda de las componentes armónicas de tensión, se realiza de forma un poco diferente de búsqueda de las componentes de intensidad. Cómo se indica en la Figura 5-1, el bloque 1 es común a la búsqueda de las componentes de tensión e intensidad, y con él, se le suministra al

bloque 2 la información relativa al número de componentes armónica presentes en la tensión de red, así como el valor del módulo y frecuencia de cada una de estas compontes para que sean empleados como valores “semilla” del algoritmo de Kalman.

La mayor diferencia entre la búsqueda de componentes armónicas de tensión o de intensidad se produce en el bloque 2. Mientras que en el caso de la intensidad el método divide el espectro obtenido del bloque 1 hasta el valor final de 1kHz, que es el ancho de banda definido como válido en la presenta aplicación. En el caso de la tensión se limita a seleccionar una única estructura “KF-PLL” cuando la salida del bloque 1 indique que el número de componentes armónicas medidas es inferior a la capacidad máxima de componentes armónicas que cada estructura “KF – PLL” tiene capacidad de identificar.

Sí el número de componentes armónicas detectadas en el bloque 1 es superior a la capacidad máxima de detección de una estructura “FK – PLL” (seis componentes armónicas), en el bloque 2 se selecciona que filtro dentro de los almacenados en memoria, es el óptimo para la detección.

Los criterios de selección empleados son:

- Número de componentes armónicas menor de seis.
- Filtro con mayor ancho de banda posible.
- Filtro con mayor separación entre la frecuencia de corte y la de la frecuencia de stop.

Estos criterios van orientados a seleccionar el filtro FIR con menor número de coeficientes, y de esta forma, posea el menor retraso en la transmisión de la señal entre la entrada y la salida del filtro. Además de minimizar el coste computacional del filtro.

El funcionamiento del bloque 3 es análogo para la corriente y para la tensión. Los resultados aportados a la salida, en el cálculo de la tensión son:

- Evolución temporal de la componente armónica fundamental.
- Módulo de la componente armónica fundamental.
- Evolución temporal del Ángulo de la componente armónica fundamental.
- Señal seno-coseno de la componente armónica fundamental. Proyección sobre los ejes cartesianos.
- Angulo de desfase introducido por el filtro FIR si es utilizado, para la reconstrucción de la señal original.

A partir de los resultados obtenidos del armónico fundamental de tensión, y los obtenidos para el armónico fundamental de intensidad, se pueden calcular todos los datos para la compensación de la energía reactiva consumida por la carga. La representación de las componentes fundamentales de los vectores de tensión e intensidad, con un eje de referencia fijo se muestra en Figura 5-12.

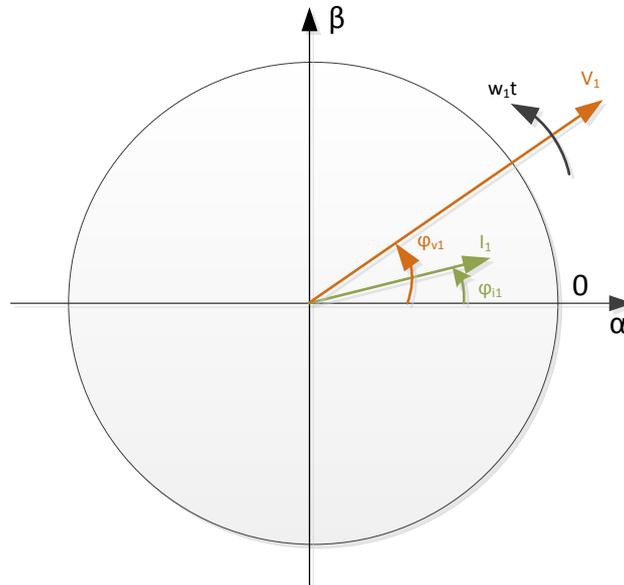


Figura 5-12. Representación en ejes de referencia estáticos de los vectores de tensión e intensidad fundamentales.

A partir de la identificación realizada del armónico fundamental de tensión, se determina la fase de la componente fundamental de la tensión de red (φ_{v1}), y cuando se produce el paso por cero de la componente fundamental de la tensión de red se mide el valor de la fase de la componente fundamental de la intensidad en la carga (φ_{i1}).

$$\varphi = \varphi_{v1} - \varphi_{i1} \quad (5-10)$$

Dónde:

φ : Es el ángulo de desfase calculado entre el armónico fundamental de tensión y el de intensidad.

φ_{v1} : Es el ángulo obtenido en la salida de la estructura “KF-PLL”, para la componente fundamental de tensión.

φ_{i1} : Es el ángulo obtenido en la salida de la estructura “KF-PLL”, para la componente fundamental de corriente.

Si se han empleado filtros FIR, hay que añadir a la ecuación (5-10), el desfase producido por el filtro FIR, y la ecuación a emplear es:

$$\varphi = \varphi_{v1} - (\varphi_{i1} + \varphi_{ij}) \quad (5-11)$$

Dónde:

φ_{ij} : Es el desfase calculado mediante la ecuación (5-8), que introduce el filtro FIR a la señal de salida del “KF-PLL”, para la verdadera frecuencia de la componente fundamental de corriente en la carga.

La componente que se debe introducir en la referencia para compensar la energía reactiva es:

$$I_{REF_{Q1}(k)} = \left(I_{f1} \text{sen}(\varphi) \right) \sin \left(\omega k + \frac{\pi}{2} \right) \quad (5-12)$$

$\sin(\omega k)$ Es la pulsación de la componente fundamental de la frecuencia y se obtiene de la salida de la estructura “KF-PLL” de la tensión.

5.5.3. Potencia activa a inyectar en la red de distribución de energía

La Potencia activa se obtiene inyectando en fase con la componente armónica fundamental de la tensión una corriente eléctrica. En apartados anteriores ya se ha descrito como se obtiene la componente fundamental de la tensión. Entonces, al tener la componente fundamental de la tensión totalmente identificada, se obtiene:

$$I_{REF_{P1}(k)} = I_p * \sin(\omega k) \quad (5-13)$$

$\sin(\omega k)$ se obtiene de la salida de la estructura de Kalman de la tensión.

I_p vendrá marcado por el valor a inyectar en la red, proveniente de los algoritmos de regulación y control del aerogenerador o mediante un elemento externo de control que fije el valor de corriente a inyectar para mantener un balance de energía en la micro red o una "Smart Grid" y la energía disponible en el aerogenerador.

5.5.4. Corriente de referencia para la generación y compensación

La referencia global se obtiene con la suma de todas las componentes anteriores, como se indica en la ecuación (5-14). Con ello se consigue un sistema híbrido de generación y compensación.

$$I_{REF_{Total}(k)} = I_{REF_H(k)} + I_{REF_{Q1}(k)} + I_{REF_{P1}(k)} \quad (5-14)$$

5.6. Evaluación de la señal de error en la estimación de la señal real mediante el método propuesto.

El algoritmo del “Filtro de Kalman”, emplea el error que se produce entre la señal real presente en ese instante de tiempo (y_k) y la salida estimada, con el valor estimado del estado en el instante anterior para el instante actual ($F_k \hat{x}_{(k|k-1)}$), para estimar el valor del estado siguiente ($\hat{x}_{(k+1|k)}$) ecuación (5-1).

$$\hat{x}_{(k+1|k)} = \Phi_k \hat{x}_{(k|k-1)} + K_k (y_k - F_k \hat{x}_{(k|k-1)})$$

Se define el error de estimación como:

$$error_{estimado(k)} = y_k - F_k \hat{x}_{(k|k-1)} \quad (5-15)$$

Dónde:

y_k es la corriente señal que se desea estimar.

$F_k \hat{x}_{(k|k-1)}$ es la estimación del valor de la salida realizada con el (KF), con la estimación del estado realizada en el instante anterior.

En estado estacionario, el error de estimación calculado en la ecuación (5-15), tiende a ser nulo, al acercarse la estimación al valor de la señal de entrada. Una vez estabilizado el sistema, se producirá una señal no nula de error en los siguientes casos:

- Modificación del módulo de alguna de las componentes armónicas que componen la señal a identificar.
- Modificación de la frecuencia de alguna de las componentes armónicas que componen la señal a identificar.
- Modificación de la fase de alguna de las componentes armónicas que componen la señal a identificar.
- Variación del número de componentes armónicas que forman la señal a identificar.

Se redefine la ecuación (5-15) para la medida de la intensidad:

$$error_{global(k)} = i_{carga(k)} - estimación_{kalman(k)} \quad (5-16)$$

Dónde:

$i_{carga(k)}$ es el valor de la corriente en la carga real, antes de separar el espectro mediante filtros FIR.

$estimación_{kalman(k)}$ es la estimación global, si se ha separado en espectro de la corriente en la carga a estimar, por medio del uso de filtros FIR, es la suma de la salida de todas las estructuras "KF - PLL", como se muestra en la ecuación (5-17).

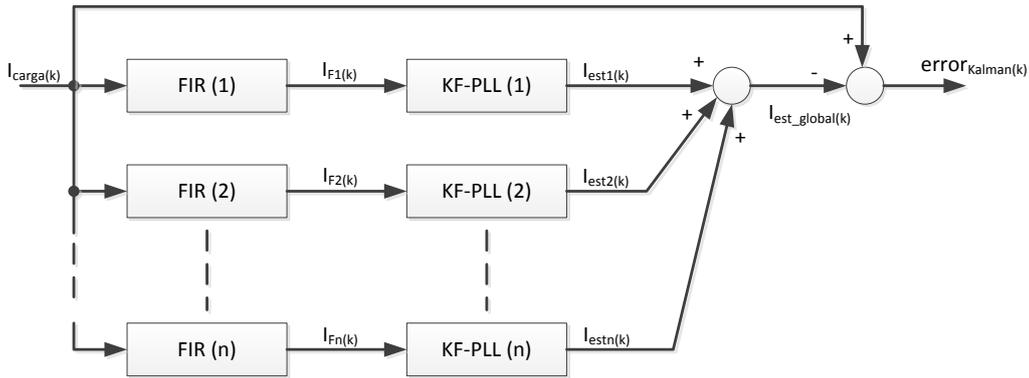


Figura 5-13. Medida del error de estimación global (Corriente en la carga).

En la figura 5-13, se ha implementado en diagrama de bloques la ecuación (5-16). Se muestra como la salida global de la estimación de Kalman, es la suma de todas las estructuras "KF - PLL". Dando como resultado la ecuación (5-17).

$$I_{est_global(k)} = \sum_{n=1}^N I_{est(n)}(k) \quad (5-17)$$

Dónde:

"n" es el número de la estructura "KF-PLL" calculada

"N" es el número de estructuras "KF-PLL" en las que se ha dividido el espectro.

Además del error global, descrito en la ecuación (5-16), se miden los errores parciales en cada una de las estructuras "KF-PLL", mediante la ecuación (5-18):

$$E_{KF_{F(n)}(k)} = i_{F(n)}(k) - KF_{F(n)}(k) \quad (5-18)$$

Dónde:

$i_{F(n)}(k)$ es la salida del filtro FIR(n), en el instante (k)

$KF_{F(n)}(k)$ es la salida de la estructura "KF-PLL(n)", en el instante (k)

$E_{KF_{F(n)}(k)}$ es el error de estimación calculado entre la salida del filtro FIR(n) y la estructura "KF-PLL(n)".

En la figura 5-14, se muestra en diagrama de bloques como se calcula el error para la estructura “KF-PLL”, $n = 1$.

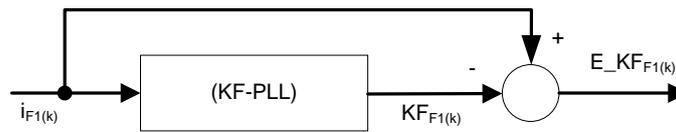


Figura 5-14. Medida del error de estimación en un conjunto “KF-PLL” (Corriente en la carga).

Los errores obtenidos por las ecuaciones (5-16) y (5-18), son errores de estimación temporales, que siempre en mayor o menor medida van a existir. Nunca van a ser “0” absoluto matemático. Por lo tanto es necesario definir un umbral de error, valor que si es superado por los resultados de las ecuaciones (5-16) y (5-18), originen el salto de una nueva subrutina de tratamiento del error.

Se han desarrollado dos subrutinas para el tratamiento del error, una que se ejecuta cuando sólo hay una estructura “KF – PLL” y otra para cuando se han implementado varias estructura al separar el espectro de la señal de entrada mediante filtros FIR.

5.6.1.1. Caso 1: Rutina de tratamiento del error con una única estructura “KF-PLL”

En la figura 5-15 se muestra la rutina de tratamiento del error cuando sólo se emplea una única estructura “KF – PLL” en la identificación de la señal de entrada.

El valor “Error1” es el límite definido como valor máximo del error que cuando es superado se activa la rutina del error. Cuando se emplea una única estructura de “KF – PLL” se define como se indica en la ecuación (5-19):

$$Error1_{(k)} = K_{error(1)} * A_{(1)(k)} \quad (5-19)$$

Dónde:

$A_{(1)(k)}$ es el módulo de la componente armónica fundamental, obtenido mediante la ecuación (4-89).

$K_{error(1)}$ es la constante definida para fijar el umbral a partir del cual se activa la subrutina del tratamiento del error. Se ha fijado en 0.01.

El valor de $K_{error(1)}$ se ha obtenido de forma empírica, observando la evolución de los estados de la estructura “KF – PLL” cuando se produce una modificación en la señal de entrada. Esta constante debe ser lo suficientemente elevada para que el error de estimación calculado en régimen estacionario y que se produce aunque la identificación es correcta no active la

subrutina del tratamiento del error, pero lo suficientemente bajo para que transcurrido cierto tiempo de transición, no enmascare una identificación errónea de la señal de entrada.

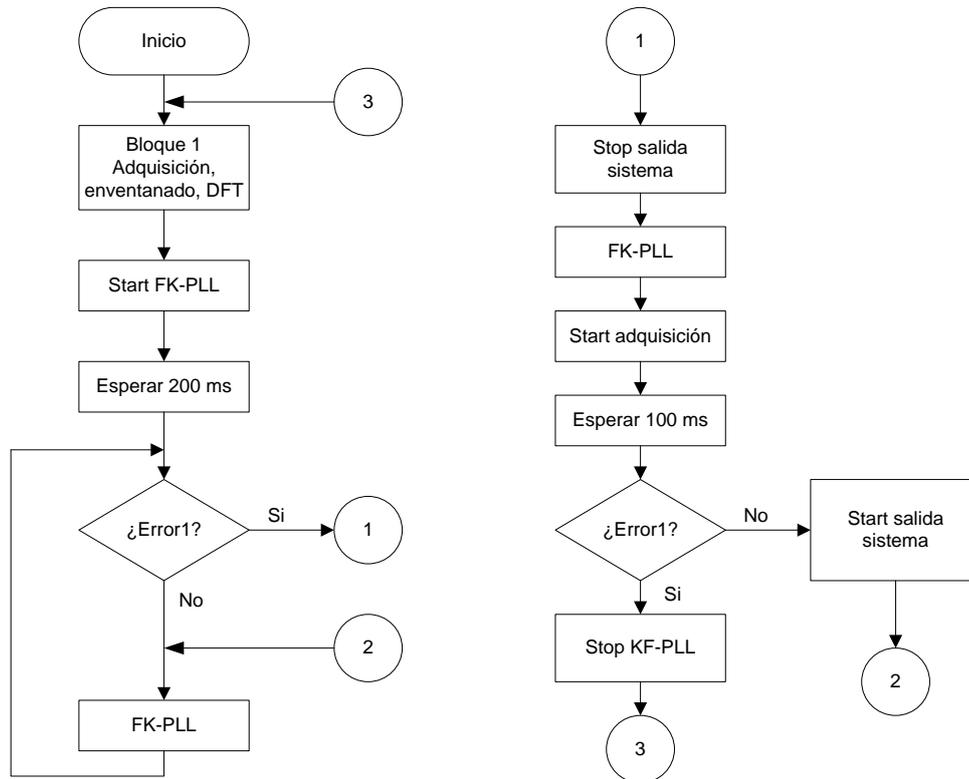


Figura 5-15. Flujograma del tratamiento del error una sólo estructura “KF-PLL”.

El flujograma de la subrutina desarrollada se muestra en la Figura 5-15, en donde:

- El bloque 1, es el mostrado en la figura 5-1, se realiza la adquisición de la señal de entrada, se enventana con la ventana de ponderación de Hann y se aplica la DFT al resultado. Se suministra al bloque “Start KF-PLL” los valores de modulo, frecuencia y número de componentes calculado.
- Con el bloque “Start KF-PLL”, se ejecuta el algoritmo de la estructura “KF-PLL”, aunque no se calcula la señal de referencia, al estar todavía en régimen transitorio el algoritmo.
- Timer 200 ms. Es el tiempo que se debe esperar hasta que el algoritmo de la estructura “KF-PLL” alcanza el régimen permanente.

- Finalizado el periodo transitorio, se compara la señal de error calculada, ecuación (5-16), con el valor de umbral, ecuación (5-19). Si el valor de umbral es superado, se activa la subrutina del tratamiento del error.
- Al activarse la subrutina del error, la señal de referencia pasa a tener valor nulo, “Stop salida del sistema”, para evitar la inyección en la red eléctrica de señales en contrafase o en fase diferente a la real y por consecuencia se pudiese producir la destrucción del generador mini eólico.
- Aunque la salida de referencia sea nula, la estructura “KF – PLL” sigue activa y se intenta ajustar al nuevo valor de la señal de entrada.
- Se activa la adquisición de la entrada, para ejecutar otra vez el algoritmo de identificación de componentes armónicas presentes en la señal de entrada (Bloque 1) en caso de ser necesario para volver a obtener el valor de las componentes.
- Trascurridos 100 ms, se comprueba el valor del error. Si el error persiste, se para la ejecución de la estructura “KF – PLL”, y se continúa con el algoritmo descrito en la figura 5-1. Si el error se ha hecho nulo porque la estructura “KF-PLL” realiza una correcta estimación de la señal de entrada, se sale de la situación de error, se activa la generación de la señal de referencia y se continúa con la ejecución de la estructura “KF-PLL”.

5.6.1.2. Caso 2: Rutina de tratamiento del error con filtros FIR y varias estructuras “KF-PLL”

La segunda subrutina definida para ejecutarse cuando se produce un error en la estimación se desarrolla a continuación. Esta subrutina se ha realizado para ejecutarse cuando el espectro de la señal de entrada se ha dividido en varias partes mediante el uso de filtros FIR, como se ha explicado previamente en el apartado (5.3). Se define porque el tratamiento que se realiza es un poco diferente y permite una mayor flexibilidad en la generación de la señal de referencia que con el tratamiento para una única estructura “KF-PLL”.

El flujograma que representa la ejecución de la subrutina se representa en la (5-16).

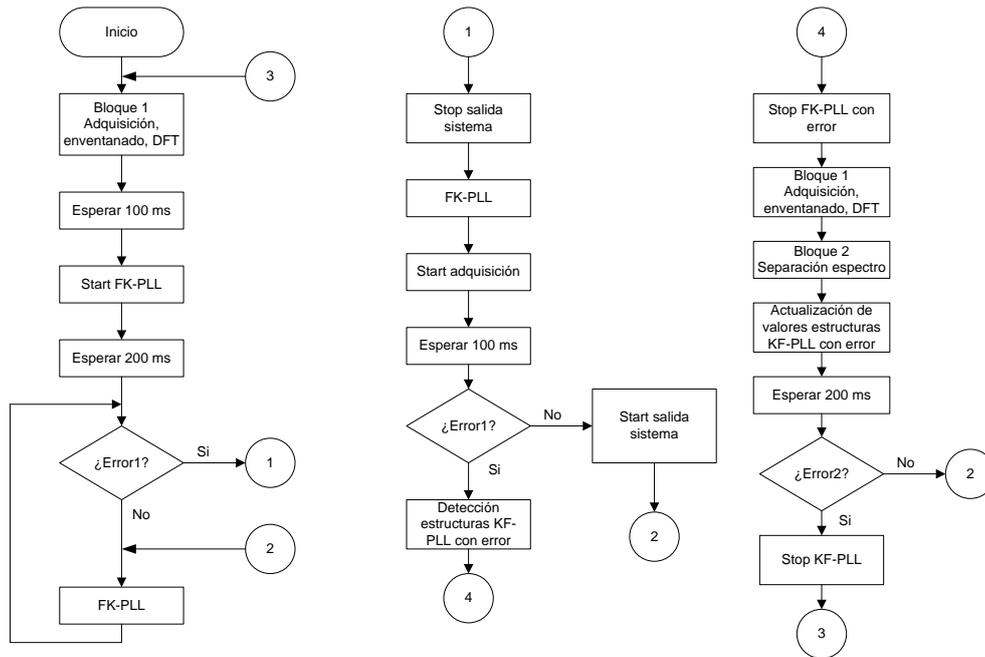


Figura 5-16. Flujograma del tratamiento del error varias estructuras “KF-PLL”.

En la subrutina, se emplean dos umbrales para definir sí se ha producido un error, Error1, definido en la ecuación (5-19), y el Error2, definido en la ecuación (5-20). El Error1 se ha explicado en el apartado (5.6.1.1) e indica el valor que debe superar la señal de error de predicción calculada con la ecuación (5-16) para ejecutar la subrutina del error, tiene que ver con el error de estimación global.

$$Error1_{(k)} = K_{error(1)} * A_{(1)(k)}$$

$$Error2_{(j,k)} = K_{error(2)} * A_{(j,min)(k)} \quad (5-20)$$

Dónde:

$A_{(j,min)(k)}$ es el módulo de menor valor de todas las componentes armónicas incluidas en la banda pasante del filtro FIR, y por lo tanto estimado por la estructura "KF – PLL_(j)"

$K_{error(2)}$ es la constante definida para fijar el umbral a partir del cual se define que se ha producido un error en el conjunto Filtro FIR y la estructura "KF – PLL_(j)" posterior. Se ha fijado en 0.5.

El valor de $K_{error(2)}$ se ha obtenido de forma empírica, observando la evolución de los estados de la estructura "KF – PLL" cuando se produce una modificación en la señal de entrada.

El flujograma de la subrutina desarrollada se muestra en la Figura 5-16, y realiza:

- El bloque 1, es el mostrado en la figura 5-1, se realiza la adquisición de la señal de entrada, se envientana con la ventana de ponderación de Hann y se aplica la DFT al resultado. Se suministra al bloque "Start KF-PLL" los valores de modulo, frecuencia y número de componentes calculado.
- Timer 100 ms. Es el tiempo máximo que se debe esperar hasta que el filtro FIR más lento alcanza el régimen permanente.
- Bloque "Start KF-PLL", se ejecuta el algoritmo de la estructura "KF-PLL", aunque no se calcula la señal de referencia, al estar todavía en régimen transitorio el algoritmo.
- Timer 200 ms. Es el tiempo que se debe esperar hasta que el algoritmo de la estructura "KF-PLL" alcanza el régimen permanente.
- Finalizado el periodo transitorio, se compara la señal de error calculada, ecuación (5-16) con el valor de umbral, ecuación (5-19). Sí el valor de umbral es superado, se activa la subrutina del tratamiento del error.
- Al activarse la subrutina del error, la señal de referencia generada pasa a tener valor nulo, "Stop salida del sistema", para evitar la inyección en la red eléctrica de señales en contrafase o en fase diferente a la real y por consecuencia se pudiese producir la destrucción del generador mini eólico.
- Aunque la salida de referencia sea nula, las estructuras "KF – PLL" siguen activas y se intentan ajustar al nuevo valor de la señal de entrada.
- Se activa a adquisición de la entrada, para ejecutar otra vez el algoritmo de identificación de componentes armónicas presentes en la señal de entrada (Bloque 1) en caso de ser necesario volver a obtener el valor de las componentes.

- Trascurridos 100 ms, se comprueba el valor del error de estimación global Error1. Si el error persiste, se busca que estructuras “KF-PLL” tienen activas la señal Error2, que se ha obtenido con la ecuación (5-20). Una vez localizadas, se activa la señal de generación de la referencia, utilizando únicamente las estructuras “KF-PLL” que no presentan error, mientras que las que presenta error se paran. Se continúa con la adquisición de la señal a analizar.
- Finalizada la adquisición de datos de la señal a analizar, se realiza el inventariado, la DFT y la separación del espectro.
- Se actualizan los filtros FIR y las estructuras “KF-PLL”, las que no varían siguen proporcionando datos para la generación de la señal de referencia, y las estructuras que varían, siguen el proceso inicial.

6. Resultados de simulación.

En el presente capítulo se muestran las simulaciones realizadas para determinar la validez del método propuesto. Las simulaciones se han realizado con el programa “Simulink”, que forma parte de un paquete de programación mucho mayor llamado “Matlab”.

Se muestran 6 simulaciones, cada una de ellas está orientada a mostrar los siguientes aspectos:

1. Simulación 1. Determinación del número de componentes armónicas en una señal. Se muestra el resultado de aplicar el algoritmo desarrollado en la Figura 5-2, para la detección de los armónicos incluidos en una señal desconocida.
2. Simulación 2. Se realiza la simulación de una señal con 11 armónicos de tensión, aplicados sobre una carga lineal. Se calculan sus componentes armónicas mediante una única estructura "KF-PLL" formada por 11 componentes armónicas de la señal: Con los resultados obtenidos se hace una compensación global de armónicos de intensidad y de energía reactiva.
3. Simulación 3. Se realiza la simulación con la misma señal de entrada que en la simulación 2, pero en esta simulación se emplea todo el algoritmo descrito en la metodología propuesta. Con los resultados obtenidos se realiza una comparativa con los obtenidos en la simulación 2.
4. Simulación 4. Se realiza la simulación con la misma señal de entrada que en la simulación 2, pero en esta simulación se modifica el algoritmo descrito en la metodología propuesta, con el fin de emplear tres estructuras de “KF-PLL”. Con los resultados obtenidos se realiza una comparativa con los obtenidos en la simulación 2 y 3.
5. Simulación 5. Se aplica una señal de tensión con dos componentes armónicas sobre una carga no lineal. Se aplica el método propuesto y se observan los resultados que se producen cuando se producen errores en la identificación de las componentes armónicas. Este caso contempla la situación en la cual se realiza una generación de potencia activa a la vez que una compensación global de armónicos detectados y potencia reactiva, para comprobar el funcionamiento como sistema híbrido generador-compensador.
6. Simulación 6. Se muestra cómo actúa el tratamiento del error cuando a una señal ya estimada y completamente identificada, se le añade una nueva componente armónica.

6.1. Simulación 1. Determinar el número de componentes armónicas en una señal desconocida.

En la simulación, se emplea una señal de test conocida para dar validez al algoritmo de búsqueda de las componentes armónicas que forman una señal desconocida. Descrito en el apartado 5.2, y que forma parte del método propuesto en la presente Tesis para la detección y medida de armónicos, subarmónicos e interarmónicos.

6.1.1. Señal de test, tensión de red

La señal de test desarrollada posee las once componentes armónicas descritas en la Tabla 6-1.

Número componente armónica	Tensión (Vp)	Frecuencia (Hz)	Fase (°)
1	2,28	24,5	0,00
2	325,27	49,5	3,18
3	19	148,5	7,96
4	2,6	171,5	0,00
5	15,2	247,5	0,00
6	3,2	318,5	38,20
7	11,4	346,5	0,00
8	3,5	367,5	0,00
9	7,6	445,5	66,85
10	4,1	495	76,40
11	4,4	514,5	0,00

Tabla 6-1 Valores de modulo, frecuencia y fase de las componentes armónicas que componen la señal de test.

La evolución temporal de la tensión en la carga, cuyas componentes se han descrito en la Tabla 6-1, se muestra en la Figura 6-1.

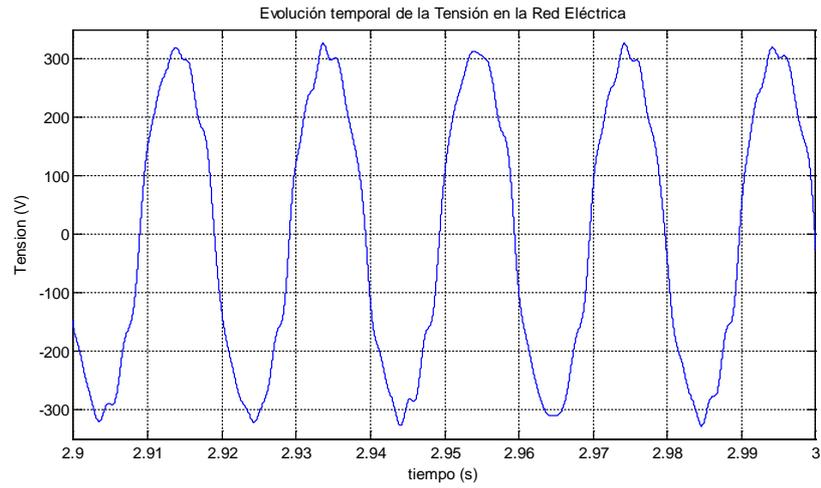


Figura 6-1. Evolución temporal de la tensión en la carga.

La señal de test de la Tensión en la red, se aplica sobre una carga RL, formando el esquema mostrado en la Figura 6-2

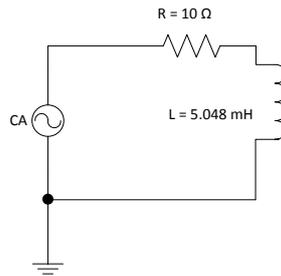


Figura 6-2. Circuito RL de test.

Al aplicar la tensión de la Figura 6-1 sobre el circuito de la Figura 6-2, circula por la carga RL la corriente mostrada en la Figura 6-3.

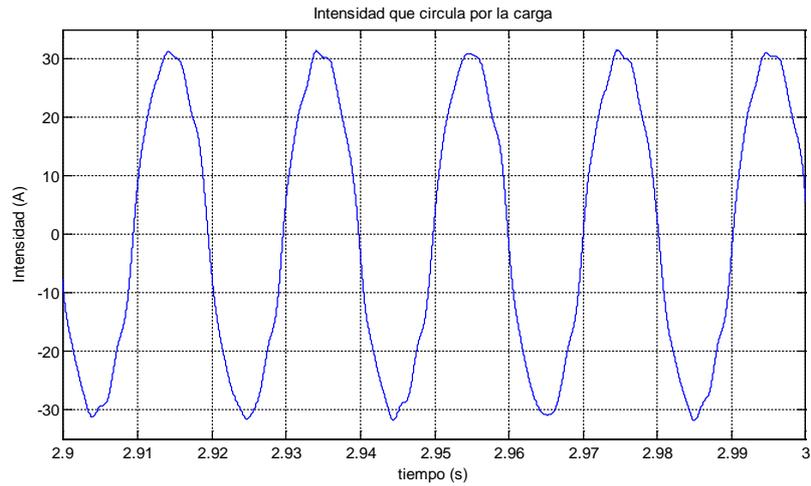


Figura 6-3. Evolución temporal de la corriente que circula por la carga RL.

Aplicando la transformada de Fourier a la señal de intensidad, con una frecuencia base de 0.5 Hz para poder disponer de resolución suficiente para analizar la señal. Espectro en frecuencia correspondiente a la corriente que circula por la carga Figura 6-3, se muestra en la Figura 6-4 y con mayor detalle en la Figura 6-5.

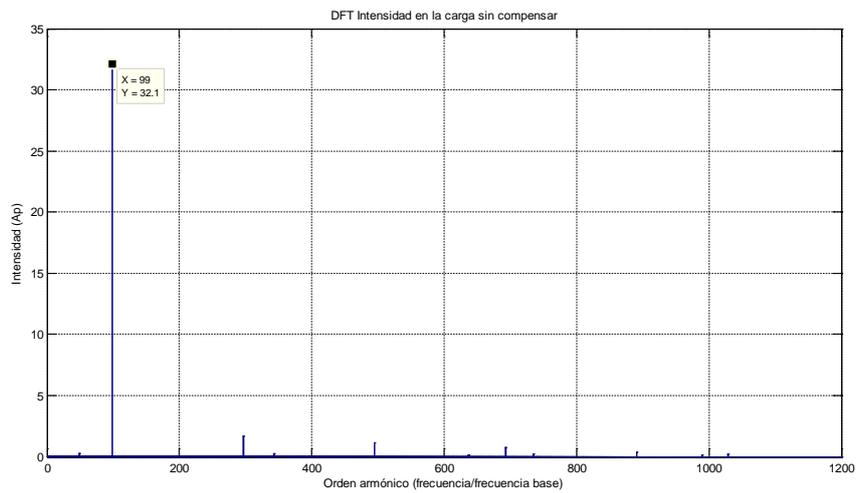


Figura 6-4. Espectro armónico de la corriente que circula por la carga con fb=0,5 Hz.

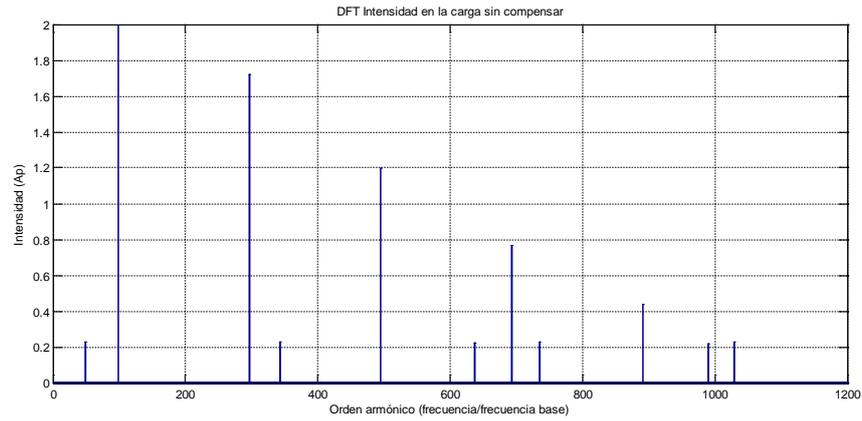


Figura 6-5. Espectro armónico de la corriente que circula por la carga con fb=0,5 Hz. Vista detalle

Los resultados de la DFT de la corriente se resumen en la Tabla 6-2.

Número componente armónica	Frecuencia (Hz)	Intensidad (Ap)
1	24,5	0,227
2	49,5	32,12
3	148,5	1,72
4	171,5	0,228
5	247,5	1,2
6	318,5	0,225
7	346,5	0,767
8	367,5	0,228
9	445,5	0,439
10	495	0,22
11	514,5	0,23

Tabla 6-2 Valores de las componentes de frecuencia que forman la señal de test de corriente.

La aplicación de una DFT con frecuencia base de 0,5 Hz supone la utilización de una ventana de adquisición de 2 segundos. Lo cual supone un gran número de muestras a almacenar y un coste computacional muy elevado. Para reducir el coste de computación se puede recurrir a elevar la frecuencia base de la DFT a un rango que se considere adecuado.

Aplicando la DFT a la señal descrita en la Tabla 6-2, en los términos indicados por [7], con una frecuencia base de la DFT de 5 Hz. El espectro obtenido se muestra en la Figura 6-6:

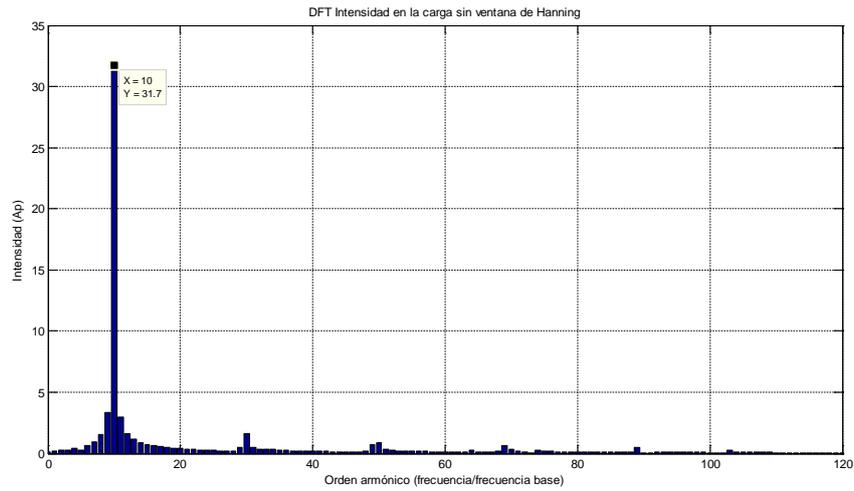


Figura 6-6. Espectro de la intensidad que circula por la carga. DFT sin ventana de ponderación y con fb=5 Hz.

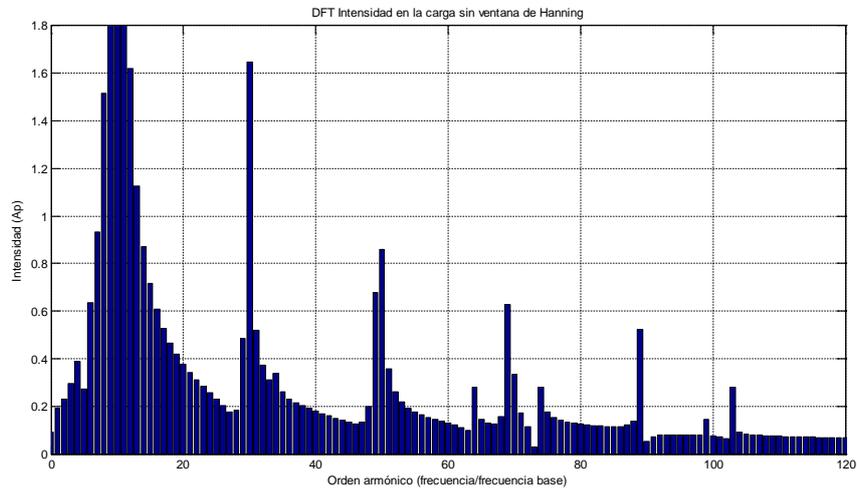


Figura 6-7. Detalle del espectro de la intensidad que circula por la carga. DFT sin ventana de ponderación.

Por otro lado en la Figura 6-7, se observan los efectos del "picket fence" y "leakage" que se producen en el cálculo de la DFT cuando la señal de estudio no es múltiplo exacto de la frecuencia base de la FFT, y la señal sufre el truncado de la serie en la ventana de adquisición cuando no empieza en el mismo punto que donde termina [90].

Los resultados obtenidos al aumentar la frecuencia base para reducir los buffer y el coste computacional demuestran la dificultad de conocer con exactitud las componentes frecuenciales que realmente existen en la señal.

Cómo se explica en [58], y se ha desarrollado en el apartado 5.2. Si se aplica una ventana de ponderación de Hanning es posible mitigar los efectos del “leakage” de los resultados de la DFT. El efecto de aplicar la ventana de Hanning sobre las muestras adquiridas de la corriente en la carga, se visualiza en la figura 6-8.

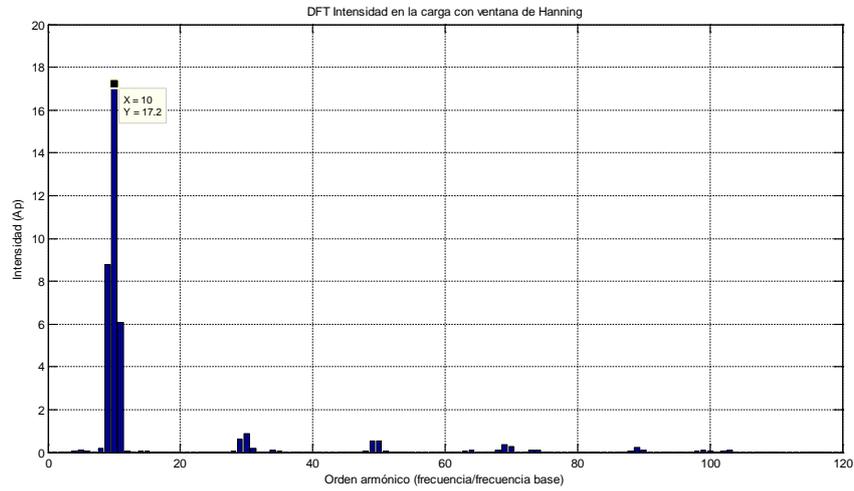


Figura 6-8. Espectro de la intensidad que circula por la carga. DFT con ventana de ponderación.

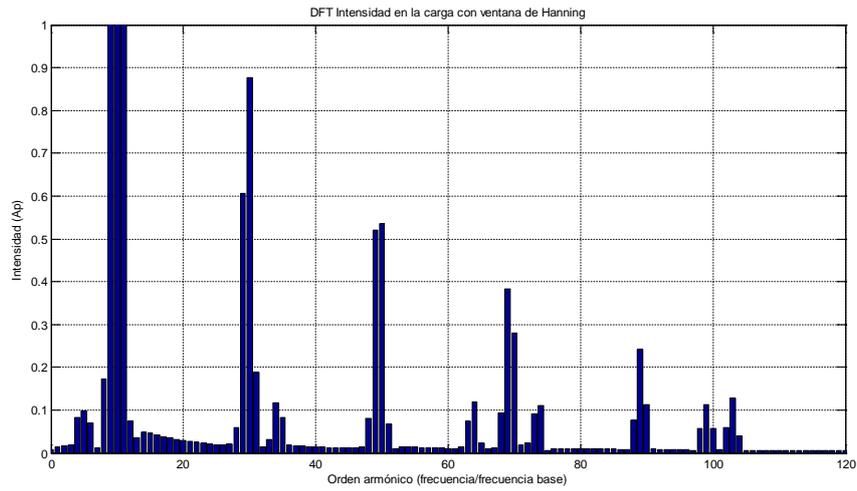


Figura 6-9. Detalle del Espectro mostrado en Figura 6-8

En la Figura 6-9, se observa como al emplear la ventana de ponderación, se agrupan las barras espectrales alrededor de los verdaderos valores de las frecuencias que componen la señal. La distribución espectral producto del efecto “leakage” disminuye considerablemente, como consecuencia de la aplicación de la ventana.

A partir de los resultados obtenidos mediante la DFT con ventana de Hanning presentados en las figuras 6-8 y 6-9, se realiza la agrupación de componentes armónicas según el método propuesto en la presente tesis en el apartado 5.2.2.2 con el fin de encontrar el número real de componentes armónicas y tener una aproximación a su frecuencia y amplitud. En la Tabla 6-3 se muestra dicha aproximación.

Número componente armónica	Intensidad (Ap) Identificada	Intensidad (Ap) Real	Frecuencia (Hz) Identificada	Frecuencia (Hz) Real
1	0,1146	0,227	25	24,5
2	19,68	32,12	50	49,5
3	1,05	1,72	150	148,5
4	0,1102	0,228	170	171,5
5	0,7248	1,2	250	247,5
6	0,1068	0,225	320	318,5
7	0,4567	0,767	350	346,5
8	0,098	0,228	365	367,5
9	0,2521	0,439	450	445,5
10	0,1232	0,22	500	495
11	0,0661	0,23	510	514,5

Tabla 6-3 Componentes armónicas obtenidas para la corriente en la carga con el metodo propuesto vs reales.

Conclusiones:

- Emplear una ventana de ponderación no consigue eliminar totalmente los errores que se producen al realizar una DFT de una señal que presenta el efecto “leakage” y el “picket-fence”. Cómo se puede observar en la figura 6-6.
- El método presentado presenta un correcto funcionamiento en la detección del número de componentes armónicas presentes en una señal desconocida, ya que permite separar las componentes armónicas obtenidas que son fruto de una componente armónica real, de las que son originadas por el efecto “leakage”.

6.2. Simulación 2. Obtención de la señal de referencia mediante el método presentado.

Una vez conocidos el número de componentes de la señal y con los valores semilla de módulo y frecuencia, se lanza el estimador formado por el Filtro de Kalman + el identificador de frecuencia basado en el modelo interno (KF-PLL) desarrollado en el apartado 4.4.1.1.3.

A partir de los resultados de la estimación, se realiza una compensación global de la corriente en la carga. Para ello se debe obtener la componente fundamental de la tensión de red, como se ha demostrado en el capítulo 5.

Los resultados obtenidos con esta simulación, se compararán con los obtenidos en la simulación 3, simulación en la que se desarrolla todo el método propuesto (capítulo 5), y se comparan los resultados.

Las características de la simulación son las siguientes:

- El esquema empleado es el mostrado en la Figura 6-2, y la señal aplicada al circuito es la descrita en la Tabla 6-1.
- La frecuencia de muestreo empleada es de 20480 Hz.
- El tiempo de simulación es de 3 s.
- El algoritmo de búsqueda de las componentes armónicas se activa a los 50 ms de empezar la simulación, dando tiempo a que la intensidad que circula por la carga, alcance el régimen permanente.
- Cuando termina la búsqueda de las componentes, se activa la estructura "KF-PLL"

El punto 6.2.1 muestra la identificación de las componentes armónicas, el 6.2.2 la obtención del armónico fundamental de tensión mientras que el 6.2.3 mostrará la generación de la referencia y evolución de la intensidad de red compensada.

6.2.1. Identificación de las componentes armónicas

6.2.1.1. Evolución temporal de la intensidad en la carga y su estimación mediante al algoritmo “KF-PLL”

La simulación tiene una duración de 3 s. Los primeros 50 ms, es el tiempo necesario para que la corriente que circula por la carga alcance el régimen permanente, debido a la carga de la bobina.

Durante los 200 ms siguientes, se realiza la adquisición y almacenaje de datos para el sistema de detección de componentes armónicas, y es a los 250 ms, cuando se empieza a aplicar el algoritmo de “KF-PLL” a la totalidad de las componentes armónicas identificadas.

En la Figura 6-10, se muestra como el algoritmo de la estructura "KF-PLL", empieza su ejecución a los 250 ms, cuando el bloque detector de armónicos ha finalizado la búsqueda de las componentes armónicas y le proporciona a la estructura “KF-PLL” el número de componentes armónicas que forman la señal a identificar. Este dato es empleado en la estructura “KF-PLL” para ajustar la dimensión de las matrices y vectores de Kalman, ecuaciones (4-69), (4-70) y (4-71). Además se le proporcionan los valores iniciales de frecuencia y amplitud para arrancar la estimación.

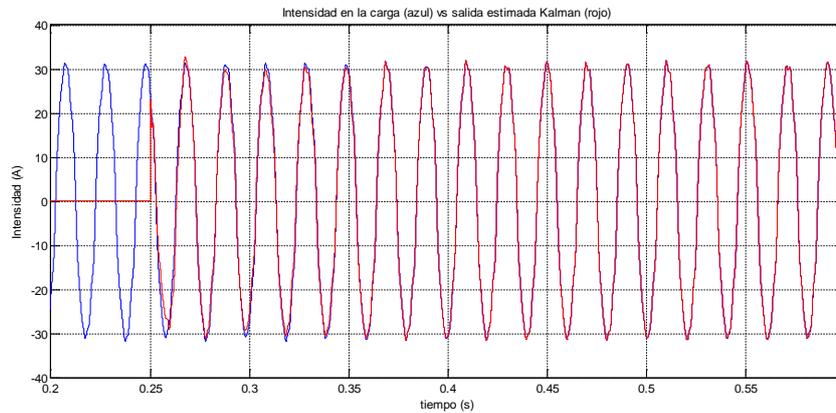


Figura 6-10. Detalle del transitorio de la corriente en la carga (azul) y de la estimación realizada (rojo).

La Figura 6-10 muestra la evolución temporal de la intensidad que circula en la carga y la salida del algoritmo (KF-PLL). Durante el tramo temporal mostrado el algoritmo de (KF-PLL) converge y la estimación coincide con la señal real.

La Figura 6-11 muestra la evolución de la señal real y la obtenida con el algoritmo (KF-PLL) durante el tramo final de la simulación, cuando el sistema está completamente estabilizado. Se observa como la estimación obtenida es difícilmente diferenciable a simple vista de la señal real.

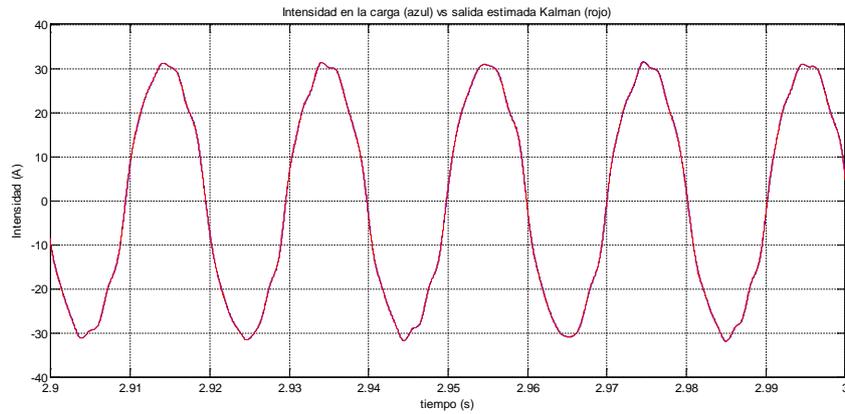


Figura 6-11. Periodo estacionario de la corriente en la carga (azul) y de la estimación realizada (rojo).

En la Figura 6-12, se muestra el error que se produce entre la intensidad en la carga real, y la estimación que hace el algoritmo (KF-PLL) durante el periodo transitorio del algoritmo de estimación. El algoritmo (KF-PLL) hace el error global de estimación nulo, a los 250 ms de haber comenzado la estimación.

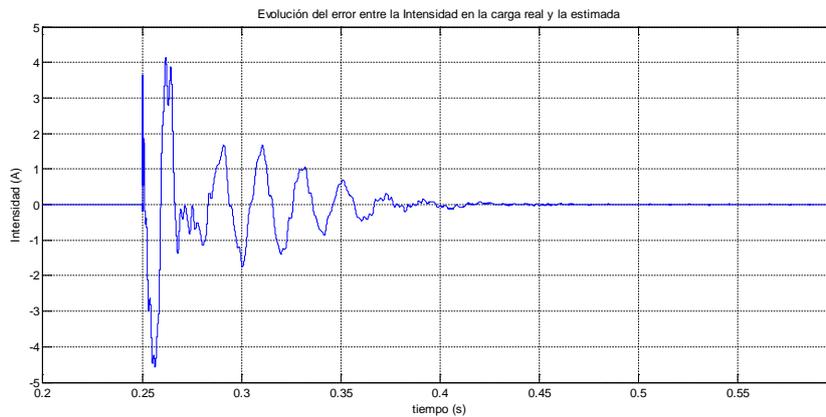


Figura 6-12. Periodo transitorio de la evolución del error entre la señal real y la estimada por Kalman.

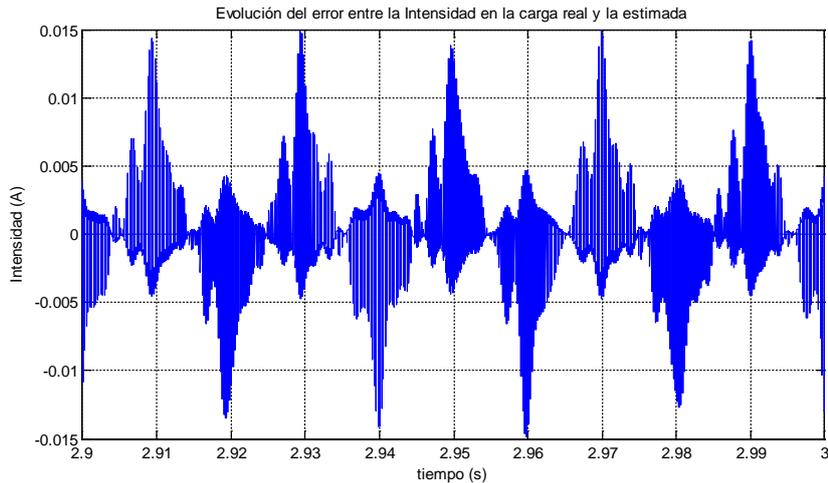


Figura 6-13. Periodo estacionario de la evolución del error entre la señal real y la estimada por Kalman.

En la Figura 6-13, se observa la evolución del error entre la intensidad en la carga real, y la estimación realizada con la estructura "KF-PLL" en estado estacionario. El error es inferior a 15 mAp, que es un resultado menor al 0.05 % del valor de pico del armónico fundamental de la corriente en la carga (32,12 Ap) que se mostró en la Tabla 6-2.

A continuación se muestran los resultados obtenidos para cuatro de las once componentes armónicas presentes en la corriente que circula por la carga.

Se han elegido cuatro valores por diversos motivos, el primero es por claridad en la explicación y por reducir el número de figuras que no van a aportar nueva información.

En la simulación 3, el espectro será separado mediante filtros FIR, y serán empleadas dos estructuras "KF-PLL", que posteriormente se compararán con las mostradas en este apartado.

En la simulación 4, el espectro será separado mediante filtros FIR, y serán empleadas tres estructuras "KF-PLL", que posteriormente se compararán con las mostradas en este apartado.

El regulador implementado en el modelo interno del identificador de frecuencia, es el mismo para todas las componentes armónicas que se desean identificar.

6.2.1.2. Evolución temporal de la primera componente armónica de la intensidad en la carga (24,5 Hz) y su estimación mediante el algoritmo (KF-PLL)

La simulación se ha implementado de forma que los valores reales de las componentes armónicas que forman las señales objeto del estudio sean accesibles para su visualización y cálculo, tanto de forma individual como en conjunto. De esta forma se realiza un análisis entre el verdadero valor de la componente armónica y el valor de la estimación realizado con el algoritmo “KF-PLL”.

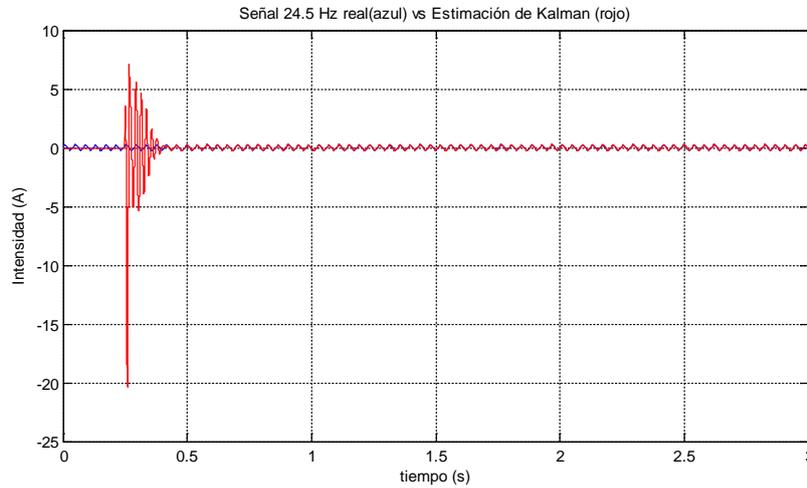


Figura 6-14. Componente armónica de 24,5 Hz, valor real (a) y estimación Kalman (r).

En la Figura 6-14, se muestra la evolución de la estimación que realiza la estructura “KF-PLL” de la primera componente armónica contenida en la señal a analizar. Se aprecia como el sobreimpulso obtenido en el inicio del periodo transitorio es muy elevado, del orden de casi 100 veces superior al valor nominal.

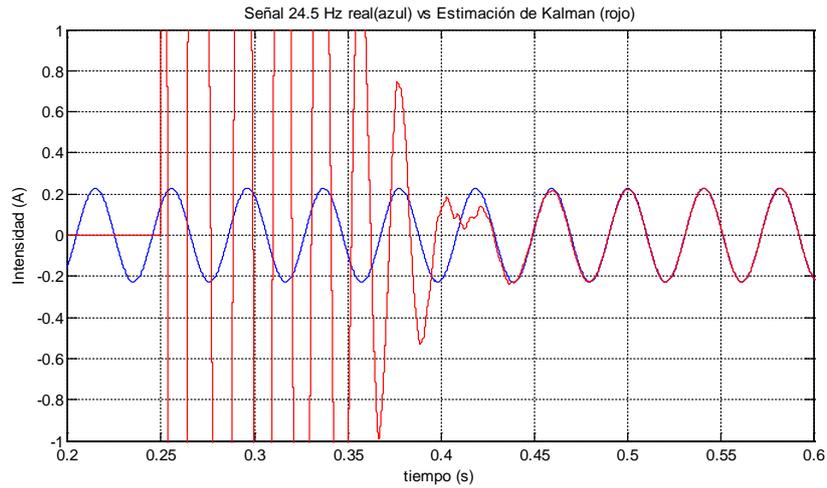


Figura 6-15. Componente armónica de 24,5 Hz, valor real (a) y estimación Kalman (r). Régimen el transitorio.

En la figura 6-15 se aprecia mejor el momento de inicio del algoritmo, señal de color rojo, que se produce a los 250 ms de comenzar la simulación. Y como llega al estado estacionario 300 ms después del comienzo del algoritmo de estimación “KF-PLL”.

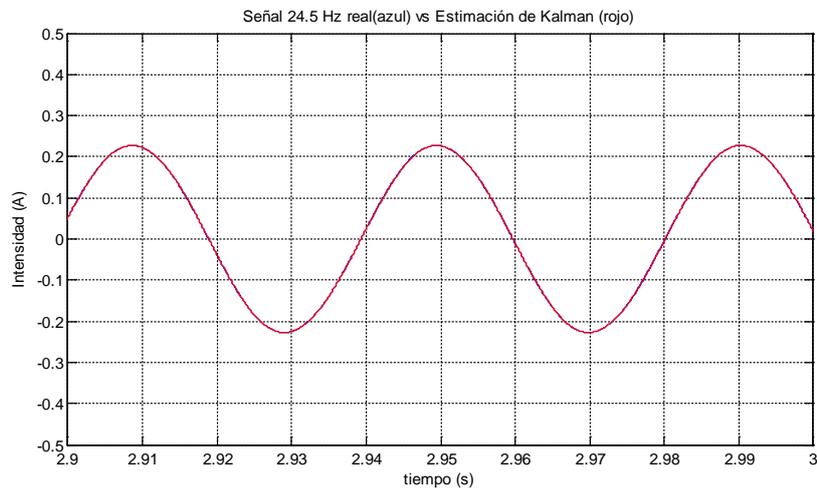


Figura 6-16. Componente armónica de 24,5 Hz, valor real (a) y estimación Kalman (r). Régimen permanente.

En la figura 6-16, se aprecia como la estimación coincide perfectamente con la componente real. Esta coincidencia se confirma al observar la Figura 6-22 y la Figura 6-23. Figuras donde se observa la evolución de error medido entre la salida estimada de (KL-PLL) y la medida de la

señal real. En la figura se puede comprobar que a partir de los 300 ms de ejecución de la estructura (KF-PLL) se llega al estado estacionario.

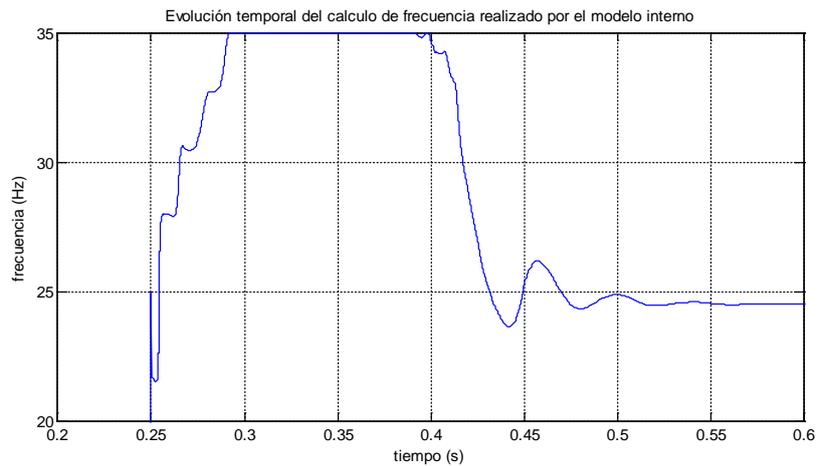


Figura 6-17. Evolución del cálculo de la frecuencia de la componente armónica de 24,5 Hz por el modelo interno.

La evolución del cálculo de la frecuencia realizada por la estructura “KF-PLL” para la primera componente armónica es descrita por la Figura 6-17. La estabilización del cálculo de la frecuencia se produce los 300 ms después del arranque del algoritmo. Valor que coincide con el tiempo de establecimiento de la estimación presentada en la Figura 6-17. Esto significa que es la estimación de la frecuencia el que marca la demora en la convergencia.

El origen de la saturación que se observa en la Figura 6-17 ha sido fijado en el diseño del algoritmo. Se ha programado una saturación de valor $\pm 10 \text{ Hz}$ con respecto al valor inicial que proporcionó el análisis basado en la FFT y el agrupamiento de los resultados de la FFT (apartado 5.2). Se fija en $\pm 10 \text{ Hz}$ el valor de la saturación porque el ancho de banda de la detección del primer grupo interarmónico, ecuación (5-3), es de $\pm 10 \text{ Hz}$ sobre el valor de 50 Hz. Su justificación es doble, primero para evitar que dos o más componentes esten en la misma banda de detección de la componente fundamental y estas componentes hagan que el algoritmo este saltando de una a otra hasta hacer la identificación de todas. El segundo motivo es limitar el campo de búsqueda del modelo interno, de esta forma se consigue que el regulador no se aleje demasiado del valor real de la frecuencia que procede del valor semilla de la salida del agrupamiento, apartado 5.2.2.2.

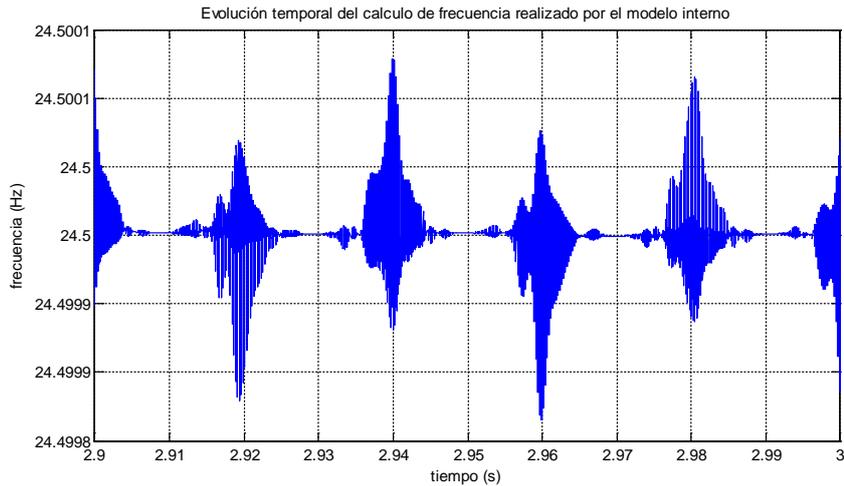


Figura 6-18. Evolución del cálculo de la frecuencia de la componente armónica de 24,5 Hz por el modelo interno.

Zona de régimen permanente.

En la Figura 6-18 se muestra el error de estimación del valor de la frecuencia de la componente en estado estacionario es inferior al 0.0005 %. Con este valor de error, se puede afirmar que la estimación es correcta y el resultado obtenido coincide con el real.

La estimación del módulo de la componente armónica se realiza con el (KF-PLL). En la figura Figura 6-19 se observa la evolución de la estimación del módulo obtenida durante el primer segundo de simulación. Durante el periodo entre 0,3 y 0,4 s el valor de la frecuencia está en saturación y es el ajuste de Kalman el que aproxima el valor del módulo hacia el verdadero valor. Observando la Figura 6-20 se puede afirmar que se alcanza el régimen estacionario en la estimación del módulo de la primera componente armónica a los 270 ms de haber comenzado la estimación.

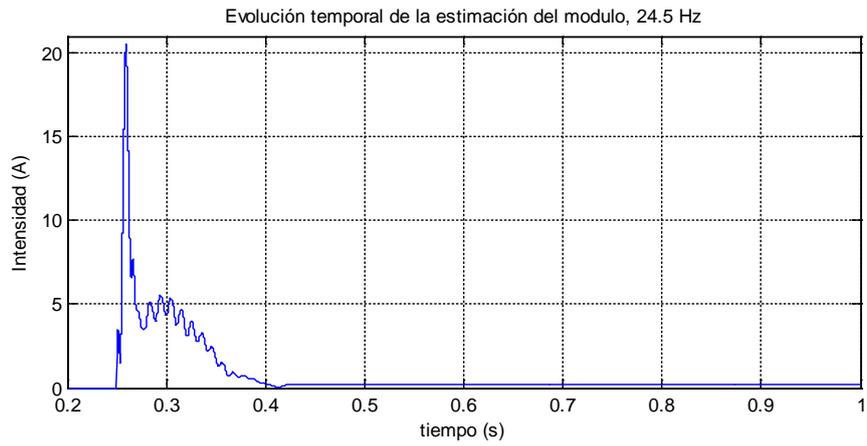


Figura 6-19. Evolución del cálculo del módulo de la componente armónica de 24,5 Hz por el modelo interno.

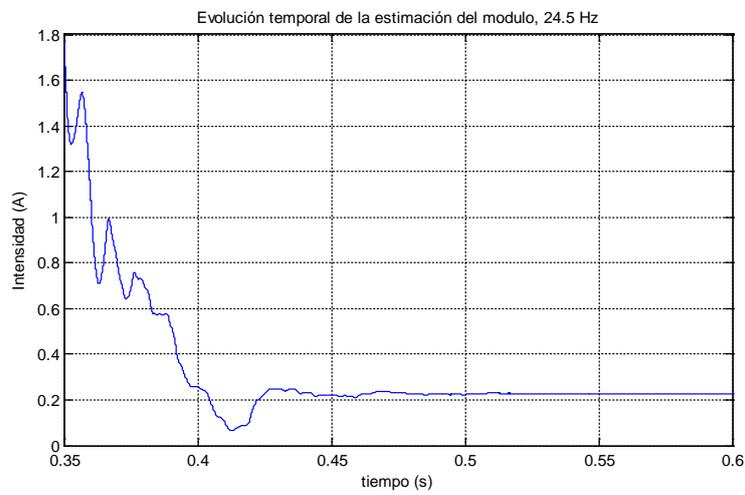


Figura 6-20. Evolución del cálculo del módulo de la componente armónica de 24,5 Hz por el modelo interno.

Detalle del transitorio.

En la figura Figura 6-21 se observa el valor del módulo en régimen estacionario. El valor que debería obtenerse en la simulación es de 0,227 V y se aprecia como el resultado obtenido es de 0,2273 como valor medio, produciendo un error de estimación del módulo inferior al 0,22% en el valor máximo de desviación ($\cong 0,2275 V$).

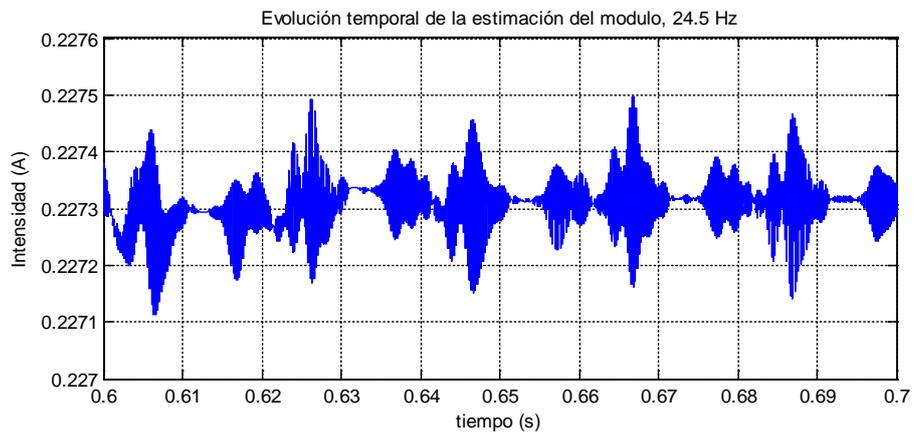


Figura 6-21. Evolución del cálculo del módulo de la componente armónica de 24,5 Hz por el (KF-PLL).

Detalle del régimen permanente.

La evolución del error obtenido entre la componente armónica real de 24,5 Hz y la estimación obtenida con (KF-PLL) se muestra en la Figura 6-22.

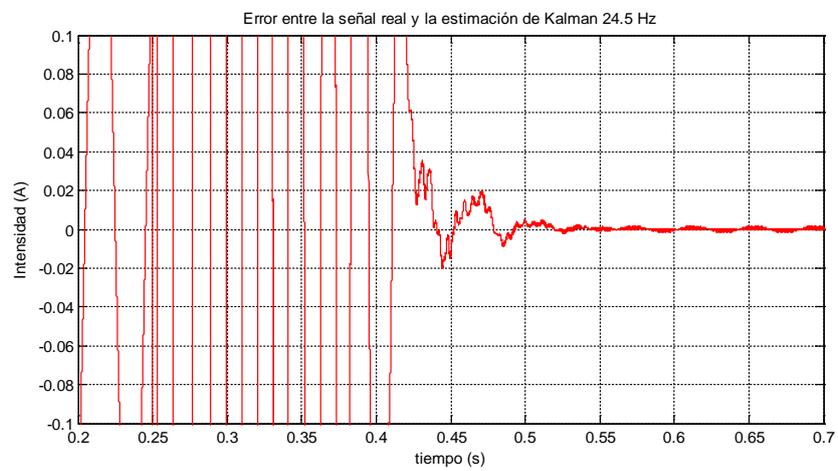


Figura 6-22. Detalle de evolución del error entre la primera componente armónica (24,5 Hz) y la estimada.

En la Figura 6-22 se muestra en detalle la evolución del transitorio del error calculado entre la señal real del transitorio y la estimación obtenida. Observando esta evolución, se puede decir que la estimación de la componente termina el transitorio a los 300 ms de haber comenzado la estimación.

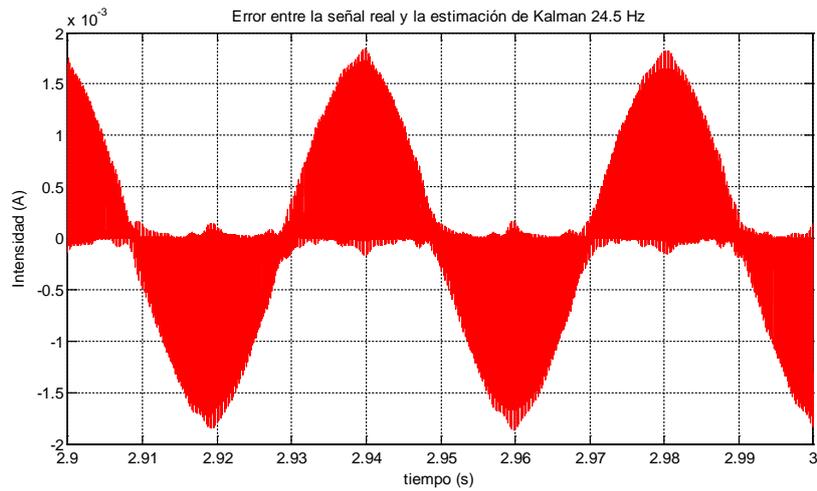


Figura 6-23. Evolución del error entre el valor real de la componente armónica (24,5 Hz) y la estimación.

Zona de régimen permanente

En la Tabla 6-2 se muestra como el valor de Intensidad de pico de la componente armónica es de 0,227 A. El error máximo en estado estacionario para la estimación realizada por kalman es inferior a 2 mA, dato obtenido de la Figura 6-23, por lo tanto, el error obtenido en la estimación de esta componente armónica es inferior al 1%. Dato que concuerda con los errores obtenidos en el cálculo de la frecuencia y del módulo de la componente armónica.

6.2.1.3. Evolución temporal de la cuarta componente armónica (171,5 Hz) de la intensidad en la carga y su estimación mediante el algoritmo “KF-PLL”

Al igual que ha sucedido con la estimación de la primera componente armónica, en el momento de inicio del algoritmo, el sobre impulso es muy elevado, en este caso del orden de 50 veces el estado estacionario, como se refleja en la Figura 6-24.

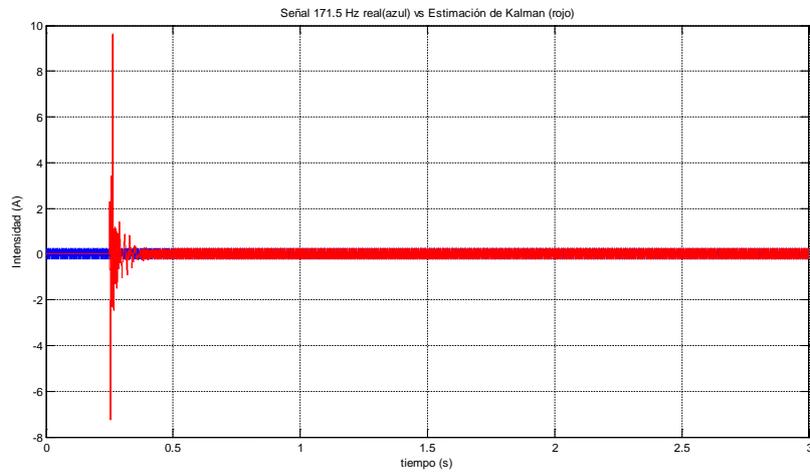


Figura 6-24. Evolución temporal de la componente armónica de 171,5 Hz.

La Figura 6-24 muestra la evolución de la señal correspondiente a la cuarta componente armónica junto con la estimación obtenida con el (FK-PLL). En ella se aprecia cómo evoluciona la estimación durante el periodo transitorio y como es la señal real de esa componente armónica. En la figura 6-31 se observa el error cometido en la estimación.

La Figura 6-25 muestra en detalle el transitorio de la evolución de la señal real y la estimación.

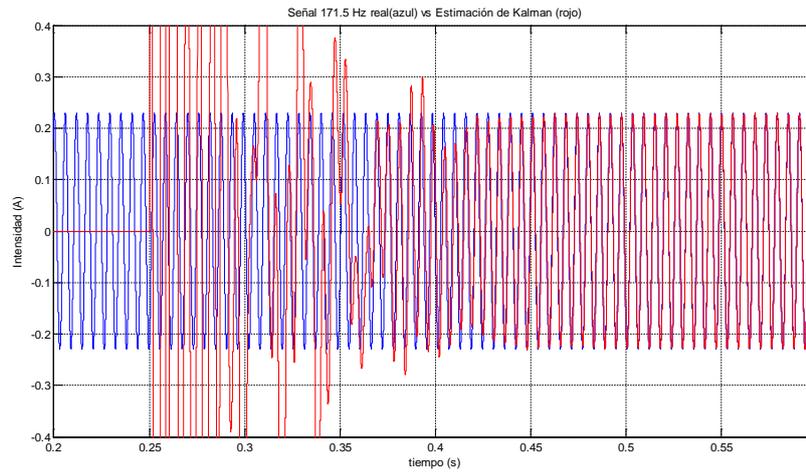


Figura 6-25. Evolución temporal de la componente armónica de 171,5 Hz. Periodo transitorio.

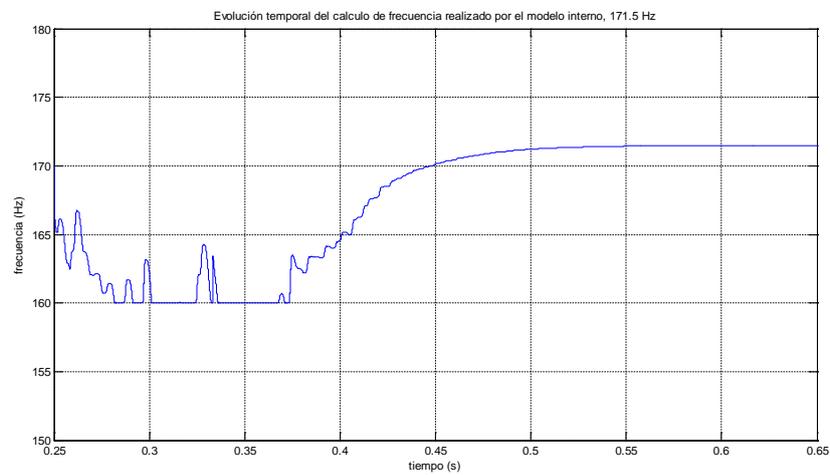


Figura 6-26. Evolución temporal del cálculo de la frecuencia por parte del modelo interno.

La evolución de la estimación de la frecuencia es similar a la de la primera componente armónica, la Figura 6-26 muestra cómo se alcanza el periodo estacionario a los 350 ms de haber empezado la estimación. La saturación que se observa en 160 Hz, tiene el mismo origen y está descrito en el apartado 6.2.1.2.

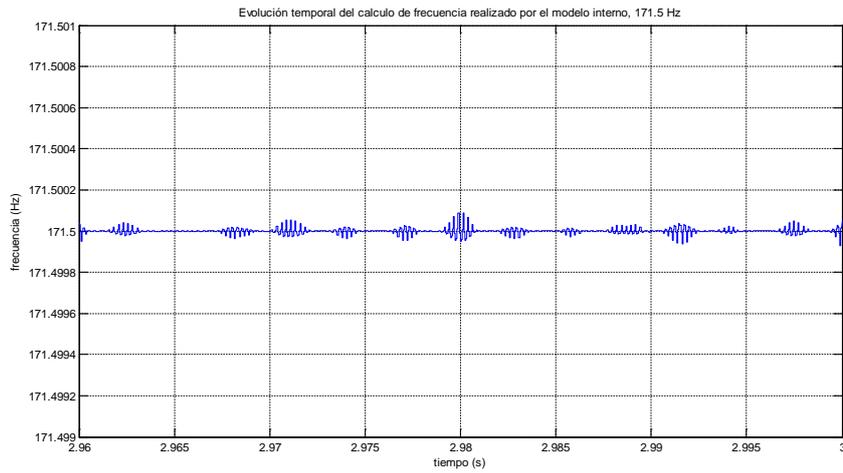


Figura 6-27. Evolución temporal del cálculo de la frecuencia por parte del modelo interno. Régimen permanente

La Figura 6-27, muestra el valor estimado de la frecuencia en estado estacionario, se aprecia como el error obtenido en estimación en el valor de la frecuencia de la componente armónica vuelve a ser prácticamente despreciable, inferior a 0,00005 %. Con este valor calculado del error se puede afirmar que el error es nulo y la estimación es correcta.

En la Figura 6-28 se presenta la estimación del módulo de la cuarta componente armónica durante un segundo de simulación.

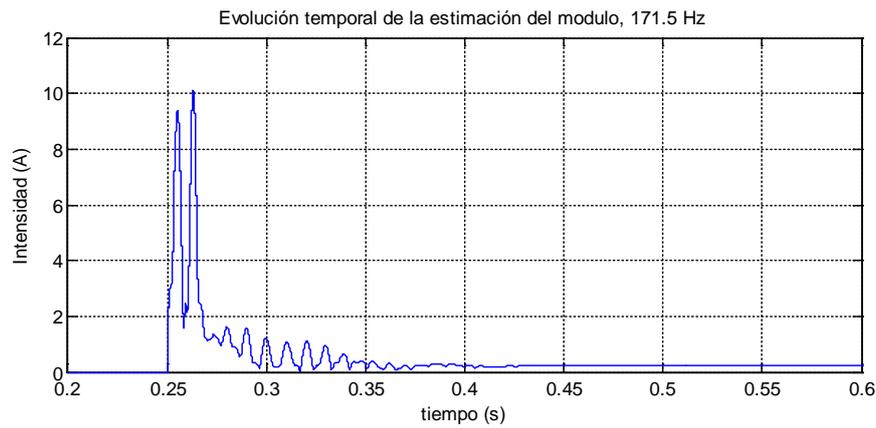


Figura 6-28. Evolución temporal de la estimación del módulo de la cuarta componente armónica.

En la Figura 6-29 se muestra en detalle el transitorio de la estimación del módulo y tras su análisis se puede concluir que aproximadamente 230 ms después del comienzo del KF-PLL, se alcanza el estado estacionario.

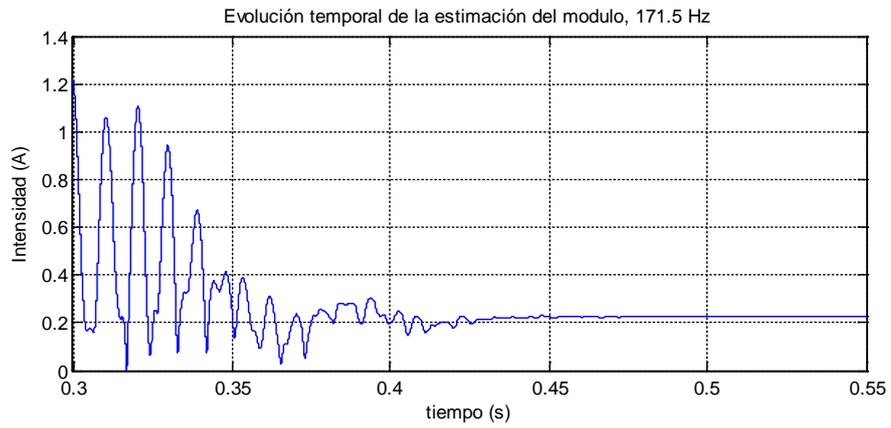


Figura 6-29. Detalle del periodo transitorio de la estimación del módulo de la cuarta componente armónica.

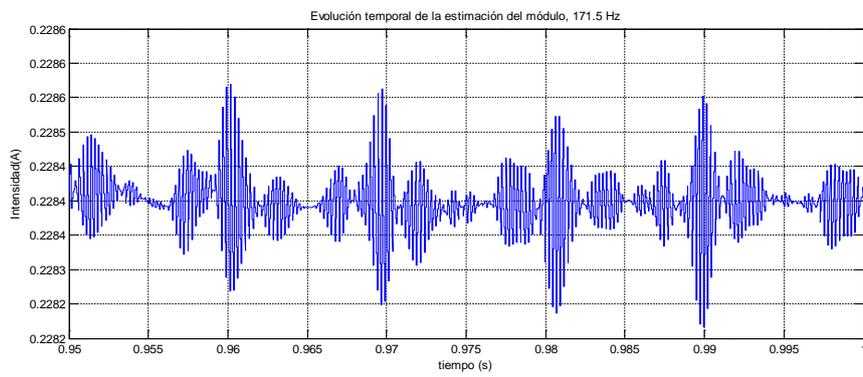


Figura 6-30. Detalle del periodo transitorio de la estimación del módulo de la cuarta componente armónica.

En la Figura 6-30 muestra en detalle el estado estacionario de la estimación del módulo que tiene un valor medio de 0.22845 en vez de 0.228 A, siendo el pico máximo de 0.22865 A. Con estos resultados se produce un error del 0.28% en la estimación del módulo.

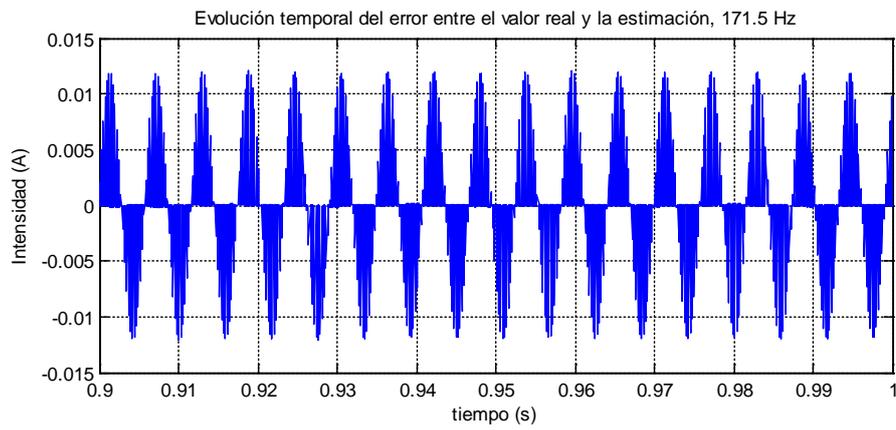


Figura 6-31. Evolución temporal del error obtenido entre la componente real de 171,5 Hz y la estimación realizada con el algoritmo de Kalman. Detalle del estado estacionario.

En el cálculo del error de estimación del módulo, Figura 6-31, el error medido es inferior a 12 mA en estado estacionario. Si el módulo real de la corriente de esta componente armónica es de 228 mA, el error producido en la estimación es inferior al 5,3%.

6.2.1.4. Evolución temporal de la séptima componente armónica (346,5 Hz) de la intensidad en la carga y su estimación mediante el algoritmo de Kalman con Identificación

En el momento de inicio del algoritmo, el sobre impulso es elevado, en este caso del orden de 3 veces el estado estacionario. Las figuras 6-32, Figura 6-33 y Figura 6-34 Muestran respectivamente la evolución de la estimación realizada por (KF-PLL) de la componente armónica, la evolución del error cometido entre la componente armónica real y su estimación en el arranque del algoritmo, y en la Figura 6-34 el fin del transitorio y comienzo del estado permanente del error.

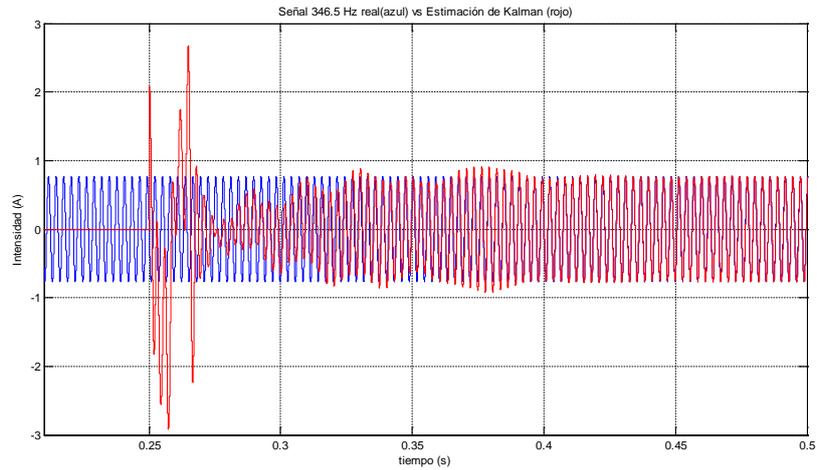


Figura 6-32. Detalle del transitorio de la evolución temporal de la componente armónica de 346,5Hz, señal real (a) vs estimada por Kalman (r).

En la evolución del error, Figura 6-33, se muestra como la duración del transitorio es de unos 300 ms aproximadamente.

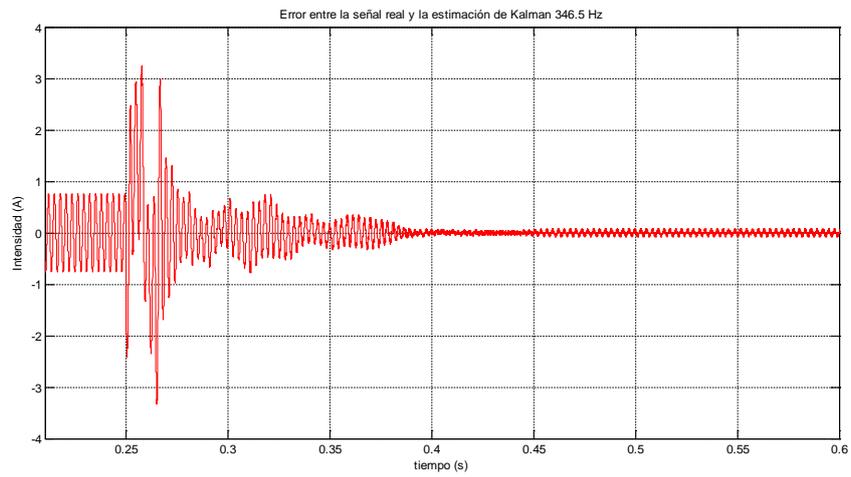


Figura 6-33. Evolución temporal del error obtenido entre la componente real de 346,5 Hz y la estimación realizada con el algoritmo de Kalman

Mientras que el error en régimen permanente es de aproximadamente 80mA, lo que significa que en régimen permanente el error cometido es de aproximadamente el 10.5%.

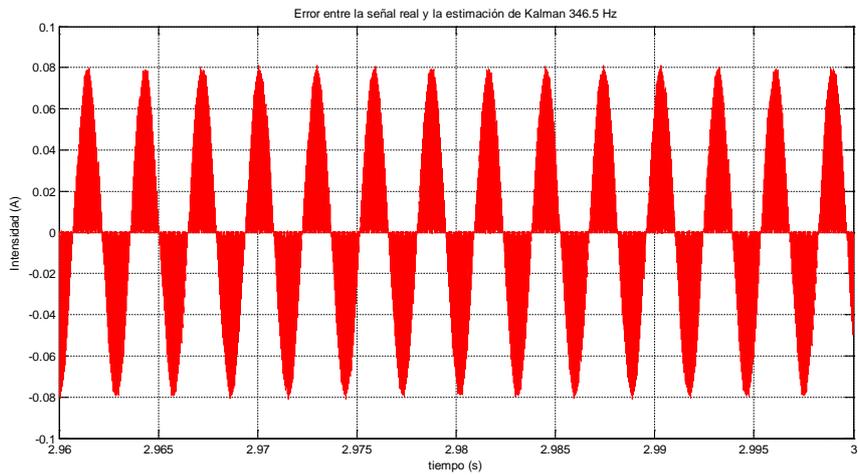


Figura 6-34. Evolución temporal del error obtenido entre la componente real de 346,5 Hz y la estimación realizada con el algoritmo de Kalman. Régimen permanente

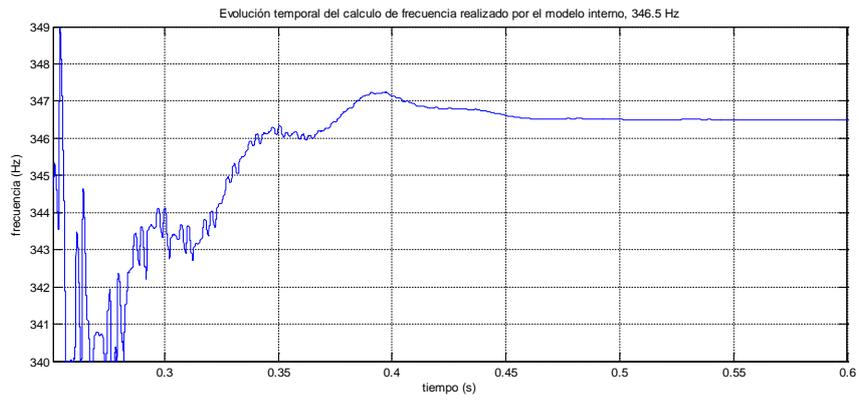


Figura 6-35. Evolución de la estimación de la frecuencia obtenida por el modelo interno

La evolución de la estimación de la frecuencia es similar a la de las dos componentes armónicas mostradas con anterioridad. La Figura 6-35 muestra cómo la duración del transitorio es de unos 300 ms.

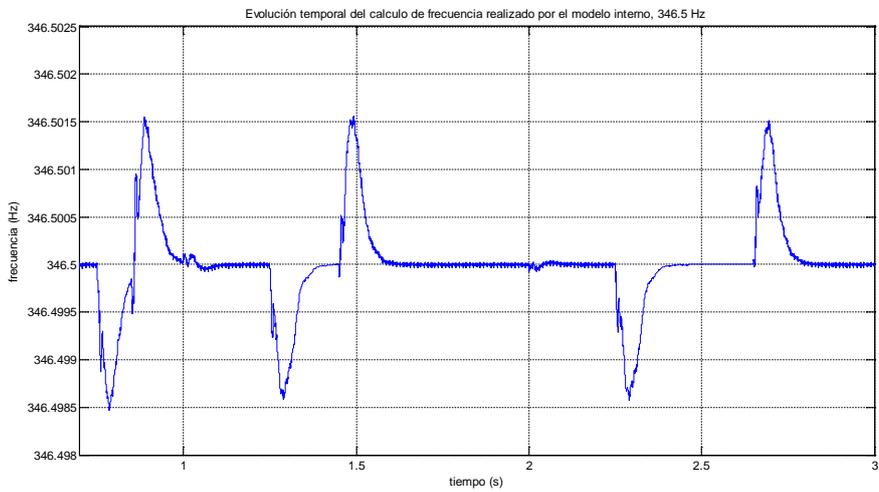


Figura 6-36. Estimación de la frecuencia obtenida por el modelo interno. Detalle del régimen permanente.

La Figura 6-36, muestra el valor estimado de la frecuencia en estado estacionario, se aprecia como el error de estimación en el valor de la frecuencia de la componente armónica vuelve a ser prácticamente despreciable, inferior a 0,00045 %. Con este valor calculado del error se puede afirmar que el error es nulo y la estimación es correcta.

En la Figura 6-37 se muestra la estimación del módulo realizada. En ella se observa como el sobrepulso es aproximadamente 4 veces el valor en régimen estacionario.

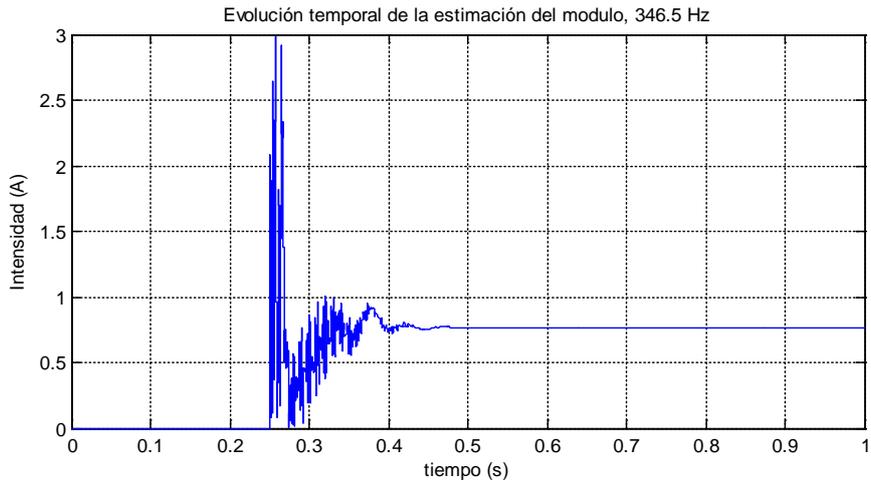


Figura 6-37. Estimación del módulo de la séptima componente armónica.

La figura 6-38 muestra el tramo final del transitorio de la estimación realizada. En ella se puede ver como el estado estacionario se obtiene después de 350 ms del comienzo de la estimación.

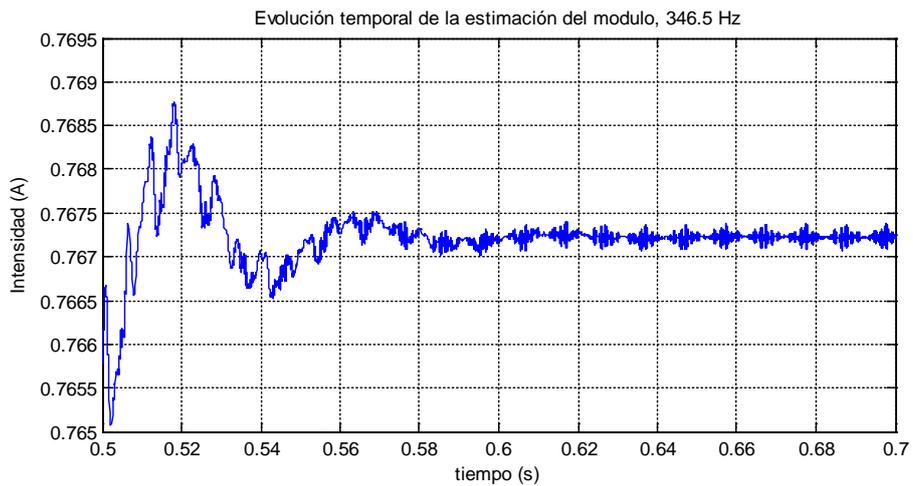


Figura 6-38. Estimación del módulo de la componente de 346,5 Hz. Detalle del transitorio.

En la Figura 6-39 se muestra en detalle el periodo estacionario de la estimación del módulo de la séptima componente armónica. A partir del valor del módulo que se observa en la misma, se calcula el error cometido en la estimación del módulo y el error obtenido es inferior 0.05%.

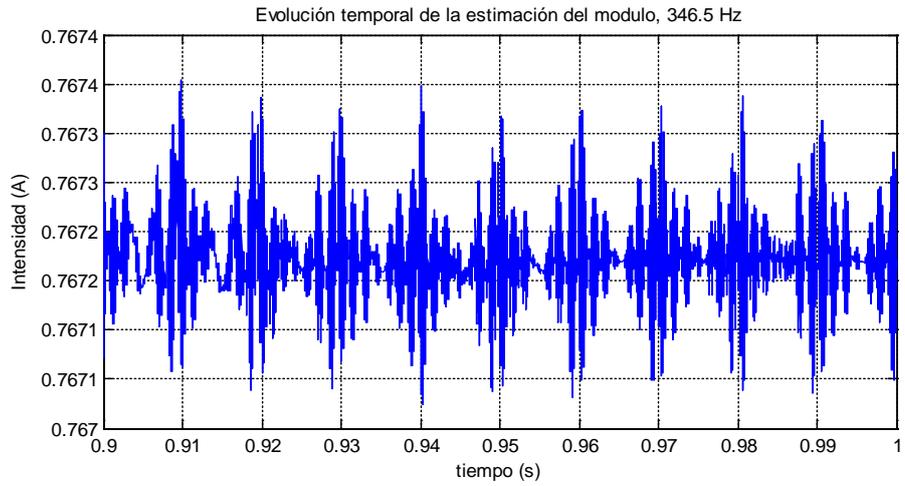


Figura 6-39. Estimación del módulo de la componente de 346,5 Hz. Detalle del régimen permanente.

6.2.1.5. Evolución temporal de la décima componente armónica (495 Hz) de la intensidad en la carga y su estimación mediante el algoritmo KF-PLL

En el presente apartado se muestran los resultados de simulación obtenidos para la decima componente armónica que compone la señal a estudio. Los resultados obtenidos son:

La figura 6-40 muestra la señal estimada y la real, durante el periodo inicial de la estimación.

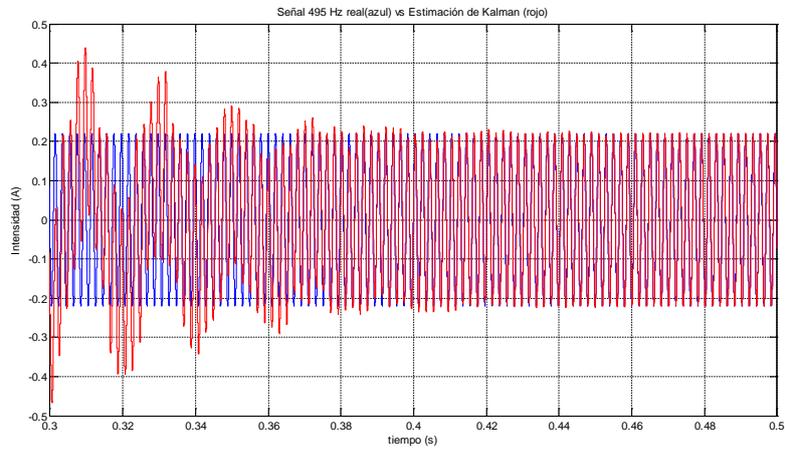


Figura 6-40. Evolución temporal de la componente armónica de 495 Hz, señal real (a) vs estimada por Kalman (r)

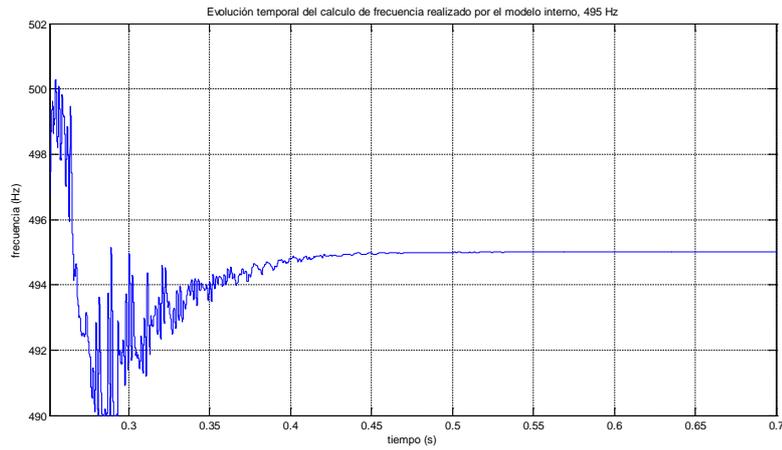


Figura 6-41. Evolución de la estimación de la frecuencia obtenida por el modelo interno.

La evolución de la estimación de la frecuencia es similar a las anteriores componentes armónicas, la figura 6-41 muestra cómo se alcanza el periodo estacionario a los 300 ms de haber empezado la estimación.

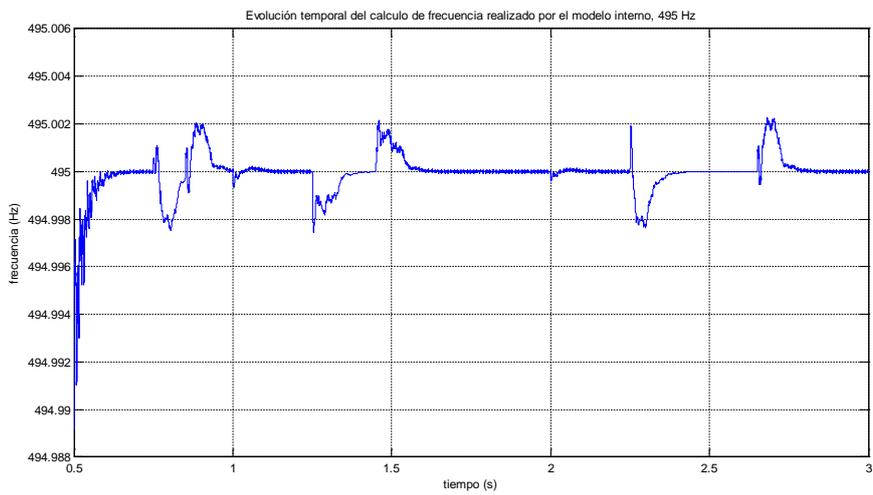


Figura 6-42. Evolución de la estimación de la frecuencia obtenida por el modelo interno. Detalle del régimen permanente.

La Figura 6-42, muestra el valor estimado de la frecuencia en estado estacionario, se aprecia como el error de estimación en el valor de la frecuencia de la componente armónica vuelve a

ser prácticamente despreciable, inferior a 0,0004 %. Con este valor calculado del error se puede afirmar que el error es nulo y la estimación es correcta.

En la Figura 6-43 se presenta la estimación del módulo durante un segundo de simulación. El sobreimpulso máximo es de unas 15 veces el valor en régimen estacionario. En la Figura 6-44 se muestra el tramo correspondiente al periodo transitorio de la estimación del módulo, en el que se observa como el régimen transitorio se alcanza poco antes de transcurridos 300 ms desde el comienzo de la estimación.

La estimación del módulo en el periodo de tiempo correspondiente al régimen permanente se muestra en la figura 6-45, en ella se puede calcular de forma aproximada como el valor medio del módulo es 0,22025 A, con un valor máximo de 0,22045 A. Este valor produce un error en régimen permanente inferior al 0,2%

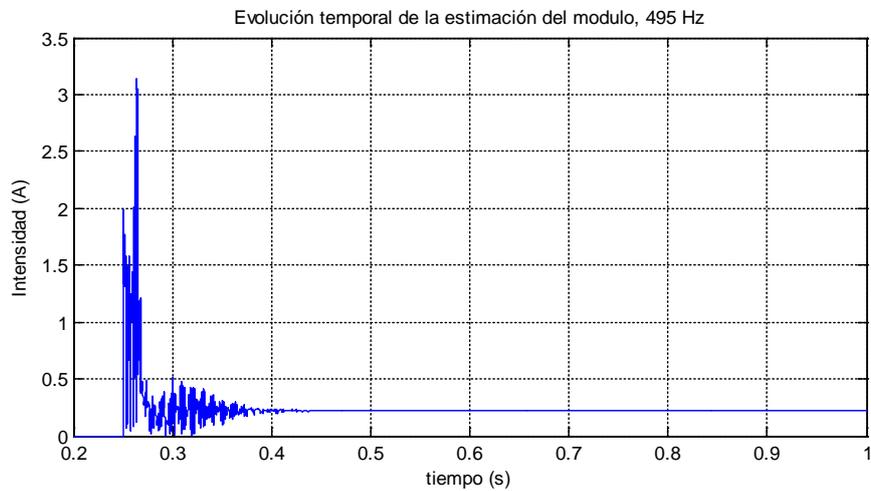


Figura 6-43. Evolución de la estimación del módulo.

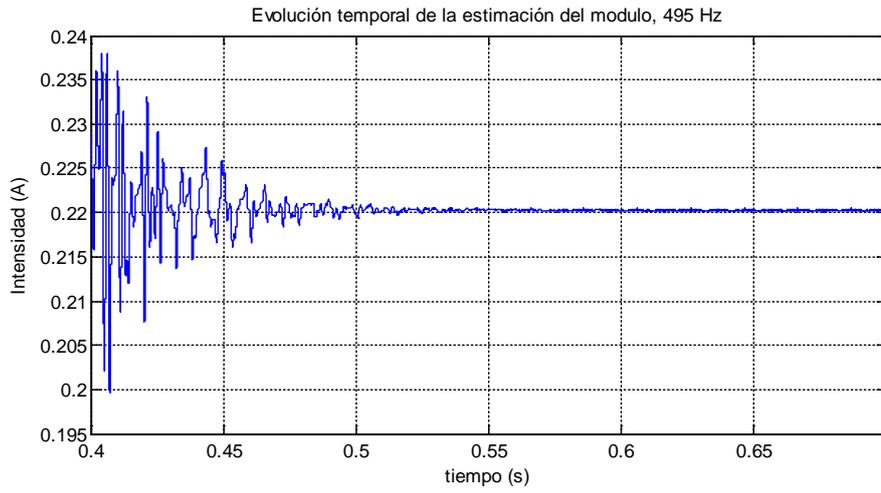


Figura 6-44. Detalle de la evolución de la estimación del módulo en régimen transitorio

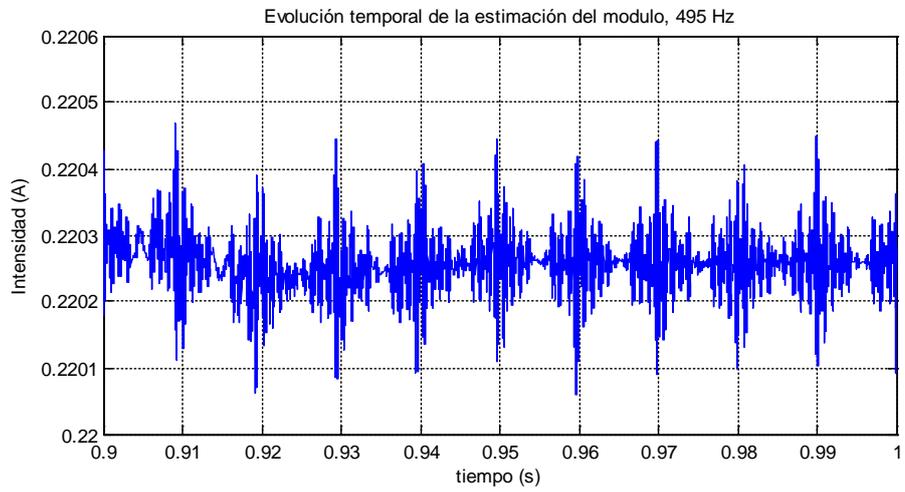


Figura 6-45. Detalle de la evolución de la estimación del módulo en régimen permanente

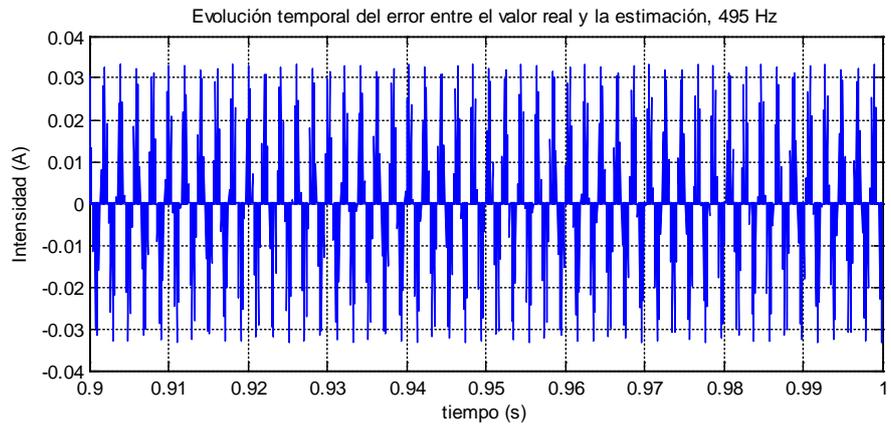


Figura 6-46. Evolución del error calculado entre la señal real y la estimada

Observando la evolución del error presentado en la figura 6-46, la medida del mismo resulta ser inferior al 16%.

6.2.2. Obtención del armónico fundamental de tensión

Una vez obtenidas las componentes de la corriente de la carga y para realizar la compensación de los fenómenos no eficientes, se necesita conocer la componente fundamental de la tensión, para lo cual se aplica la estructura (KF-PLL) a la tensión de red.

En este apartado se muestran los resultados obtenidos al aplicar a la tensión de red de la simulación 2, descrita en la Tabla 6-1, el algoritmo de detección mostrado en la figura 5-1.

Los resultados obtenidos con la identificación del número de armónicos, se trasladan a una estructura “KF-PLL”, que se adapta dimensionalmente al número de componentes armónicas detectadas y utiliza como semilla los valores del módulo y la frecuencia identificados.

En este caso, la identificación es global, es decir no se ha separado el espectro de la tensión de red mediante filtros FIR, y permite identificar la totalidad de componentes armónicas que existen en la tensión de red.

Este conocimiento de las componentes armónicas presentes en la tensión de red, permite conocer qué componentes armónicas de intensidad son originadas por la tensión de red, ya que la frecuencia de las componentes armónicas de tensión e intensidad serán iguales, y las componentes armónicas de corriente que son producidas por la carga. Esta selección puede ser útil para identificar que ineficiencias se producen por la actuación de las cargas y las que son producidas por la tensión de red. El estándar IEEE std 1459-2010, permite en su formulación realizar esta distinción [92]. En la presente tesis, no se ha desarrollado esta posibilidad, dejando este desarrollo como trabajo futuro.

La estructura “KF-PLL” obtiene los valores de frecuencia, señales seno y coseno (en cuadratura), módulo y ángulo de cada una de las componentes armónicas que forman la señal que se introduce en su entrada en tiempo real. De todos los posibles valores que nos aporta la estructura, se emplea en esta y en las simulaciones siguientes sólo las relativas al armónico fundamental.

La tensión de red se describió en la Tabla 6-1 y se mostró su evolución en la Figura 6-1.

Tras aplicar una FFT a de 5 Hz a la tensión y realizando el análisis de los grupos armónicos y subgrupos interarmónicos descritos en el apartado 5.2, se identifican las componentes armónicas descritas en la Tabla 6-4.

Número componente armónica	Tensión estimada (Vp)	Frecuencia estimada (Hz)
1	1,138	25
2	199,2	50
3	11,61	150
4	1,255	170
5	9,214	250
6	1,158	320
7	6,786	350
8	1,504	365
9	4,364	450
10	2292	500
11	2,186	515

Tabla 6-4 Componentes armónicas detectadas en la tensión de red.

La evolución de la estimación del armónico principal de tensión, con el valor real, se muestra en la Figura 6-47, mientras que el error calculado entre la señal real y la estimada se puede observar en la figura 6-48.

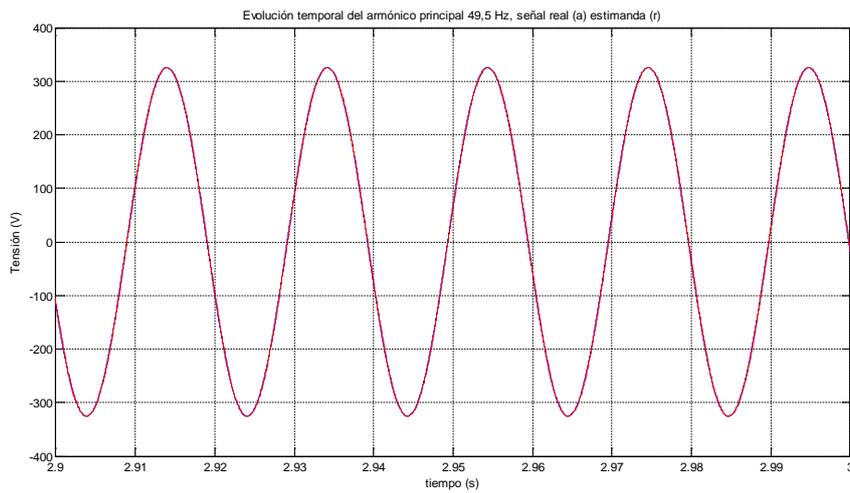


Figura 6-47. Evolución de la componente real de tensión (azul) y la estimada (rojo). Estado estacionario.

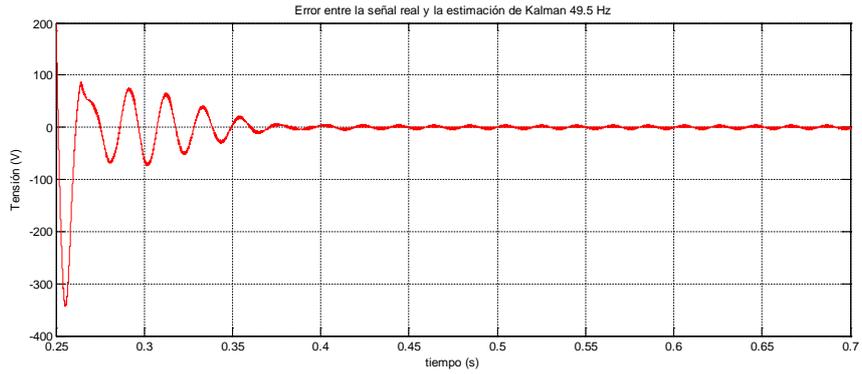


Figura 6-48. Error calculado entre la componente real de tensión de 49,5 Hz y la estimada.

El error entre la componente fundamental de la tensión, y la estimación realizada por el algoritmo “KF-PLL”, en estado estacionario, se muestra en la figura 6-49. El error calculado es inferior al 1,5%, del valor de pico.

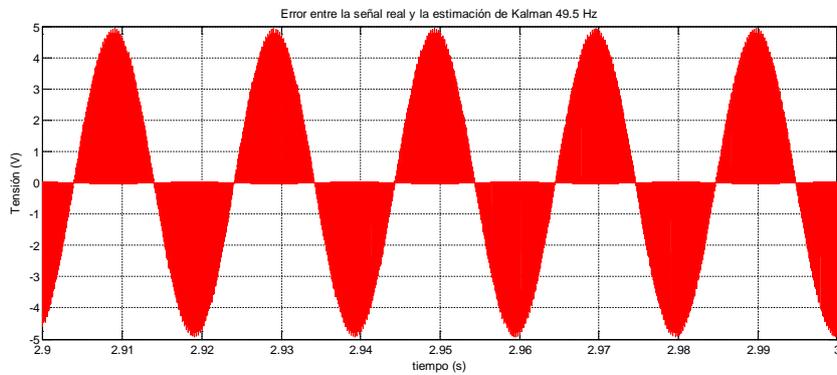


Figura 6-49. Error calculado entre la componente real de tensión de 49,5 Hz y la componente estimada. Periodo estacionario

Los detalles del régimen transitorio y estacionario de la estimación de la frecuencia de la componente fundamental de la tensión, en este caso de 49,5 Hz, se muestran en la figura 6-50 y 6-51 respectivamente.

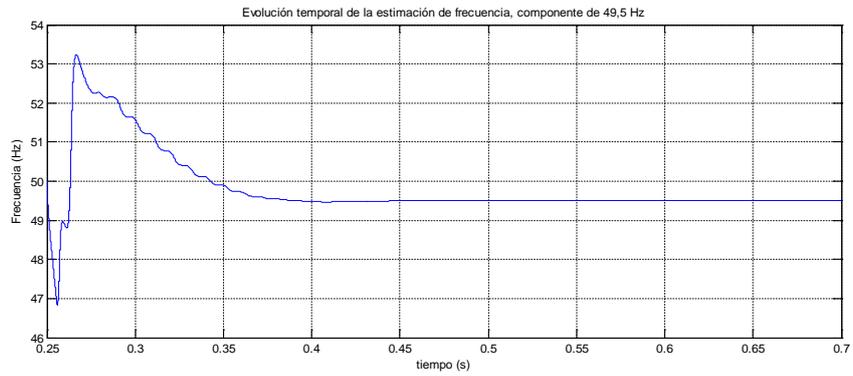


Figura 6-50. Estimación del valor de la frecuencia de la componente de 49.5 Hz. Periodo transitorio.

La estimación de la frecuencia se visualiza en las figuras 6-50 y 6-51.

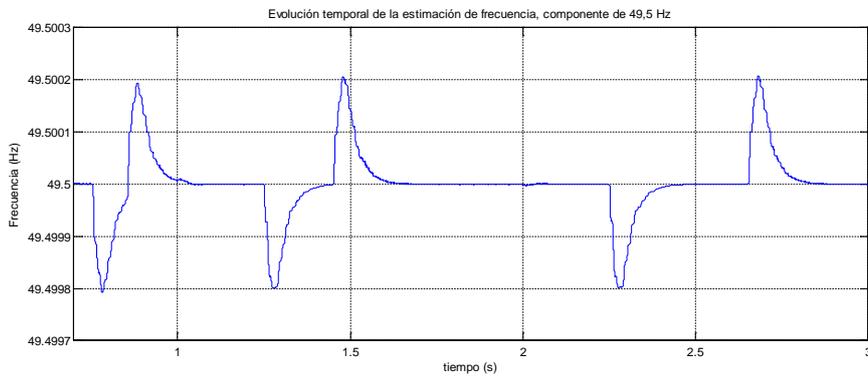


Figura 6-51. Estimación del valor de la frecuencia de la componente de 49.5 Hz. Periodo estacionario.

En esta estimación, el régimen estacionario se alcanza antes de que transcurran 200 ms, y el error cometido en la estimación es inferior al 0.0005%. Por lo que con este valor de error, se puede afirmar que la estimación es correcta.

En las figuras 6-52, 6-53 y 6-54 se muestra la evolución de la estimación del módulo de la componente armónica fundamental. En la Figura 6-52 se muestra durante un segundo de simulación. Se observa como parte del valor inicial proporcionado por el método, Tabla 6-4, y llega al valor estacionario aproximadamente 350 ms después del comienzo de la estimación.

En la Figura 6-53, se muestra en detalle el fin del periodo transitorio y se comprueba que la estimación llega al periodo transitorio a los 350 ms.

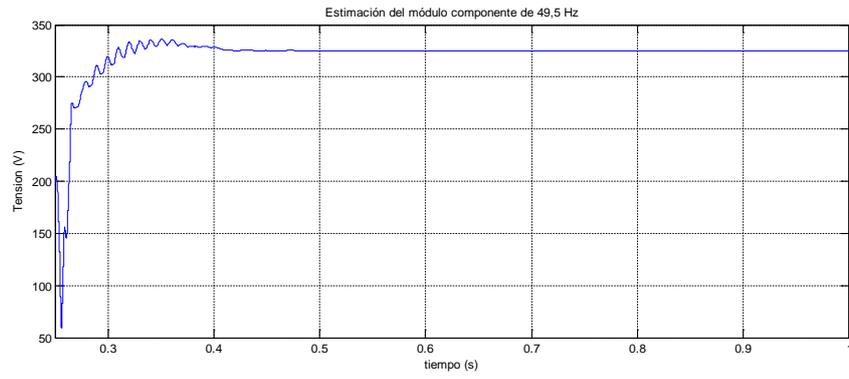


Figura 6-52. Estimación del valor del módulo de la componente de 49.5 Hz.

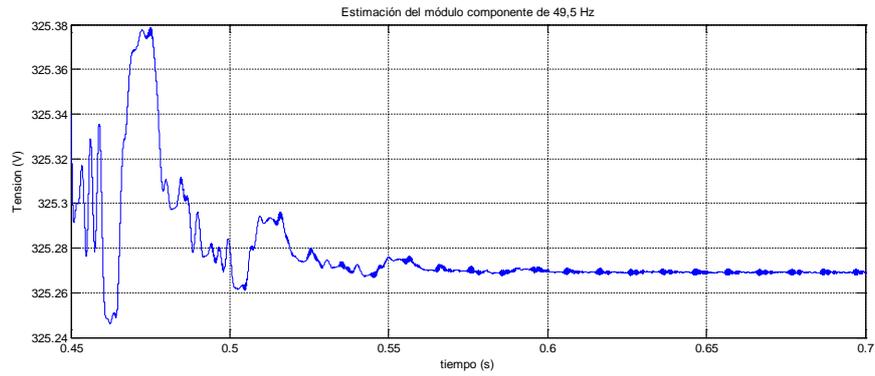


Figura 6-53. Estimación del valor del módulo de la componente de 49.5 Hz. Periodo transitorio.

En la figura 6-54, se presenta el estado estacionario de la estimación. El valor medido es de 325,269 V de valor medio, con valores de pico de hasta 325,2715 V. Estos valores producen un error inferior al 0,14% del valor real.

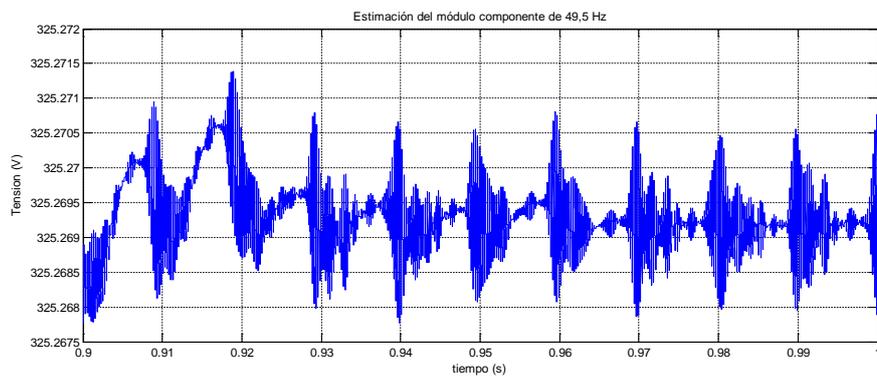


Figura 6-54. Estimación del valor del módulo de la componente de 49.5 Hz. Periodo estacionario.

6.2.3. Generación de la referencia y evolución de la intensidad de red compensada

El objetivo de la identificación de las diferentes componentes armónicas que forman las corrientes de carga y la tensión en la red, es emplear las componentes identificadas mediante el método propuesto para realizar la compensación selectiva de las intensidades que circulan por la carga, y la compensación de energía reactiva, en el caso que así se determine.

Con la información obtenida se puede seleccionar que armónicos de corriente son producidos por la tensión.

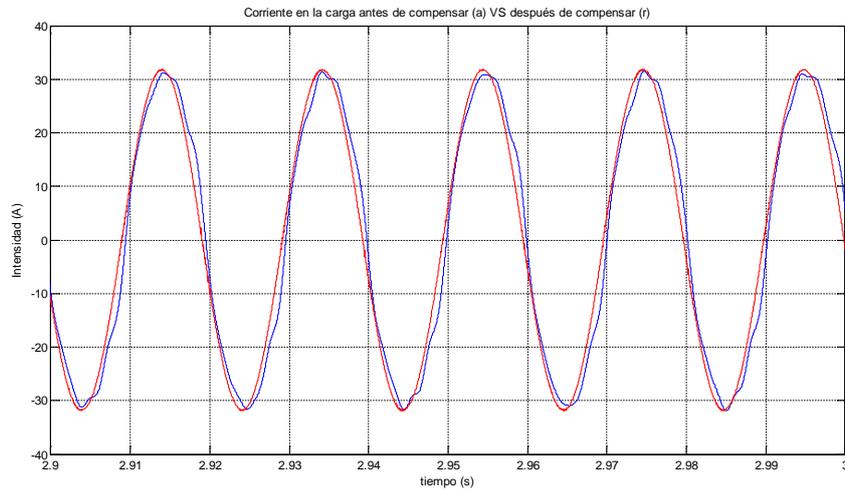


Figura 6-55. Evolución de la corriente en la red antes (azul) y después de compensar (rojo).

En la figura 6-55, se muestra la corriente que circula por la red antes de compensar, de color azul, y después de realizar la compensación de color rojo.

La compensación se ha realizado como se ha demostrado en el apartado 5.5 y según la ecuación (5-14), que es una compensación global, es decir, se han compensado todas las componentes armónicas detectadas en la corriente que circula por la carga (excepto la fundamental), y se ha compensado la potencia reactiva que la carga demandaba a la red.

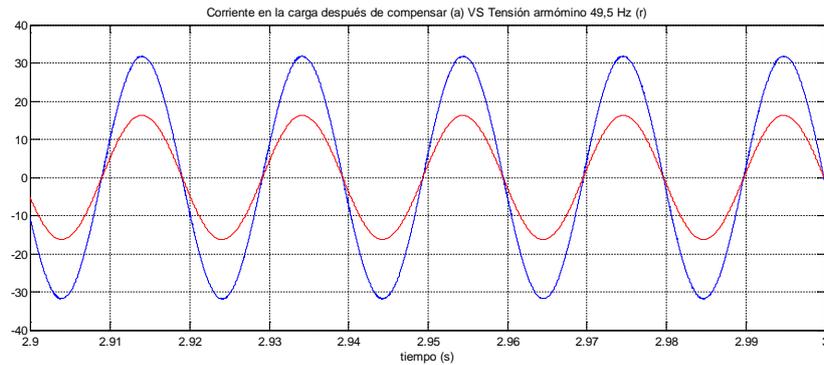


Figura 6-56. Evolución de la corriente de red después de compensar (azul) vs componente de 49,5 Hz de red. Regimen estacionario.

En la Figura 6-56, se comprueba como la compensación de la energía reactiva se ha realizado correctamente, y la intensidad que circula por la red está en fase con la tensión.

En la Tabla 6-5, se muestran los cálculos realizados empleando la norma IEEE std 1459-2010 [3], antes y después de realizar la compensación, según se describe en 3.6.1.2 y se realiza la descomposición de la potencia mostrada en la Figura 3-2.

Observando los resultados obtenidos, se confirma que la compensación no actúa sobre la tensión en la red, por este motivo no se produce ningún tipo de mejora en el THD de tensión ni en ninguno de los valores que poseen los armónicos de tensión en la ecuación que lo define.

Sin embargo, si que se aprecia claramente como el THD de la intensidad en la red disminuye con la compensación, la disminución resultante es del 90% sobre el valor original.

También se aprecia como la potencia reactiva fundamental se compensa en casi su totalidad, disminuyendo un 94% tras la compensación.

Con los resultados obtenidos, se puede afirmar que la compensación realizada es correcta, ya que compensa en casi su totalidad la potencia reactiva demandada por la carga, y el mismo resultado se produce con la distorsión de intensidad.

	Acrónimo	Antes de compensar	Después de compensar
Tensión Fundamental (Vrms)	V_1	229,999	229,999
Intensidad Fundamental (Arms)	I_1	22,78	22,78
Intensidad armónica (A)	I_H	1,654	0,163
Desfase fundamental (deg)	θ_1	8,922	0,531
Tensión armónica (V)	V_H	20,62	20,62
THDv (%)	THD_V	8,965	8,965
THDi (%)	THD_I	7,28	0,728
Potencia activa (W)	P	5190	5169
Potencia aparente (VA)	Q	5260	5190
Potencia activa Fundamental (W)	P_1	5162	5168
Potencia reactiva Fundamental (var)	Q_1	810,557	47,911
Potencia aparente Fundamental (VA)	S_1	5226	5169
Potencia activa armónica (W)	P_H	27,366	0,6489
Potencia aparente no fundamental (VA)	S_N	604,519	464,97
Potencia aparente armónica (VA)	S_H	34,11	3,374
Potencia distorsión armónica (VA)	D_H	20,36	3,31
Potencia distorsión Tensión (VA)	D_V	468,523	463,43
Potencia distorsión Intensidad (VA)	D_I	380,483	37,63
Potencia no activa (var)	N	859,72	460,2
Factor de potencia fundamental	FP_1	0,98789	0,999
Factor de potencia	FP	0,98529	0,999

Tabla 6-5 Términos de potencia y factores de mérito.

6.3. Simulación 3. Obtención de la señal de referencia mediante el método propuesto. Señal de 11 componentes armónicas, dos estructuras de "KF-PLL".

6.3.1. Introducción

En la presente simulación se emplea la misma señal y el mismo circuito empleado en la simulación anterior, con el fin de poder comparar los resultados obtenidos. Se desarrolla totalmente el método propuesto, por lo que las acciones que se realizan son:

- Detección del número de armónicos.
- Selección de los filtros FIR a emplear.
- Estimación de las componentes armónicas mediante el algoritmo de "KF-PLL".
- Reconstrucción de la señal estimada, compensación del desfase introducido por el filtro FIR.
- Calculo de la señal de referencia para la compensación global.

Las condiciones de la simulación son las siguientes:

- El bloque1, de adquisición de datos, etc. Se activa a los 50 ms de simulación, dando tiempo para la estabilización de la intensidad en la carga.
- La simulación dura 3 s. De esta forma, se asegura un mínimo de 2 segundos de régimen estacionario, lo que permite aplicar una FFT con frecuencia base de 0,5 Hz, para la comprobación de los resultados obtenidos.

6.3.2. Detección del número de armónicos en la corriente en la carga

La detección de las componentes armónicas que forman la corriente en la carga, se realiza con el algoritmo mostrado en 5.2 mediante una DFT de 5 Hz. Los resultados son los mismos que se obtuvieron en la simulación anterior y se mostraron en la Tabla 6-3 y se vuelve a reproducir para mayor comodidad en la lectura.

Número componente armónica	Intensidad (A)	Frecuencia (Hz)	Clasificación
1	0,1146	25	Subarmónico
2	19,68	50	Fundamental
3	1,05	150	Armónico
4	0,1102	170	Interarmónico
5	0,7248	250	Armónico
6	0,1068	320	Interarmónico
7	0,4567	350	Armónico
8	0,098	365	Interarmónico
9	0,2521	450	Armónico
10	0,1232	500	Armónico
11	0,0661	510	Interarmónico

6.3.3. Selección de los filtros FIR a emplear

El método propuesto selecciona entre los tres bancos de filtros almacenados en la memoria. Los bancos de filtros empleados son los mostrados en la figura 5-9 que se vuelve a reproducir por comodidad de lectura.

	Filtro Paso Bajo Fc = 260 Hz				Filtro Paso Alto Fc = 300 Hz							
Banco 1	Filtro Paso Bajo Fc = 200 Hz				Filtro Pasa Banda Fc1 = 200 Hz Fc2 = 400 Hz		Filtro Pasa Banda Fc1 = 400 Hz Fc2 = 600 Hz		Filtro Pasa Banda Fc1 = 600 Hz Fc2 = 800 Hz		Filtro Pasa Banda Fc1 = 800 Hz Fc2 = 1000 Hz	
Banco 2	F. Paso Bajo Fc = 100 Hz	F. Pasa Banda Fc1 = 100 Hz Fc2 = 200 Hz	F. Pasa Banda Fc1 = 200 Hz Fc2 = 300 Hz	Filtro Pasa Banda Fc1 = 300 Hz Fc2 = 400 Hz	Filtro Pasa Banda Fc1 = 400 Hz Fc2 = 500 Hz	Filtro Pasa Banda Fc1 = 500 Hz Fc2 = 600 Hz	Filtro Pasa Banda Fc1 = 600 Hz Fc2 = 700 Hz	Filtro Pasa Banda Fc1 = 700 Hz Fc2 = 800 Hz	Filtro Pasa Banda Fc1 = 800 Hz Fc2 = 900 Hz	F. Pasa Banda Fc1 = 900 Hz Fc2=1000 Hz		

El algoritmo selecciona el banco1, formado por dos filtros FIR. Un filtro FIR paso-bajo, con frecuencia de corte 260 Hz, y un filtro FIR paso-alto, con frecuencia de corte de 300 Hz. De esta forma se separa la señal de corriente en 5 armónicos en la parte baja de la frecuencia y 6 en la parte alta. Cómo se muestra en la figura 6-57.

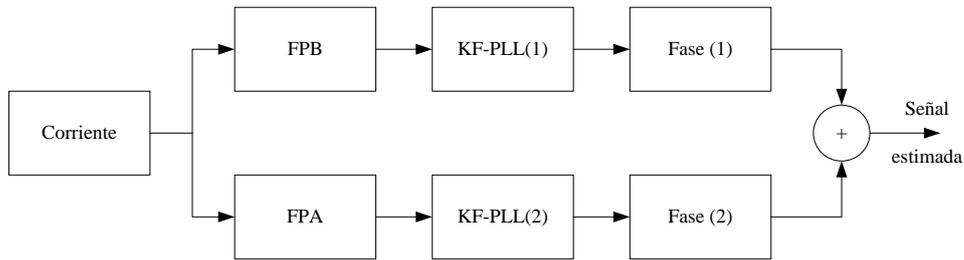


Figura 6-57. Separación del espectro de la corriente mediante filtros FIR según el método propuesto.

Diseño de Filtro paso bajo FIR

Los filtros empleados en todas las simulaciones, han sido calculados mediante la herramienta "FDATOOL" de Matlab. La cual se muestra en la figura 6-58.

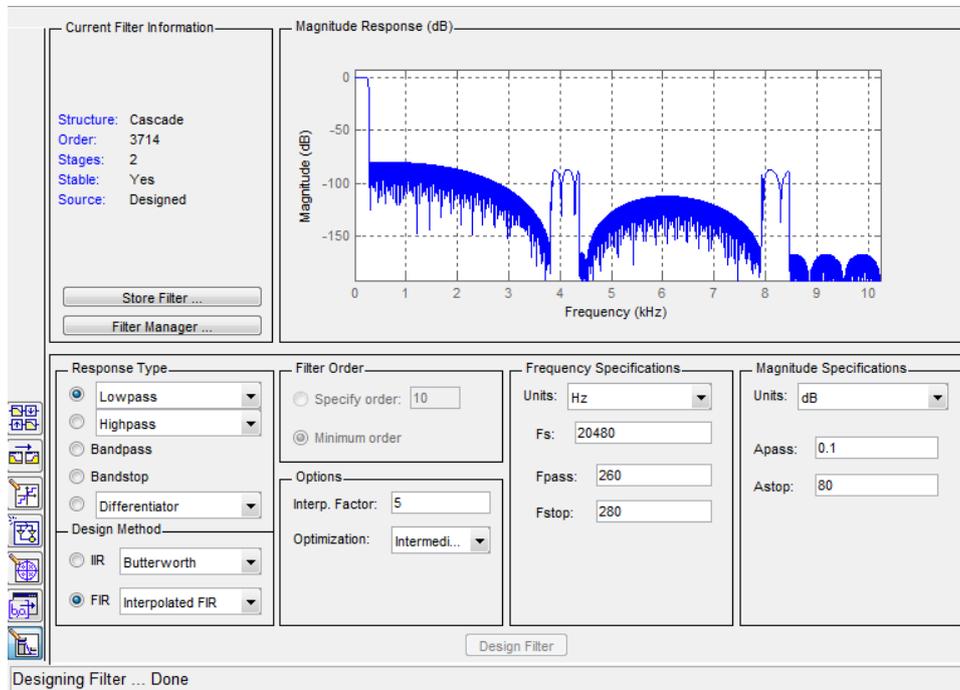


Figura 6-58. Interface correspondiente a "fdatool" de matlab. Diseño filtro paso-bajo.

El filtro paso-bajo posee las siguientes características:

Frecuencia de paso = 260Hz,

Frecuencia de corte = 280 Hz.

Frecuencia de muestreo = 20480 Hz.

Atenuación en la banda pasante = 0.1 dB

Atenuación fuera de la banda pasante = 80 dB

Nº de coeficientes = 3714.

Las figuras 6-59 y 6-60 siguientes muestran el diagrama de bode del filtro, en magnitud y fase respectivamente.

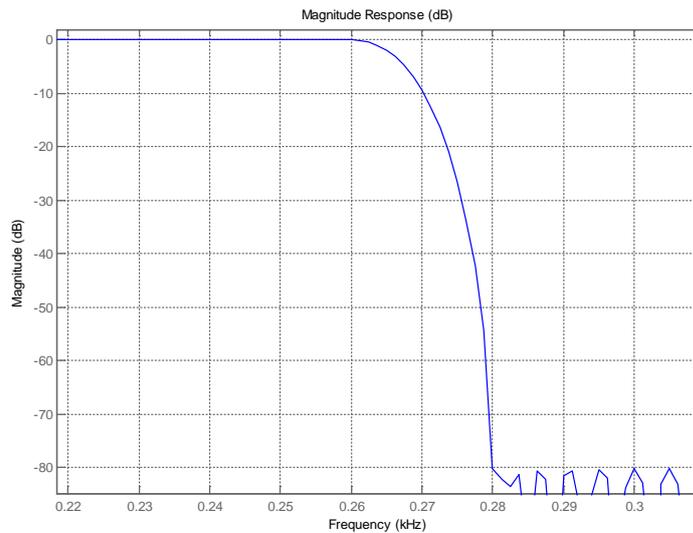


Figura 6-59. Diagrama de bode, evolución de la magnitud del filtro FIR paso-bajo empleado.

Como se aprecia en la figura 6-60 la fase tiene un comportamiento lineal con la frecuencia, lo que lo hace ideal para la posterior reconstrucción de la señal obtenida.

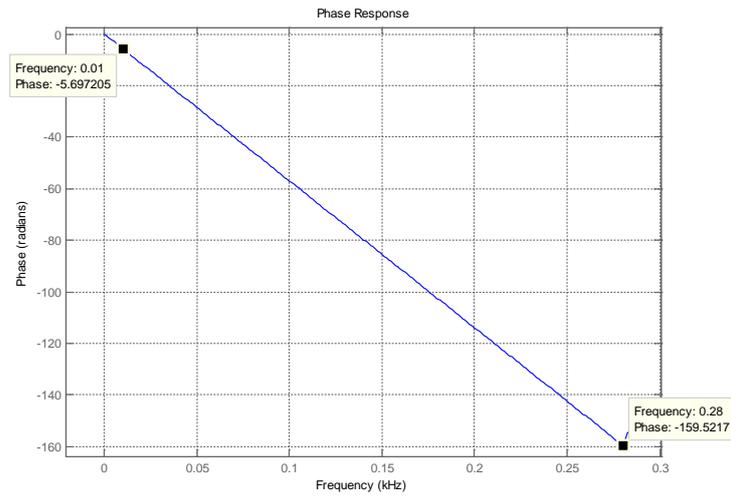


Figura 6-60. Diagrama de bode, evolución de la fase del filtro FIR paso-bajo empleado.

Los puntos marcados sobre la figura 6-60, son los empleados para implementar la ecuación de la recta para el cálculo de la pendiente del filtro. Este valor se transmite luego a la estructura “KF-PLL” para la reconstrucción de la señal, y de esta forma compensar el desfase introducido por el filtro y que aparecerá en la señal estimada por KF-PLL.

La salida obtenida del filtro paso-bajo es mostrada en la figura 6-61:

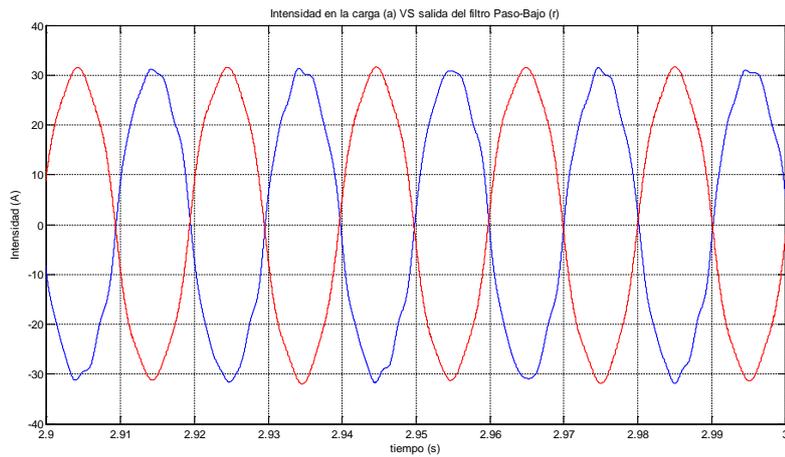


Figura 6-61. Corriente en la carga (azul) , señal de salida del filtro FIR paso-bajo.

El algoritmo de esta sección, que engloba el filtro Paso-Bajo, le transmite a la estructura de “KF-PLL” la salida del filtro FIR y los valores indicados en la Tabla 6-6, que son los valores “*semilla*”, para el arranque del algoritmo de la estructura de “KF-PLL”. También le transmite el número de las componentes armónicas identificadas, en este caso 5, para que la estructura se pueda autoajustar a este valor y dimensionar adecuadamente sus matrices.

Número componente armónica	Modulo	Frecuencia (Hz)
1	0,1146	25
2	19,68	50
3	1,05	150
4	0,1102	170
5	0,7248	250

Tabla 6-6. Componentes armónicas detectadas y valores semilla que conforman la señal de salida del filtro Paso-Bajo

Diseño del Filtro paso-alto FIR

Como en el caso del paso-bajo, ha sido calculado mediante la herramienta fdatool de matlab. Herramienta mostrada en la figura 6-62.

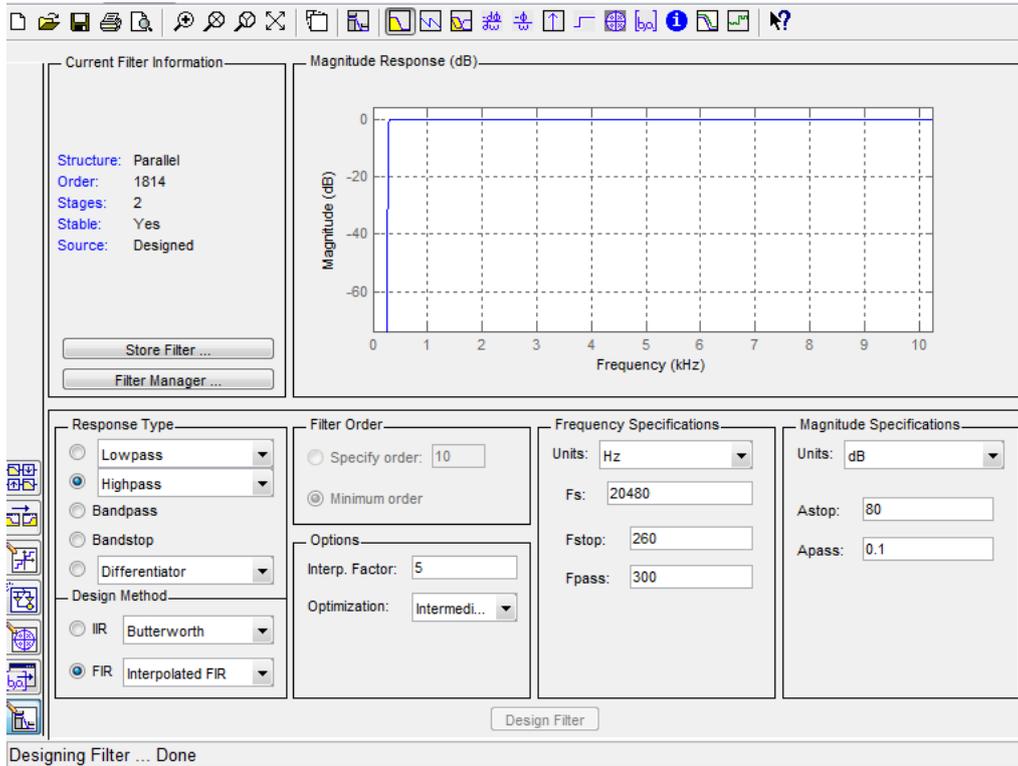


Figura 6-62. Interface correspondiente a "fdatool" de matlab. Diseño filtro paso-alto.

El filtro paso-alto, posee las siguientes características:

Frecuencia de corte = 260Hz,

Frecuencia de paso = 300 Hz.

Frecuencia de muestreo = 20480 Hz.

Atenuación en la banda pasante = 0.1 dB

Atenuación fuera de la banda pasante = 80 dB

Nº de coeficientes = 1814.

En las dos figuras siguientes 6-63 y 6-64 se muestra el diagrama de bode del filtro, en magnitud y fase.

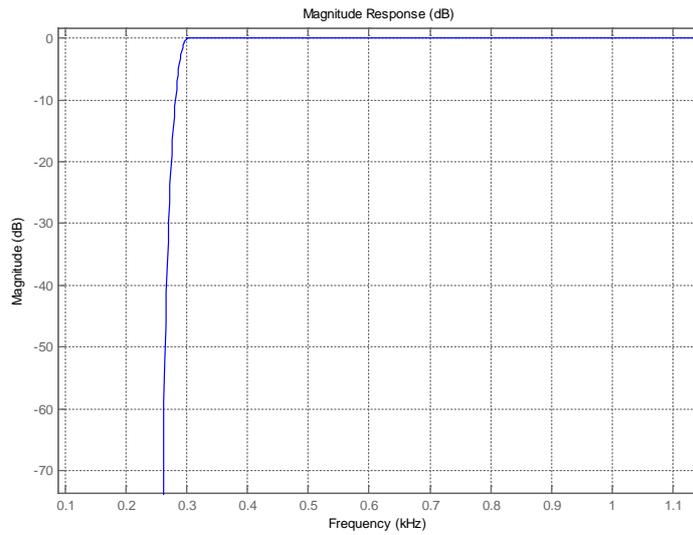


Figura 6-63. Diagrama de bode, evolución de la magnitud del filtro FIR paso-alto empleado.

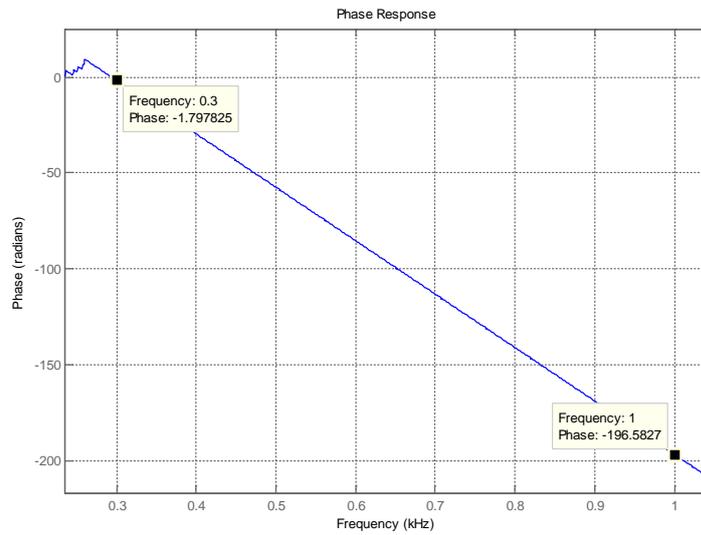


Figura 6-64. Diagrama de bode, evolución de la fase del filtro FIR paso-alto empleado.

En la Figura 6-65 se muestra el resultado de la aplicación del filtro a la corriente de carga.

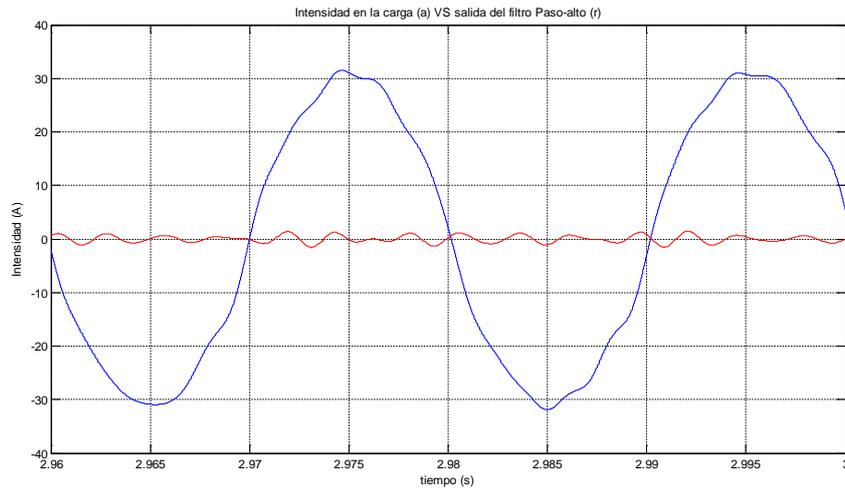


Figura 6-65. Corriente en la carga (azul) , señal de salida del filtro FIR paso-alto.

Al igual que en el caso anterior, el bloque que implementa el filtro FIR paso-alto, transmite a la estructura “KF-PLL” la salida del filtro FIR, los valores indicados en la Tabla 6-7, que son los valores “semilla” , para el arranque del algoritmo de la estructura de “KF-PLL”. También le transmite el número de las componentes armónicas identificadas, en este caso 6, para que la estructura se pueda ajustar a este valor y dimensionar adecuadamente sus matrices.

Numero componente armónica	Modulo	Frecuencia (Hz)
6	0,1068	320
7	0,4567	350
8	0,098	365
9	0,2521	450
10	0,1232	500
11	0,0661	510

Tabla 6-7. Componentes armónicas que conforman la señal de salida del filtro Paso-alto

6.3.4. Evolución de las estructuras “KF-PLL”

6.3.4.1. Estructura asociada al filtro Paso-Bajo

En las figuras siguientes se muestra la evolución de las señales en la estructura “KF-PLL” asociado a la salida del filtro FIR paso-bajo.

En la figura 6-66 se muestra la salida del filtro paso-bajo y la salida de la estructura “KF-PLL” asociada. La estimación de los estados parece correcta, ya que en estado estacionario, su valor parece idéntico. Las Figuras 6-67 y 6-68 muestran la evolución del error, en régimen transitorio y estacionario respectivamente. El error alcanza el régimen estacionario a los 250 ms de haber comenzado el algoritmo. Con el valor mostrado en la figura 6-68, el error es inferior al 2%.

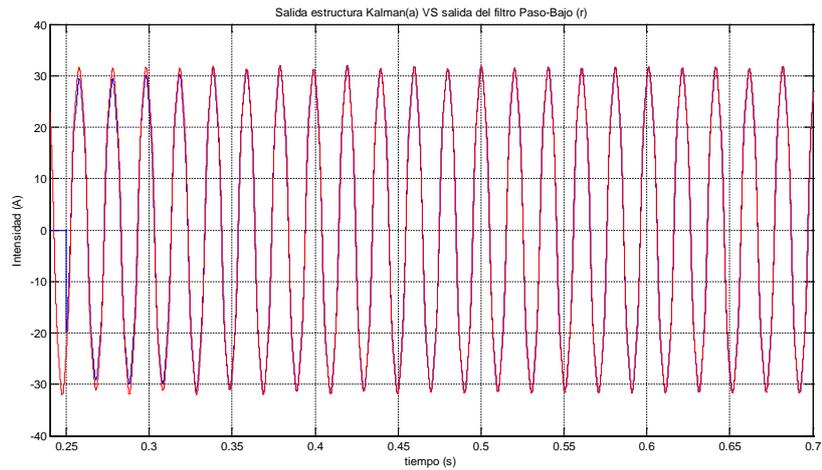


Figura 6-66. Salida del filtro paso-bajo(rojo) Salida “KF-PLL” en azul.

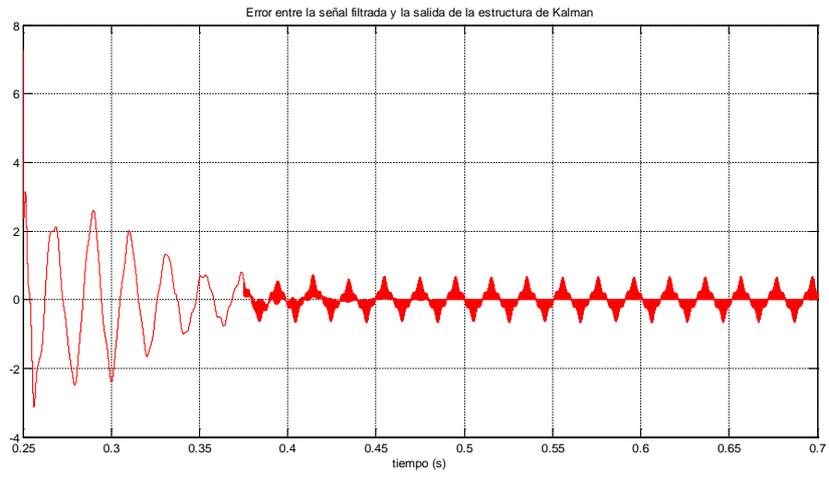


Figura 6-67. Error producido entre la señal de salida del filtro Paso-Bajo y la salida de la estimación de Kalman.

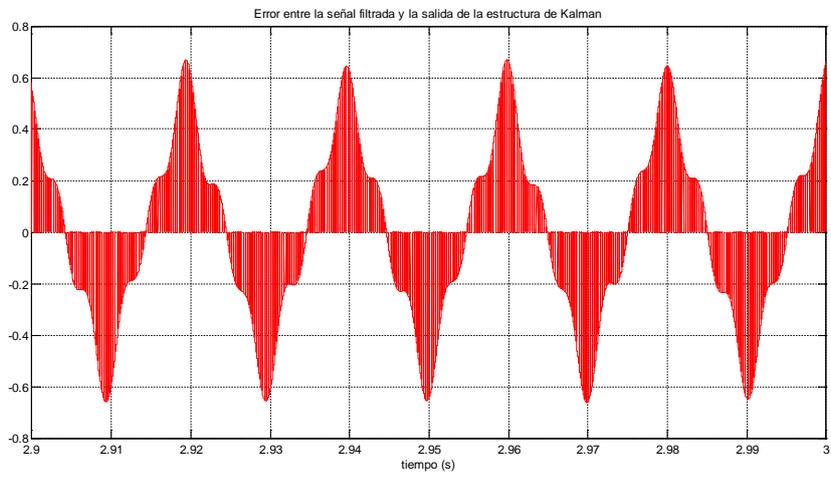


Figura 6-68. Error producido entre la señal de salida del filtro Paso-Bajo y la salida de la estimación de Kalman.
Detalle del régimen estacionario

Reconstrucción de la señal, compensación del desfase introducido por el filtro FIR

En la figura 6-69 se muestra la evolución de la primera componente armónica de intensidad (24,5 Hz) real frente a la señal estimada y compensada realizada con la estructura “KF-PLL” y la compensación del ángulo introducido por el filtro FIR.

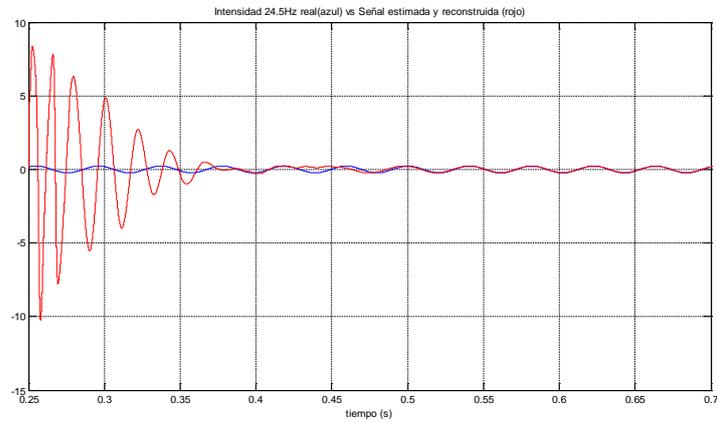


Figura 6-69. Primera componente armónica real de corriente (azul) vs reconstruida (rojo)

En la figura 6-70 se muestra con mayor detalle cómo es la evolución de la componente armónica estimada mediante la estructura “KF-PLL” (rojo) y la posterior compensación del ángulo de desfase introducido por el filtro FIR.

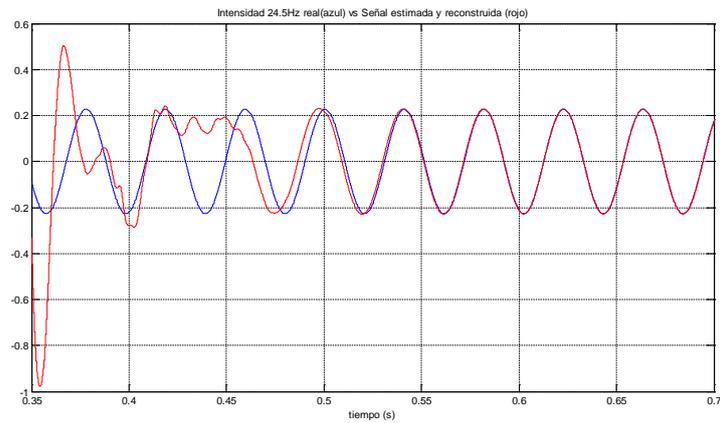


Figura 6-70. Primera componente armónica real de corriente (azul) vs reconstruida (rojo). Detalle del transitorio

Las figuras 6-71 y 6-72 muestran la evolución del error, la primera en régimen transitorio y la segunda en régimen estacionario. La estructura tarda aproximadamente unos 300 ms en alcanzar el régimen estacionario de la estimación, mientras que el error en régimen permanente de la estimación es inferior al 0.1% del valor de la componente real.

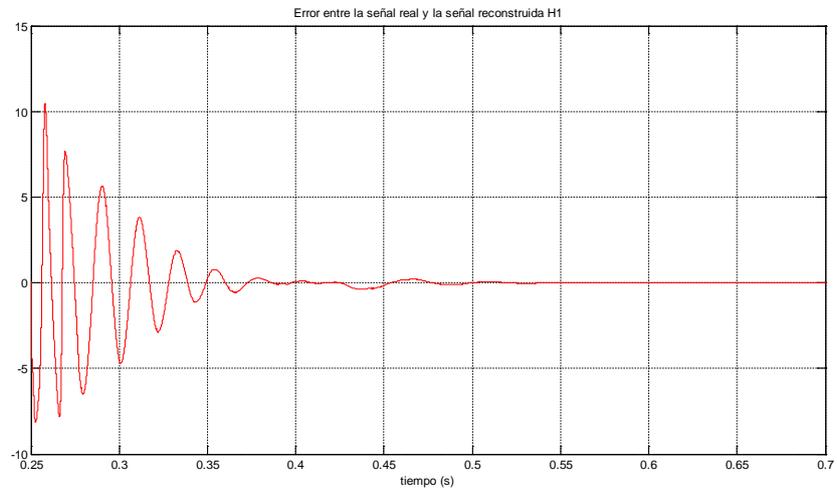


Figura 6-71. Error calculado entre la primera componente armónica real de corriente y la señal reconstruida

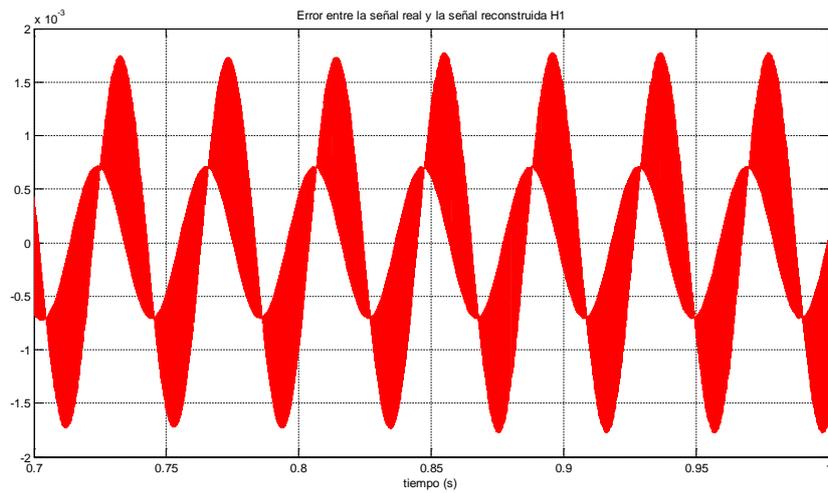


Figura 6-72. Error calculado entre la primera componente armónica real de corriente y la señal reconstruida. Estado estacionario

En las figuras 6-73 y 6-74 se muestra la evolución de la estimación del valor de la frecuencia, tanto en el estado transitorio como en el estado estacionario. Se emplean 300 ms en alcanzar el valor final y el error cometido en la estimación es inferior al 0.0007 % del valor final.

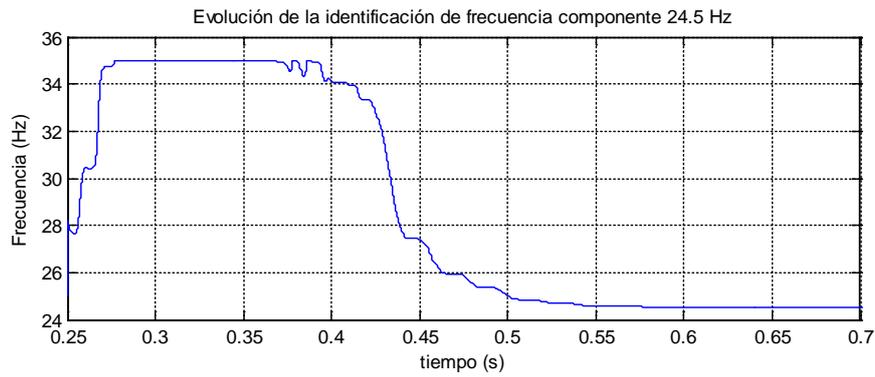


Figura 6-73. Evolución de la identificación del valor de la frecuencia de la primera componente armónica.

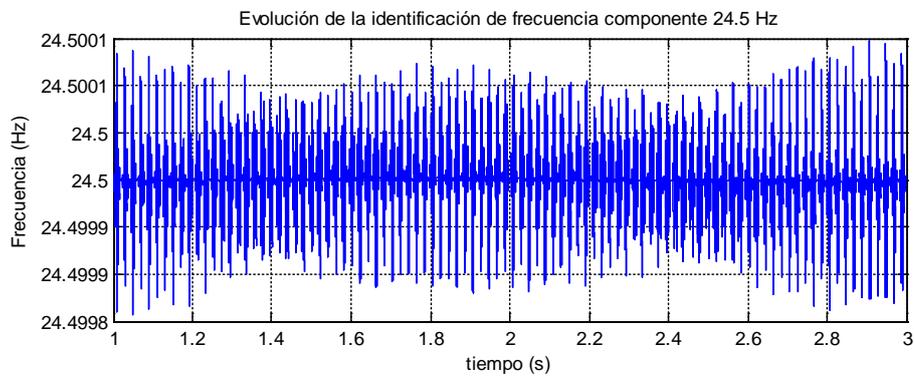


Figura 6-74. Evolución de la identificación del valor de la frecuencia de la primera componente armónica. Estado estacionario.

Con estos resultados es posible afirmar que la estimación realizada es correcta, y que el uso de filtros FIR no afecta a la estimación, tanto en la precisión de la señal final como en tiempo de ajuste necesario.

6.3.4.2. Estructura asociada al filtro Paso-alto

En las figuras siguientes se muestra la evolución de las señales en la estructura “KF-PLL” asociado a la salida del filtro FIR paso-alto.

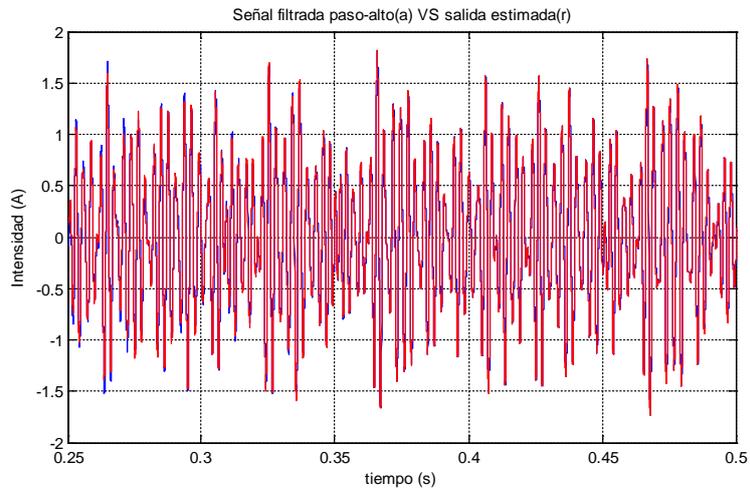


Figura 6-75. Evolución de la salida del filtro paso-alto y de la señal estimada con “KF-PLL”.

El error medido entre la señal filtrada y la estimada se muestra en la figura 6-76. El error calculado es inferior al 15%.

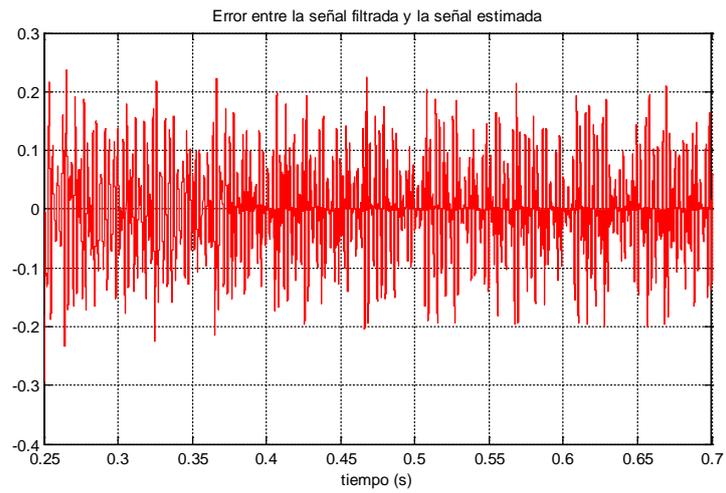


Figura 6-76. Error entre las señal filtrada (Paso-Alto) y la estimada por Kalman.

Reconstrucción de señales, compensación del desfase introducido por el filtro FIR

En la figura 6-77 es mostrada de color azul la primera componente armónica real, 346.5 Hz en este caso, mientras que la señal reconstruida es representada de color rojo.

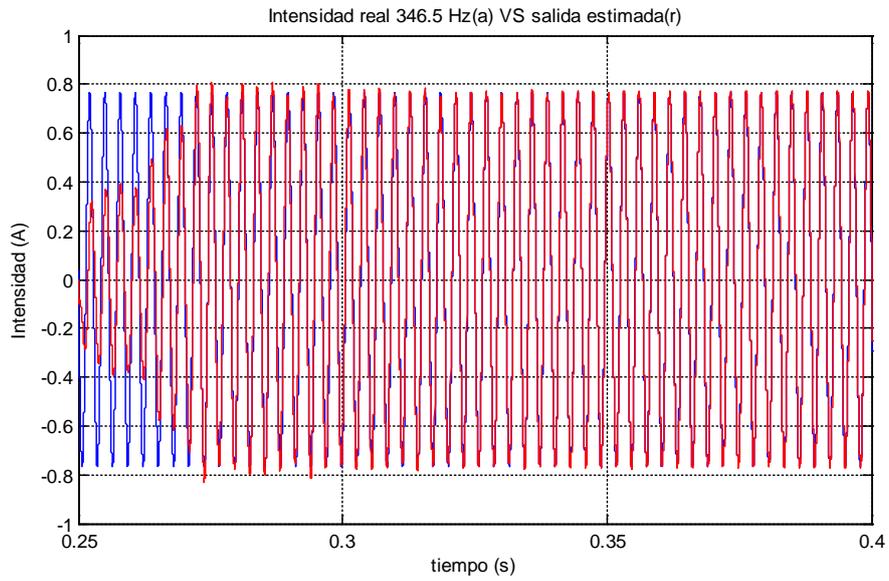


Figura 6-77. Primera componente armónica real de corriente de 346,5 Hz (azul) vs reconstruida (rojo)

En la figura 6-78 se muestra la señal de error medida, se llega al estado estacionario a los 200 ms de comenzar el algoritmo.

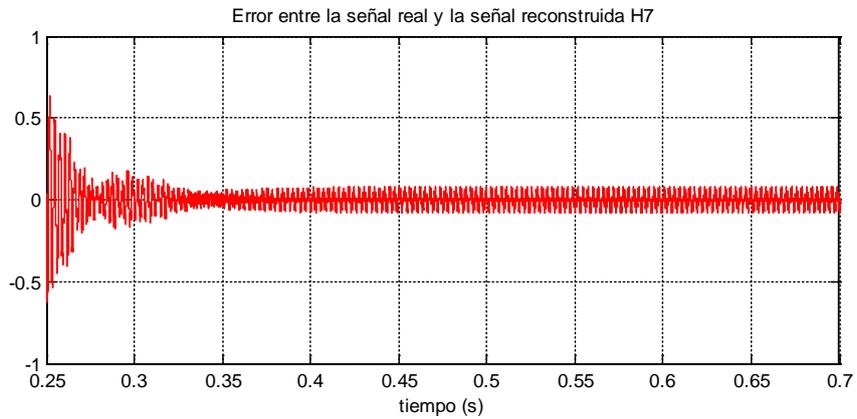


Figura 6-78. Error obtenido entre la componente armónica real de corriente de 346,5 Hz (azul) vs reconstruida (rojo)

En la figura 6-79 se muestra el error en estado estacionario. El error es inferior al 10%.

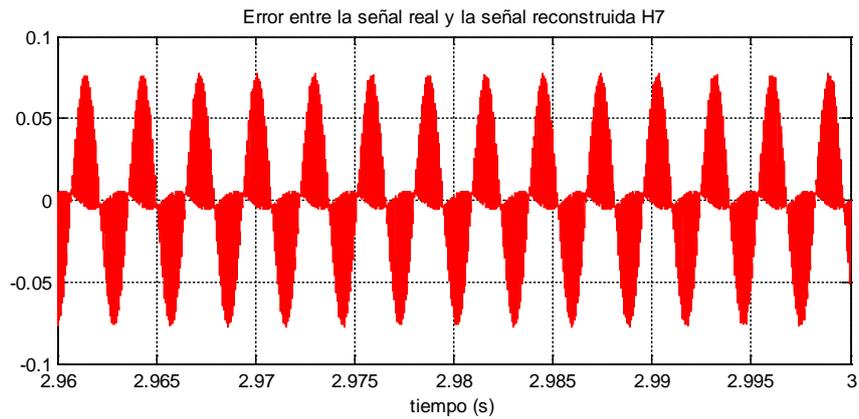


Figura 6-79. Error entre las señal real y la reconstruida.

En la figura 6-80 se representa la evolución de la frecuencia estimada de la componente armónica. El estado estacionario se alcanza antes de que transcurran 250 ms después del inicio del algoritmo. En la figura 6-81 se muestra la estimación de la frecuencia en régimen estacionario, cuyo error es inferior al 0.00015 %. Por lo que se puede afirmar que la estimación de esta componente armónica presenta error nulo en régimen estacionario.

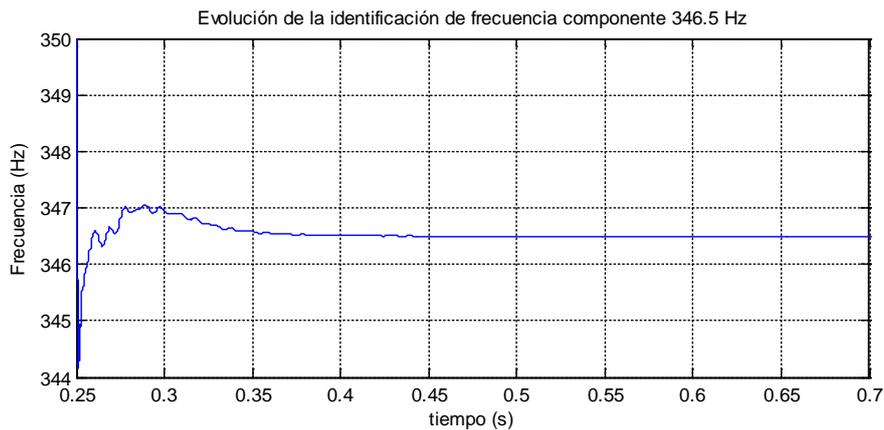


Figura 6-80. Evolución de la identificación del valor de la frecuencia de la séptima componente armónica.

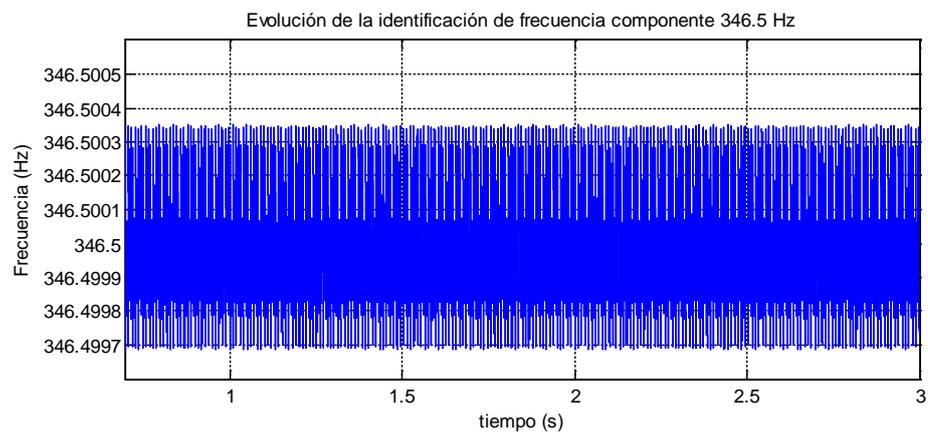


Figura 6-81. Evolución de la identificación del valor de la frecuencia de la séptima componente armónica.

Periodo estacionario.

6.3.5. Generación de la referencia y evolución de la intensidad de red compensada

En el presente apartado se presentan los resultados obtenidos cuando se realiza una compensación global de las ineficiencias presentes en la red de distribución eléctrica, las cuales han sido medidas con el método propuesto en la presente tesis doctoral.

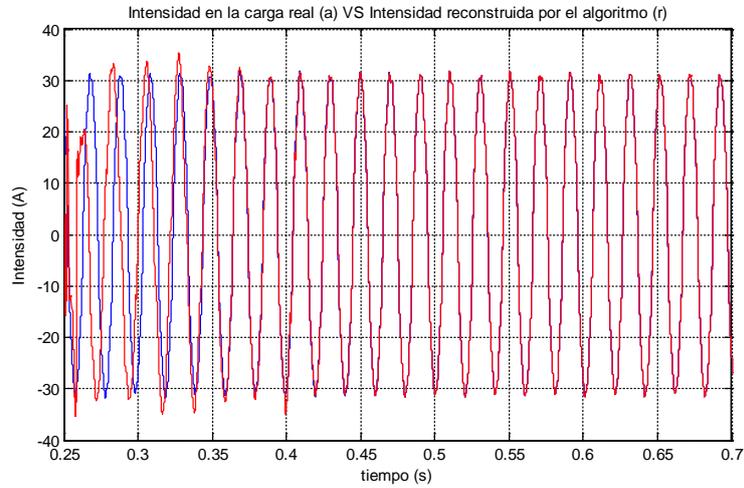


Figura 6-82. Evolución de la intensidad real en la carga vs señal reconstruida.

En la figura 6-82 se representa la evolución de la intensidad que circula por la carga (azul), mientras que las señales estimadas por las dos estructuras “KF-PLL”, y reconstruidas después, se representa de color rojo.

En la figura 6-83, se representa en detalle, la comparación entre la señal real y la “estimada – compensada”, obtenida como suma de las dos estructuras “KF-PLL” y compensado el ángulo de desfase introducido por el filtro. Visualmente, la señal “estimada – compensada” es básicamente idéntica a la original. Para comprobar esta similitud, la figura 6-84 muestra el error calculado entre la señal real y la “estimada – compensada”.

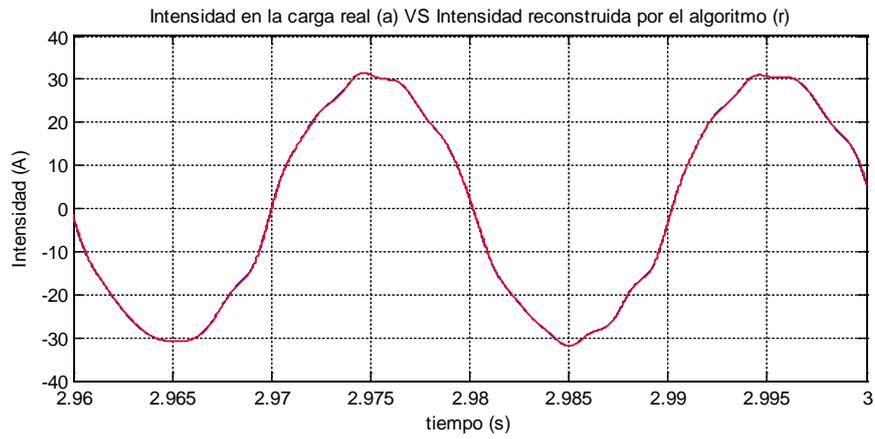


Figura 6-83. Evolución de la intensidad real en la carga vs señal reconstruida. Periodo estacionario

El error calculado entre la señal real y la estimación de la salida de los filtros FIR y la posterior compensación del desfase introducido por los filtros FIR, es mostrado en las figuras 6-84 y 6-85.

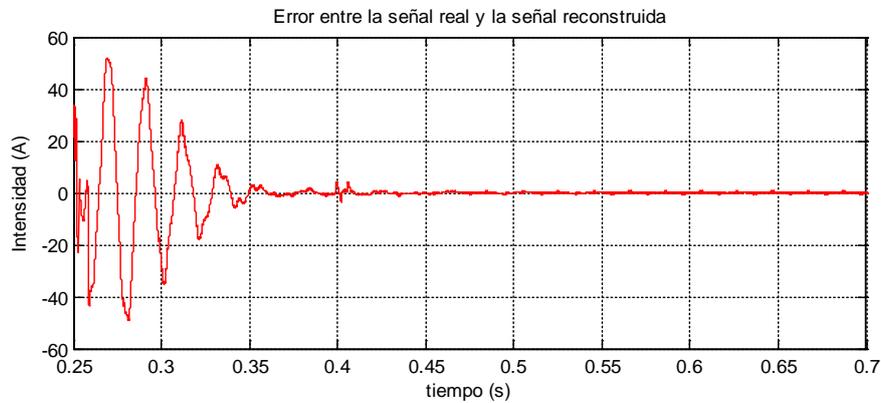


Figura 6-84. Error entre las señal real y la reconstruida.

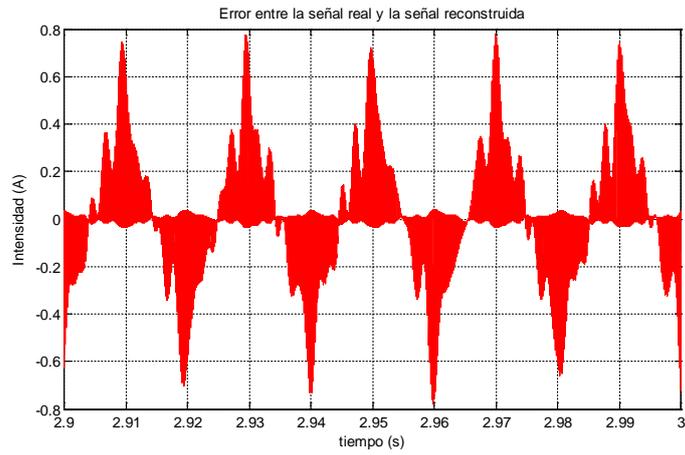


Figura 6-85. Error entre las señal real y la reconstruida.

La señal reconstruida necesita aproximadamente 250 ms para llegar a estabilizarse, según se aprecia en la evolución del error, mientras que en estado estacionario el error medido es inferior al 2,5%.

En la figura 6-86 se muestra la corriente que circula por la red después de la compensación global, de color azul, mientras que en rojo se muestra la componente fundamental de la tensión de red, debidamente escalada (al 10% del valor original) para poder observar su similitud.

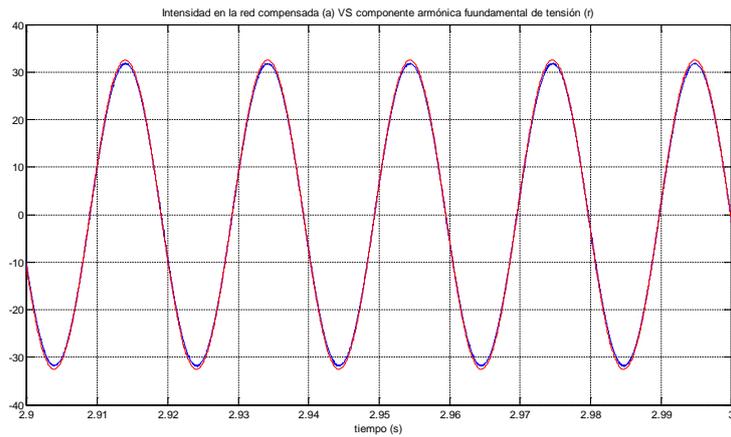


Figura 6-86. Evolución de la intensidad en la red compensada vs tensión en la red (ajustada dimensionalmente)

En las figuras 6-87 y 6-88 se muestra el espectro obtenido al realizar una FFT de 0.5 Hz de la corriente en la carga, una vez realizada la compensación. En la figura 6-88 se muestra en

detalle el espectro obtenido. Se aprecia como aparecen barras espectrales por efecto del “efecto leakage” y también por el efecto del “picket-fence” originado por las mínimas variaciones de frecuencia de las componentes reconstruidas. En la Tabla 6-8, se muestran los resultados obtenidos al analizar las medidas de la corriente que circula por la red antes y después de la compensación, según el estándar definido en [3].

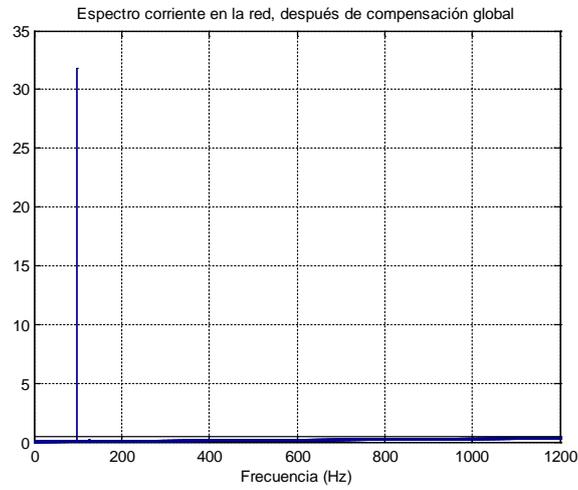


Figura 6-87. Espectro de la corriente en la red (compensada)

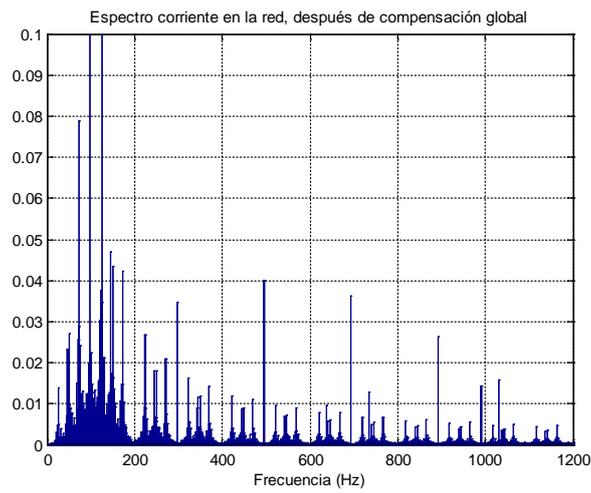


Figura 6-88. Espectro de la corriente en la red (compensada). Detalle

	Antes de compensar	Después de compensar simulación 2	Después de compensar simulación 3
Tensión Fundamental (Vrms)	229,999	229,999	229,999
Intensidad Fundamental (Arms)	22,71	22,78	22,475
Intensidad armónica (A)	1,654	0,163	0,161
Desfase fundamental (deg)	8,922	0,531	0,786
Tensión armónica (V)	20,62	20,62	20,62
THDv (%)	8,965	8,965	8,965
THDi (%)	7,28	0,728	0,719
Potencia activa (W)	5190	5169	5169
Potencia aparente (VA)	5260	5190	5190
Potencia activa Fundamental (W)	5162	5168	5168
Potencia reactiva Fundamental (var)	810,557	47,911	70,92
Potencia aparente Fundamental (VA)	5226	5169	5169
Potencia activa armónica (W)	27,366	0,6489	0,5376
Potencia aparente no fundamental (VA)	604,519	464,97	464,94
Potencia aparente armónica (VA)	34,11	3,374	3,332
Potencia distorsión armónica (VA)	20,36	3,31	3,288
Potencia distorsión Tensión (VA)	468,523	463,43	463,44
Potencia distorsión Intensidad (VA)	380,483	37,63	37,16
Potencia no activa (var)	859,72	460,2	464,376
Factor de potencia fundamental	0,98789	0,999	0,999
Factor de potencia	0,98529	0,999	0,999

Tabla 6-8. Términos de potencia y factores de mérito.

Comparando los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas se puede afirmar que no se producen diferencias señalables entre las dos simulaciones.

El resultado de distorsión armónica es ligeramente mejor en la simulación que emplea dos KF-PLL y la separación del espectro mediante filtros FIR. La compensación de la potencia reactiva es mínimamente mejor con un único KF-PLL, simulación 2. Es la reconstrucción del ángulo de desfase el que produce esta diferencia.

6.4. Simulación 4. Obtención de la señal de referencia mediante el método propuesto. Señal de 11 componentes armónicas, tres estructuras de "KF-PLL".

En la simulación presente, se ha forzado al algoritmo para que el espectro de frecuencia sea dividido en tres tramos, empleando de esta forma tres filtros FIR y por lo tanto tres estructuras "KF-PLL".

El objetivo es comprobar que los resultados de estimación (velocidad, precisión) no dependen del número de tramos en los que se divide el espectro.

Se emplea la misma señal actuando sobre el mismo circuito que en las simulaciones anteriores.

El algoritmo del método propuesto es modificado, para que sea seleccionado el banco de filtros 2, Figura 5-9. En el cual, el ancho de banda del espectro se divide en fracciones de 200 Hz. Así mismo es necesario el uso de tres filtros FIR para poder separar el espectro.

6.4.1. Filtros FIR empleados

A continuación se muestran las características de los filtros FIR calculados. El cálculo se ha realizado empleando la herramienta "fdatool" de Matlab.

6.4.1.1. Filtro paso-bajo

Las características de este filtro son:

Frecuencia de corte = 200 Hz.

Frecuencia de Stop = 220 Hz.

Ganancia en la banda de paso = 0.1 dB.

Ganancia fuera de la banda de paso = -80 dB.

Orden = 3707.

La evolución de la fase se muestra en la figura 6-89.

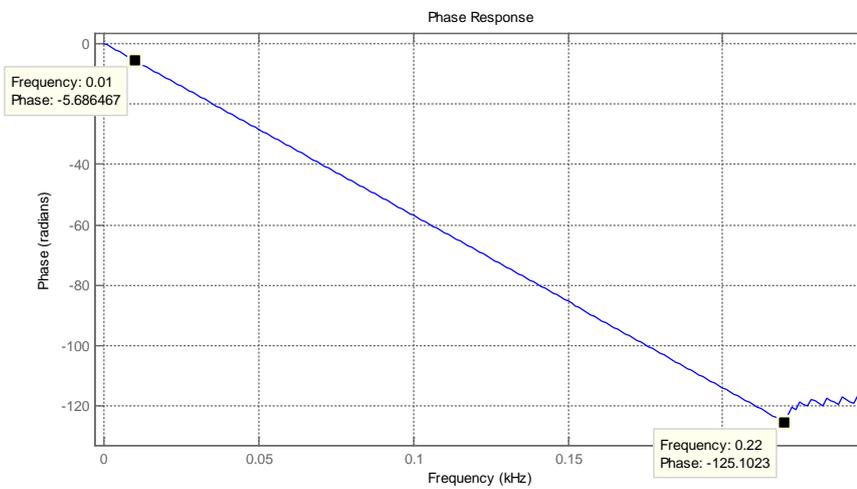


Figura 6-89. Evolución de la fase del filtro paso bajo en función de la frecuencia.

6.4.1.2. Filtro pasa-banda 1

Las características de este filtro son:

Frecuencia de corte1 = 200 Hz.

Frecuencia de Stop1 = 220 Hz.

Frecuencia de corte2 = 200 Hz.

Frecuencia de Stop2 = 420 Hz.

Ganancia en la banda de paso = 0.1 dB.

Ganancia antes de la frecuencia de corte 1 = -60 dB.

Ganancia antes de la frecuencia de corte 1 = -80 dB.

Orden = 3405.

La evolución de la fase se muestra en la figura 6-90.

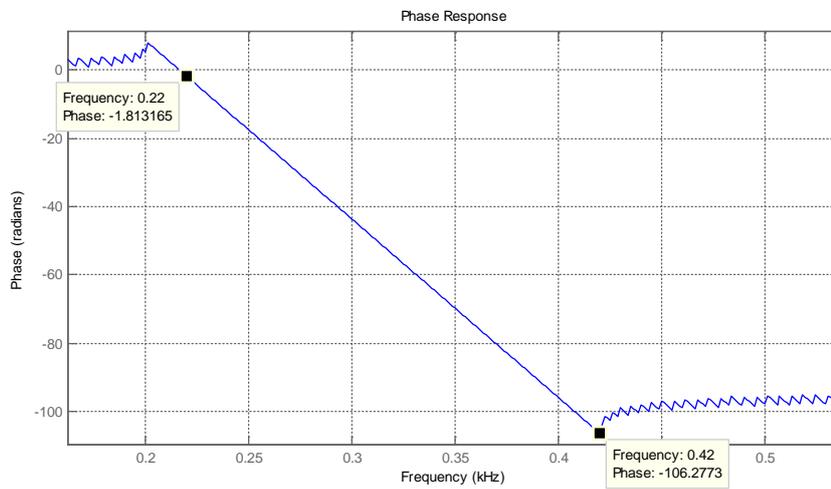


Figura 6-90. Evolución de la fase del filtro "pasa-banda 1" en función de la frecuencia.

6.4.1.3. Filtro pasa-banda 2

Para finalizar se emplea un filtro pasa banda, para delimitar la banda pasante del conjunto a 600 Hz, correspondiendo una banda de 200 Hz consecutivos a cada uno de los filtros empleados. Se emplea un filtro pasa banda en vez de un filtro paso alto para evitar que posibles componentes presentes en la señal, con valores de frecuencia fuera de la banda de interés, se limite el ancho de banda del conjunto a 1 kHz, afecten a la estimación realizada por el KF-PLL asociado a este filtro pasa banda.

Las características de este filtro son:

Frecuencia de corte1 = 400 Hz.

Frecuencia de Stop1 = 420 Hz.

Frecuencia de corte2 = 600 Hz.

Frecuencia de Stop2 = 620 Hz.

Ganancia en la banda de paso = 0.1 dB.

Ganancia antes de la frecuencia de corte 1 = -60 dB.

Ganancia antes de la frecuencia de corte 1 = -80 dB.

Orden = 3405.

La figura 6-91 muestra la evolución de la fase del filtro pasa banda 2.

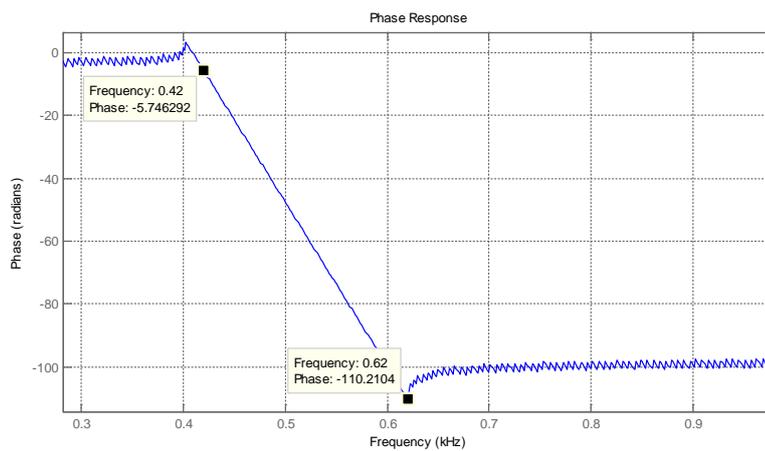


Figura 6-91. Evolución de la fase del filtro “pasa-banda2” en función de la frecuencia.

6.4.1.4. Estructura “KF-PLL ” 1

En este apartado se muestran los resultados obtenidos con la simulación descrita en el apartado 6.4. En concreto del conjunto formado por el filtro paso-bajo y la primera estructura “KF-PLL” conectado a la salida del filtro.

Las componentes armónicas de la corriente en la carga, Tabla 6-3, que quedan dentro de la banda de paso del filtro paso bajo (6.4.1.1), son mostradas en la Tabla 6-9.

Numero componente armónica	Intensidad (A)	Frecuencia (Hz)	Clasificación
1	0,1146	25	Subarmónico
2	19,68	50	Fundamental
3	1,05	150	Armónico
4	0,1102	170	Interarmónico

Tabla 6-9 Componentes armónicas pertenecientes a la banda del filtro paso-bajo.

En la figura 6-92, es mostrada la salida del filtro FIR (azul) mientras que la salida del “KF-PLL” es mostrada de color rojo. A simple vista, en estado estacionario, son idénticas, afirmación que se confirma al observar las figuras 6-93 y 6-94, en las que se muestra la evolución del error calculado entre la salida del filtro paso bajo FIR y la salida estimada por “KF-PLL”.

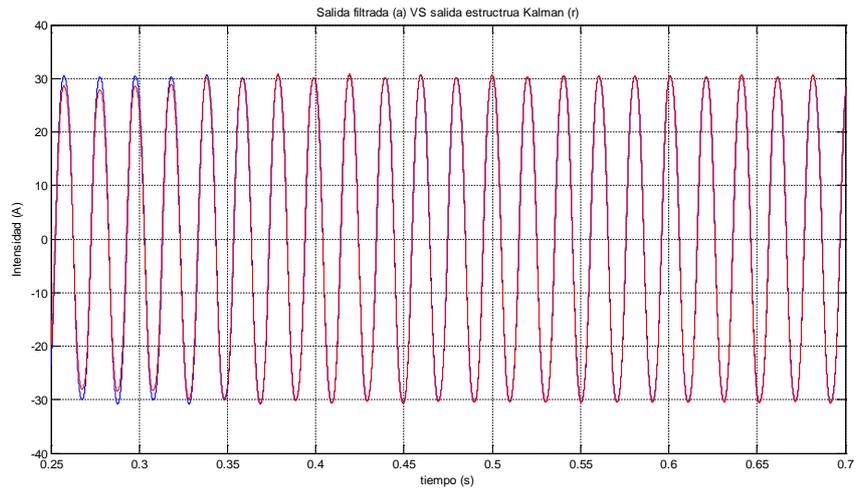


Figura 6-92. Salida filtro FIR (azul) vs salida estructura de Kalman (rojo)

En la figura 6-93 se comprueba cómo se llega al estado estacionario a los 250 ms aproximadamente después de comenzar la ejecución del algoritmo “KF-PLL”.

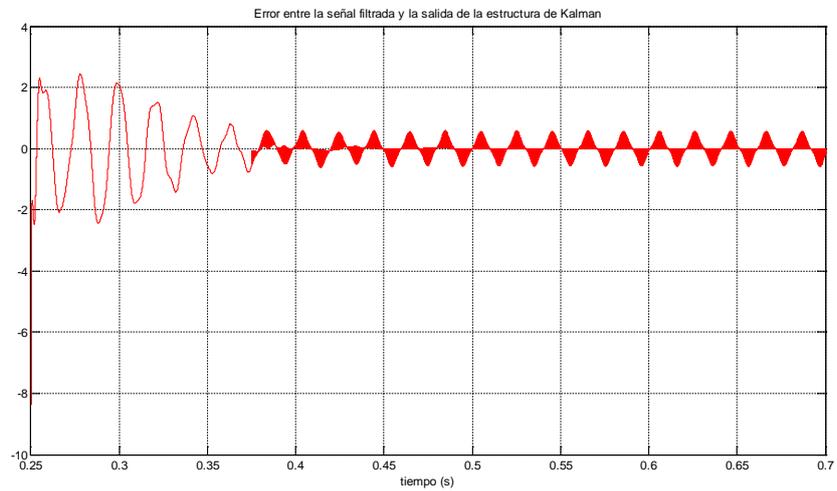


Figura 6-93. Error calculado entre la salida del filtro FIR y la salida de Kalman

El error que se puede calcular a partir de la figura 6-94, es inferior al 1.9%, del valor de la componente fundamental de la corriente en la carga.

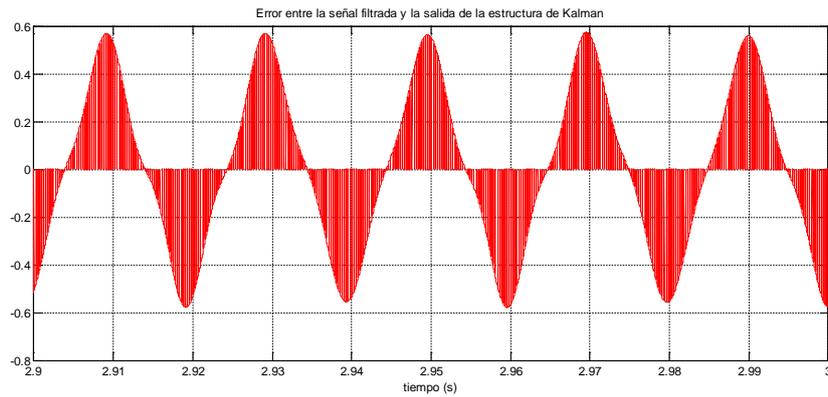


Figura 6-94. Error calculado entre la salida del filtro FIR y la salida de Kalman. Estado estacionario.

En la figura 6-95, se muestra de color azul la corriente en la carga, se ha representado la señal que es producida por las componentes espectrales que pertenecen a la banda de paso del filtro Paso-Bajo. De esta forma, es posible definir correctamente el nivel de exactitud entre la parte del espectro de señal real que permite pasar el filtro paso-bajo FIR, y la estimación y compensación del desfase del filtro que se realiza posteriormente. La reconstrucción se muestra de color rojo.

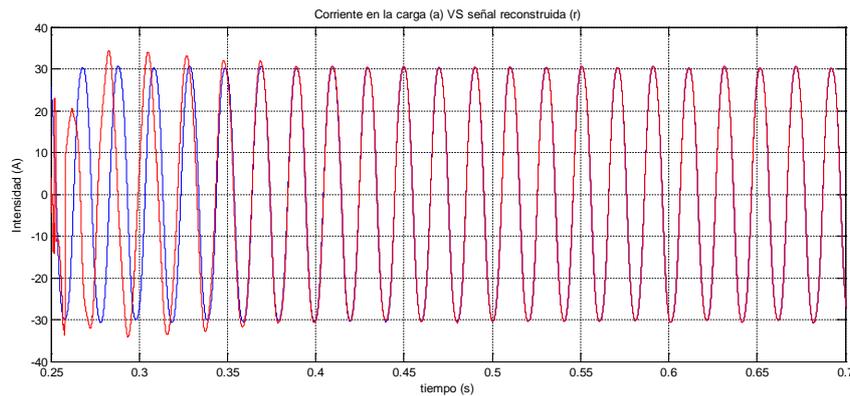


Figura 6-95. Corriente en la carga parcial (azul) vs señal reconstruida (rojo)

A simple vista, en estado estacionario, son idénticas, afirmación que se confirma al observar la figura 6-96, en la que es mostrada la evolución del error calculado entre la salida del filtro paso bajo FIR y la salida estimada por “KF-PLL” y compensación del ángulo de desfase posterior.

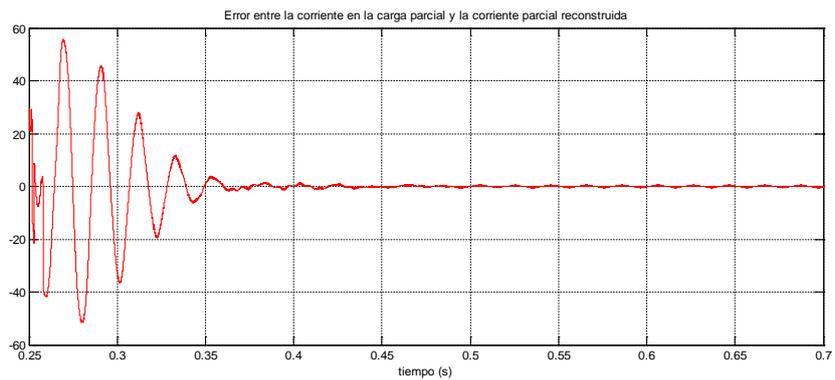


Figura 6-96. Error calculado entre la señal real y la reconstruida

6.4.1.5. Estructura "KF-PLL" 2

Las componentes armónicas de la corriente en la carga, Tabla 6-3, que quedan dentro de la banda de paso del filtro pasa banda1 (6.4.1.2), son mostradas en la Tabla 6-10.

Numero componente armónica	Intensidad (A)	Frecuencia (Hz)	Clasificación
5	0,7248	250	Armónico
6	0,1068	320	Interarmónico
7	0,4567	350	Armónico
8	0,098	365	Interarmónico

Tabla 6-10 Componentes armónicas pertenecientes a la banda del filtro pasa-banda 1.

En la figura 6-97, se muestra la salida del filtro FIR (azul) mientras que la salida del "KF-PLL" se muestra de color rojo. A simple vista, en estado estacionario, son idénticas, afirmación que se confirma al observar la figura 6-83, en la que se muestra la evolución del error calculado entre la salida del filtro pasa-banda1 FIR y la salida estimada por "KF-PLL".

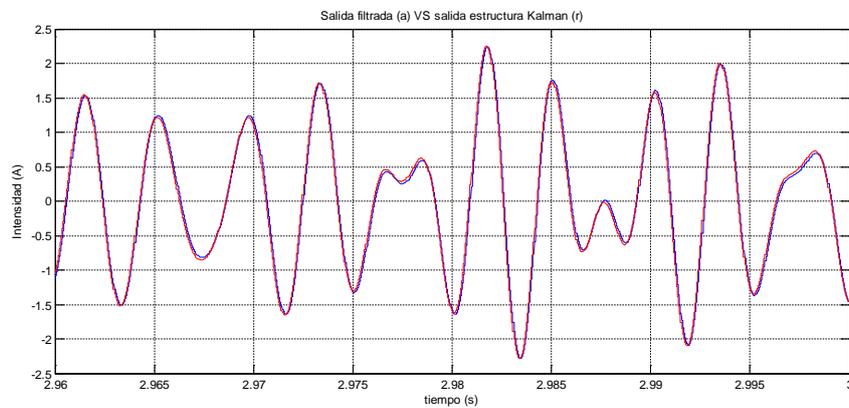


Figura 6-97. Salida filtro pasa-banda1 (azul) vs salida estructura "KF-PLL" (rojo)

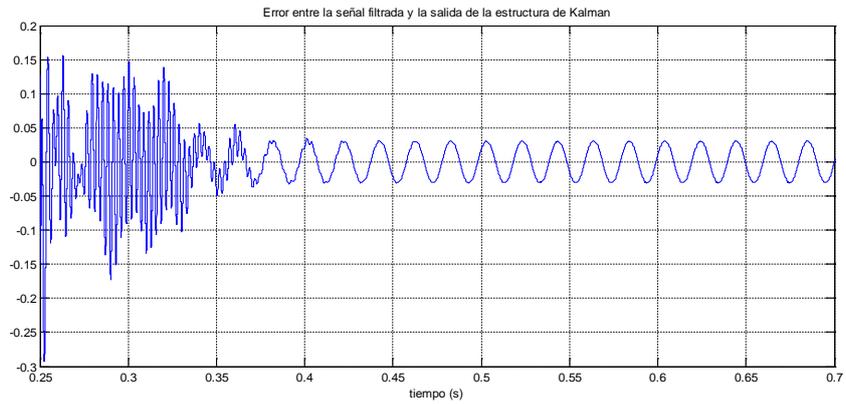


Figura 6-98. Cálculo del error interno del algoritmo del Kalman

En la figura 6-98 se comprueba cómo se llega al estado estacionario a los 250 ms aproximadamente después de comenzar la ejecución del algoritmo “KF-PLL”. El error en estado estacionario es inferior al 5% de la componente armónica de mayor valor que forma parte de esa banda del espectro que ha seleccionado el filtro pasa-banda1.

En la figura 6-99, se muestra de color azul la corriente en la carga, se ha representado la señal que es producida por las componentes espectrales que pertenecen a la banda de paso del filtro Pasa-Banda, Tabla 6-10. De esta forma, es posible comprobar el nivel de exactitud entre esta señal y su correspondiente estimación y reconstrucción por medio del KF-PLL 2.

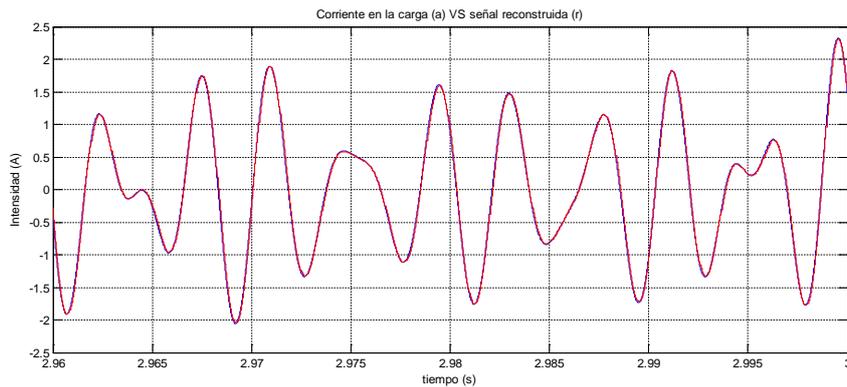


Figura 6-99. Corriente en la carga parcial (azul) vs señal reconstruida (rojo)

En la figura 6-100, se muestra la evolución del error calculado entre la salida del filtro paso bajo FIR y la salida estimada por “KF-PLL” y compensación del ángulo de desfase posterior.

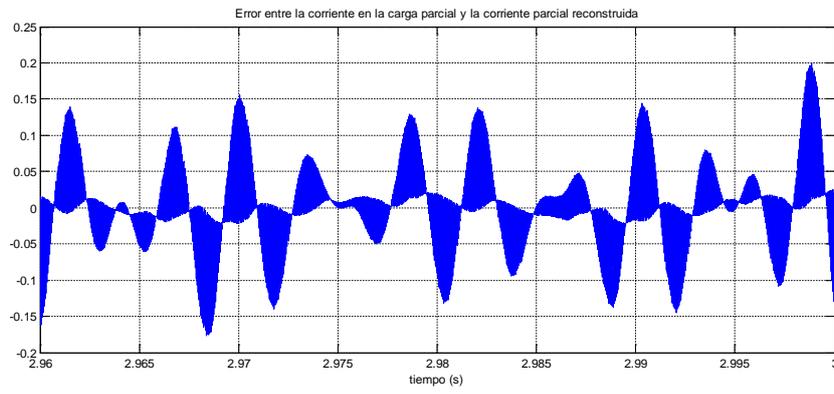


Figura 6-100. Error calculado entre la señal real y la reconstruida

La componente armónica de mayor valor es de 1.2A, por lo que el error medido con respecto a esta componente es inferior al 16%.

6.4.1.6. Estructura “KF-PLL” 3

Las componentes armónicas de la corriente en la carga, Tabla 6-3, que quedan dentro de la banda de paso del filtro pasa banda2 (6.4.1.3), son mostradas en la Tabla 6-11.

Numero componente armónica	Intensidad (A)	Frecuencia (Hz)	Clasificación
9	0,2521	450	Armónico
10	0,1232	500	Armónico
11	0,0661	510	Interarmónico

Tabla 6-11 Componentes armónicas pertenecientes a la banda del filtro pasa-banda 2.

En la figura 6-101, se muestra la salida del filtro FIR (azul) mientras que la salida del “KF-PLL” es mostrada de color rojo. A simple vista, en estado estacionario, son idénticas, afirmación que se confirma al observar las figuras 6-87 y 6-88, en las que se muestra la evolución del error calculado entre la salida del filtro pasa-banda2 y la salida estimada por “KF-PLL”.

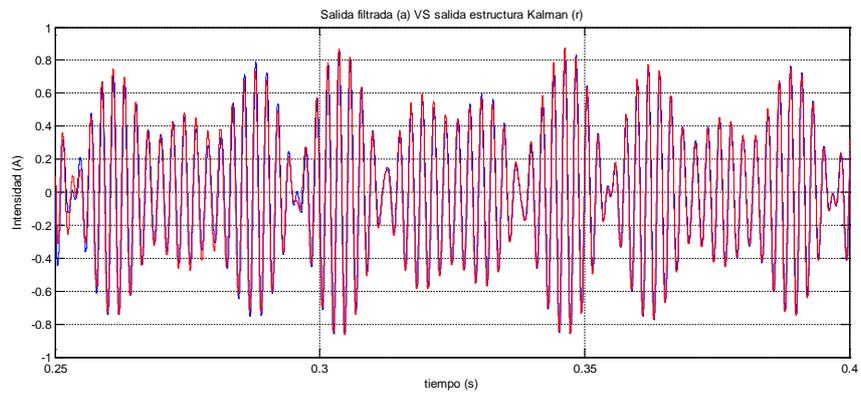


Figura 6-101. Salida filtro pasa-banda 2 (azul) vs salida estructura “KF-PLL” (rojo)

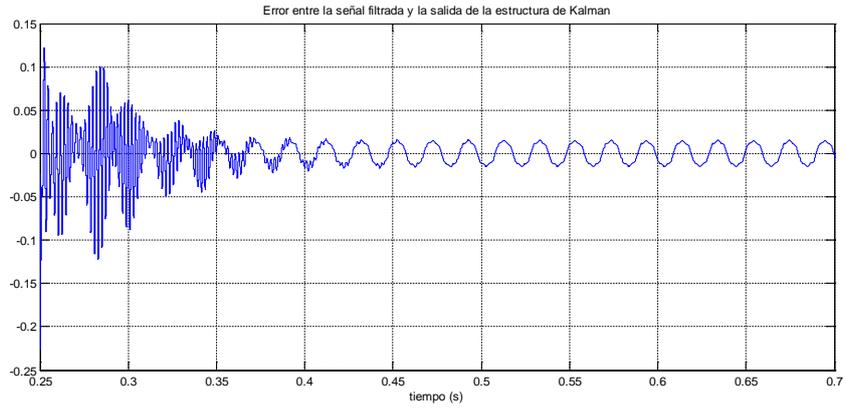


Figura 6-102. Cálculo del error interno del algoritmo del Kalman

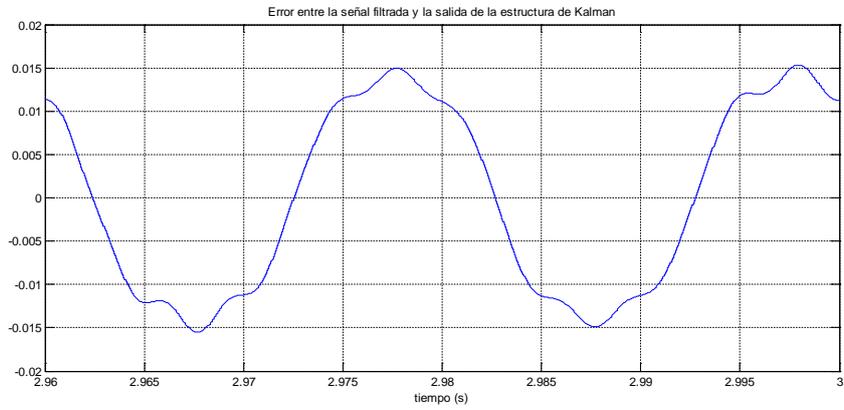


Figura 6-103. Cálculo del error interno del algoritmo del Kalman, vista detalle del régimen estacionario.

El error de estimación medido es inferior al 3.5%.

6.4.1.7. Unión de estructuras. Única salida y compensación de ineficiencias

En este apartado se unen las salidas de las tres estructuras de “KF-PLL” tras compensar de los desfases introducidos por los filtros FIR, y se realiza una compensación global de las ineficiencias medidas en la corriente que circula por la carga.

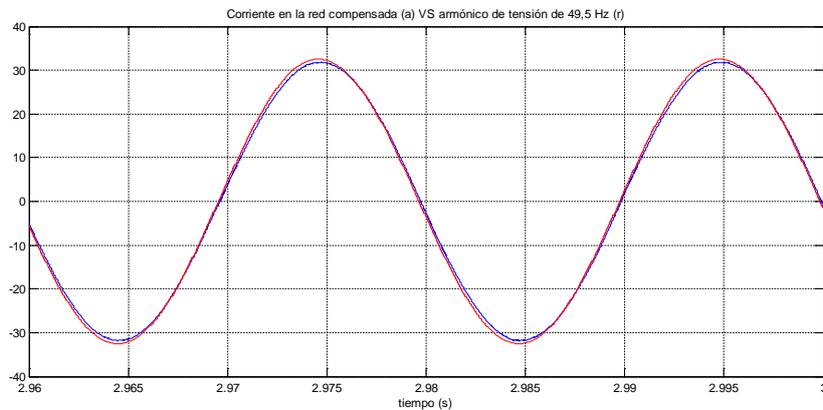


Figura 6-104. Corriente red (azul) VS componente de 49,5 Hz de tensión en la red, escalada (rojo)

En la Tabla 6-12, se muestran los cálculos realizados empleando la norma IEEE std 1459-2010 [3], antes y después de realizar la compensación, según se describe en 3.6.1.2 y se realiza la descomposición de la potencia mostrada en la Figura 3-2.

Observando los resultados obtenidos, se confirma que la compensación no actúa sobre la tensión en la red, por este motivo no se produce ningún tipo de mejora en el THD de tensión ni en ninguno de los valores que poseen los armónicos de tensión en la ecuación que lo define.

Sin embargo, sí que se aprecia claramente como el THD de la intensidad en la red disminuye con la compensación, la disminución resultante es del 90% sobre el valor original.

También se aprecia como la potencia reactiva fundamental se compensa en casi su totalidad, disminuyendo un 94% tras la compensación.

Con los resultados obtenidos, se puede afirmar que la compensación realizada es correcta, ya que compensa en casi su totalidad la potencia reactiva demandada por la carga, y el mismo resultado se produce con la distorsión de intensidad.

En la Tabla 6-12 se observan los resultados obtenidos al analizar las medidas de la corriente que circula por la red antes y después de la compensación, según el estándar IEEE std 1459-2010.

	Acrónimo	Antes de compensar	Después de compensar
Tensión Fundamental (Vrms)	V_1	229,999	229,999
Intensidad Fundamental (Arms)	I_1	22,71	22,479
Intensidad armónica (A)	I_H	1,654	0,162
Desfase fundamental (deg)	θ_1	8,922	0,71
Tensión armónica (V)	V_H	20,62	20,62
THD _v (%)	THD_V	8,965	8,965
THDi (%)	THD_I	7,28	0,719
Potencia activa (W)	P	5190	5170
Potencia aparente (VA)	Q	5260	5192
Potencia activa Fundamental (W)	P_1	5162	5170
Potencia reactiva Fundamental (var)	Q_1	810,557	64,59
Potencia aparente Fundamental (VA)	S_1	5226	5170
Potencia activa armónica (W)	P_H	27,366	0,6536
Potencia aparente no fundamental (VA)	S_N	604,519	465,03
Potencia aparente armónica (VA)	S_H	34,11	3,342
Potencia distorsión armónica (VA)	D_H	20,36	3,27
Potencia distorsión Tensión (VA)	D_V	468,523	463,53
Potencia distorsión Intensidad (VA)	D_I	380,483	37,28
Potencia no activa (var)	N	859,72	462,24
Factor de potencia fundamental	FP_1	0,98789	0,999
Factor de potencia	FP	0,98529	0,999

Tabla 6-12 Términos de potencia y factores de mérito.

6.5. Comparativa y análisis de resultados

A continuación son mostrados los resultados de varias simulaciones con el fin de poder determinar las ventajas e inconvenientes de emplear el método propuesto, tanto en la precisión de la identificación como en la velocidad de respuesta del sistema.

En la Figura 6-105, se muestra la evolución del error medido entre la componente armónica real de 24,5 Hz, y la estimación realizada cuando se emplea una única estructura de “KF-PLL” (verde) para identificar todas las componentes armónicas. Dos estructuras de “KF-PLL” (azul) y tres estructuras (rojo), cuando el espectro es separado mediante filtros FIR.

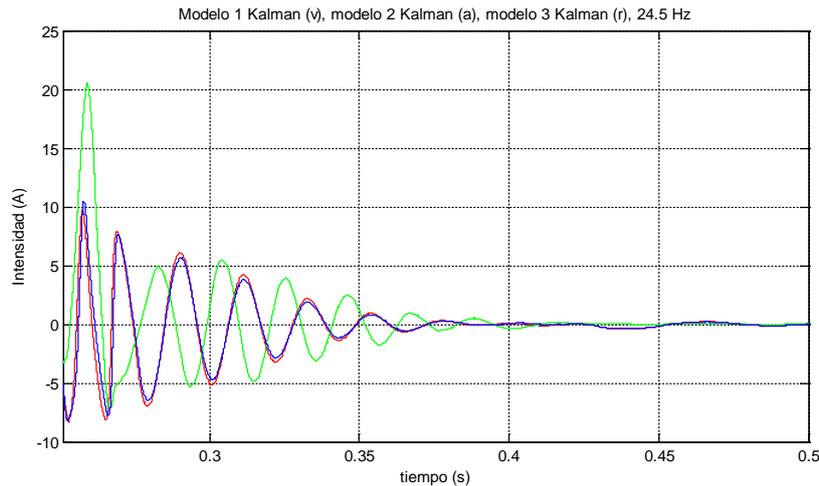


Figura 6-105. Evolución de la medida del error entre la componente armónica de 24,5 Hz real y la estimada. Tres casos.

En la Figura 6-105, se puede apreciar como la evolución de las dos señales obtenidas en las simulaciones de 2 y 3 estructuras de “KF-PLL” es muy similar, siendo prácticamente iguales el sobre-impulso al inicio del periodo transitorio y la llegada al régimen estacionario, que se produce prácticamente en el mismo instante. Se observa como la estimación realizada con la simulación de una única estructura de KF-PLL realiza una mayor sobreoscilación, aunque la finalización del periodo transitorio es similar a las obtenidas con las otras dos estructuras.

En la Figura 6-106, se muestra la evolución del error medido entre la componente armónica real de 49,5 Hz, y la estimación realizada cuando se emplea una única estructura de “KF-PLL” (verde) para identificar todas las componentes armónicas. Dos estructuras de “KF-PLL” (azul) y tres estructuras (rojo), cuando el espectro es separado mediante filtros FIR.

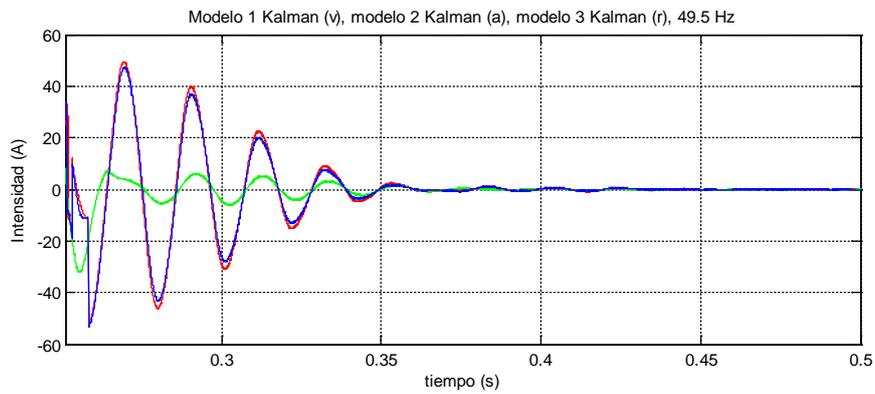


Figura 6-106. Evolución de la medida del error entre la componente armónica de 49,5 Hz real y la estimada. Tres casos.

En la Figura 6-106, se puede apreciar como la evolución de las dos señales obtenidas en las simulaciones de 2 y 3 estructuras de “KF-PLL” es muy similar, siendo prácticamente iguales el sobre-impulso del inicio del periodo transitorio y la llegada al régimen estacionario se produce prácticamente en el mismo instante. Se observa como en este caso, la evolución es inversa al anterior, es la estimación de un único KF-PLL la que produce menos sobreoscilación frente a las que se han realizado con dos o tres KF-PLL.

En la Figura 6-107, se muestra la evolución del error medido entre la componente armónica real de 171,5 Hz, y la estimación realizada cuando se emplea una única estructura de “KF-PLL” (verde) para identificar todas las componentes armónicas. Dos estructuras de “KF-PLL” (azul) y tres estructuras (rojo), cuando el espectro es separado mediante filtros FIR.

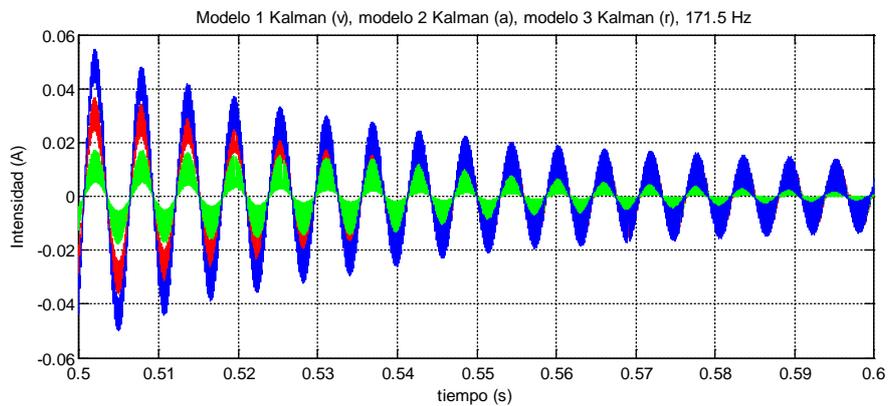


Figura 6-107. Evolución de la medida del error entre la componente armónica de 171,5 Hz real y la estimada. Tres casos.

En la Figura 6-107, se puede apreciar como la evolución de las dos señales obtenidas en las simulaciones de 2 y 3 estructuras de “KF-PLL” es muy similar, siendo prácticamente iguales el sobre-impulso del inicio del periodo transitorio y la llegada al régimen estacionario se produce prácticamente en el mismo instante.

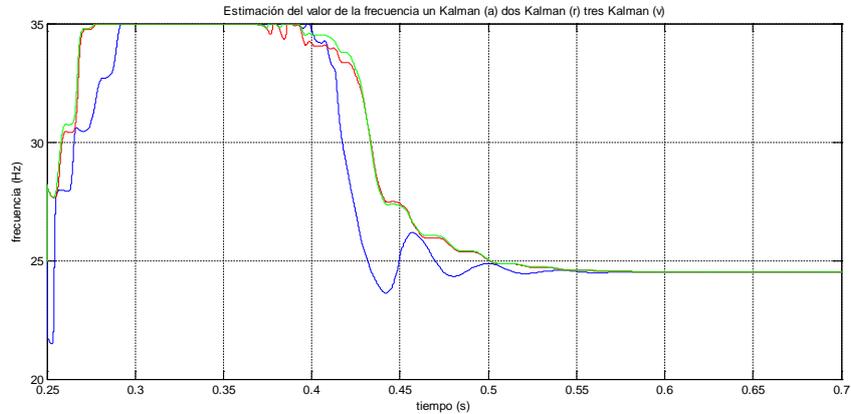


Figura 6-108. Evolución de la estimación de la frecuencia de la primera componente armónica

En la Figura 6-108, se muestra la evolución de la estimación de la frecuencia de la componente frecuencial de 24,5 Hz. Cuando se emplea una única estructura de “KF-PLL” (azul) para identificar todas las componentes armónicas. Dos estructuras de “KF-PLL” (rojo) y tres estructuras (verde), cuando el espectro es separado mediante filtros FIR

Como en los casos anteriores de la medida del error, las estimaciones obtenidas cuando se emplean dos y tres “KF-PLL” son prácticamente las mismas.

En la figura 6-109, se muestra la evolución de la estimación del valor de la frecuencia en régimen estacionario. Se observa como la estimación realizada con dos y tres “KF-PLL” es más estable.

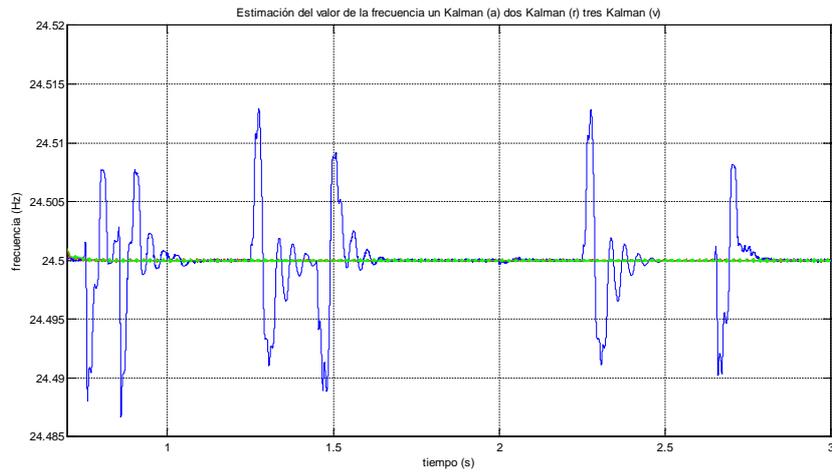


Figura 6-109. Evolución de la estimación de la frecuencia de la primera componente armónica, detalle del régimen permanente

En la figura 6-110, se muestra la evolución de la estimación de la frecuencia de la componente frecuencial de 247,5 Hz. Cuando se emplea una única estructura de “KF-PLL” (azul) para identificar todas las componentes armónicas. Dos estructuras de “KF-PLL” (rojo) y tres estructuras (verde), cuando el espectro es separado mediante filtros FIR. El sobreimpulso es mayor cuando se emplea un número menor de estructuras KF-PLL en la estimación. Pero el tiempo de establecimiento es similar en todos los casos.

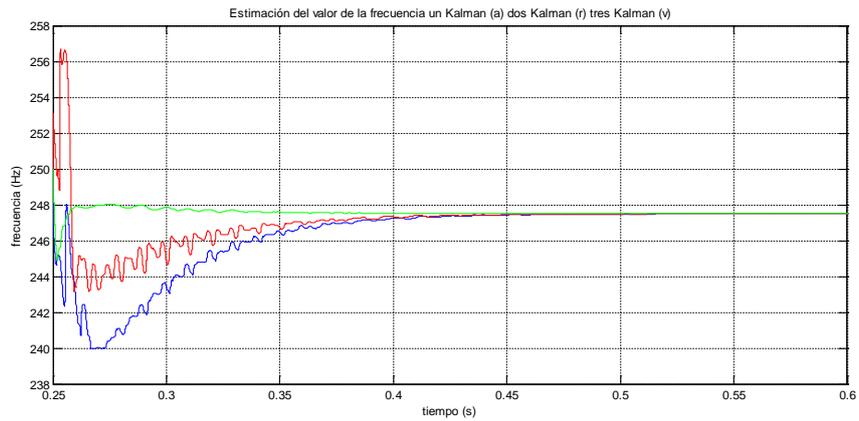


Figura 6-110. Evolución de la estimación de la frecuencia de la quinta componente armónica

En este caso, se ha separado en dos figuras debido a que el rizado en el caso de tres estructuras no deja ver los otros casos.

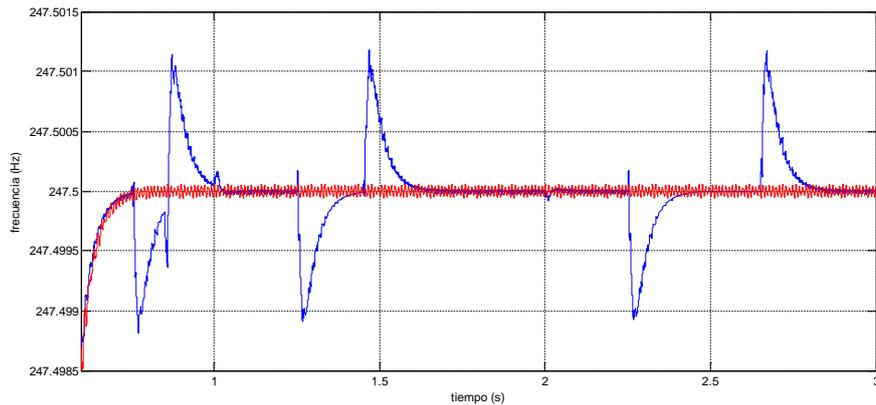


Figura 6-111. Evolución de la estimación de la frecuencia de la quinta componente armónica con uno y dos KF-PLL, detalle del régimen permanente

En la figura 6-111 es mostrada la evolución de la frecuencia estimada, para una estructura de “KF-PLL” en azul, y dos estructuras de “KF-PLL” en rojo. En la figura 6-112 es mostrada la evolución de la frecuencia para una estimación realizada con tres estructuras de “KF-PLL”. En las figuras se aprecia cómo mientras que las estimaciones realizadas con una y dos estructuras son prácticamente iguales, incluida su evolución temporal, observar el tramo hasta 1 s de la figura 6-111. En la figura 6-112 esto no sucede así, y la señal obtenida con tres estructuras alcanza antes el régimen permanente, aunque su error es mayor. De todas formas el error obtenido es insignificante, en el peor de los casos medido es inferior al 0.0033 % del valor nominal.

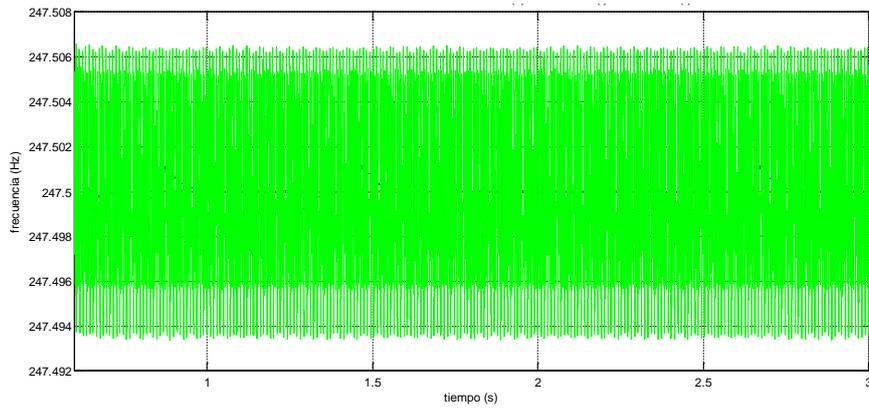


Figura 6-112. Evolución de la estimación de la frecuencia de la quinta componente armónica con tres KF-PLL, detalle del régimen permanente

Los resultados son similares a los obtenidos para la quinta componente armónica (247,5 Hz) mostrada con anterioridad. La evolución temporal para una y dos estructuras (Figura 6-114) es prácticamente idéntica, mientras que la obtenida para tres estructuras (Figura 6-113) presenta mayor error en régimen permanente, sin ser este error realmente significativo, inferior al 0.0012 % sobre el valor nominal de frecuencia de la componente armónica.

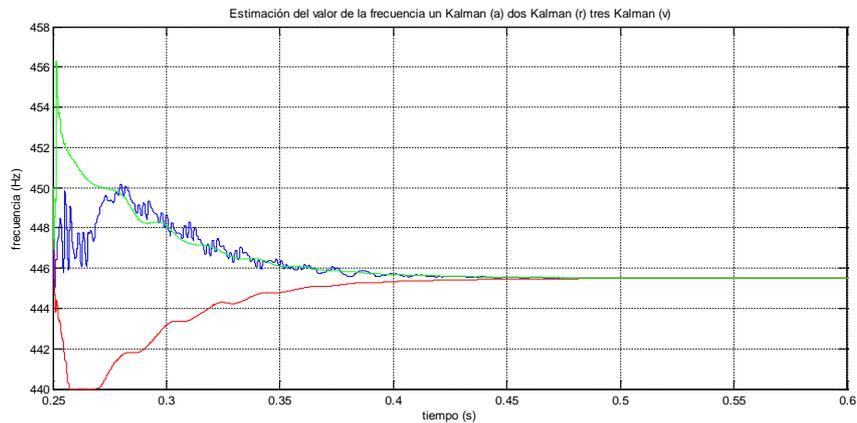


Figura 6-113. Evolución de la estimación de la frecuencia de la novena componente armónica, régimen transitorio.

Los resultados obtenidos en régimen permanente se muestran en dos figuras separadas, en la figura 6-114 se presentan los obtenidos para uno y dos estructuras de KF-PLL y en la figura 6-115 se muestra el resultado obtenido para tres estructuras de KF-PLL. Se muestran así por el rizado que aparece en los resultados de tres KF-PLL que enmascaran los de uno y dos KF-PLL.

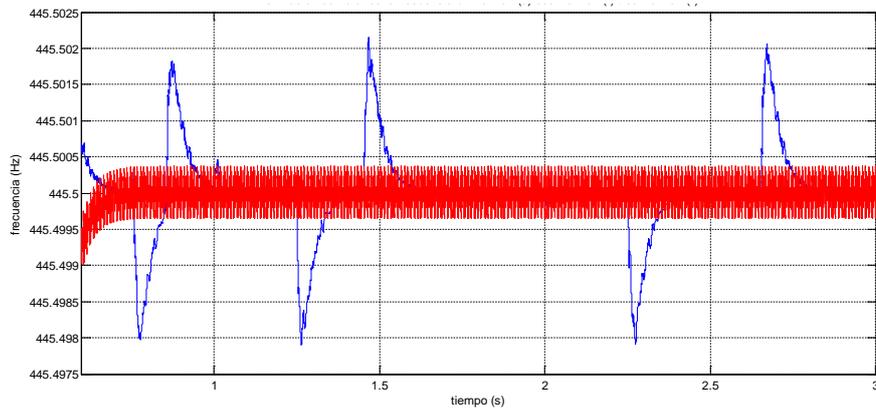


Figura 6-114. Evolución de la estimación de la frecuencia de la novena componente armónica 1 y 2 KF-PLL, detalle del régimen permanente

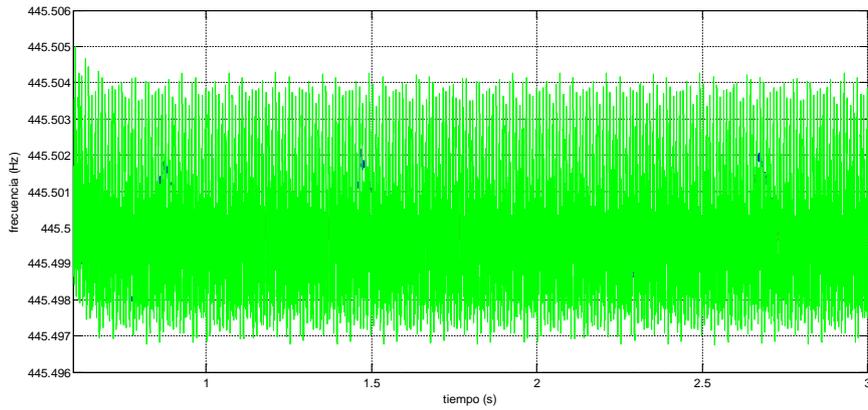


Figura 6-115. Evolución de la estimación de la frecuencia de la novena componente armónica 3 KF-PLL, detalle del régimen permanente

En la Tabla 6-13 se muestran los resultados obtenidos al realizar una compensación global en las simulaciones 2, 3 y 4.

En régimen estacionario, y con los resultados observados en la Tabla 6-13, se puede afirmar que no hay diferencias significativas entre emplear una única estructura “KF-PLL” para realizar la identificación de todos los parámetros necesarios para la compensación o emplear dos o más estructuras.

Como cabría esperar, los resultados obtenidos en la compensación de la energía reactiva han sido ligeramente peores al emplear dos o más estructuras que con una única estructura. Estos

resultados se justifican por el error que introducen la necesaria reconstrucción de la frecuencia en los casos en los que se emplean filtros FIR.

	Antes de compensar	Después de compensar 1 "KF-PLL"	Después de compensar 2 "KF-PLL"	Después de compensar 3 "KF-PLL"
Tensión Fundamental (Vrms)	229,999	229,999	229,999	229,999
Intensidad Fundamental (Arms)	22,78	22,78	22,475	22,479
Intensidad armónica (A)	1,654	0,163	0,161	0,162
Desfase fundamental (deg)	8,922	0,531	0,786	0,71
Tensión armónica (V)	20,62	20,62	20,62	20,62
THDv (%)	8,965	8,965	8,965	8,965
THDi (%)	7,28	0,728	0,719	0,719
Potencia activa (W)	5190	5169	5169	5170
Potencia aparente (VA)	5260	5190	5190	5192
Potencia activa Fundamental (W)	5162	5168	5168	5170
Potencia reactiva Fundamental (var)	810,557	47,911	70,92	64,59
Potencia aparente Fundamental (VA)	5226	5169	5169	5170
Potencia activa armónica (W)	27,366	0,6489	0,5376	0,6536
Potencia aparente no fundamental (VA)	604,519	464,97	464,94	465,03
Potencia aparente armónica (VA)	34,11	3,374	3,332	3,342
Potencia distorsión armónica (VA)	20,36	3,31	3,288	3,27
Potencia distorsión Tensión (VA)	468,523	463,43	463,44	463,53
Potencia distorsión Intensidad (VA)	380,483	37,63	37,16	37,28
Potencia no activa (var)	859,72	460,2	464,376	462,24
Factor de potencia fundamental	0,98789	0,999	0,999	0,999
Factor de potencia	0,98529	0,999	0,999	0,999

Tabla 6-13. Términos de potencia y factores de mérito.

En la Tabla 6-13 se muestran los resultados obtenidos en las tres simulaciones realizadas con la misma señal de referencia, variando en cada una de ellas el número de tramos en los que el espectro es dividido.

Cómo en las tablas de resultados anteriores, se confirma que no se ha actuado sobre las componentes armónicas de tensión, por lo tanto no hay una reducción significativa de los términos que emplean los armónicos de tensión en su cálculo.

Si se reduce de forma importante los armónicos de corriente, entorno al 90% y la potencia reactiva, en torno al 94%.

Observando la misma, no se aprecian diferencias entre el uso de una, dos o tres estructuras KF-PLL y por lo tanto se puede afirmar que realizando una correcta reconstrucción del desfase que introducen los filtros FIR, la cantidad de fracciones del espectro que se realicen no influyen en los resultados de la estimación.

De esta forma se confirma que se pueden trabajar los tramos de espectro de forma independiente como se sugiere con el método propuesto, y por lo tanto, se puede realizar la identificación de las componentes armónicas como se indica en el método, con las ventajas que presenta la modularidad de las estructuras de estimación.

6.6. Simulación 5. Carga no lineal.

En la presente simulación, se aplica la tensión de red compuesta por las componentes mostradas en la Tabla 6-14, al circuito mostrado en la figura (6-116). La figura 117 muestra la tensión de red. Este circuito incluye una parte lineal formada por una carga RL de valores 50 Ω y 21 mH respectivamente y una parte no lineal implementada mediante un rectificador monofásico, una bobina de 5,4 mH un condensador de 2200 uF y una carga resistiva, de valor 100 Ω . La intensidad que circula por la red, es mostrada en la figura (6-103), cuyo espectro se obtiene aplicando una FFT de 0,5 Hz de frecuencia base a una simulación de 3,5 s, y es mostrado en la Tabla 6-15.

nº Componente	Tipo	Frecuencia (Hz)	Valor (Vp)
1	Sub-armónico	24,5	2,3
2	Armónico fundamental	49,5	230

Tabla 6-14.componetes armónicas que forman la tensión de red.

La Tabla 6-14, indica que la tensión de red está formada por la componente fundamental, de 49,5 Hz y un subarmónico de 24,5 Hz, que analizando la Tabla 6-15, muestra que es la causa de 18 componentes armónicas en la corriente de carga en el primer KHz del espectro analizado. La señal fruto de las componentes armónicas de la Tabla 6-14, se muestra en la figura (6-116).

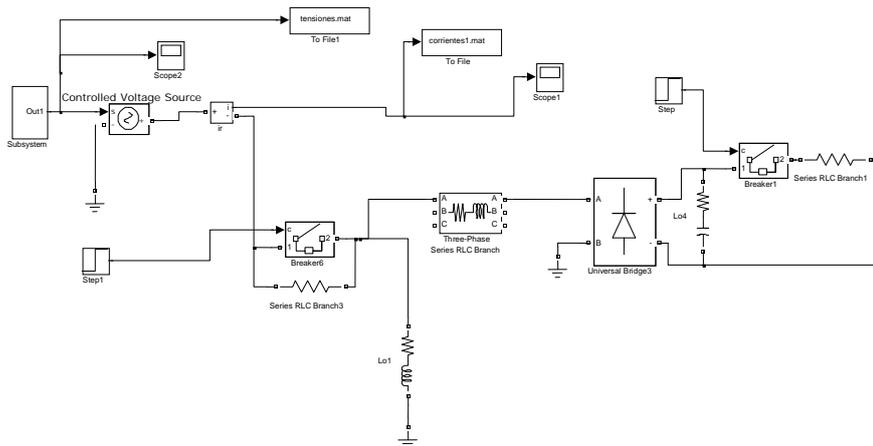


Figura 6-116. Circuito de carga no lineal

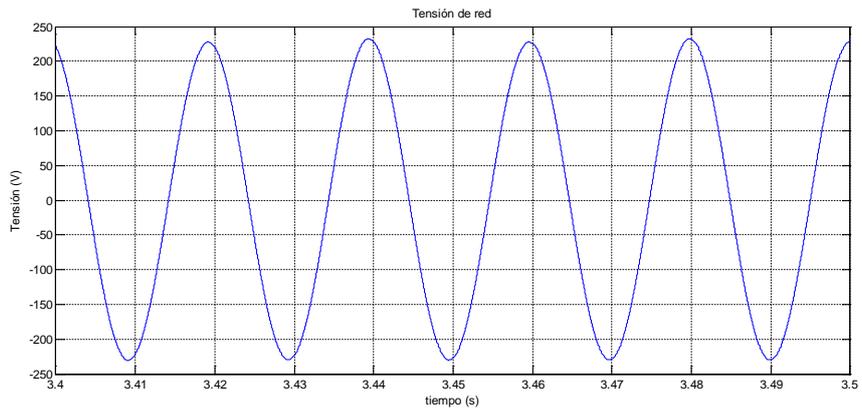


Figura 6-117. Tensión de red aplicada al circuito

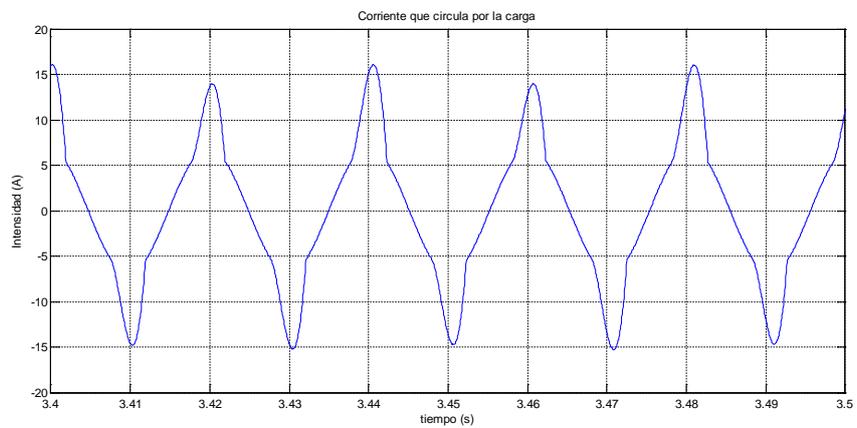


Figura 6-118. Corriente que circula por la carga

En la Tabla 6-15, la primera columna (empezando por la izquierda), muestra la naturaleza de la componente armónica obtenida con la FFT. En la segunda y tercera columnas son proporcionados los valores calculados con la FFT. En la cuarta y quinta columna, se reproducen los valores obtenidos con el método propuesto en la presente Tesis basado en una FFT de 5 Hz.

	Frecuencia (Hz)	Valor pico (A)	Frecuencia estimada(Hz)	Modulo estimado
Sub-armónico	24,5	0,406	20	0,101
Armónico fundamental	49,5	10,8	50	6,6404
Inter-armónico	74,5	0,285	70	0,0708
Inter-armónico	123,5	0,254	120	0,0629
Armónico	148,5	2,85	150	1,7402
Inter-armónico	173,5	0,136	170	0,0338
Inter-armónico	222,5	0,103	220	0,0254
Armónico	247,5	1,38	250	0,8381
Inter-armónico	272,5	0,0422	270	0,0106
Inter-armónico	321,5	0,049	320	0,0123
Armónico	346,5	0,383	350	0,232
Inter-armónico	371,5	0,0541	370	0,0134
Inter-armónico	420,5	0,0508	420	0,0126
Armónico	445,5	0,304	450	0,1864
Inter-armónico	470,5	0,0304	470	0,0075
Inter-armónico	494,5	0,00291	520	0,0072
Armónico	545	0,191	550	0,1153
Inter-armónico	570	0,0311	570	0,0078
Inter-armónico	620	0,0318	620	0,008
Armónico	645	0,119	650	0,729
Inter-armónico	670	0,0244	675	0,0121
Inter-armónico	695	0,00283	ND	ND
Inter-armónico	720	0,0222	725	0,0111
Armónico	745	0,106	750	0,0644
Inter-armónico	770	0,0206	775	0,0104
Inter-armónico	790	0,00285	ND	ND
Inter-armónico	815	0,0218	825	0,01
Armónico	840	0,0643	850	0,0392
Inter-armónico	865	0,0199	875	0,0099
Inter-armónico	890	0,00264	ND	ND
Inter-armónico	915	0,0185	925	0,0093
Armónico	940	0,027	950	0,0382
Inter-armónico	965	0,0154	975	0,0282

Tabla 6-15. Componentes de la Intensidad de red y componentes obtenidas con el método propuesto.

Analizando la Tabla 6-15 se determina que de las 33 componentes armónicas obtenidas por la FFT realizada a la corriente en la carga, 30 son detectadas por el método propuesto, quedándose sin detectar las componentes armónicas iguales o inferiores al 0.03 % del valor de la componente armónica fundamental de intensidad. De esta forma, se va a analizar el comportamiento de la estructura “KF-PLL” cuando existen componentes armónicas no identificadas en la señal.

Se divide el espectro obtenido mediante 5 filtros FIR, con un ancho de banda de 200 Hz cada uno. La salida de cada una de estas estructuras de filtro FIR, se conecta a una estructura “KF-PLL” que analiza la señal, determina el valor de la frecuencia de cada una de las componentes armónicas que la forman, y realiza un PLL a cada una de ellas. Posteriormente se reconstruyen cada una de las componentes armónicas para compensar el desfase que le introduce a cada una de ellas el filtro FIR precedente.

6.6.1. Estructura Filtro FIR 1 y “KF-PLL”

El filtro FIR empleado se calcula mediante la herramienta “fdatool” de matlab. Las características de este filtro son:

Tipo del Filtro: Filtro Paso-Bajo.

Frecuencia de corte = 180 Hz.

Frecuencia de Stop = 200 Hz.

Ganancia en la banda de paso = 0.1 dB.

Ganancia fuera de la banda de paso = -80 dB.

Orden = 3726.

En la figura 6-119 se muestra la salida del filtro FIR de color azul, y de color rojo se muestra la salida de la estructura de “KF-PLL” para esta salida. En régimen estacionario la estimación conjunta de todas las componentes armónicas que forman la señal de salida del filtro FIR es muy precisa.

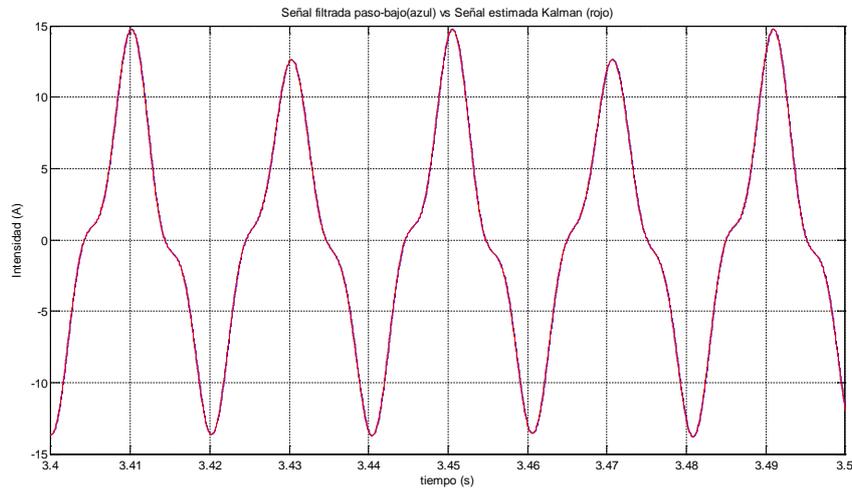


Figura 6-119. Señal de salida del Filtro FIR (azul) vs estimada por Kalman (rojo)

En la figura 6-120, se observa el error medido entre la señal real y la estimada durante el régimen transitorio de la estimación. Se observa como la estructura de “KF-PLL” necesita 350 ms para llegar al régimen permanente.

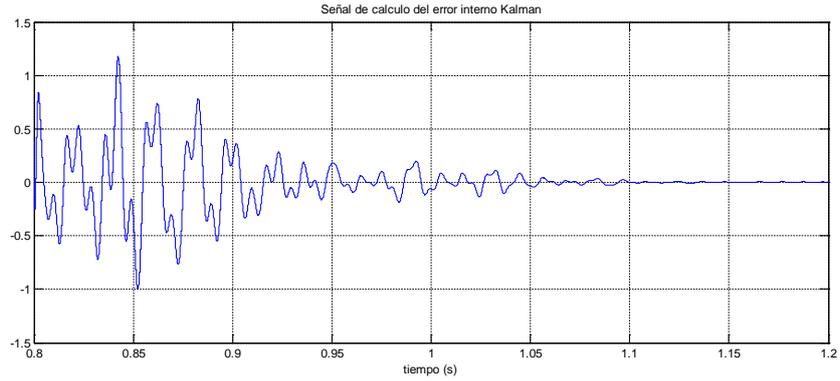


Figura 6-120. Evolución del error entre la Filtro FIR y la salida estimada por Kalman

En la Figura 6-121 se muestra el error medido entre la señal de salida del filtro Paso-Bajo 1 y la señal estimada por la estructura de “KF-PLL” en estado permanente. El error medido es inferior al 0.05% del valor de pico de la componente fundamental de la intensidad en la carga. El rango elegido muestra el periodo transitorio de la estimación, que empieza en $t = 0.8$ s, después de que las tensiones y corrientes del circuito lleguen a estado permanente y se aplique el método propuesto que necesita 200 ms más.

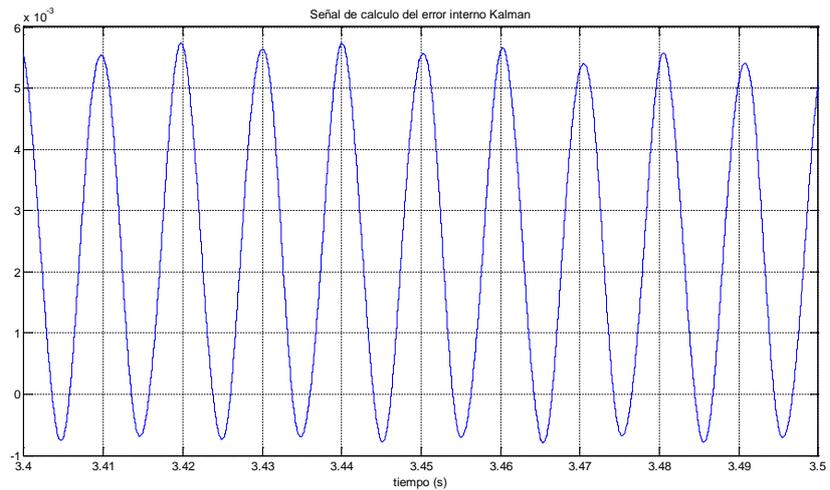


Figura 6-121. Evolución del error entre la Filtro FIR y la salida estimada por Kalman, detalle del régimen permanente.

6.6.2. Estructura Filtro FIR 2 y “Filtro de Kalman”

El filtro FIR presenta las siguientes características:

Tipo del Filtro: Filtro Pasa-Banda.

Frecuencia de stop1 = 180 Hz.

Frecuencia de corte1 = 200 Hz.

Frecuencia de corte2 = 380 Hz.

Frecuencia de Stop2 = 400 Hz.

Ganancia en la banda de paso = 0.1 dB.

Ganancia fuera de la banda de paso1 = -60 dB.

Ganancia fuera de la banda de paso2 = -80 dB.

Orden = 3405.

La figura 6-122 muestra la salida del filtro FIR de color azul, y en color rojo la salida de la estructura de “KF-PLL” para esta salida. En régimen estacionario, la estimación conjunta de todas las componentes armónicas que forman la señal de salida del filtro FIR es muy precisa, las figuras 6-123 y 6-124 muestran el error de estimación y su detalle en régimen estacionario respectivamente.

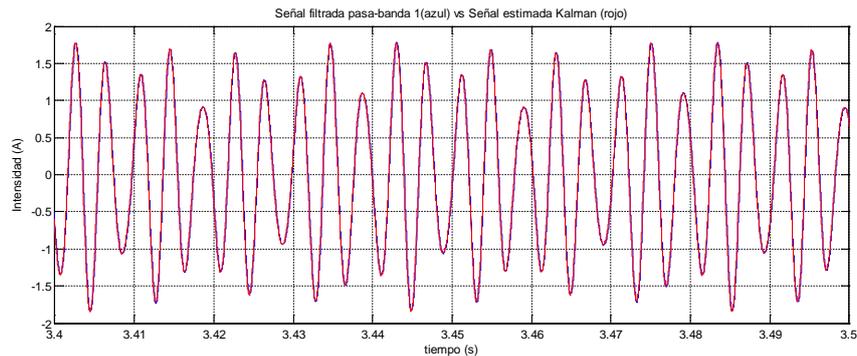


Figura 6-122. Señal de salida del Filtro FIR (azul) vs estimada por Kalman (rojo)

En la figura 6-123 se muestra el error entre la señal de salida del filtro Pasa-Banda1 y la señal estimada por la estructura de “KF-PLL”. La estructura de “KF-PLL” necesita 350 ms para llegar al estado permanente. El rango elegido muestra el periodo transitorio de la estimación, que empieza en $t = 0.8$ s, después de que las tensiones y corrientes del circuito lleguen a estado permanente y se aplique el método propuesto que necesita 200 ms más.

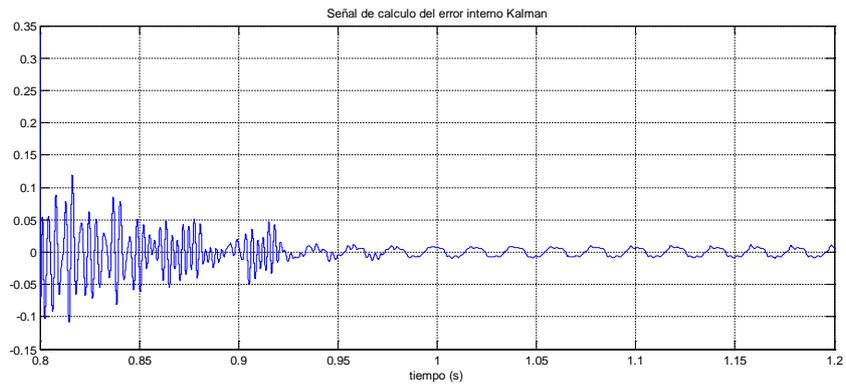


Figura 6-123. Evolución del error entre la Filtro FIR y la salida estimada por Kalman

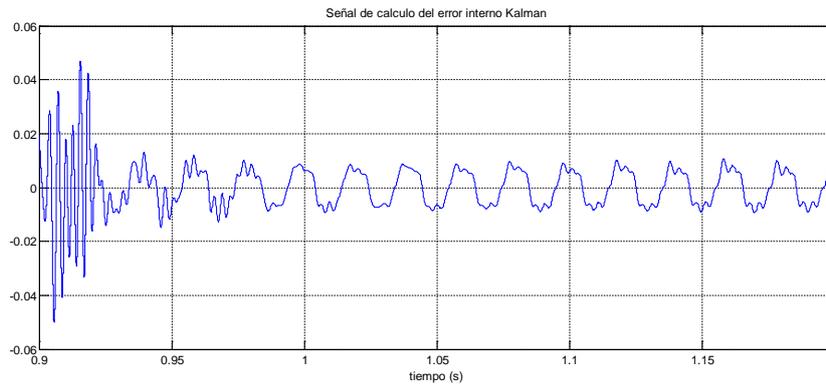


Figura 6-124. Evolución del error entre la Filtro FIR y la salida estimada por Kalman

En la figura 6-125 se muestra el error entre la señal de salida del Pasa-Banda1 y la señal estimada por la estructura de “KF-PLL” en régimen permanente. El error medido es inferior al 1.1% del valor de pico de la componente de corriente de mayor valor en este tramo, e inferior al 0.13% si se compara con la componente fundamental de la corriente.

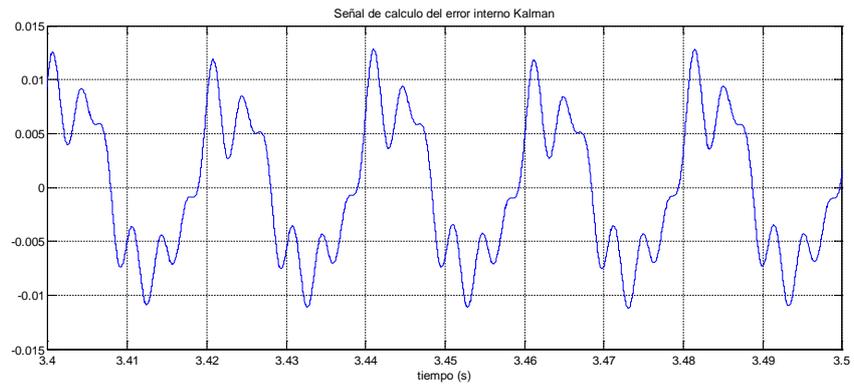


Figura 6-125. Evolución del error entre la Filtro FIR y la salida estimada por Kalman, detalle del régimen estacionario

6.6.3. Estructura Filtro FIR 3 y “KF-PLL”

El filtro FIR empleado presenta las siguientes características:

Tipo del Filtro: Filtro Pasa-Banda.

Frecuencia de stop1 = 380 Hz.

Frecuencia de corte1 = 400 Hz.

Frecuencia de corte2 = 580 Hz.

Frecuencia de Stop2 = 600 Hz.

Ganancia en la banda de paso = 0.1 dB.

Ganancia fuera de la banda de paso1 = -60 dB.

Ganancia fuera de la banda de paso2 = -80 dB.

Orden = 3405.

La figura 6-126 muestra la salida del filtro FIR de color azul, y en color rojo la salida de la estructura de “KF-PLL” para esta salida. En régimen estacionario, la estimación conjunta de todas las componentes armónicas que forman la señal de salida del filtro FIR sigue presentando una buena precisión como se comprueba a partir del cálculo del error presentado en las figuras 6-127 y 6-128.

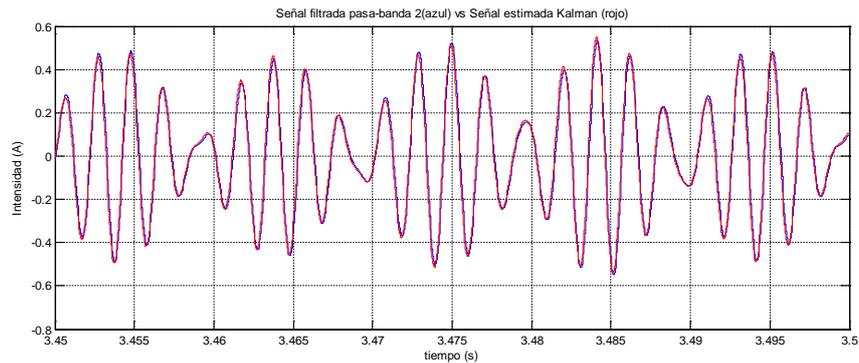


Figura 6-126. Señal de salida del Filtro FIR (azul) vs estimada por Kalman (rojo)

En la figura 6-127 se muestra el error entre la señal de salida del filtro Pasa-Banda 2 y la señal estimada por la estructura de “KF-PLL”. La estructura de “KF-PLL” necesita 300 ms para llegar al estado permanente. El rango elegido muestra el periodo transitorio de la estimación, que empieza en $t = 0.8$ s, después de que las tensiones y corrientes del circuito lleguen a estado permanente y se aplique el método propuesto que necesita 200 ms más.

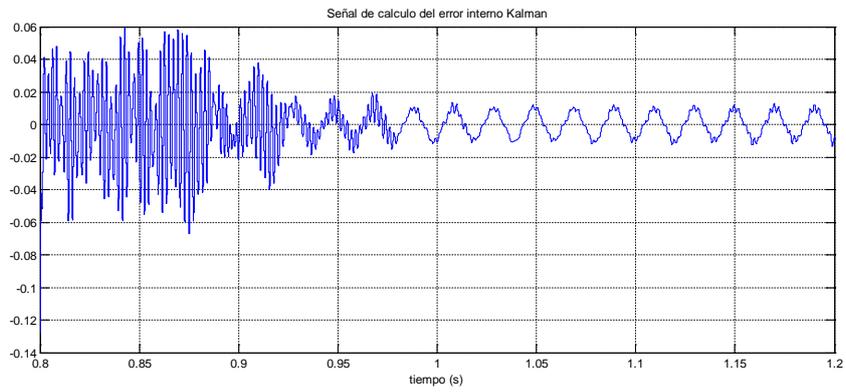


Figura 6-127. Evolución del error entre la Filtro FIR y la salida estimada por Kalman

En la figura 6-128 se muestra el error entre la señal de salida del Pasa-Banda2 y la señal estimada por la estructura de “KF-PLL” en régimen permanente. El error medido es inferior al 4,9% del valor de pico de la componente de corriente de mayor valor en este tramo, e inferior al 0.13% si se compara con la componente fundamental de la corriente.

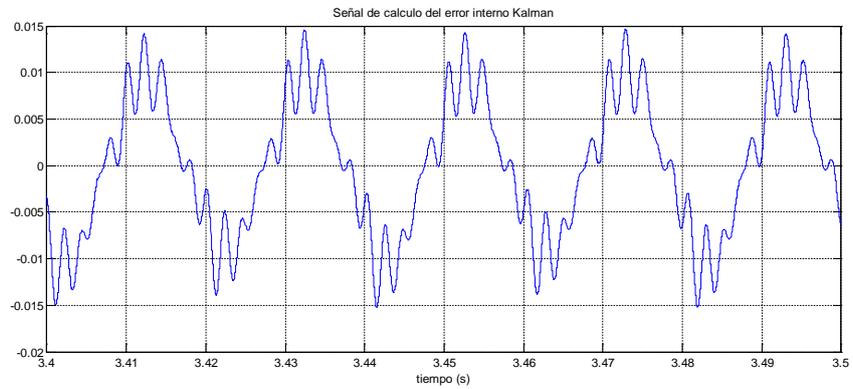


Figura 6-128. Evolución del error entre la Filtro FIR y la salida estimada por Kalman, detalle del régimen estacionario

6.6.4. Estructura Filtro FIR 4 y “Filtro de Kalman”

El filtro FIR empleado es también un filtro pasa-banda y presenta las siguientes características:

Tipo del Filtro: Filtro Pasa-Banda.

Frecuencia de stop1 = 580 Hz.

Frecuencia de corte1 = 600 Hz.

Frecuencia de corte2 = 780 Hz.

Frecuencia de Stop2 = 800 Hz.

Ganancia en la banda de paso = 0.1 dB.

Ganancia fuera de la banda de paso1 = -60 dB.

Ganancia fuera de la banda de paso2 = -80 dB.

Orden = 3405.

La figura 6-129 muestra la salida del filtro FIR de color azul, y en color rojo la salida de la estructura de “KF-PLL” para esta salida. De nuevo se obtiene una buena precisión aunque en este caso empeora hasta el 12% del valor de la componente armónica de mayor valor presente en este tramo. La evolución del error se puede observar en las figuras 6-130 y 6-131.

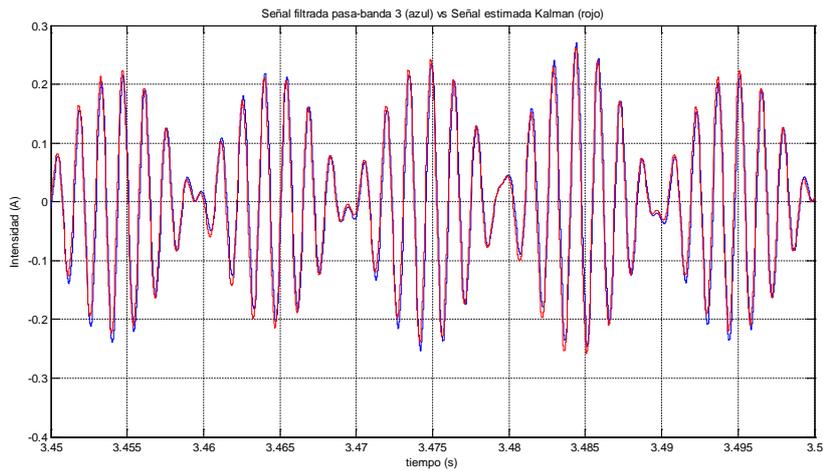


Figura 6-129. Señal de salida del Filtro FIR (azul) vs estimada por Kalman (rojo)

En la figura 6-130 se muestra el error entre la señal de salida del filtro Pasa-Banda 3 y la señal estimada por la estructura de “KF-PLL”. La estructura de “KF-PLL” necesita 300 ms para llegar al estado permanente. El rango elegido muestra el periodo transitorio de la estimación, que empieza en $t = 0.8$ s, después de que las tensiones y corrientes del circuito lleguen a estado permanente y se aplique el método propuesto que necesita 200 ms más.

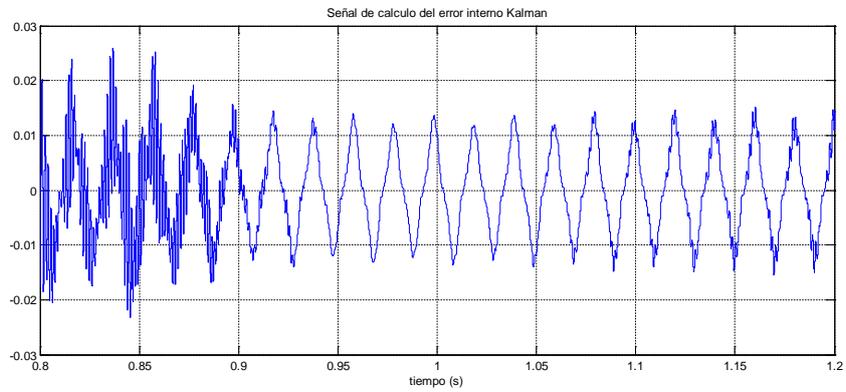


Figura 6-130. Evolución del error entre la Filtro FIR y la salida estimada por Kalman

En la figura 6-131 se muestra el error entre la señal de salida del Pasa-Banda3 y la señal estimada por la estructura de “KF-PLL” en régimen permanente. El error medido es inferior al 12% del valor de pico de la componente de corriente de mayor valor en este tramo, e inferior al 0.13% si se compara con la componente fundamental de la corriente.

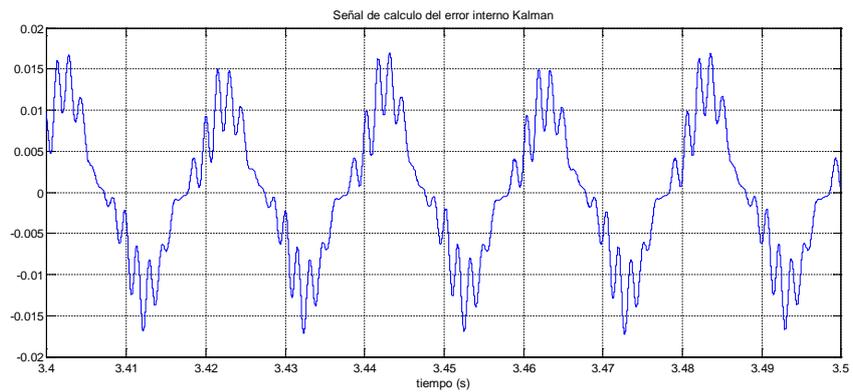


Figura 6-131. Evolución del error entre la Filtro FIR y la salida estimada por Kalman, detalle del régimen estacionario

6.6.5. Estructura Filtro FIR 5 y “Filtro de Kalman”

El filtro FIR empleado es otro filtro pasa-banda y presenta las siguientes características:

Tipo del Filtro: Filtro Pasa-Banda.

Frecuencia de stop1 = 780 Hz.

Frecuencia de corte1 = 800 Hz.

Frecuencia de corte2 = 980 Hz.

Frecuencia de Stop2 = 1000 Hz.

Ganancia en la banda de paso = 0.1 dB.

Ganancia fuera de la banda de paso1 = -60 dB.

Ganancia fuera de la banda de paso2 = -80 dB.

Orden = 3405.

La figura 6-132 muestra la salida del filtro FIR de color azul, y en color rojo la salida de la estructura de “KF-PLL” para esta salida. La precisión obtenida disminuye hasta el 16% del valor de la componente armónica de mayor valor presente en este tramo. También se observa como la estimación presenta un error de fase. La evolución del error se puede observar en las figuras 6-133 y 6-134.

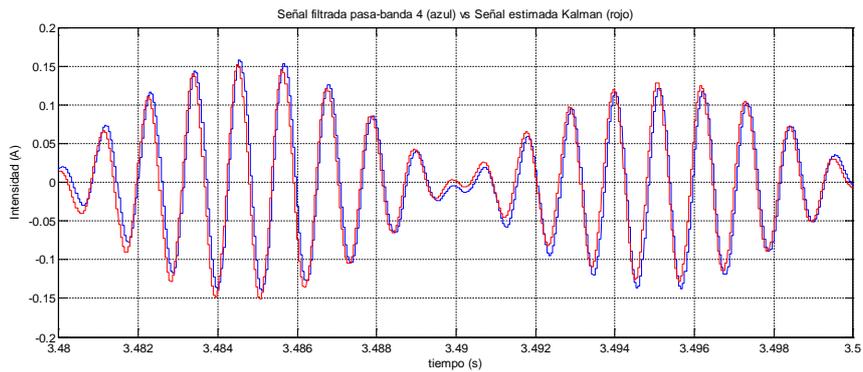


Figura 6-132. Señal de salida del Filtro FIR (azul) vs estimada por Kalman (rojo)

En la figura 6-130 se muestra el error entre la señal de salida del filtro Pasa-Banda 4 y la señal estimada por la estructura de “KF-PLL”. La estructura de “KF-PLL” necesita 300 ms para

llegar al estado permanente. El rango elegido muestra el periodo transitorio de la estimación, que empieza en $t = 0.8$ s, después de que las tensiones y corrientes del circuito lleguen a estado permanente y se aplique el método propuesto que necesita 200 ms más.

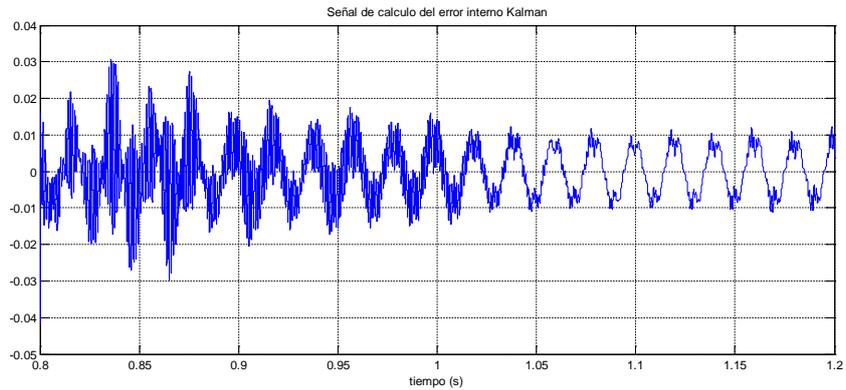


Figura 6-133. Evolución del error entre la Filtro FIR y la salida estimada por Kalman

En la figura 6-134 se muestra el error entre la señal de salida del Pasa-Banda4 y la señal estimada por la estructura de “KF-PLL” en régimen permanente. El error medido es inferior al 16% del valor de pico de la componente de corriente de mayor valor en este tramo, e inferior al 0.09% si se compara con la componente fundamental de la corriente.

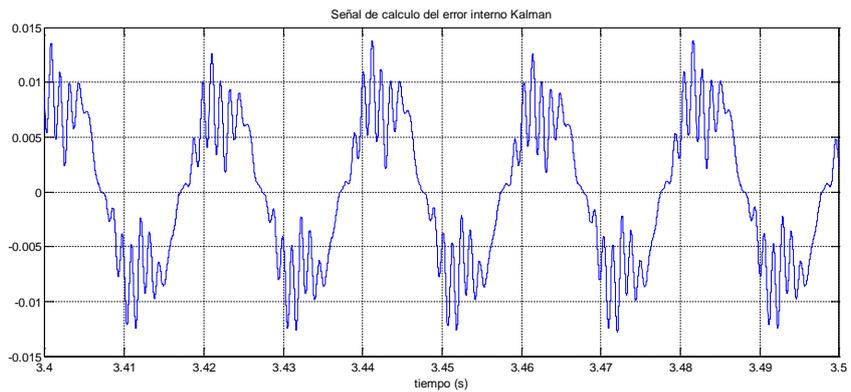


Figura 6-134. Evolución del error entre la Filtro FIR y la salida estimada por Kalman, detalle del régimen estacionario

En la figura 6-119 es mostrado el error entre la señal de salida del Pasa-Banda4 y la señal estimada por la estructura de “KF-PLL” en estado permanente. El error medido es inferior al 7% del valor de pico de la componente fundamental de intensidad en la carga.

6.6.6. Compensación global

Tras la estimación realizada mediante el sistema KF-PLL se procede a corregir en las señales estimadas los desfases conocidos por los distintos filtros. Una vez se tienen las componentes estimadas de la corriente real (antes de filtrar) se precede a realizar una compensación global de armónicos detectados y de la reactiva fundamental, empleando las ecuaciones obtenidas en el apartado 5.5.

El resultado de la compensación global, se muestra en la figura 6-135. En azul se muestra la señal de la corriente en la red después de la compensación, mientras que en rojo se muestra la componente fundamental de la tensión de red, escalada para facilitar la interpretación de la figura.

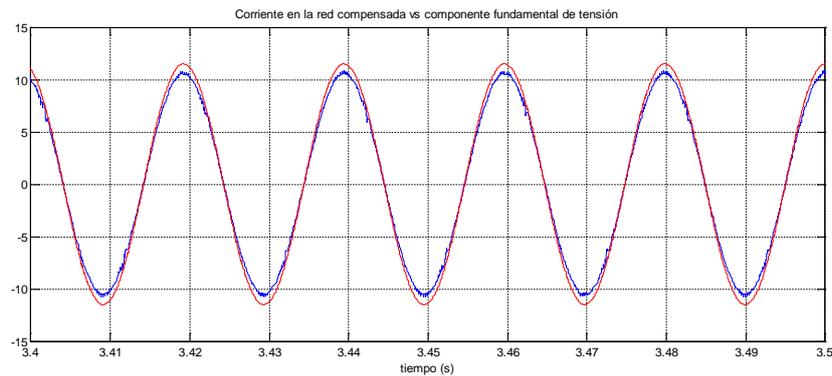


Figura 6-135. Evolución del error entre el Filtro FIR y la salida estimada por Kalman, detalle del régimen estacionario

En la Tabla 6-16 se muestran los resultados de calcular las potencias y factores de merito para una red monofásica no lineal según [3].

Con los valores que se muestran en la Tabla 6-16, se confirma la validez del método desarrollado en la presente tesis. Mediante las estimaciones realizadas por las estructuras de “KF-PLL” y las compensaciones de ángulos de desfase introducidos por los filtros FIR, es posible la compensación de la componente armónica que se desee, ya sea de forma individual o en conjunto, y permite la compensación de la componente armónica fundamental.

	Acrónimo	Antes de compensar	Después de compensar
Tensión Fundamental (Vrms)	V_1	162,634	162,634
Intensidad Fundamental (Arms)	I_1	7,671	7,448
Intensidad armónica (A)	I_H	2,311	0,095
Desfase fundamental (deg)	θ_1	13,599	0,73
Tensión armónica (V)	V_H	1,626	1,626
THDv (%)	THD_V	1	1
THDi (%)	THD_I	29,85	1,28
Potencia activa (W)	P	1213	1211
Potencia aparente (VA)	S	1303	1211
Potencia activa Fundamental (W)	P_1	1212	1211
Potencia reactiva Fundamental (var)	Q_1	293,36	15,38
Potencia aparente Fundamental (VA)	S_1	1247	1211
Potencia activa armónica (W)	P_H	0,42	-0,00276
Potencia aparente no fundamental (VA)	S_N	376,16	19,7
Potencia aparente armónica (VA)	S_H	3,75	0,155
Potencia distorsión armónica (VA)	D_H	3,73	0,155
Potencia distorsión Tensión (VA)	D_V	12,47	12,11
Potencia distorsión Intensidad (VA)	D_I	375,94	15,56
Potencia no activa (var)	N	475,96	25,13
Factor de potencia fundamental	FP_1	0,9719	0,999
Factor de potencia	FP	0,9313	0,999

Tabla 6-16. Potencias calculadas según IEEE std 1459 antes y después de la compensación. Con una carga no lineal

En la tabla Tabla 6-16 se presentan los resultados obtenidos con la simulación descrita. Los resultados muestran como a pesar de la necesidad de compensar el desfase producido por los filtros FIR para tener unos resultados en fase con las señales reales, el algoritmo realiza una reconstrucción precisa y se consigue una reducción de casi el 96% del valor de la intensidad armónica y del THDi.

La potencia D_I prácticamente desaparece al compensar las componentes armónicas de intensidad.

La potencia reactiva fundamental se compensa entorno al 94,7% como resultado de la disminución del ángulo de desfase entre las componentes fundamentales de tensión y corriente.

En las simulaciones no se actúa sobre la distorsión de tensión, por este motivo la potencia de distorsión de tensión permanece prácticamente constante.

6.6.7. Sistema híbrido, generador-compensador

En el presente apartado se muestran los resultados de simulación obtenidos cuando el sistema realiza una compensación armónica global y a su vez, inyecta potencia activa a la red procedente de un generador mini eólico, empleando la señal de referencia descrita en el apartado 5.5.4, ecuación (5-14). Se ha realizado una compensación global de todas las componentes armónicas identificadas con el método propuesto, la potencia reactiva calculada e inyectando una corriente $I_p = 30A$, ecuación (5-13).

En la Figura 6-136 se muestra la evolución de la corriente en la carga durante el periodo transitorio de la compensación. Se observa como antes del inicio de la compensación, la corriente en la carga posee todo su espectro armónico detallado en la Tabla 6-15, y como después del comienzo de la compensación, $T= 0,8$ s, la intensidad en la red va modificándose hasta alcanzar el estado estacionario. La tensión en la red escalada se muestra en color azul.

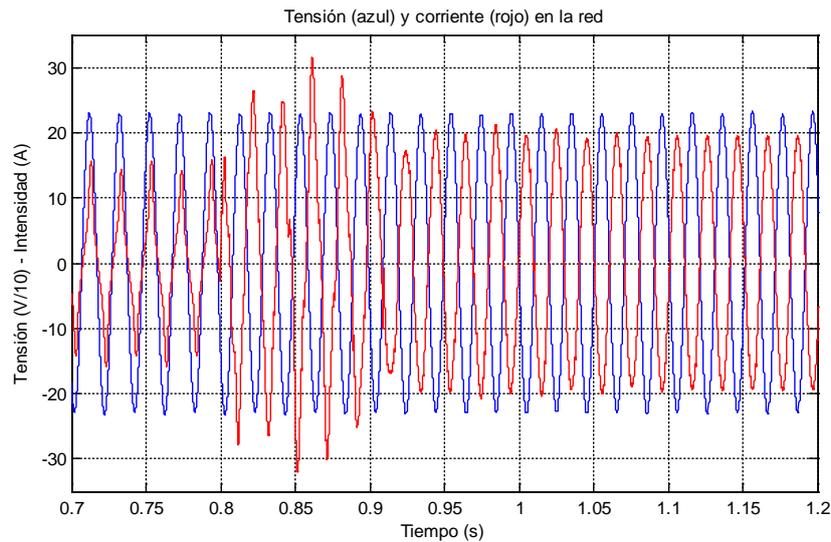


Figura 6-136. Evolución de la corriente en la carga (rojo) durante el periodo transitorio de la compensación.

En la Figura 6-137 se muestra la señal de la tensión (azul) y corriente (rojo) en la red durante ese periodo estacionario del modo híbrido de inyección de corriente. Se aprecia como la intensidad que circula por la red aparece desfasada 180° con respecto a la tensión. Este desfase se debe a que representa cómo el generador proporciona la totalidad de la energía consumida por la carga y además posee energía para aportar a la red. Entonces en la red está entrando corriente en ella y por lo tanto su signo es negativo con respecto a la tensión de red.

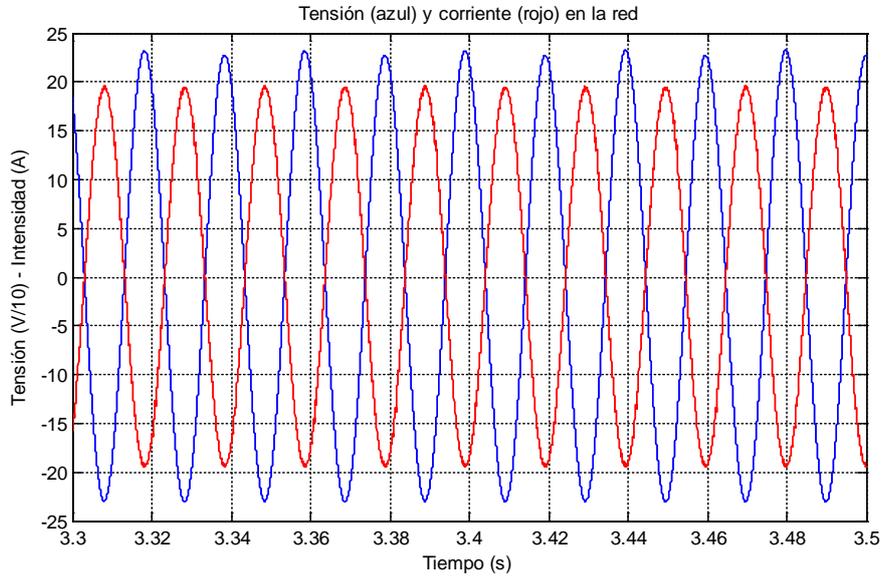


Figura 6-137. Evolución de la corriente en la carga (rojo) durante el periodo estacionario de la compensación

La Tabla 6-17 se completa con los datos obtenidos en la simulación realizada. Se aprecia como el valor de la potencia activa es negativo, es así porque el generador mini eólico está entregando energía a la red. El generador está aportando 3450 W de potencia activa fundamental (P_1), mientras que el consumo de potencia activa fundamental de la carga antes de la compensación era de 1212 W. Cuando el sistema está en régimen estacionario, la potencia activa fundamental entregada a la red es de -2237.98 W, dato muy parecido al obtenido con la simulación $P_1 = -2238,56 W$, dato que permite afirmar que en la simulación se cumplen los objetivos fijados previamente para la generación híbrida y el sistema es validado.

	Acrónimo	Antes de compensar	Después de compensar
Tensión Fundamental (Vrms)	V_1	162,634	162,634
Intensidad Fundamental (Arms)	I_1	7,671	13,764
Intensidad armónica (A)	I_H	2,311	0.108
Desfase fundamental (deg)	θ_1	13,599	-179,81
Tensión armónica (V)	V_H	1,626	1,626
THDv (%)	THD_V	1	1
THDi (%)	THD_I	29,85	0,784951
Potencia activa (W)	P	1213	-2238,56
Potencia aparente (VA)	S	1303	2238,75
Potencia activa Fundamental (W)	P_1	1212	-2238,56
Potencia reactiva Fundamental (var)	Q_1	293,36	7,21
Potencia aparente Fundamental (VA)	S_1	1247	2238,57
Potencia activa armónica (W)	P_H	0,42	-0,00277
Potencia aparente no fundamental (VA)	S_N	376,16	28,46
Potencia aparente armónica (VA)	S_H	3,75	0,175
Potencia distorsión armónica (VA)	D_H	3,73	0,175
Potencia distorsión Tensión (VA)	D_V	12,47	22,38
Potencia distorsión Intensidad (VA)	D_I	375,94	17,57
Potencia no activa (var)	N	475,96	29,14
Factor de potencia fundamental	FP_1	0,9719	0,999
Factor de potencia	FP	0,9313	0,999

Tabla 6-17. Potencias calculadas según IEEE std 1459 antes y después de la compensación. Con una carga no lineal

6.7. Simulación 6. Funcionamiento adaptativo del método propuesto.

El método propuesto es adaptativo, como se indicó anteriormente, y es capaz de reaccionar y de ajustarse si ocurre un cambio en la corriente en la carga.

En el ejemplo propuesto en el 6.6 pese a no detectarse todas las componentes de la corriente, el sistema propuesto no vuelve a realizar una detección de armónicos ya que el error introducido por la no detección de estas componentes es despreciable.

Sin embargo si se produjese una alteración significativa de las corrientes de carga, por ejemplo, la desaparición de un armónico no despreciable o la aparición de uno nuevo, que tampoco fuese despreciable, el sistema propuesto da respuesta a un cambio del número de componentes armónicas en la señal de entrada, y en consecuencia la aparición de la señal de error en el método, con las acciones señaladas en el apartado 5.6. En la presente simulación se muestra como son ejecutadas estas acciones.

La señal que se desea analizar, está formada por las componentes armónicas de tensión mostradas en la Tabla 6-18. En la Figura 6-121, se muestra la evolución de la señal y de la estimación de la estructura “KF-PLL” asociada.

Número componente armónica	Tensión (Vrms)	Frecuencia (Hz)
1	22	22,317
2	230	50,23
3	27	88,8952
4	18	178,348
5	50	250,13

Tabla 6-18 Valores de tensión y frecuencia de las componentes armónicas que componen la señal de test.

En la presente simulación, se emplea un único KF-PLL y en consecuencia no se emplean filtros FIR.

En la Figura 6-136 se muestra la simulación de las componentes de tensión de la Tabla 6-18 sobre el circuito de la Figura 6-2. Durante los primeros 200 ms, se muestra de color azul la corriente que circula por la carga. Durante este periodo de tiempo, sólo están aplicándose a la carga las primeras cuatro componentes de tensión.

En la Figura 6-136, en $t=200$ ms, se activa la estructura “KF-PLL” y comienza la estimación de las componentes de corriente. En rojo se ve superimpresionado sobre la corriente en la carga

real y en (azul) la estimación realizada. En la figura 6-137 se muestra la evolución del error entre la señal real de corriente y la estimación realizada por la estructura “KF-PLL”

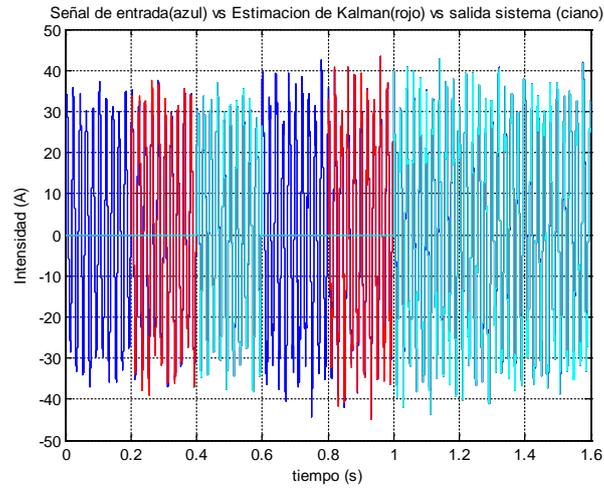


Figura 6-138. Evolución del error entre la Filtro FIR y la salida estimada por Kalman, detalle del régimen estacionario
En la Figura figura 6-136, en t=400 ms, se activa la salida del sistema, que es la salida de la estructura “KF-PLL”. Se observa en la figura 6-137 que el error es prácticamente nulo.

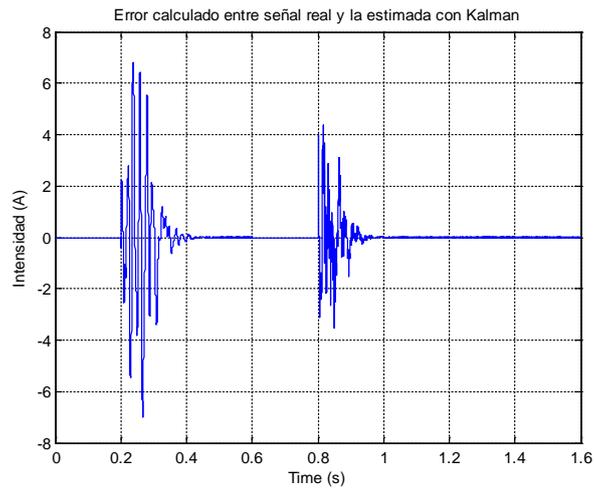


Figura 6-139. Error calculado entre la señal real y la estimación realizada por la estructura “KF-PLL”

En la figura 6-137, en $t=600$ ms, se incrementa el número de componentes armónicas en la tensión de red, y por lo tanto se incrementa el número de componentes de corriente que circula por la carga. Como se muestra en la Tabla 6-18, el valor de la quinta componente de tensión es significativo con respecto a las otras componentes armónicas no fundamentales, por lo que el error producido en la estimación de KF-PLL es elevado, superior al valor de umbral y la rutina del tratamiento del error se activa, como se muestra en el apartado 5.6.1.1.

La salida al exterior del KF-PLL se anula y los valores internos se siguen ejecutando, al tiempo que se activa el bloque 1, apartado 5.2. Transcurrido el tiempo fijado, si el error permanece, se termina de ejecutar el bloque 1 del método propuesto y se rehace la estructura de KF-PLL con los nuevos datos de número de estados, y valores semilla de modulo y argumento.

En $t = 0.8$ s la nueva estructura de KF-PLL se empieza a ejecutar y se observa como en $t= 1$ s, la nueva estructura entrega la estimación realizada a la salida del sistema Figura 6-136.

7. Conclusiones, aportaciones, líneas de trabajo futuro y difusión de resultados.

7.1. Conclusiones

A continuación se presentan las principales conclusiones que han sido extraídas de la tesis doctoral.

- El preanálisis de la señal basado en una FFT a 5 Hz y el agrupamiento de términos propuesto, permiten solucionar uno de los problemas comunes en la aplicación del KF-PLL en el seguimiento de una señal eléctrica, el desconocimiento previo del número de componentes a identificar.
- Los resultados de simulación obtenidos demuestran que la propuesta de agrupación de armónicos, interarmónicos y subarmónicos incluida en el método, permite una mejor identificación de las componentes armónicas de una señal y reduce los efectos de "leakage" y "Picket-fence".
- A partir del preanálisis de la señal se consigue:
 - Definir la estructura de filtros a emplear para separar el espectro de la señal en bandas de frecuencia.
 - Establecer el número de estructuras KF-PLL a emplear.
 - Establecer las dimensiones de cada estructura KF-PLL.
- El método propuesto es modular y adaptativo.

La modularidad del sistema se basa en el empleo de varias estructuras KF-PLL en lugar de una única estructura. Las ventajas obtenidas son las siguientes:

- Se limita la complejidad del algoritmo de una estructura KF-PLL, limitándose el número máximo de componentes que puede identificar.
- El funcionamiento del sistema no se interrumpe cuando una estructura KF-PLL pierde la convergencia.
- Ante una pérdida de convergencia, se acota el rango de frecuencias en el que se debe buscar la causa de la misma.

El sistema es adaptativo porque permite definir el número de estructuras KF-PLL (y de filtros FIR), así como dimensionar las matrices internas de cada una de ellas a partir del preanálisis de la señal a identificar. Las ventajas obtenidas son las siguientes:

- Es posible identificar con buenos resultados las componentes frecuenciales de una señal desconocida.
 - Cuando se produce una variación en el espectro armónico de la señal a identificar, el algoritmo es capaz de readaptar el sistema por completo.
 - Un cambio en la señal puede ocasionar desde el simple redimensionamiento de una única estructura KF-PLL, hasta el cambio del número de estructuras y filtros a emplear.
 - Se consigue que el sistema adopte la mejor configuración posible para lograr la correcta identificación de todas las componentes frecuenciales de la señal.
-
- Mediante la utilización de estructuras KF-PLL se logra la identificación de forma muy precisa de las componentes armónicas, interarmónicas y subarmónicas de la señal con tiempos de ajuste cercanos a los 500 ms. Para alcanzar dicha precisión mediante una identificación basada en FFT, esta debería implementarse esta última empleando una frecuencia base muy baja, es decir con tiempos de adquisición de señal muy grandes, lo que supondría un tiempo de respuesta mucho más lento y requeriría de una gran capacidad de almacenamiento de datos.
 - El algoritmo implementado en las estructuras KF-PLL compensa además el ángulo de desfase que introducen los filtros FIR que separan la señal en bandas de frecuencia. De esta forma, se posibilita la utilización de las componentes identificadas en la obtención de la corriente de referencia del sistema de control del convertidor electrónico.
 - Los resultados de simulación obtenidos permiten verificar que el método propuesto es válido para su aplicación en redes monofásicas de pequeña potencia, con variaciones lentas en su contenido armónico, que permiten su identificación y control en régimen permanente, ya que el sistema propuesto necesita un tiempo de ajuste cercano a los 500 ms.

7.2. Aportaciones

Las principales aportaciones y propuestas desarrolladas en la presente tesis se pueden resumir en los siguientes puntos presentando en cada punto sus conclusiones más relevantes:

- Se propone un nuevo método para la identificación del número de componentes armónicas, interarmónicas y subarmónicas presentes en una señal eléctrica, mediante la modificación de la metodología de agrupación de armónicos e interarmónicos propuesta en la norma UNE-EN 61000-4-7. Con ello se consigue una mejor identificación de las componentes de la señal, lo que repercute en una mayor reducción de los efectos de "leakage" y "Picket-fence".
- Se propone una metodología para la división del espectro armónico de la señal eléctrica medida en bandas de frecuencia, mediante el uso de filtros FIR, para limitar el número de componentes armónicas que debe identificar cada estructura "KF-PLL". Con ello se consigue, por una parte, un sistema de identificación modular, con tantas estructuras KF-PLL como bandas de frecuencia y, por otra parte, se limita la complejidad de dichas estructuras.
- Se propone un algoritmo que determina el número de estructuras "KF-PLL" necesarias y, a su vez, permite el redimensionamiento de las mismas en función del número de componentes de cada banda de frecuencia, sin sobrepasar el número máximo establecido en el método propuesto. Con ello se consigue la implementación de un sistema de identificación adaptativo.
- Se propone la aplicación del método desarrollado en la implementación de un sistema híbrido de generación-compensación a partir de mini eólica, con capacidad de compensación de armónicos, interarmónicos y subarmónicos. El método propuesto permite obtener la señal de referencia del sistema de control de corriente del convertidor electrónico.
- Se propone su aplicación en redes eléctricas de baja tensión, micro redes y Smart Grids monofásicas, con el objetivo de contribuir a la mejora de la calidad y la estabilidad de las mismas. El sistema híbrido con el método propuesto, permite el control de la inyección de potencia activa y la compensación de reactiva y armónicos, lo cual, puesto al servicio de un gestor energético de la micro red o Smart Grid, aumenta la capacidad de regulación y control sobre la red.

7.3. Líneas de trabajo futuro

Las principales líneas de trabajo futuro derivadas de la presente tesis son:

- Implementar de forma física el método desarrollado para obtener resultados experimentales.
- Optimizar los algoritmos internos de las estructuras KF-PLL en función de la banda de frecuencia en la que se encuentren trabajando.
- Estudiar la viabilidad de emplear técnicas “Fuzzy” o de inteligencia artificial en la selección de filtros FIR.
- Desarrollar un sistema de control local, que permita al controlador del generador mini eólico gestionar la potencia disponible en su convertidor de conexión a red y decidir que ineficiencias compensar en cada momento.
- Desarrollar un gestor energético central, que comunique bidireccionalmente con los diferentes elementos de la Smart Grid y en función de las informaciones recibidas decida que qué acción debe llevar a cabo cada elemento generador-compensador para contribuir a la mejora de la calidad y estabilidad de la micro red o Smart Grid.

7.4. Resultados publicados de la tesis doctoral.

En relación con el trabajo realizado en la presente tesis se encuentra en proceso de revisión el siguiente artículo:

1) **Adaptive Identification Method for Selective Sub and Inter-Harmonic Compensation.**

G. Martínez-Navarro, S. Orts-Grau, J.C. Alfonso-Gil and F. J. Gimeno-Sales.

Revista: IEEE Transactions on Smart Grid

En proceso de revisión.

Referencias.

- [1] "IEEE Guide for Design, Operation, and Integration of Distributed Resource Island Systems with Electric Power Systems." pp. 1–54, 2011.
- [2] S. Munir and Y. W. Li, "Residential Distribution System Harmonic Compensation Using PV Interfacing Inverter," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 4, no. 2, pp. 816–827, Jun. 2013.
- [3] "IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions." pp. 1–50, 2010.
- [4] M. Prodanović, K. De Brabandere, J. Van den Keybus, T. Green, and J. Driesen, "Harmonic and reactive power compensation as ancillary services in inverter-based distributed generation," *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 1, no. 3, p. 432, 2007.
- [5] Y. A.-R. I. Mohamed, "Mitigation of Dynamic, Unbalanced, and Harmonic Voltage Disturbances Using Grid-Connected Inverters With Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 3914–3924, Sep. 2011.
- [6] R. Cardoso, R. F. de Camargo, H. Pinheiro, and H. A. Gründling, "Kalman filter based synchronisation methods," *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 2, no. 4, p. 542, 2008.
- [7] "AENOR: Norma UNE-EN 61000-4-7:2004."
- [8] Z. Chlodnicki, W. Koczara, and N. Al-Khayat, "Laboratory Simulation of the Adjustable Speed Generation Systems," in *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006, pp. 2070–2076.
- [9] T. H. G. Michalke, A. D. Hansen, "Control strategy of a variable speed wind turbine with multipole permanent magnet synchronous generator," in *European Wind Energy Association (EWEA)*, 2007.
- [10] N. Mohan, *Advanced Electric Drives: Analysis, Control, and Modeling Using MATLAB / Simulink*. Wiley, 2014.
- [11] T.L. Skvarenina, *The Power Electronics Handbook*, vol. 20. CRC Press, 2001.
- [12] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*. Academic Press, 2001.
- [13] M. Liserre, A. Dell'Aquila, and F. Blaabjerg, "An overview of three-phase voltage source active rectifiers interfacing the utility," in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, 2003, vol. 3, pp. 284–291.

- [14] A. J. G. Westlake, J. R. Bumby, and E. Spooner, "Damping the power-angle oscillations of a permanent-magnet synchronous generator with particular reference to wind turbine applications," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 143, no. 3, p. 269, 1996.
- [15] M. Chinchilla Sánchez, "Control de un sistema de generación eólica de velocidad variable con generador síncrono multipolar de imanes permanentes acoplado a red." 03-Jul-2001.
- [16] S. A. J.L. Rodríguez Amenedo, J.C. Burgos, *Sistemas eólicos de producción de energía eléctrica*. 2003.
- [17] N. Mohan and T. M. Undeland, *Power electronics: converters, applications, and design*. Wiley India, 2007.
- [18] M. P. Kazmierkowski and R. Krishnan, *Control in Power Electronics: Selected Problems*, vol. 4. Academic Press, 2002.
- [19] S. Morimoto, Y. Takeda, and T. Hirasu, "Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, no. 2, pp. 133–139, Apr. 1990.
- [20] C. Mademlis and N. Margaris, "Loss minimization in vector-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 6, pp. 1344–1347, Dec. 2002.
- [21] S. Adhikari and F. Li, "Coordinated V-f and P-Q Control of Solar Photovoltaic Generators With MPPT and Battery Storage in Microgrids," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 3, pp. 1270–1281, May 2014.
- [22] J. Valenzuela and J. Pontt, "Applied Electronics, 2009. AE 2009," *Applied Electronics, 2009. AE 2009*. pp. 259–264, 2009.
- [23] M. H. J. Bollen, S. K. Rönnerberg, and M. Wahlberg, "Harmonic and interharmonic distortion due to a windpark," in *IEEE PES General Meeting*, 2010, pp. 1–6.
- [24] S. A. S. and A. M. Alkandari, *Power Quality Harmonics Analysis and Real Measurements Data*. InTech, 2011.
- [25] M. H. J. Bollen, S. Cundeve, S. K. Ronnberg, M. Wahlberg, K. Yang, and L. Yao, "A wind park emitting characteristic and non-characteristic harmonics," in *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, 2010, pp. S14–22–S14–26.

- [26] R. Langella, F. Liccardo, P. Marino, A. Testa, and M. Triggianese, "On the Assessment of Light Flicker due to the Interharmonic Distortion Produced by Wind Turbines," in *2007 International Conference on Clean Electrical Power*, 2007, pp. 529–535.
- [27] D. Basic, "Input Current Interharmonics of Variable-Speed Drives due to Motor Current Imbalance," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 4, pp. 2797–2806, Oct. 2010.
- [28] A. Testa, M. F. Akram, R. Burch, G. Carpinelli, G. Chang, V. Dinavahi, C. Hatziaioniu, W. M. Grady, E. Gunther, M. Halpin, P. Lehn, Y. Liu, R. Langella, M. Lowenstein, A. Medina, T. Ortmeier, S. Ranade, P. Ribeiro, N. Watson, J. Wikston, and W. Xu, "Interharmonics: Theory and Modeling," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 4, pp. 2335–2348, Oct. 2007.
- [29] R. Yacamini, "Power system harmonics. Part 4: Interharmonics," *Power Eng. J.*, vol. 10, no. 4, pp. 185–193, Aug. 1996.
- [30] F. DeRosa, R. Langella, A. Sollazzo, and A. Testa, "On the Interharmonic Components Generated by Adjustable Speed Drives," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, no. 4, pp. 2535–2543, Oct. 2005.
- [31] A. Testa, "Issues related to interharmonics," in *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2004.*, 2004, vol. 2, pp. 777–782.
- [32] P. Stumpf, Z. Varga, P. Bartal, R. K. Jordan, and I. Nagy, "Effect of subharmonics on the operation of ultrahigh speed induction machines," in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2009, pp. 426–431.
- [33] R. K. Jordan, I. Nagy, and Z. Varga, "Special features of ultrahigh-speed induction generators applied in the utilization of renewable energy sources," in *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2008, pp. 1439–1444.
- [34] S. K. Ronnberg, M. Wahlberg, and M. H. J. Bollen, "Harmonic emission before and after changing to LED lamps — Field measurements for an urban area," in *2012 IEEE 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, 2012, pp. 552–557.
- [35] A. Testa and R. Langella, "Power system subharmonics," in *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2005*, 2005, pp. 1922–1927.
- [36] D. Gallo, R. Langella, A. Testa, and A. Emanuel, "On the effects of voltage subharmonics on power transformers: a preliminary study," in *2004 11th International*

- Conference on Harmonics and Quality of Power (IEEE Cat. No.04EX951)*, 2004, pp. 501–506.
- [37] J. P. G. De Abreu and A. E. Emanuel, “The need to limit subharmonics injection,” in *Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No.00EX441)*, 2000, vol. 1, pp. 251–253.
- [38] J. Arrillaga and N. R. Watson, *Power System Harmonics*. John Wiley & Sons, 2004.
- [39] C. I. Budeanu, “Reactive and Fictitious Powers,” Jan. 1927.
- [40] S. Fryze, “Active, Reactive, and Apparent Power in Non-Sinusoidal Systems,” vol. 7, Jan. 1931.
- [41] S. Fryze, “Wirk-, Blind- und Scheinleistung in elektrischen Stromkreisen mit nichtsinusförmigem Verlauf von Strom und Spannung,” *ETZ-Arch. Elektrotech*, vol. 53, 1932.
- [42] IEEE, “IEEE Standard dictionary of electrical and electronics terms. ANSI/IEEE Std. 100-1988.” 1988.
- [43] P. S. Filipski, Y. Baghzouz, and M. D. Cox, “Discussion of power definitions contained in the IEEE Dictionary,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 9, no. 3, pp. 1237–1244, Jul. 1994.
- [44] L. S. Czarnecki, “What is wrong with the Budeanu concept of reactive and distortion power and why it should be abandoned,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-36, no. 3, pp. 834–837, Sep. 1987.
- [45] D. Yildirim and E. F. Fuchs, “Commentary on various formulations of distortion power D,” *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 19, no. 5, pp. 50–52, May 1999.
- [46] R. Arseneau, “Calibration system for power quality instrumentation,” in *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, 2002, vol. 3, pp. 1686–1689.
- [47] A. Cataliotti and V. Cosentino, “Harmonic sources detection in power systems via nonactive power measurements according to IEEE Std. 1459–2010: Theoretical approach and experimental results,” in *2010 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems*, 2010, pp. 53–58.
- [48] G. A. Mohamed, M. El-Genaidy, and N. H. Abbasy, “A WT based high resolution approach to quantify single-phase power components defined in IEEE STD 1459-2010,” in *2014 IEEE 11th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD14)*, 2014, pp. 1–5.

- [49] A. Pigazo and V. M. Moreno, "Accurate and Computationally Efficient Implementation of the IEEE 1459-2000 Standard in Three-Phase Three-Wire Power Systems," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 2, pp. 752–757, Apr. 2007.
- [50] C. N. Orfanos and F. V. Topalis, "Single-phase virtual power and energy analyzer in compliance with IEEE Std 1459–2000 for harmonic measurements on discharge lamps," in *2005 IEEE Russia Power Tech*, 2005, pp. 1–6.
- [51] V. V. Terzija, V. Stanojevic, M. Popov, and L. van der Sluis, "Digital Metering of Power Components According to IEEE Standard 1459-2000 Using the Newton-Type Algorithm," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 56, no. 6, pp. 2717–2724, Dec. 2007.
- [52] W. Morsi and M. El-Hawary, "Time-frequency single-phase power components measurements for harmonics and inter-harmonics distortion based on Wavelet Packet transform; Part I: Mathematical formulation," *Can. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 35, no. 1, pp. 1–7, 2010.
- [53] A. C. Moreira, S. M. Deckmann, F. P. Marafao, E. G. De Lima, and M. A. Bini, "Virtual Instrumentation Applied to the Implementation of IEEE-STD 1459-2000 Power Definitions," in *IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists, 2005.*, 2005, pp. 1712–1718.
- [54] A. E. Emanuel and D. L. Milanez, "Clarke's Alpha, Beta, and Zero Components: A Possible Approach for the Conceptual Design of Instrumentation Compatible With IEEE Std. 1459:2000," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 55, no. 6, pp. 2088–2095, Dec. 2006.
- [55] S. Orts, F. J. Gimeno-Sales, A. Abellan, S. Segui-Chilet, M. Alcaniz, and R. Masot, "Achieving Maximum Efficiency in Three-Phase Systems With a Shunt Active Power Compensator Based on IEEE Std. 1459," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 23, no. 2, pp. 812–822, Apr. 2008.
- [56] S. Orts-Grau, F. J. Gimeno-Sales, S. Segui-Chilet, A. Abellan-Garcia, M. Alcaniz, and R. Masot-Peris, "Selective Shunt Active Power Compensator Applied in Four-Wire Electrical Systems Based on IEEE Std. 1459," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 23, no. 4, pp. 2563–2574, Oct. 2008.
- [57] C.-I. Chen and Y.-C. Chen, "Comparative Study of Harmonic and Interharmonic Estimation Methods for Stationary and Time-Varying Signals," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 397–404, Jan. 2014.
- [58] F. J. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform," *Proc. IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51–83, 1978.

- [59] C. Li, W. Xu, and T. Tayjasananant, "Interharmonics: basic concepts and techniques for their detection and measurement," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 66, no. 1, pp. 39–48, Jul. 2003.
- [60] D. Gallo, R. Langella, and A. Testa, "On the processing of harmonics and interharmonics in electrical power systems," in *2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37077)*, vol. 3, pp. 1581–1586.
- [61] R. I. Diego García, "Análisis wavelet aplicado a la medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos en redes de distribución de energía eléctrica." Universidad de Cantabria, 03-Mar-2008.
- [62] "IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)," *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*. pp. 1–29, 2014.
- [63] M. Caciotta, S. Giarnetti, F. Leccese, and Z. Leonowicz, "Comparison between DFT, adaptive window DFT and EDFT for power quality frequency spectrum analysis," pp. 1–5.
- [64] T. X. Zhu, "Exact Harmonics/Interharmonics Calculation Using Adaptive Window Width," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 4, pp. 2279–2288, Oct. 2007.
- [65] Quanming Zhang, Huijin Liu, Hongkun Chen, Qionglin Li, and Zhenhuan Zhang, "A Precise and Adaptive Algorithm for Interharmonics Measurement Based on Iterative DFT," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 23, no. 4, pp. 1728–1735, Oct. 2008.
- [66] T. W. Anderson, *An Introduction to Multivariate Statistical Analysis*. Wiley, 1984.
- [67] H. C. Lin and V. Lee, "DFT-based recursive minimizing algorithm for power interharmonics analysis," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2011, pp. 1306–1311.
- [68] H. C. Lin, "Power Harmonics and Interharmonics Measurement Using Recursive Group-Harmonic Power Minimizing Algorithm," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 1184–1193, Feb. 2012.
- [69] C. S. Moo, "Group-harmonic identification in power systems with nonstationary waveforms," *IEE Proc. - Gener. Transm. Distrib.*, vol. 142, no. 5, p. 517, 1995.
- [70] V. M. Moreno, M. Liserre, A. Pigazo, and A. Dell'Aquila, "A Comparative Analysis of Real-Time Algorithms for Power Signal Decomposition in Multiple Synchronous Reference Frames," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1280–1289, Jul. 2007.

- [71] R. E. Kalman, "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems," *J. Basic Eng.*, vol. 82, no. 1, p. 35, Mar. 1960.
- [72] N. C. Will, L. Santolin, and R. Cardoso, "Cross-platform virtual power analyzer based on IEEE standard 1459–2010," in *XI Brazilian Power Electronics Conference*, 2011, pp. 312–319.
- [73] R. G. Brown and P. Y. C. Hwang, *Introduction to random signals and applied Kalman filtering: with MATLAB exercises and solutions, Volume 1*. Wiley, 1997.
- [74] A. A. Girgis, "Identification and tracking of harmonic sources in a power system using a Kalman filter," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 11, no. 3, pp. 1659–1665, Jul. 1996.
- [75] M. A. Mostafa, "Kalman Filtering Algorithm for Electric Power Quality Analysis: Harmonics and Voltage Sags Problems," in *2007 Large Engineering Systems Conference on Power Engineering*, 2007, pp. 159–165.
- [76] V. M. Moreno Saiz and J. Barros Guadalupe, "Application of Kalman filtering for continuous real-time tracking of power system harmonics," *IEE Proc. - Gener. Transm. Distrib.*, vol. 144, no. 1, p. 13, 1997.
- [77] V. M. Moreno, A. P. Lopez, and R. I. DiegoGarcias, "Reference Current Estimation Under Distorted Line Voltage for Control of Shunt Active Power Filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 4, pp. 988–994, Jul. 2004.
- [78] B. A. Francis and W. M. Wonham, "The internal model principle of control theory," *Automatica*, vol. 12, no. 5, pp. 457–465, Sep. 1976.
- [79] L. Brown, "Fast estimation of power system frequency using adaptive internal-model control technique," in *2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC) (IEEE Cat. No.04CH37601)*, 2004, vol. 1, pp. 845–850 Vol.1.
- [80] L. J. Brown and Q. Zhang, "Periodic disturbance cancellation with uncertain frequency," *Automatica*, vol. 40, no. 4, pp. 631–637, Apr. 2004.
- [81] L. J. Brown, "Identification of periodic signals with uncertain frequency," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 51, no. 6, pp. 1538–1545, Jun. 2003.
- [82] L. J. Brown, "Control for canceling periodic disturbances with uncertain frequency," in *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.01CH37228)*, 2001, vol. 5, pp. 4909–4914.
- [83] Q. Zhang and L. J. Brown, "Noise Analysis of an Algorithm for Uncertain Frequency Identification," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 51, no. 1, pp. 103–110, Jan. 2006.

- [84] B. D. O. Anderson and J. B. Moore, *Optimal Filtering*. 2012.
- [85] J. F. Petit, G. Robles, and H. Amaris, "Current Reference Control for Shunt Active Power Filters Under Nonsinusoidal Voltage Conditions," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 4, pp. 2254–2261, Oct. 2007.
- [86] J. F. Petit Suárez, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados." Universidad Carlos III de Madrid, 23-Sep-2007.
- [87] B. F. La Scala, R. R. Bitmead, and B. G. Quinn, "An extended Kalman filter frequency tracker for high-noise environments," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 44, no. 2, pp. 431–434, 1996.
- [88] B. F. La Scala and R. R. Bitmead, "Design of an extended Kalman filter frequency tracker," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 44, no. 3, pp. 739–742, Mar. 1996.
- [89] S. Bittanti and S. M. Savaresi, "On the parametrization and design of an extended Kalman filter frequency tracker," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 45, no. 9, pp. 1718–1724, 2000.
- [90] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Tratamiento digital de señales*. 2007.
- [91] F. Gustafsson, "Determining the initial states in forward-backward filtering," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 44, no. 4, pp. 988–992, Apr. 1996.
- [92] N. MUÑOZ GALEANO, "Contribución a la mejora de la eficiencia energética en sistemas trifásicos a cuatro hilos mediante la compensación selectiva de las potencias ineficientes," Universitat Politècnica de València, Valencia (Spain), 2011.