



Escola Politècnica Superior
d'Enginyeria de Vilanova i la Geltrú

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

PROJECTE FI DE CARRERA

TÍTOL: Estudio comparativo de las prestaciones obtenidas mediante tres técnicas de sincronización con la red eléctrica trifásica

AUTOR: Raül Vidal Fernández

TITULACIÓ: Enginyeria Tècnica Industrial
especialitat en Electrònica Industrial

DIRECTOR: Miguel Castilla Fernández

DEPARTAMENT: 710, Enginyeria Electrònica

DATA: Juny 2011

Aquest Projecte té en compte aspectes mediambientals: Sí No

PROJECTE FI DE CARRERA

RESUM (màxim 50 línies)

Para ayudar a controlar los niveles de contaminación y para un desarrollo sostenible, los sistemas distribuidos de generación de energía (también llamados microrredes) basados en fuentes renovables (eólica, solar, geotérmica, etc.) están contribuyendo cada vez más en la cantidad total de energía producida en el mundo. Las microrredes que se basan en electrónica de potencia están recibiendo una creciente atención en aplicaciones de red de baja tensión.

Este trabajo es un estudio comparativo de las prestaciones que se pueden conseguir mediante la utilización de tres técnicas distintas para la medida de la red eléctrica trifásica. Esto es imprescindible para poder conectar convertidores de potencia trifásicos.

Se ha realizado una estimación de los parámetros más significativos de la red, como son su frecuencia y la amplitud de sus armónicos.

Se han evaluado las prestaciones ante situaciones adversas como son la presencia de armónicos de tensión, desequilibrio entre las fases y saltos abruptos de la frecuencia.

Las simulaciones se han realizado con el programa informático *Matlab-Simulink*.

Paraules clau (màxim 10):

sincronización	secuencia	armónicos	medida
desequilibrio	distorsión	red eléctrica	trifásica
frecuencia	amplitud		

DEDICATÒRIA

A la meva dona i a la nostra filla.

AGRADECIMIENTOS

Desde estas líneas, quiero expresar mi más sincero agradecimiento a todas aquellas personas que han contribuido en la realización de este trabajo. En especial a mis familiares y amigos, que me han ayudado moralmente en momentos personales difíciles.

A mi director del proyecto Miguel Castilla, por su apoyo técnico, consejo y entusiasmo en la realización del presente documento. Gracias también a los profesores Pepe Matas y Antonio Camacho por dedicarme una pequeña parte de su tiempo.

A todos, muchas gracias.

Índice de contenido

1. INTRODUCCIÓN, JUSTIFICACIÓN Y OBJETIVOS	1
1.1. INTRODUCCIÓN	2
1.2. JUSTIFICACIÓN	7
1.3. OBJETIVOS	8
2. MODELO DE LA RED ELÉCTRICA	11
2.1. PROBLEMAS QUE PUEDE PRESENTAR LA RED ELÉCTRICA.....	12
2.1.1. Desequilibrio (<i>unbalance</i> en inglés).....	14
2.1.2. Armónicos y Distorsión armónica.....	14
2.1.2.1. Definiciones relacionadas con los armónicos.....	15
2.1.2.2. Orden de los armónicos.....	16
2.1.2.3. Origen de los armónicos.....	17
2.1.2.4. Cargas lineales y no lineales.....	19
2.1.2.5. Efectos de los armónicos.....	20
2.1.2.5.1. Efectos en las instalaciones eléctricas.....	20
2.1.2.5.2. Efectos en componentes y equipos conectados a las instalaciones.....	22
2.1.3. Salto de frecuencia.....	24
2.1.3.1. Definición de salto de frecuencia.....	24
2.1.3.2. Causas que originan la variación de frecuencia.....	24
2.1.3.3. Efectos que produce la variación de frecuencia.....	25
2.2. SECUENCIAS POSITIVA Y NEGATIVA	25
2.3. MODELO MATEMÁTICO DE LA RED ELÉCTRICA	27
2.4. TRANSFORMACIÓN DE CLARKE	27
2.5. TRANSFORMACIÓN INVERSA DE CLARKE.....	29
2.6. SISTEMA POR UNIDAD (<i>PU</i>).....	30
3. SINCRONIZACIÓN MEDIANTE MÚLTIPLES FILTROS CON COEF. COMPLEJOS (MFCC).....	31
3.1. FILTRO CON COEFICIENTES REALES	32
3.2. FILTRO CON COEFICIENTES COMPLEJOS.....	32
3.3. TRANSFORMADA DE PARK.....	34
3.4. CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA DE MEDIDA MFCC	35
4. SOGI (<i>SECOND ORDER GENERALIZED INTEGRATOR</i>) CON FLL	41
4.1. SOGI (<i>SECOND ORDER GENERALIZED INTEGRATOR</i>).....	42
4.2. SOGI CON FLL (<i>FREQUENCY LOCKED LOOP</i>).....	46
5. SINCRONIZACIÓN MEDIANTE <i>MULTIPLE</i> SOGI-FLL (MSOGI-FLL).....	49

5.1.	MÚLTIPLES FILTROS PASA BANDA SINTONIZABLES	50
5.2.	BLOQUE HDN (<i>HIGHLY DYNAMIC NETWORK</i>).	51
5.3.	MSOGI-FLL PARA REDES TRIFÁSICAS	52
5.4.	IMPLEMENTACIÓN DEL MSOGI-FLL EN <i>MATLAB-SIMULINK</i>	54
6.	SINCRONIZACIÓN MEDIANTE <i>MULTIPLE CASCADED GENERALIZED INTEGRATOR</i> (MCGI)	59
6.1.	DCGI (DUAL CASCADED GENERALIZED INTEGRATOR)	60
6.2.	MCGI	62
6.3.	MCGI PARA REDES TRIFÁSICAS	62
6.4.	IMPLEMENTACIÓN DEL MCGI EN <i>MATLAB-SIMULINK</i>	64
7.	COMPARACIÓN DE PRESTACIONES	67
7.1.	ELECCIÓN DE LOS FALLOS DE RED A SIMULAR COMO ENTRADA.....	68
7.2.	CONFIGURACIÓN DE LOS SISTEMAS ANTES DE LA COMPARACIÓN.....	68
7.2.1.	Comprobación del correcto funcionamiento de los sistemas.....	69
7.3.	ERROR EN RÉGIMEN ESTACIONARIO.	73
7.3.1.	Definición de Error en régimen estacionario.	73
7.3.2.	Proceso de cálculo del Error en régimen estacionario.	73
7.4.	THD (<i>TOTAL HARMONIC DISTORTION</i>)	75
7.4.1.	Definición matemática de la distorsión armónica total (THD).....	75
7.4.2.	Proceso de cálculo de la THD con <i>Matlab-Simulink</i>	76
7.5.	TIEMPO DE ESTABLECIMIENTO.....	77
7.5.1.	Definición del Tiempo de establecimiento.	77
7.5.2.	Proceso de cálculo del Tiempo de establecimiento.	78
7.6.	CARGA COMPUTACIONAL.....	80
8.	CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS DE TRABAJO	83
8.1.	CONCLUSIONES	84
8.2.	PERSPECTIVAS DE TRABAJO	85
9.	SIGLAS, ABREVIATURAS Y ACRÓNIMOS	87
10.	REFERENCIAS	89

Índice de Figuras

Fig. 1.1	Desglose de la energía producida en España en el año 2010.	2
Fig. 1.2	Evolución desde 1998 de la producción, en GWh, de las distintas energías renovables. Datos en valores interanuales.	3
Fig. 1.3	Porcentaje de aportación de las energías renovables en el mix eléctrico. Datos en valores interanuales.	3
Fig. 1.4	Evolución anual y acumulada de la potencia eólica instalada en España.	4
Fig. 1.5	Predicción de potencia eólica que se instalará.	4
Fig. 1.6	Esquema de una microred.	5
Fig. 1.7	Visión de futuro de una gran red inteligente compuesta por microredes.	6
Fig. 2.1	Descargas atmosféricas en líneas eléctricas.	12
Fig. 2.2	Tensión trifásica de una red con: a) desequilibrio, b) distorsión armónica y c) salto abrupto de la frecuencia.	13
Fig. 2.3	Componentes en el dominio del tiempo y de la frecuencia.	16
Fig. 2.4	Origen de los armónicos.	17
Fig. 2.5	Generación de la perturbación armónica.	18
Fig. 2.6	Secuencias positiva y negativa de la red eléctrica trifásica.	26
Fig. 2.7	Sentido de giro de los armónicos según la secuencia positiva o negativa.	27
Fig. 2.8	Transformación de Clarke.	28
Fig. 2.9	Ejemplo de Transformación de Clarke.	29
Fig. 3.1	Diagrama de Bode de un Filtro Pasa Banda de 2º orden con coeficientes reales.	33
Fig. 3.2	Diagrama de Bode de un Filtro Pasa Banda de 2º orden con coeficientes complejos.	33
Fig. 3.3	Transformada Directa e Inversa de Park.	34
Fig. 3.4	Múltiples filtros con coeficientes complejos (MFCC).	36
Fig. 3.5	Secuencia positiva del 5º armónico.	37
Fig. 3.6	Secuencia negativa del 5º armónico.	37
Fig. 3.7	PLL empleado para estimar la frecuencia ω_0 .	38
Fig. 3.8	Implementación en Simulink de la Transformada de Park.	38
Fig. 3.9	Visión general de conexión del MFCC.	39
Fig. 4.1	Estructura de un SOGI.	42
Fig. 4.2	Estructura de un Filtro Pasa Banda basado en un SOGI.	42
Fig. 4.3	Diagrama de Bode de un SOGI para distintos valores de la ganancia k .	44
Fig. 4.4	Estructura propuesta para extraer las secuencias positiva y negativa de la tensión de la red eléctrica basada en SOGI.	46
Fig. 4.5	SOGI-FLL, sistema de sincronización con una red monofásica.	46
Fig. 4.6	Diagrama de Bode de las variables de entrada del FLL.	47
Fig. 5.1	Diagrama de bloques del MSOGI-FLL para una red monofásica.	50
Fig. 5.2	Diagrama de Bode de un MSOGI-FLL en una red monofásica.	52
Fig. 5.3	Diagrama de bloques del DSOGI-FLL dividido en sus bloques: SOGI-QSG(α), SOGI-QSG(β), FLL y PNSC.	53
Fig. 5.4	MSOGI-FLL para sistemas trifásicos, capaz de sincronizar con n armónicos de las componentes del vector de entrada.	54
Fig. 5.5	Visión general de conexión del MSOGI-FLL.	55
Fig. 5.6	Transformación de Clarke.	55
Fig. 5.7	MSOGI-FLL con bloques HDN, DSOGI-QSG, PNSC y Transf. Inversa de Clarke.	56
Fig. 5.8	FLL (Frequency Locked Loop)	57
Fig. 5.9	DSOGI-QSG de la componente α del quinto armónico.	57
Fig. 5.10	PNSC para el quinto armónico.	58
Fig. 5.11	Transformada inversa de Clarke.	58
Fig. 6.1	Estructura GI-BPF (Generalized Integrator - Band Pass Filter).	60
Fig. 6.2	Estructura DCGI compuesta por dos filtros GI-BPF en cascada.	60
Fig. 6.3	Diagrama de Bode de los filtros DCGI y GI-BPF para diferentes ganancias.	61
Fig. 6.4	Extensión de la estructura MCGI.	62
Fig. 6.5	PSC (Positive Sequence Calculation) basado en MCGI-FLL.	63

Fig. 6.6 Visión general de conexión del sistema MCGI.....	64
Fig. 6.7 MCGI de tipo DCGI, con bloques FLL, GI-BPF, PNSC y Transf. Inversa de Clarke.....	65
Fig. 7.1 Resultados de simulación bajo condiciones de red desequilibrada.....	70
Fig. 7.2 Resultados de simulación bajo condiciones de red desequilibrada con distorsión armónica.....	71
Fig. 7.3 Resultados de simulación bajo condiciones de red desequilibrada, con distorsión armónica y salto abrupto de la frecuencia.....	72
Fig. 7.4 Régimen transitorio y permanente de la salida de un sistema.....	73
Fig. 7.5 Ejemplo para determinar el valor medido de vaep1 en régimen estacionario.....	74
Fig. 7.6 Bloque medidor de THD de Matlab-Simulink y su parámetro.....	76
Fig. 7.7 Ejemplo: representación gráfica del vector de THD de vaep1.....	76
Fig. 7.8 Tiempo de establecimiento.....	78
Fig. 7.9 Ejemplo de gráfico empleado para determinar el tiempo de establecimiento de vaep1.....	78
Fig. 7.10 DSP de Texas Instruments modelo TMS320F28335.....	80

Índice de Tablas

Tabla 2.1 Orden, frecuencia y secuencia de los 12 primeros armónicos.....	16
Tabla 7.1 Nomenclatura de las variables de salida de los sistemas MFCC, MSOGI y MCGI.....	69
Tabla 7.2 Comparativa de error en régimen estacionario entre MFCC y MSOGI.....	74
Tabla 7.3 Comparativa de error en régimen estacionario entre MCGI con distinta ganancia k.....	75
Tabla 7.4 Comparativa de la THD calculada en caso de desequilibrio y distorsión armónica.....	77
Tabla 7.5 Comparativa de tiempos de establecimiento en caso de desequilibrio y distorsión armónica.....	79
Tabla 7.6 Comparativa de tiempos de establecimiento en caso de salto abrupto de la frecuencia.....	80
Tabla 7.7 Tiempo que tarda el DSP en procesar bloques de Simulink.....	81
Tabla 7.8 Carga computacional en el DSP del algoritmo MFCC.....	81
Tabla 7.9 Carga computacional en el DSP del algoritmo MSOGI.....	81
Tabla 7.10 Carga computacional en el DSP del algoritmo MCGI.....	81
Tabla 7.11 Comparación de carga computacional.....	82
Tabla 7.12 Porcentaje de retardo entre algoritmos.....	82

Capítulo 1

1. Introducción, justificación y objetivos

En este capítulo, se realiza una introducción a los problemas que se desean solventar en el presente proyecto. Además, se hacen algunas referencias a cómo se han resuelto dichos problemas en el pasado.

También se justifican las razones por las que se ha considerado interesante la realización de este documento.

Por último, se presentan los objetivos que se desean conseguir con este trabajo.

1.1. Introducció

En la última década, los países en vías de desarrollo (como China e India) han experimentado una considerable mejora económica e industrial. Destacan dos consecuencias importantes, entre otras. Por un lado, se produce un aumento exponencial de la demanda energética. Por otro lado, se sufre un deterioro ambiental provocado por el incremento de los niveles de contaminación. Una gran parte de las fuentes energéticas empleadas en la actualidad son limitadas, como los combustibles fósiles. La sociedad se enfrenta ante una situación insostenible, tanto ecológica como económicamente. Afortunadamente, desde hace un tiempo relativamente corto, está cambiando la concienciación social y empresarial.

Para ayudar a controlar los niveles de contaminación y para un desarrollo sostenible, los sistemas distribuidos de generación de energía basados en fuentes renovables (eólica, solar, geotérmica, etc.) han ido contribuyendo cada vez más en la cantidad total de energía producida en el mundo.

Los sistemas de generación eólica (aerogeneradores) y de placas fotovoltaicas son fuentes de energía fiables cada vez más explotadas con la finalidad de conseguir la máxima eficiencia y superar el aumento de la demanda de energía en el mundo. Estos sistemas no serán recordados como grandes problemas de ingeniería, pero son ampliamente reconocidos como sistemas fiables, que pueden tener una gran contribución en la producción de energía en el futuro.

En la Fig. 1.1 se puede observar el diagrama de sectores del desglose de la energía producida en España en el año 2010.

En la Fig. 1.2 y Fig. 1.3 se muestran unas gráficas con los datos que suministra la CNE (Comisión Nacional de Energía) en España. En ellas se observa el aumento de las fuentes de energía renovables.

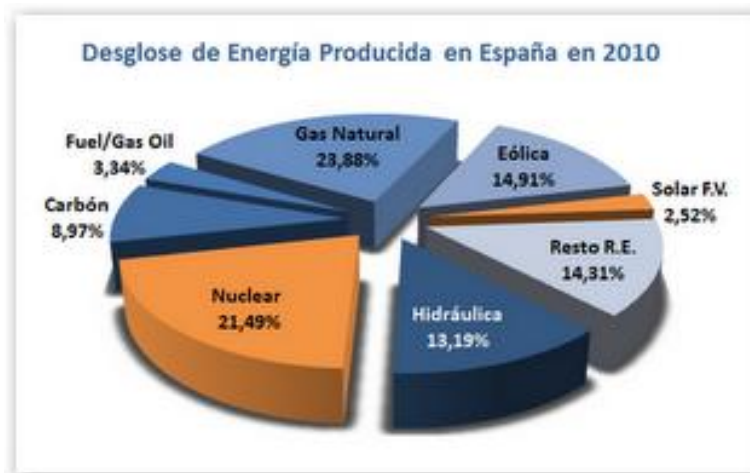


Fig. 1.1. Desglose de la energía producida en España en el año 2010.

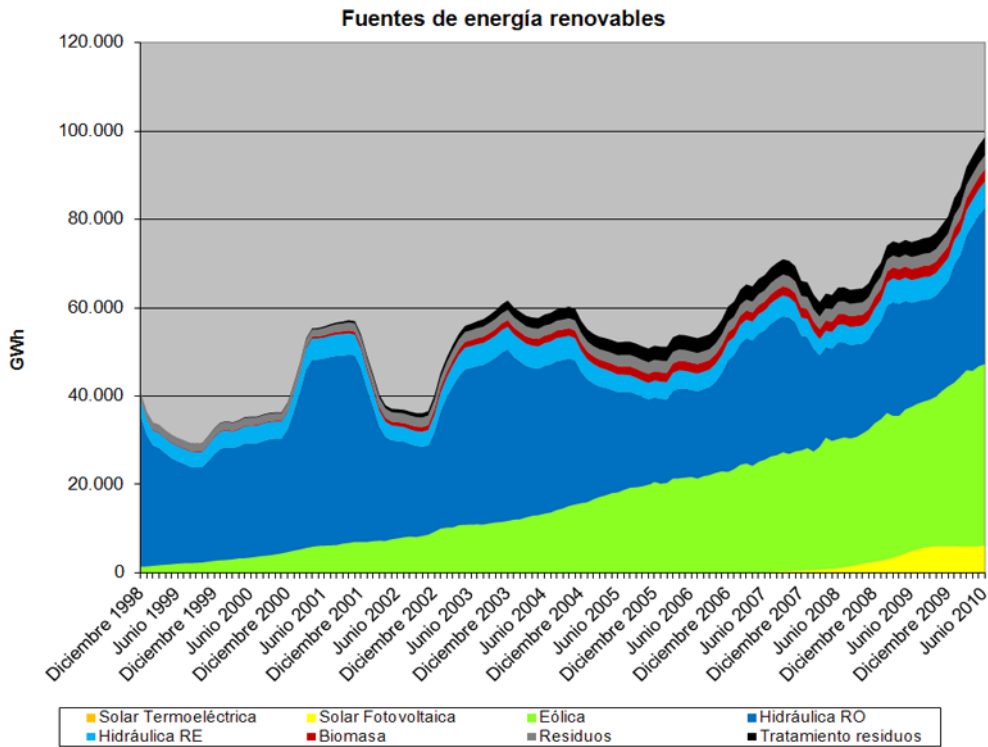


Fig. 1.2. Evolución desde 1998 de la producción, en GWh, de las distintas energías renovables. Datos en valores interanuales¹.

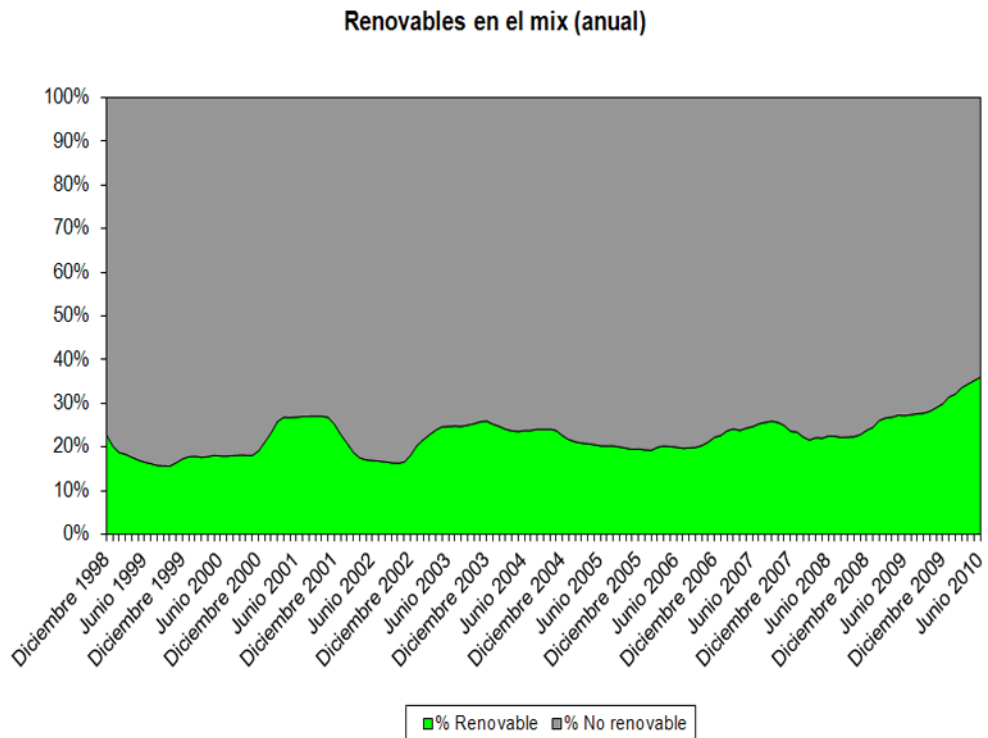


Fig. 1.3. Porcentaje de aportación de las energías renovables en el mix eléctrico. Datos en valores interanuales.

¹ Los datos interanuales permiten ver la evolución de manera desestacionalizada y evitando los picos puntuales, es decir, ver la tendencia. De esta manera, por ejemplo, el dato de junio de 2010, corresponde al del periodo 1/Julio/2009 a 30/Junio/2010.

La Asociación Empresarial Eólica ha elaborado el gráfico de la Fig. 1.4, donde se puede observar la evolución anual y acumulada de la potencia eólica instalada en España en los años 1998-2010.

El Instituto Alemán de Energía Eólica ha elaborado la gráfica de la Fig. 1.5, en la que se muestra la predicción hasta el año 2017, de potencia eólica (en MW) que se generará en Alemania, en Europa excluyendo a Alemania y en el mundo excluyendo a Europa.



Fig. 1.4. Evolución anual y acumulada de la potencia eólica instalada en España.

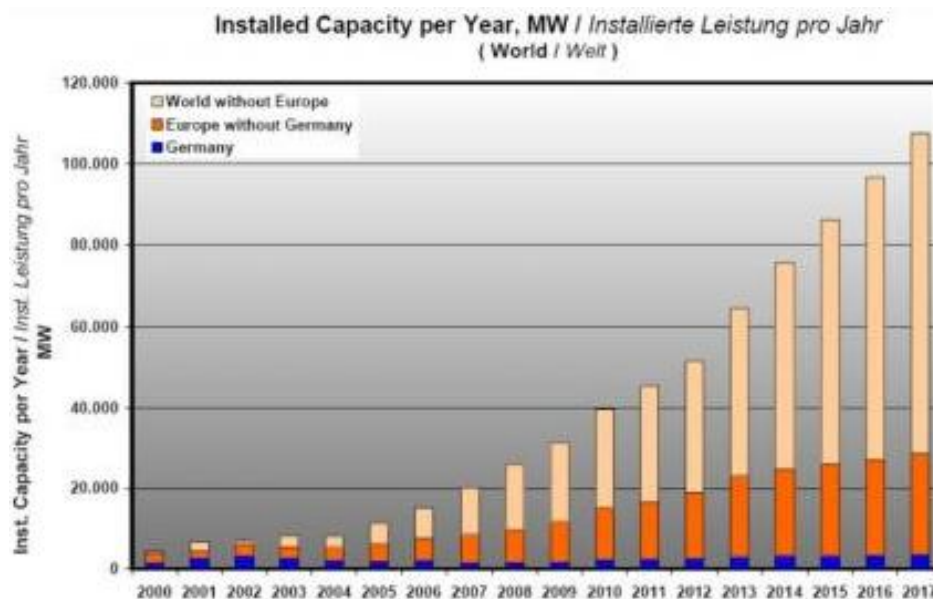


Fig. 1.5. Predicción de potencia eólica que se instalará.

La posibilidad de producir energía utilizando una tecnología limpia hace que tanto los sistemas aerogeneradores como los de placas fotovoltaicas sean muy atractivos, pero el control de estos sistemas es un reto a causa de la incerteza en la disponibilidad de la potencia de entrada [1].

Hasta ahora, los sistemas de generación de energía en los países desarrollados eran sistemas concentrados, es decir una central eléctrica abastece a diferentes poblaciones. Debido a la creciente utilización de los sistemas de conversión mediante fuentes renovables, va aumentando la cantidad de sistemas de generación distribuida y de instalaciones aisladas [2].

En este escenario, los sistemas distribuidos, también llamados microrredes, que se basan en electrónica de potencia están recibiendo una creciente atención en aplicaciones de red de baja tensión [3-7].

Dicho aumento de microrredes, que están conectadas a la red pública, puede crear inestabilidad en los sistemas de energía, incluso provocar cortes. Para mantener un sistema de energía estable en los países con un importante uso de energía distribuida, existen exigencias estrictas para la interconexión de la red eléctrica pública con los sistemas distribuidos de generación de energía [8-10]. Entre las nuevas demandas, los sistemas de generación de energía deben soportar perturbaciones de la red y prestar servicios auxiliares con la finalidad de comportarse como una planta de energía convencional y, por lo tanto, tener la capacidad de sostener la red de uso público en la situación de un fallo. Por eso, se necesita investigar la influencia de un fallo de red en el control de sistemas distribuidos de generación de energía.

En la Fig. 1.6 se muestra el esquema de una microrred (*microgrid* en inglés). En ella se puede observar que muchos generadores de poca potencia están sincronizados para formar una red de gran potencia.

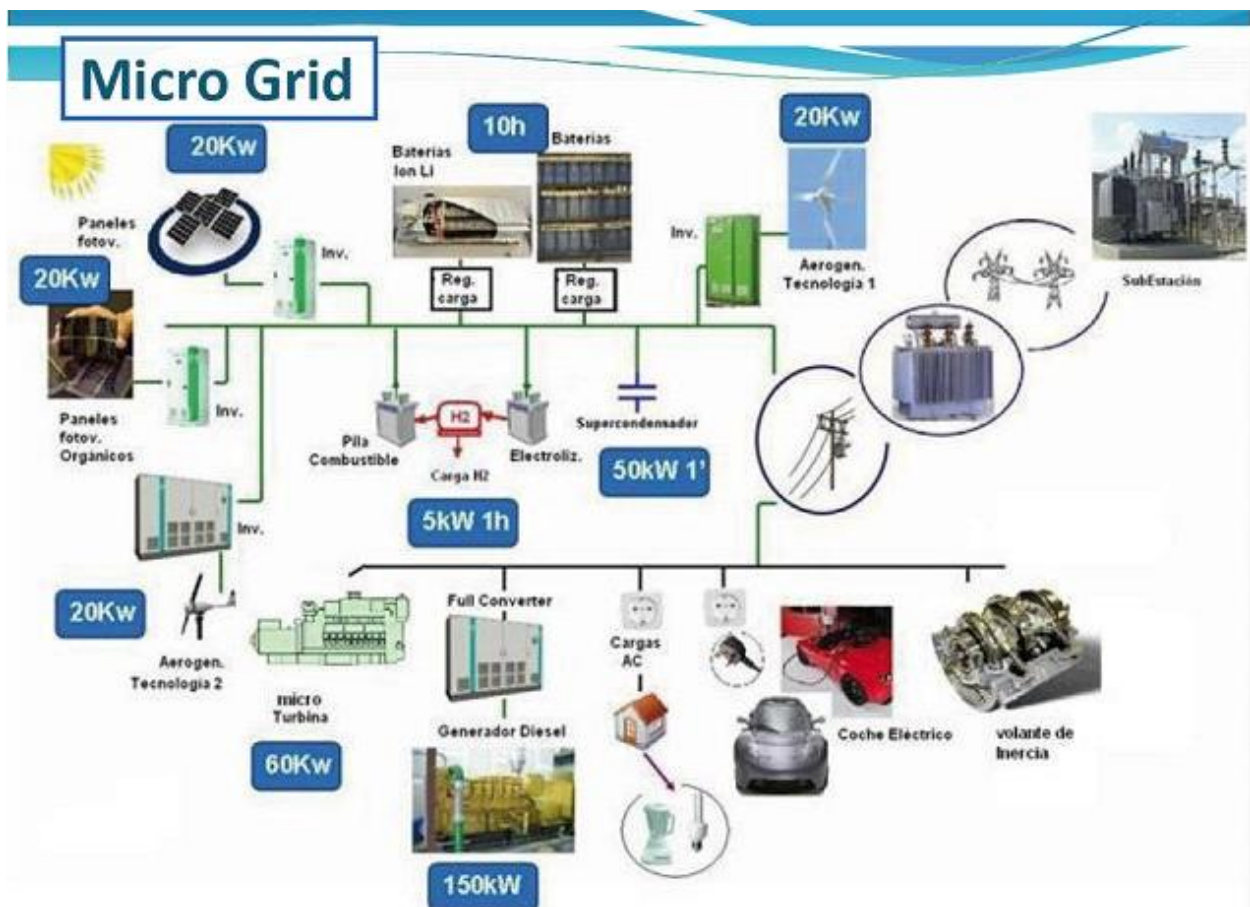


Fig. 1.6. Esquema de una microrred.

SMART GRID

A vision for the future — a network of integrated microgrids that can monitor and heal itself.

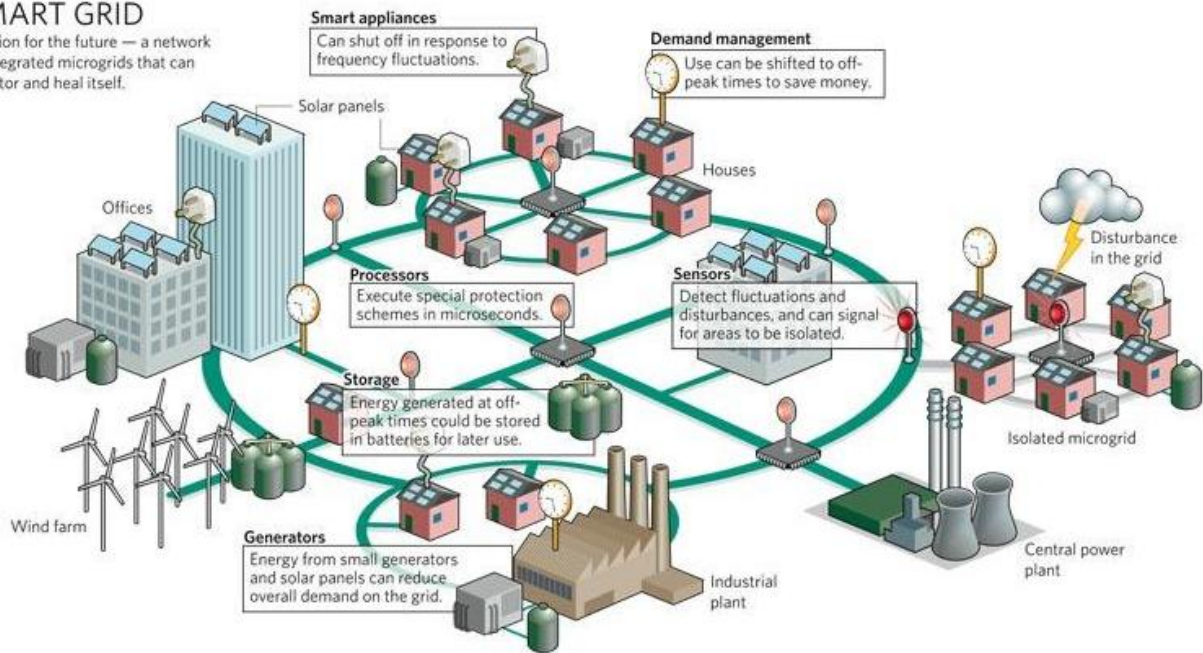


Fig. 1.7. Visión de futuro de una gran red inteligente compuesta por microredes.

En la Fig. 1.7 se muestra una visión de futuro de una gran red inteligente compuesta por varias microredes.

Además, la sincronización con las redes de distribución de electricidad se emplea mucho para la compensación selectiva en aplicaciones con filtros activos. Dichas aplicaciones se han descrito en numerosas publicaciones anteriores [11-15]. El aumento de la potencia y aplicación de los dispositivos electrónicos (ejemplo de esto son los variadores de velocidad, las fuentes de alimentación del modo interrumpida, etc.), la mejora en la eficiencia de los sistemas eléctricos y electrónicos, está aumentando la preocupación por los niveles de la distorsión armónica en sistemas eléctricos tanto residenciales como de potencia industrial. La aplicación de filtros pasivos introduce resonancias al sistema eléctrico que dependen de las características eléctricas del mismo. También, los filtros pasivos necesitan a menudo estar sobredimensionados para ser capaces de absorber los armónicos del sistema eléctrico de potencia.

Los filtros pasivos se deben coordinar con los requisitos de potencia reactiva de las cargas y es a menudo difícil diseñar los filtros para evitar, que estos afecten el factor de potencia para algunas condiciones de carga. Los filtros activos tienen la ventaja de poder compensar los armónicos sin tener que preocuparse de la potencia reactiva de la frecuencia fundamental. Esto significa que la potencia de un filtro activo puede ser menor que la de un filtro pasivo para la misma carga no lineal y el filtro activo no introducirá resonancias al sistema que pueden mover un problema armónico a partir de una frecuencia a otra.

El concepto de filtro activo utiliza dispositivos electrónicos de potencia para producir los componentes armónicos que cancelan los armónicos que producen las cargas no lineales. Estos filtros activos son relativamente nuevos y se están proponiendo diversas topologías [16-20].

La sincronización con las redes de distribución de electricidad es imprescindible para poder acoplar convertidores de conexión trifásica. Las características más importantes de la sincronización son la rapidez y la precisión en extraer la tensión fundamental positiva y negativa, bajo condiciones de distorsión y desequilibrio. En las décadas anteriores, como se indica en las referencias [21-25], se han presentado numerosas técnicas de sincronización. La mayoría de ellas son un compromiso entre la exactitud y la respuesta dinámica bajo serias condiciones de distorsión y desequilibrio.

En este proyecto, se presentan tres técnicas distintas para medir la red eléctrica. Se caracterizan por la exactitud y rapidez de extracción de las componentes de las secuencias positiva y negativa. Esto se cumple en condiciones de una red distorsionada, desequilibrada y con saltos de frecuencia. Otra ventaja de los métodos propuestos es la flexibilidad para simplificar su estructura en distintas condiciones.

1.2. Justificación

Las técnicas de sincronización con la red eléctrica trifásica tienen muchas aplicaciones. Algunas de las aplicaciones más importantes son los generadores de energía, los filtros activos y los sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI o UPS).

El principal motivo por el que se ha decidido realizar un estudio comparativo de tres técnicas de sincronización con la red eléctrica trifásica es la gran expansión que están teniendo los convertidores de conexión trifásica. Una correcta sincronización con la red eléctrica es imprescindible para poder acoplar dichos convertidores.

Los sistemas actuales de distribución de energía se están sustituyendo cada vez más por microredes de distribución, porque se reducen las pérdidas de energía y por la creciente importancia de las energías renovables. En las microredes se emplean muchos sistemas pequeños en lugar de pocos sistemas grandes, por lo que se requieren muchas más etapas de sincronización.

También se emplean cada vez más los sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI). Para poder acoplar un SAI interesa una medida precisa y en tiempo real de la red eléctrica para poder compensar rápidamente los fallos. Por ejemplo, en los hospitales es de gran importancia que la tecnología empleada en los quirófanos no tenga problemas de alimentación, ya que provocaría el mal funcionamiento de maquinaria vital para los pacientes.

A continuación se citan algunos tipos de consumidores que requieren forzosamente equipos de acondicionamiento para mantener un buen nivel de calidad de energía eléctrica:

- Sistemas de información que utilizan equipos informáticos.
- Departamentos de paramédicos y bomberos.
- Empresas públicas (energía eléctrica, gas, agua).
- Aeropuertos.
- Instituciones financieras.
- Departamento de policía, entidades gubernamentales, etc.

La realización de este estudio ha sido una propuesta del personal del departamento de electrónica de potencia de la EPSEVG. El autor de este proyecto ha aceptado con gran entusiasmo esta interesante propuesta.

Para desarrollar los cálculos teóricos y la generación de gráficos necesarios en este proyecto, se empleará el programa informático *MATLAB-Simulink*, concretamente la versión R2007b que es la instalada actualmente en las aulas de la UPC.

El autor de este documento tiene experiencia previa en el uso de programas informáticos muy empleados en ingeniería como son *Matlab*, *LabView*, *Spice*, *Maple*, etc. Para el estudio concreto de este proyecto, se ha considerado el *Matlab* como el programa más apropiado. Dicho programa se ha escogido porque es una herramienta matemática muy versátil, que permite hacer complicados cálculos numéricos de forma rápida y con gran precisión. *Matlab* incluye la herramienta *Simulink* que dispone de bloques

programados que se conectan fácilmente en un entorno gráfico. Por ejemplo, existe el bloque PID que implementa un controlador proporcional-integral-derivativo en el que solamente hay que introducirle el valor de las constantes. Después de realizar una simulación en entorno *Simulink*, se pueden ejecutar *scripts* (en código “.m” de *Matlab*) para automatizar cálculos a partir de los resultados obtenidos con la simulación y también para generar potentes gráficas. Además, si en un futuro el trabajo realizado a nivel de simulación se deseara implementarlo en una aplicación a nivel de laboratorio, el código *Matlab* es fácilmente traducible a código *C*, que es el código más empleado para programar un DSP (procesador digital de señal). Para más información y ayuda del programa *Matlab-Simulink*, se puede consultar [26].

1.3. Objetivos

El principal objetivo de este proyecto viene definido en el título del mismo. Se pretende realizar un estudio comparativo de las prestaciones que se pueden conseguir mediante la utilización de tres técnicas distintas para la medida y sincronización con la red eléctrica trifásica.

En las últimas décadas han aparecido muchas técnicas distintas de sincronización. Se ha escogido comparar las tres técnicas más modernas y supuestamente mejores.

Concretamente, las tres técnicas se denominan:

- **Multiple Complex Coefficient Filter** (MFCC, Múltiples Filtros con Coeficientes Complejos).
Publicada en la revista *IEEE Transactions on Industrial Electronics* en Abril de 2011 [27].
- **Multiple Second Order Generalized Integrator – Frequency Locked Loop** (MSOGI-FLL).
Publicada en la revista *IEEE Transactions on Industrial Electronics* en Enero de 2011 [28].
- **Multiple Cascaded Generalized Integrator** (MCGI).
Es una técnica tan nueva que aún no se ha publicado, aunque existe un documento en revisión por la revista *IEEE Transactions on Industrial Electronics* entregado en Abril de 2011 [29].

Se persigue realizar una estimación de los parámetros más significativos de la red, como su frecuencia y la amplitud de sus armónicos. Se evaluarán las prestaciones ante situaciones adversas como son la presencia de armónicos de tensión, desequilibrio entre las fases y saltos abruptos de la frecuencia.

Concretamente, las prestaciones que se quieren comparar son las siguientes:

- **Error en régimen estacionario**. Es la diferencia entre la entrada y la salida de un sistema, en el límite cuando el tiempo tiende a infinito (es decir, cuando la respuesta ha alcanzado el régimen estacionario).
- **Distorsión armónica total** (THD). Si en un sistema no lineal introducimos un tono de frecuencia f_0 , en la salida tendremos ese mismo tono (con una amplitud y fase posiblemente diferentes) y, sumado a el, otros tonos de frecuencia $2 \cdot f_0$, $3 \cdot f_0$, ..., llamados armónicos del tono fundamental f_0 . El parámetro THD mide el nivel de distorsión sobre la onda sinusoidal pura (tono) que introducen sus armónicos (tonos de alta frecuencia).

-
- **Tiempo de establecimiento.** Es el tiempo necesario para que la respuesta del sistema alcance y se mantenga dentro de un rango alrededor del valor final establecido en un $\pm 5\%$.
 - **Carga computacional.** Es el tiempo que tarda un microprocesador en realizar las instrucciones del algoritmo que tiene programado.

Capítulo 2

2. Modelo de la red eléctrica

En este capítulo se presenta el modelo matemático de una red eléctrica trifásica. Para poder entender dicho modelo y su posterior empleo, se explican los siguientes conceptos:

- Secuencias positiva y negativa.
- Desequilibrio entre fases.
- Armónicos y Distorsión armónica.
- Salto de frecuencia.
- Transformada Directa e Inversa de Clarke.
- Sistema por unidad (*pu*).

2.1. Problemas que puede presentar la red eléctrica

Actualmente, las normas internacionales referentes a la calidad de la energía eléctrica y la contaminación hacia la red eléctrica con corrientes armónicas, han cobrado especial interés debido a las perturbaciones que presenta la onda de tensión que proporciona la red. Idealmente esta onda de tensión debe ser una senoide pura con una frecuencia constante. Sin embargo, en realidad esto no sucede, ya que la onda de tensión presenta perturbaciones como: ruidos en modo diferencial o común, impulsos eléctricos, variaciones rápidas o lentas de tensión, parpadeo (*flicker*), distorsión armónica y variaciones de frecuencia. Si la red eléctrica se encontrara libre de usuarios, ésta presentaría una onda de tensión de buena calidad, la cual se vería perturbada ocasionalmente debido a fallas en los centros de generación, de distribución o debido a descargas atmosféricas, principalmente. Cuando muchos usuarios están conectados a la red, la someten a un número muy grande de cargas eléctricas que, aunque funcionen correctamente, pueden alterar la onda de tensión con caídas permanentes o transitorias excesivas e inyección de corrientes armónicas. Además, las cargas pueden averiarse y producir consumos anómalos o cortocircuitos, lo que puede repercutir en otras cargas que se encuentren conectadas en un punto cercano.

Tanto la variación de entrada de energía debida a las condiciones meteorológicas, como la variación de la tensión de la red debida a la conexión y desconexión de cargas, desafían la capacidad de los sistemas distribuidos de generación de energía para proporcionar una salida constante de energía en el punto de conexión común (PCC). En la Fig. 2.1 se pueden observar tres ejemplos de líneas eléctricas afectadas por una descarga atmosférica durante una tormenta.

Se han realizado muchas investigaciones para compensar estas oscilaciones mediante diferentes sistemas de almacenamiento de energía, como se explica en [30-33].

Uno de los requerimientos recién introducidos para la interconexión de los sistemas de generación con la red eléctrica pública hace hincapié en su capacidad para soportar cortas perturbaciones de la red, tales como variaciones de tensión y de frecuencia [9-10]. Como consecuencia, el comportamiento de los sistemas distribuidos de generación de energía ante las bajadas de tensión de la red tiene un gran interés hoy en día.



Fig. 2.1. Descargas atmosféricas en líneas eléctricas.

De todos los problemas que puede presentar la red eléctrica, para las técnicas de sincronización que se comparan en el presente proyecto, se ha considerado necesario simular tres casos distintos:

- a) red desequilibrada.
- b) red con distorsión armónica.
- c) red con salto abrupto de la frecuencia.

En la Fig. 2.2 se pueden observar gráficamente los tres citados casos, que se presentan bruscamente a partir de los 0.05 segundos.

A continuación, se explican estos tres casos con más detalle, según [34].

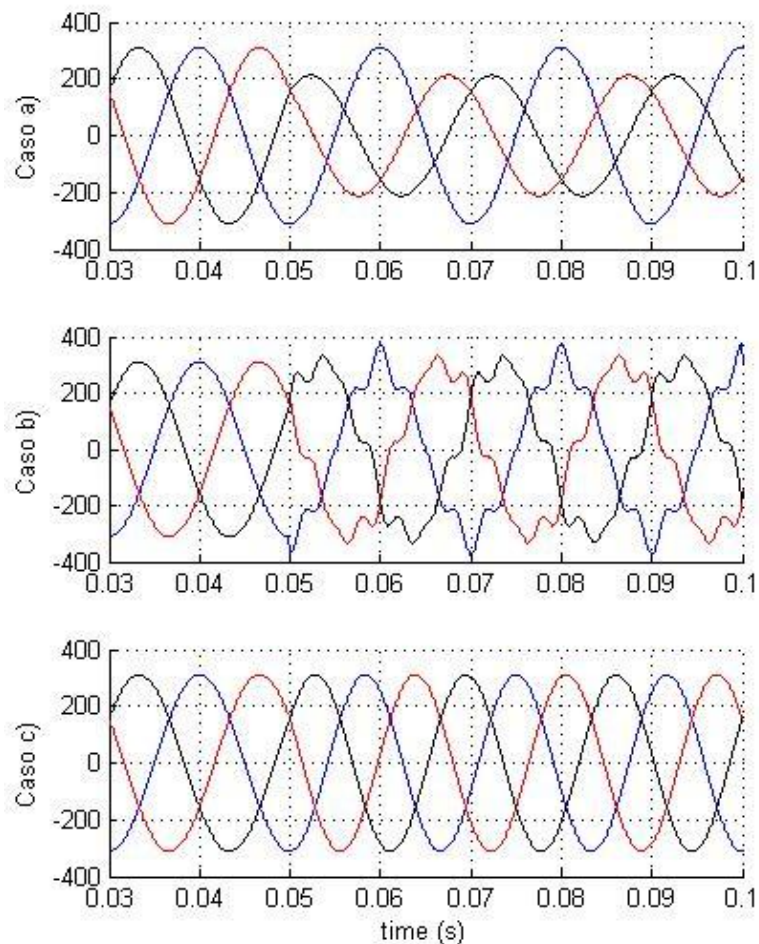


Fig. 2.2. Tensión trifásica de una red con: a) desequilibrio, b) distorsión armónica y c) salto abrupto de la frecuencia.

2.1.1. Desequilibrio (*unbalance* en inglés).

Son frecuentes los desequilibrios trifásicos, que suponen un desigual reparto de las cargas entre las tres ramas de una distribución trifásica y originan alteraciones en el sistema, afectando a los usuarios. Pueden ser tanto de tensión como de corriente. El sistema sinusoidal trifásico se representa por tres vectores de igual módulo y desfasados 120° . Cuando los tres vectores tienen diferente magnitud, o cuando los tres ángulos son distintos, se dice que existe desequilibrio.

El desequilibrio se mide como el cociente entre la amplitud de la secuencia negativa y la amplitud de la secuencia positiva, expresado en por unidad (*pu*). También se acostumbra a expresar en tanto por ciento (%).

Los desequilibrios de corriente se producen cuando la intensidad que circula por las tres fases no es igual, lo cual provoca que la corriente que circula por el neutro no sea nula. El resultado es un sobrecalentamiento en las cargas, cables y protecciones. El desequilibrio en corriente nunca debe superar el 10%.

Los desequilibrios de tensión se originan por un incorrecto reparto de cargas en la instalación. En instalaciones con armónicos, a pesar de que el sistema trifásico esté equilibrado, puede circular corriente por el hilo de neutro.

En general, las condiciones de asimetría aceptables en el punto de conexión común (PCC) admiten niveles de compatibilidad de hasta el 2% de desequilibrio para redes de baja y media tensión en valoraciones de más de un minuto, y del 1% en las redes de alta tensión para valoraciones del mismo tiempo. Así los define la UNE-EN 50160.

Un ejemplo de desequilibrio se representa gráficamente en el *caso a*) de la Fig. 2.2.

2.1.2. Armónicos y Distorsión armónica.

La distorsión armónica es una deformación (periódica) de la forma de onda sinusoidal de la tensión o de la corriente. Normalmente es un fenómeno en estado estable.

El acoplamiento magnético causa que algunos armónicos de frecuencias elevadas produzcan interferencias en los sistemas de comunicación, sobre todo en líneas telefónicas. Este problema no es nuevo, sin embargo, debido al notable incremento de cargas no lineales conectadas al sistema eléctrico, el nivel promedio de armónicos en el sistema eléctrico de potencia se incrementa cada día más.

La disponibilidad y el relativo bajo costo de dispositivos no lineales han expandido en gran medida su uso en casi todo tipo de cargas industriales y comerciales.

Un factor menos extendido pero de importancia que acentúa la inyección de armónicos en los sistemas eléctricos, es el drástico cambio de la filosofía del diseño del equipo utilizado en los sistemas eléctricos de potencia. En el pasado, los fabricantes tendían a diseñar la mayoría de sus equipos sobre rangos mayores al requerido. Ahora, con el objeto de ser competitivos, los equipos de potencia tienen que ser diseñados sobre rangos críticos, como en el caso de equipos con núcleo de hierro, esto significa que sus puntos de operación están cada vez más cerca de la característica no lineal, o sea, muy cerca de la saturación del núcleo, lo que resulta una clara fuente de armónicos.

De lo anterior se observa la importancia del análisis armónico en las redes eléctricas, debido a que los armónicos son un mal necesario.

Un ejemplo de distorsión armónica se representa gráficamente en el *caso b*) de la Fig. 2.2.

La THD máxima admisible depende del tipo de aplicación y de la legislación del país. Por ejemplo, en España, la norma UNE-EN 50160 define la características de la tensión suministrada por las redes

generales de distribución. En Europa, la norma EN 61000-3-2 limita el contenido armónico de cada equipo individual. En EEUU, la norma IEEE 519 limita el contenido armónico que cada usuario puede inyectar a la red. Se mide en el punto de conexión común (PCC) del usuario a la red.

En general, en España, si la THD no supera el 5% no se requiere ninguna acción. Si se encuentra entre el 5 y el 7% se debe empezar a estudiarla, y si supera el 7% hay que tomar medidas correctivas de forma inmediata.

2.1.2.1. Definiciones relacionadas con los armónicos.

Una **perturbación armónica** es una deformación de la onda respecto de la onda sinusoidal pura. Los **armónicos** son tensiones o corrientes de frecuencia múltiplo entero de la frecuencia fundamental (ejemplo:150 Hz en la red Europea de 50Hz).

Se llaman **interarmónicos** a señales que no son múltiplos enteros (ejemplo:175 Hz en la red Europea de 50Hz). Son de poca importancia, por lo que no se les suele tener en cuenta.

Se dice que existe **distorsión armónica** cuando debido a la presencia de armónicos en la señal, prácticamente pura, que generan las centrales eléctricas, ésta sufre deformaciones en las redes de alimentación a los usuarios. Aunque la señal sea de 50Hz, ésta contiene componentes de alta frecuencia. Esta distorsión armónica depende de los armónicos presentes, de sus magnitudes y de las fases en las que se encuentren.

Para cuantificar el grado de deformación de una onda se recurre a su **análisis frecuencial**. Éste se lleva a cabo mediante la transformada rápida de Fourier, un algoritmo de cálculo que proporciona los contenidos de las diferentes ondas sinusoidales puras que componen la onda deformada. La teoría de Fourier describe cómo una onda periódica puede descomponerse en suma de señales periódicas de frecuencia múltiplos enteros de la fundamental.

A los armónicos se les designa normalmente por su orden, un número que resulta de la relación entre su propia frecuencia y la de la componente fundamental.

Los **contenidos** o **tasas** de los diferentes armónicos de tensión que constituyen una onda deformada se expresan en forma de porcentaje respecto de la componente fundamental, o bien en por unidad (*pu*).

En relación con los armónicos, se han definido tasas que no deben ser sobrepasadas (niveles CEM), en el tiempo, en un determinado porcentaje, que se expresa en función del llamado el factor de **distorsión armónica total (THD)**, que nos indica el nivel porcentual de distorsión armónica con respecto de la señal principal.

La definición matemática de la THD se explicará posteriormente, en el capítulo 7.4.1.

La tasa de distorsión total (THD) admitida en España es del 3% para Alta Tensión y del 8% para Media y Baja Tensión, entendiéndose como Alta Tensión a tensiones superiores a 30kV, Media Tensión las comprendidas entre 1 y 30kV, y Baja Tensión a tensiones inferiores a 1kV.

El término **armónico** se utiliza normalmente para el valor *rms* (eficaz) de una componente armónica.

En la Fig. 2.3 se puede observar una representación en 3D que muestra las componentes armónicas en el dominio del tiempo y de la frecuencia.

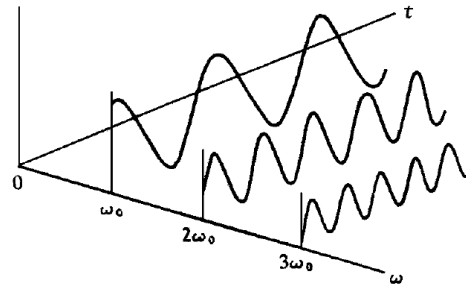


Fig. 2.3. Componentes en el dominio del tiempo y de la frecuencia.

2.1.2.2. Orden de los armónicos.

Los armónicos se clasifican por su orden, frecuencia y secuencia, según la Tabla 2.1.

La primera gran diferenciación se debe hacer entre los armónicos pares e impares.

Los **armónicos impares** son los que se encuentran en las instalaciones eléctricas, industriales y edificios comerciales.

Los **armónicos pares** sólo existen cuando se produce asimetría en la señal debido a la componente continua. En general son de escasa consideración en las instalaciones eléctricas, salvo casos particulares.

La **secuencia** puede ser positiva, negativa o nula. Este factor afecta especialmente a los motores trifásicos asíncronos:

1. Los **armónicos de secuencia positiva** tienden a hacer girar el motor en el mismo sentido que la componente fundamental, generando una sobrecorriente que provoca el sobrecalentamiento del motor, reduciendo la vida útil de éste. También influyen directamente en el deterioro del aislamiento entre de los devanados, con el riesgo de avería que ello supone. Son, por tanto generadores de calentamientos en cables, motores, transformadores, etc.
2. Los **armónicos de secuencia negativa** hacen girar el motor en sentido contrario, frenando el motor, provocando también calentamientos, además de reducir la vida de ejes y engranajes.
3. Los **armónicos de secuencia cero**, también llamados **homopolares** (su desfase angular en las fases *a*, *b* y *c* del sistema trifásico es nulo) no presentan efectos sobre el giro del motor, pero se suman en el cable de neutro. También se conocen como armónicos TRIPLE-N, por ser múltiplos enteros de 3.

Armónicos	Fund.	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Frecuencia (Hz) en España	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500	550	600
Frecuencia (Hz) en EEUU	60	120	180	240	300	360	420	480	540	600	660	720
Secuencia	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0

Tabla 2.1. Orden, frecuencia y secuencia de los 12 primeros armónicos.

Los **armónicos múltiples de tres** son de suma importancia, tanto por su alta presencia como por sus efectos.

En los circuitos trifásicos con conductor neutro las tres corrientes de fase *a*, *b* y *c* se suman en este conductor, y al tener desfase relativo de 120° se anulan, siendo por tanto cero la corriente de neutro. Esto es cierto para la frecuencia fundamental y la mayoría de las armónicas, salvo para los TRIPLE-N. Al vibrar en fase estos armónicos no se cancelan en el neutro, sino que, de forma contraria, se suman algebraicamente, originando una elevada corriente que, en ocasiones, puede llegar a ser incluso superior a las corrientes de fase.

En las instalaciones eléctricas con gran número de equipos electrónicos en general, sobre todo equipos informáticos, existe una gran proporción de armónicos TRIPLE-N, especialmente el **tercero** y el **noveno**. En estas instalaciones la sobrecarga de corriente en el neutro puede ser muy seria, pudiéndose alcanzar intensidades incluso de 1,5 a 2 veces la intensidad de cada fase.

2.1.2.3. Origen de los armónicos.

La Fig. 2.4 explica el origen de los armónicos. Desde la perspectiva del usuario, la red de suministro de energía eléctrica puede ser presentada como el generador *G* y la impedancia de referencia *X_s*. La tensión del generador es considerada como una tensión sinusoidal pura con valor *rms* (eficaz) nominal. La tensión de los terminales de suministro de un cliente se diferencia de la tensión del generador debido a la caída de tensión en la impedancia de referencia. En el caso de una carga lineal (una resistencia eléctrica en este ejemplo) la corriente y la consecuente caída de tensión será también sinusoidal. La tensión que existe en los terminales será una senoide pura con amplitud reducida y sin cambio de fase a la tensión del generador.

Las cargas no lineales (rectificadores, variadores de velocidad, lámparas fluorescentes, PCs, televisores...) extraen corriente con una alta THD_I (forma de onda no sinusoidal). Para el análisis, la carga no lineal puede ser modelada con la fuente de carga lineal y (corriente) de un armónico.

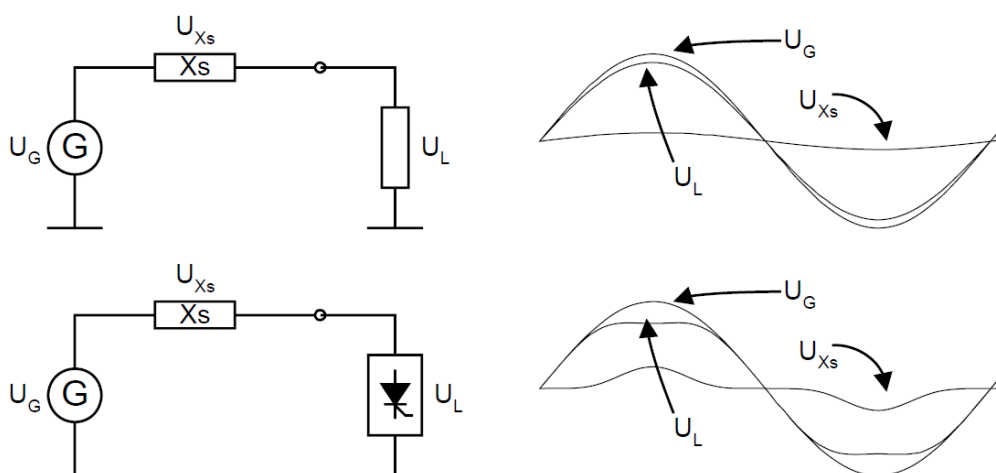


Fig. 2.4. Origen de los armónicos.

Los armónicos de corriente originan una caída de tensión no sinusoidal en la impedancia de referencia. Las cargas no lineales perturban la tensión de suministro de un modo en que solo los **armónicos impares** pueden ser detectados con los instrumentos de medición.

Si la carga es controlada asimétricamente, el semiperiodo positivo y negativo de la corriente difiere en forma y en valor *rms* (*desequilibrio monofásico*), haciendo que se eleven los **armónicos pares y la componente continua**. Esta situación causa la saturación y el sobrecalentamiento de los núcleos de los transformadores.

Otra fuente de armónicos es la propia red de suministro. La magnetización del núcleo de los transformadores de potencia y su saturación originan corrientes no sinusoidales que se manifiestan como THD_U en los terminales de suministro.

La Fig. 2.5 muestra una vez más el proceso de formación de los armónicos: la tensión generada por la fuente (supuestamente sinusoidal, aunque no es así en la realidad) alimenta las cargas no lineales o cargas perturbadoras las cuales consumen una corriente no sinusoidal. Esta corriente genera una caída de tensión en la impedancia de la línea (transformador más la propia línea en sí) la cual ya no es lineal. Dicho de otro modo. Las cargas no lineales generan armónicos de corriente, los cuales al atravesar el transformador y la línea generan armónicos en la onda de tensión. Toda la instalación está, por tanto, alimentándose de una onda de tensión con contenido armónico, debido a la simple conexión de cargas no lineales en ella.

Esta distorsión en la onda de tensión afecta tanto a cargas no lineales como a las lineales. Elementos, por ejemplo, puramente inductivos pueden verse afectados por el hecho de alimentarse de una onda de tensión con alto contenido armónico.

Se da el hecho además de que precisamente las cargas no lineales que generan los armónicos son las más sensibles a ellos. Dicho de otro modo, son las que sufren en primer lugar y en mayor medida los efectos nocivos de los propios armónicos que ellas mismas generan y “contagian” al sistema. Es “el pez que se muerde la cola”.

Los armónicos son un fenómeno común en la práctica totalidad de las instalaciones eléctricas actuales, en cualquiera de los ámbitos. Más del 70% de la energía eléctrica mundial la consumen elementos electrónicos, es decir, semiconductores. Por lo tanto, se debe asumir su presencia, cuantificar su volumen y controlar su evolución. Siempre con un punto de vista predictivo y no correctivo. Los armónicos no se pueden eliminar. Se trata de minimizar sus efectos nocivos.

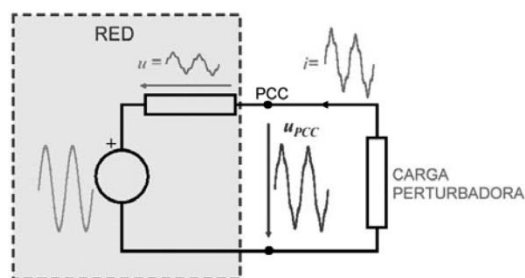


Fig. 2.5. Generación de la perturbación armónica.

2.1.2.4. Cargas lineales y no lineales.

Las **cargas lineales** son combinaciones de elementos pasivos: LRC. No deforman la señal. Se alimentan en bornes de una tensión sinusoidal y la corriente que consumen lo es también. Tan sólo se produce un desfase entre tensión y corriente, en función de la proporción entre cargas resistivas, inductivas y capacitivas. Ejemplos: motores sin convertidores de frecuencia, luces incandescentes, iluminación sin balastos en general. Presentan una característica tensión/corriente que es lineal.

Por el contrario las **cargas no lineales** combinan elementos pasivos y activos, es decir: cargas electrónicas: diodos, transistores, tiristores, y sus combinaciones, además de las resistencias, bobinas y condensadores. Se alimentan de tensiones sinusoidales, pero a su salida generan corrientes deformadas, no sinusoidales. También puede existir desfase. Se caracterizan por consumir corriente a impulsos. Cuando la señal alcanza su valor máximo o mínimo es cuando la carga no lineal conduce, provocando una señal pulsante que circula por cables, embarrados, condensadores, diferenciales, magnetotérmicos, que se han diseñado para corrientes eficaces sinusoidales.

Son por lo tanto los equipos con características no lineales, los que generan armónicos, y a su vez, los que más sensibles se muestran ante la presencia de los mismos. A este tipo de equipos se les denomina **cargas deformantes**. Entre este grupo de equipos mencionamos los más destacados son:

- **Receptores Industriales**, como por ejemplo **rectificadores cargadores trifásicos** (convertidores de corriente alterna a corriente continua, combinaciones de diodos y tiristores). Estos generan armónicos de orden **5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, ...**, en especial los cuatro primeros.

Otro gran grupo lo constituyen los **variadores de velocidad**, equipos de gran presencia en el mercado en los últimos años, tanto por sus prestaciones de control de motores como por su ahorro de energía. Contribuyen muy positivamente a prolongar la vida del motor. Sin embargo son cargas altamente contaminantes, que pueden alcanzar niveles de distorsión de corriente superiores al 100%, siendo mayor la proporción de armónicos que de la frecuencia fundamental. También generan órdenes **5, 7, 11, ..., 25**. También suelen tener factores de cresta muy elevados, provocando corrientes de pico muy elevadas, debido a los constantes arranques y paradas.

Los **equipos de soldadura eléctrica** son cargas monofásicas con consumos a espacios cortos, en intervalos de entre 20 y 50 períodos. Estamos pues ante otro tipo de carga de consumo inestable, en este caso sobre una sola de las fases, y en función también de la continuidad del propio operario al realizar sus cordones de soldadura. Son equipos con una alta distorsión global, en este caso con un contenido mayoritario del armónico de 3º orden, más pequeños porcentajes del 5, 7 y 9 orden.

En este grupo también se incluyen los **hornos de inducción y de arco**, que además de producir distorsión armónica, son generadores de fluctuaciones de tensión que generan *flicker*.

- **Receptores de uso doméstico y en sector terciario**, TV, electrodomésticos, ordenadores, reguladores de luminosidad, lámparas fluorescentes, etc.

Las fuentes de alimentación monofásicas son las más extendidas, ya que todos los equipos electrónicos, ordenadores, etc. las incluyen. En instalaciones de oficinas donde se juntan gran cantidad de ordenadores, impresoras, fotocopadoras, centralitas de teléfono, etc., todas ellas cargas con un elevado contenido armónico, se produce una reinyección aguas arriba que afecta a todos los usuarios. Este tipo de cargas generan **armónicos de 3º orden y sus múltiplos** enteros. En concreto el de tercer orden tiene la propiedad de ser el que más empeora la calidad de la tensión de la fuente, con lo que las cargas alimentadas con una mala calidad de tensión se convierten en cargas todavía más deformantes. Además de esta deformación de la tensión

también produce, como explicamos anteriormente, un exceso de corriente circulando por el conductor neutro.

El **alumbrado fluorescente** es otra de las cargas monofásicas deformadoras que tienen mayor presencia en todo tipo de instalaciones eléctricas. Aunque no tienen una tasa global de distorsión muy elevada, el problema es el gran número de puntos de luz de estas características que se encuentran en una instalación eléctrica convencional. El armónico más relevante es, de nuevo, el de tercer orden. También pueden experimentar efectos de *flicker*.

Presentan un comportamiento capacitivo frente a los armónicos, ya que llevan unos condensadores para mejorar de forma individual el $\cos \varphi$ y compensar así la reactiva de su propia reactancia serie. Estos condensadores podrían llegar a destruirse debido a un alto contenido armónico.

En este tipo de cargas es, de nuevo, el **armónico de 3º orden** el que se presenta con mayor relevancia.

- **Elementos de instalaciones eléctricas**, sobre todo los equipos de regulación y mando que regulan la intensidad absorbida, interrumpiéndola en determinados momentos, siendo en éstos cuando más armónicos generan. También equipos con núcleos magnéticos (transformadores de potencia, etc.), especialmente cuando trabajan en saturación.

Hay que resaltar de nuevo que los armónicos se ven amplificados en condiciones de resonancia, condición que se suele dar cuando se colocan condensadores en la red para la corrección del factor de potencia.

2.1.2.5. Efectos de los armónicos.

Los armónicos se manifiestan donde hay equipos que absorben corriente a impulsos cortos, como por ejemplo los balastos electrónicos. Estos equipos están diseñados para absorber corriente en los instantes en que la señal de tensión alcanza su máximo valor, dando como resultado una onda pulsante. Este tipo de corrientes pueden provocar daños tanto en las instalaciones como en los equipos utilizados.

En general, los efectos que producen los armónicos son numerosos y dependen del grado de distorsión armónica total y de la sensibilidad de los equipos. Algunos de estos efectos se observan a simple vista, o se escuchan. Otros necesitan de medidores de temperatura para ver el calentamiento de cables o pletinas. En otros casos se requieren medidores/analizadores de armónicos para cuantificar la importancia de éstos.

A continuación se agrupan y describen los principales efectos de las corrientes armónicas.

2.1.2.5.1. EFECTOS EN LAS INSTALACIONES ELÉCTRICAS

- **Calentamientos:** conductores, hilo de neutro y otros dispositivos. El calentamiento es uno de los efectos más importantes de los armónicos, que se produce en devanados de transformadores, motores, conductores, y especialmente en el hilo de neutro.
Efecto Piel: la superficie de circulación de una corriente AC por un cable conductor depende de la frecuencia. Cuanto mayor sea la frecuencia, la corriente tiende a concentrarse en la superficie exterior del conductor, desaprovechando parte de la sección útil, aumentando la resistencia del cable, y por lo tanto el calentamiento. Este calentamiento puede producir deterioros de

aislamiento, incluso llegando a generar focos de incendios, cortocircuitos, etc. Es especialmente importante en transformadores y conductores de neutro.

- **Salto de protecciones:** las señales con armónicos pueden tener un valor de corriente eficaz muy pequeño y sin embargo alcanzar valores de pico muy grandes. Esto provoca que equipos de protección, magnetotérmicos y diferenciales salten.

Los **magnetotérmicos** saltan porque aunque la corriente eficaz está dentro de los márgenes, los armónicos provocan calentamientos, lo que supone el salto por efecto térmico.

Estos efectos se producen con mucha frecuencia en lugares con muchos ordenadores, fotocopiadoras e impresoras, según su distribución eléctrica, y especialmente cuando son del mismo fabricante. Esto se debe a que si todos los equipos son del mismo fabricante las fuentes de alimentación son iguales por lo que los armónicos generados tienen las mismas características y tienden a sumarse, siendo los efectos más dañinos. Por ello se recomienda que las fotocopiadoras e impresoras cuelguen de un ramal distinto del de los ordenadores, con lo que se evita el problema de reiniciación de PCs, pérdidas de datos, etc., aunque no el de los armónicos que, en realidad, siguen circulando.

En cuanto a los **diferenciales**, el efecto depende del tipo de diferencial, y si es capaz de responder a señales pulsantes (tipo A), armónicas, etc. Existen unos diferenciales súper inmunizados (diferenciales SI), que disponen de un filtro pasa bajos que rechaza altas frecuencias y disponen de un circuito acumulador que acumula la energía del transitorio, lo cual permite seleccionar si se trata de un defecto diferencial real, produciendo el disparo, o si se trata de un transitorio, evitando disparos no deseados. Es importante aclarar que estos diferenciales no son filtros de armónicos. Simplemente eliminan ciertas componentes, con lo que se evita el propio disparo del diferencial. Pero los armónicos seguirán estando en la instalación, y con total seguridad aparecerán por otro sitio, creando problemas.

- **Resonancia:** un condensador en paralelo con una bobina forma un circuito resonante, capaz de amplificar las señales de una determinada frecuencia. Cuando en una instalación, que es de carácter inductivo, ponemos una batería de condensadores para compensar la reactiva, lo que estamos haciendo es crear un circuito resonante que provoca que ciertos armónicos se vean amplificados, pudiendo hacer que sus efectos sean aún más perjudiciales, llegando incluso a veces a quemarse las baterías, como ya habíamos mencionado anteriormente.

Por tanto, antes de instalar una batería de condensadores hoy en día, hay que medir y cuantificar los armónicos de tensión y, en caso de que puedan ser perjudiciales, se deben colocar reactancias antiarmónicas para desplazar el valor de la frecuencia de resonancia, eliminando así los efectos de dichos armónicos al atravesar la impedancia del condensador.

- **Vibraciones y acoplamientos:** las altas frecuencias armónicas, y las subidas y bajadas rápidas de las señales distorsionadas provocan interferencias electromagnéticas que pueden provocar vibraciones en cuadros eléctricos y transformadores y/o acoplamientos y diafonías en redes de telecomunicaciones (telefónicas, de ordenadores, etc.).

Los transformadores deben de ser sobredimensionados en función del nivel de armónicos de la red. Hoy en día se recomienda el uso de transformadores tipo K, los cuales soportan los armónicos “K” veces más que un transformador normal. Sea o no de tipo K, todo transformador colocado hoy en día en nuevas instalaciones debería ser sobredimensionado en función del nivel de armónicos que va a soportar en régimen permanente.

En el caso de las comunicaciones telefónicas suponen un ruido que deteriora la calidad de la comunicación.

En redes de datos provocan errores en la información, reducciones en la velocidad de transmisión y, en casos extremos, el colapso de la red. Este efecto se puede reducir mediante el uso de cables especiales apantallados. A este efecto, es necesario aclarar que por el contrario de lo que se piensa muchas veces, el cable idóneo para apantallar los armónicos no es el FTP sino el ScTP. Es decir, el folio de aluminio que trae el cable de tipo FTP apantalla las altas frecuencias (del orden de MHz). Para las frecuencias armónicas el apantallamiento ideal es el que ofrece el mallazo de cobre, similar al del cable coaxial.

- **Deterioro de la onda de tensión:** Achatamiento: cuando existe un alto contenido armónico en una instalación eléctrica, la corriente distorsionada que generan las cargas puede provocar una deformación de la onda de tensión, llegando a presentar efectos de achatamiento o aplanamiento en la parte superior e inferior de la señal si la distorsión es importante. Este aplanamiento produce que la señal no alcance los valores de pico adecuados, necesarios para excitar los puentes de diodos que se encuentran en las fuentes de alimentación, convertidores de frecuencia que sólo consumen corrientes cuando ésta alcanza sus valores de pico. Una onda de tensión achatada en la pantalla de un osciloscopio es el primer síntoma evidente de la presencia de armónicos en la señal.

Esto fuerza los diodos rectificadores, reduciendo su vida, o provoca paradas inesperadas en los variadores de velocidad, parpadeo de la iluminación, reinicio de ordenadores, etc.

- **Tensión entre neutro y tierra distinta de cero:** la circulación de corriente por el conductor de neutro genera caída de tensión en la impedancia de dicho conductor, con lo que aparecen tensiones entre neutro y tierra, las cuales perjudican la calidad de la red y pueden tener efectos realmente graves sobre las redes de ordenadores, comunicaciones digitales, etc.. Por ello no sólo es fundamental mantener la tensión neutro/tierra muy cercana a cero, sino que recomienda que cada equipo o máquina vaya conectado independientemente a tierra, para evitar corrientes parásitas y daños en los equipos.

2.1.2.5.2. EFECTOS EN COMPONENTES Y EQUIPOS CONECTADOS A LAS INSTALACIONES

- **Condensadores.** Disminuyen su impedancia con la frecuencia. Aumentan las corrientes parásitas y acoplamientos entre cables. Registran pérdidas y calentamientos capaces de ocasionar serios deterioros, incluso quemarlos.
- **Motores asíncronos.** Las corrientes armónicas que circulan por sus devanados provocan calentamientos en ellos, poniendo en peligro el aislamiento térmico de los arrollamientos. Pueden surgir cortocircuitos que podrían destruir el motor. Por otro lado, los armónicos pueden acelerar o frenar la marcha del motor, según secuencia, reduciendo el rendimiento y la vida del motor.
- **Fusibles de protección.** También se sobrecalientan, pudiendo llegar incluso a fundir en situaciones normales de intensidad.
- **Cables.** Los armónicos de alta frecuencia dan lugar a calentamientos excesivos, fallos en el aislamiento y gradientes de tensión elevados. La impedancia aumenta con la frecuencia. Se recomienda utilizar cables de secciones superiores a la recomendada para frecuencias nominales.

- **Balastos inductivos.** Usados para encendido de fluorescentes o con lámparas de descarga. El circuito resonante formado por su propia inductancia y la capacidad generada por los armónicos genera alteraciones en su funcionamiento.
- **Relés de protección.** Saltan sin causa aparente.
- **Ordenadores y cargas informáticas:** son los elementos que más armónicos producen y al mismo tiempo los más sensibles a ellos. Si existen muchos ordenadores conectados al mismo ramal las corrientes armónicas pueden ser realmente altas, por encima incluso de la señal de frecuencia nominal. El resultado puede ser reinicios inesperados, roturas de discos duros, pérdidas de datos, etc., especialmente cuando la tensión de alimentación sufre achatamiento en sus picos.
- **Impedancia de fuentes:** los armónicos de corriente generan un aumento de la impedancia de transformadores, SAIs, alternadores, etc., ya que ésta depende de la frecuencia. Se produce una deformación en la onda de tensión, pudiendo provocar graves consecuencias. En general, la distorsión de corriente la provoca la carga. La de tensión la fuente, que depende directamente de la impedancia de la misma. Cuanto menor sea la impedancia de la fuente, menor será la distorsión.
- **Equipos de control de procesos electrónicos, manipulación de datos, medición de magnitudes eléctricas, transmisión de señales, etc.** Se ven altamente alterados por la presencia de armónicos en la señal.
- **Transformadores y alternadores:** los armónicos provocan calentamientos en sus devanados, al mismo tiempo que descalcificación y pérdidas en ellos. La impedancia aumenta con la frecuencia, por lo que también se incrementa la distorsión armónica. Los armónicos limitan la potencia del transformador, en el sentido de que conviene mantener los transformadores al 50-75% de su carga, como precaución. Si el contenido de armónicos es muy elevado, el sobrecalentamiento puede ser muy alto y se debe limitar considerablemente la carga.

La eliminación y prevención de armónicos es algo que se reparte entre fabricantes y usuarios.

Existen soluciones para los efectos negativos de los armónicos, tales como modificar secciones de cables (especialmente en el neutro), utilizar magnetotérmicos multipolares que corten también por corrientes de neutro, etc. También en muchos casos una reestructuración y repartimiento de cargas entre fases es una buena solución.

Por otro lado existen soluciones electrotécnicas, comenzando por un buen dimensionamiento de fuentes y cargas.

También se pueden utilizar transformadores especiales de aislamiento entre cargas y fuentes, construidos de materiales y características especiales para poder soportar los efectos de los armónicos de forma continua, y mantener la calidad de la onda de tensión lo mejor posible.

También existen filtros pasivos y compensadores activos, los cuales merecerían un estudio a parte, por parte de empresas especializadas.

2.1.3. Salto de frecuencia.

2.1.3.1. Definición de salto de frecuencia.

Un salto abrupto de la frecuencia es un cambio brusco en la frecuencia nominal de la tensión sinusoidal proporcionada por la red, que en Europa es de 50Hz.

En el Sistema Eléctrico Nacional todos los generadores están interconectados, salvo en muy contadas excepciones y en general la frecuencia de la red es muy estable. La variación de frecuencia en condiciones normales de operación no se sale de los rangos de $\pm 3\text{Hz}$.

Se dice que se produce una variación de frecuencia en un sistema eléctrico de corriente alterna, cuando se produce una alteración del equilibrio entre carga y generación. La frecuencia está directamente relacionada con la velocidad de giro, es decir, con el número de revoluciones por minuto de los alternadores. Dado que la frecuencia es común a toda la red, todos los generadores conectados a ella girarán de manera síncrona, a la misma velocidad angular eléctrica.

Un ejemplo de salto abrupto de la frecuencia se representa gráficamente en el *caso c)* de la Fig. 2.2.

2.1.3.2. Causas que originan la variación de frecuencia.

El problema se presenta debido a la interconexión de los centros de generación de energía eléctrica. Generalmente sólo se producen en centros con generación aislada de tensión, como redes eléctricas rurales aisladas, que obtienen energía eléctrica a partir de generadores de combustión interna, paneles fotovoltaicos, generadores eólicos o en plataformas de explotación petrolera. También cuando operan las plantas eléctricas de emergencia que trabajando irregularmente pueden generar variaciones de frecuencia significativas.

En condiciones normales de funcionamiento, la capacidad de generación conectada a una red eléctrica es superior al consumo. Para ello, se mantiene una reserva de energía rodante, es decir, una capacidad no utilizada que puede compensar las variaciones bruscas de carga, y mantener la frecuencia dentro de un margen de tolerancia.

No obstante, son posibles condiciones excepcionales en las que se produzca un desequilibrio importante entre la generación y la carga, dando lugar a una variación de frecuencia. Pueden darse los dos casos siguientes:

- **La carga es superior a la generación.** En este caso la frecuencia disminuye. En tal caso, si la disminución de la frecuencia se sitúa por encima del margen de tolerancia y los sistemas de regulación no son capaces de responder de forma suficientemente rápida para detener la caída de la misma, puede llegar a producirse un colapso en el sistema. La recuperación de dicho sistema se lograría mediante un deslastre rápido, selectivo y temporal de cargas.
- **La carga es inferior a la generación.** En este caso la frecuencia aumenta. El equilibrio se restablece mediante un proceso análogo al anterior, en este caso actuando sobre los sistemas de regulación de los alternadores para disminuir su capacidad de generación. El equilibrio se alcanza de modo más rápido y sencillo que en el primer caso.

Para tener una idea dimensional de una variación de frecuencia, se puede utilizar el ejemplo del sistema interconectado europeo en el que se encuentra España, para el que se obtienen valores del orden de 12.000 MW/Hz, es decir, hace falta un cambio de carga de 1.200 MW para que se produzca una variación de frecuencia de 0,1 Hz.

En circunstancias normales, es poco probable que aparezcan variaciones significativas. Se puede esperar una variación de la frecuencia de red cuando el sistema está funcionando aislado de una red de suministro pública. En este caso, la frecuencia puede variar debido al mayor impacto de la conmutación de carga en un sistema o a causa de la regulación de la carga.

2.1.3.3. Efectos que produce la variación de frecuencia.

En los márgenes normales de tolerancia, el principal efecto que producen las variaciones de frecuencia es el cambio de velocidad de las máquinas rotativas.

En tales condiciones, pueden producirse los siguientes fenómenos:

- Los motores transmiten más o menos potencia.
- Los relojes eléctricos sincronizados con red atrasan o adelantan.

También tienen efecto sobre otros equipos:

- Los filtros de armónicos sufren un efecto distorsionador.
- Los equipos electrónicos que utilizan la frecuencia como referencia de tiempo se ven alterados.
- Las turbinas de las centrales eléctricas se ven sometidas a fuertes vibraciones que suponen un severo esfuerzo de fatiga.
- Posibles problemas en el funcionamiento de instalaciones de autogeneración.

2.2. Secuencias positiva y negativa

Bajo condiciones ideales, en una red eléctrica trifásica, solamente existen las componentes de la secuencia fundamental positiva. Desafortunadamente, en la práctica, la tensión contiene componentes de secuencia negativa y armónicos no deseables.

En Europa, la secuencia positiva de la red eléctrica trifásica en el punto de conexión común (PCC) de baja tensión tiene las siguientes características:

- Cada componente, o fase, tiene una tensión de forma sinusoidal.
- Respecto al conductor neutro, cada fase tiene un valor de tensión *rms* (eficaz) de 220-230V (que corresponde a una amplitud de 311-325V de pico). Entre fases hay una tensión *rms* de 380-400V.

- Las tres componentes se encuentran desfasadas 120° entre ellas.
- La frecuencia de cada fase es de 50Hz (que corresponde a un período de 20ms). Existe mucha bibliografía en que la frecuencia es de 60Hz, porque es la que tienen en los EEUU.

En la Fig. 2.6 se puede observar gráficamente la tensión de una red eléctrica trifásica (en inglés *grid voltage*) en la que a los 0.14 segundos se produce un fallo. Dicha red eléctrica se puede descomponer en dos secuencias: la positiva y la negativa. Obsérvese que sumando las secuencias positiva y negativa se obtiene la red eléctrica original.

Para extraer las componentes fundamentales de la red eléctrica, sin extraer otros armónicos, se pueden emplear diferentes sistemas que utilizan filtros pasa banda.

Los armónicos de secuencia positiva giran en el sentido de las agujas del reloj.

Los armónicos de la secuencia negativa son los que hacen de freno, al girar a la inversa se oponen al campo de frecuencia fundamental. Estos armónicos son los que producen calentamientos, aunque se aprovecha esta característica para frenar motores inyectando corriente continua.

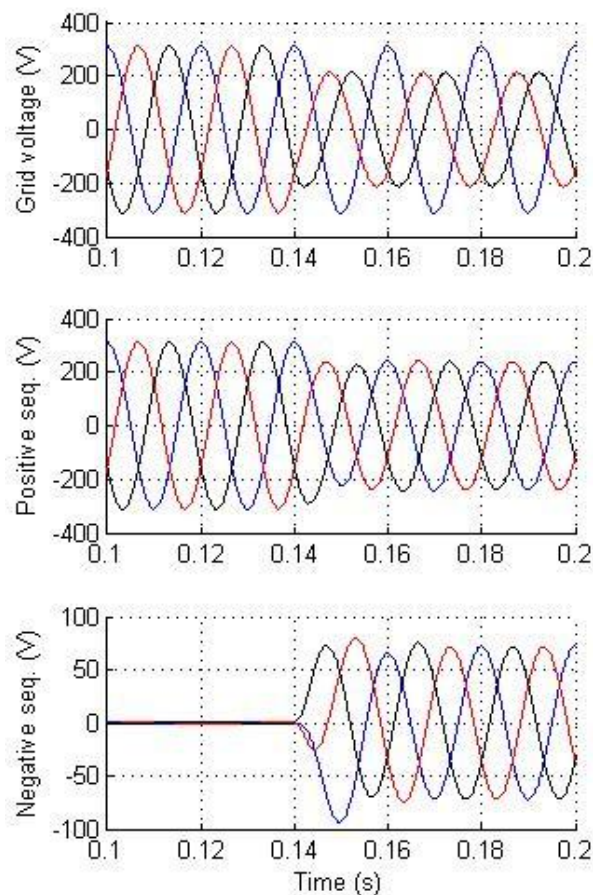


Fig. 2.6. Secuencias positiva y negativa de la red eléctrica trifásica.

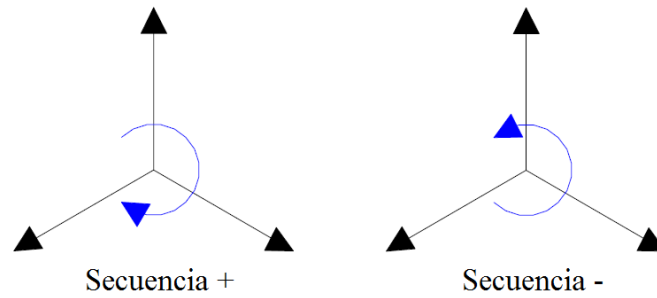


Fig. 2.7. Sentido de giro de los armónicos según la secuencia positiva o negativa.

El sentido de giro de los armónicos según la secuencia a la que pertenecen se muestra gráficamente en la Fig. 2.7.

2.3. Modelo matemático de la red eléctrica

Considerando un sistema trifásico, donde se omite la secuencia cero, la tensión de las tres fases generalmente se representa como se indica en (2.1).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{x=1}^n v_x^+ \sin(x\omega_0 t + \varphi_x^+) + \sum_{y=-1}^{-n} v_y^- \sin(y\omega_0 t + \varphi_y^-) \\ \sum_{x=1}^n v_x^+ \sin(x\omega_0 t + \varphi_x^+ - 120^\circ) + \sum_{y=-1}^{-n} v_y^- \sin(y\omega_0 t + \varphi_y^- - 120^\circ) \\ \sum_{x=1}^n v_x^+ \sin(x\omega_0 t + \varphi_x^+ + 120^\circ) + \sum_{y=-1}^{-n} v_y^- \sin(y\omega_0 t + \varphi_y^- + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Los superíndices + y - indican las secuencias positiva y negativa. v_x^+ , $x\omega_0$ y φ_x^+ es la amplitud, frecuencia y fase de la secuencia positiva de la tensión, respectivamente. v_y^- , $y\omega_0$ y φ_y^- , es la amplitud, frecuencia y fase de la secuencia negativa de la tensión, respectivamente.

2.4. Transformación de Clarke

La transformada de Clarke es un método que sirve para generar dos señales a partir de tres. Estas dos señales son portadoras de toda la información necesaria de las tres señales sinusoidales anteriores. Además, las dos señales (α y β) generadas tienen también una forma de onda sinusoidal, desfasadas entre sí 90° .

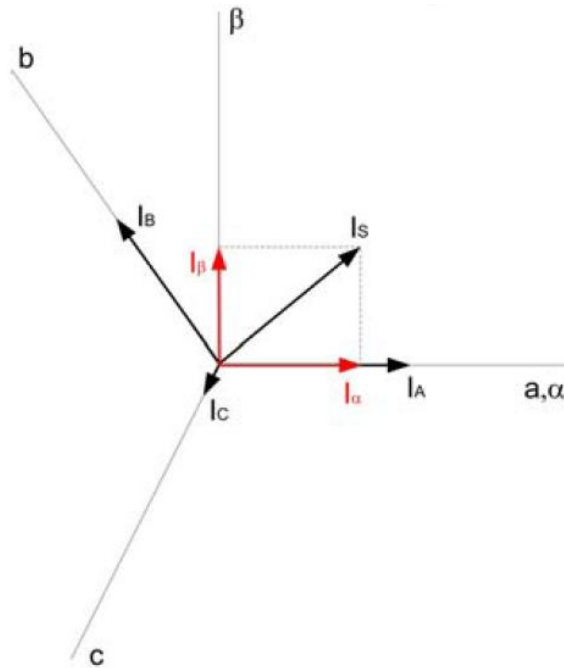


Fig. 2.8. Transformación de Clarke.

De esta forma se simplifica el tratamiento posterior de la información, ya que es menos tedioso el cálculo con dos variables que con tres.

En la Fig. 2.8 se observa gráficamente la transformada directa de Clarke. Las tres corrientes de fase se transforman en dos vectores ortogonales con marco estacionario. En esta figura se muestra el caso para la corriente, pero es aplicable también a la tensión.

La transformada de Clarke es una herramienta matemática que se aplica a señales sinusoidales. Se puede aplicar tanto a la tensión como a la corriente. En este proyecto se aplica a la tensión.

A (2.1) se le aplica la transformada de Clarke, obteniendo (2.2). Así, las tres variables de la tensión trifásica (v_a , v_b y v_c , desfasadas 120°) se transforman en dos (v_α y v_β , desfasadas 90°).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha^- \\ v_\beta^- \end{bmatrix}$$

(2.2)

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{x=1}^n v_x^+ \sin(x\omega_0 t + \varphi_x^+) \\ -\sum_{x=1}^n v_x^+ \cos(x\omega_0 t + \varphi_x^+) \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} v_\alpha^- \\ v_\beta^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{y=-1}^{-n} v_y^- \sin(y\omega_0 t + \varphi_y^-) \\ -\sum_{y=-1}^{-n} v_y^- \cos(y\omega_0 t + \varphi_y^-) \end{bmatrix}$$

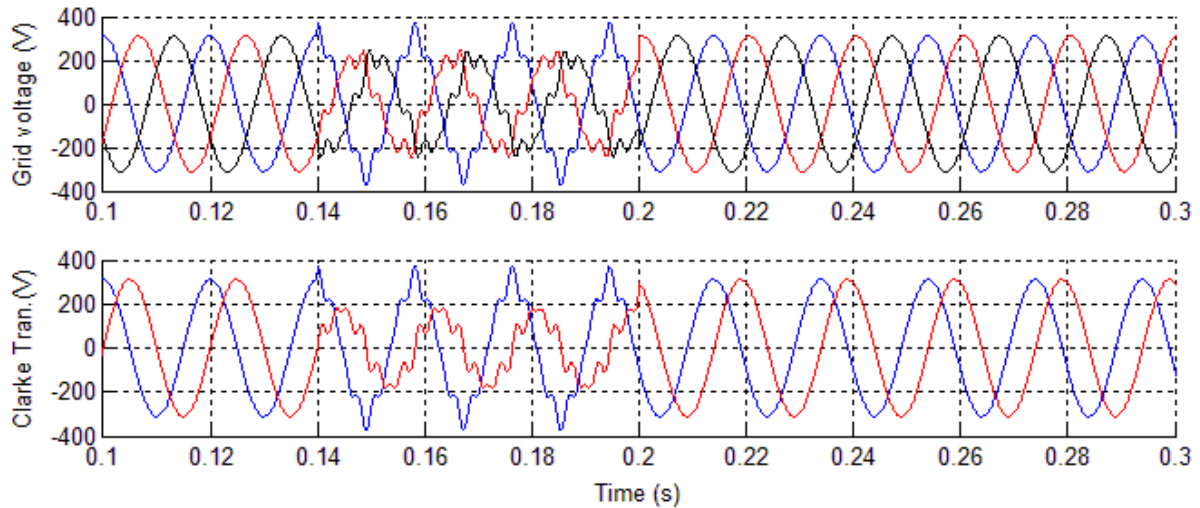


Fig. 2.9. Ejemplo de Transformación de Clarke.

En la parte superior de la Fig. 2.9 se muestra un ejemplo de red eléctrica que, desde los 0.14 hasta los 0.2 segundos, sufre un fuerte desequilibrio con distorsión armónica. En la parte inferior se observa su transformada directa de Clarke. Obsérvese que la tensión v_a (color azul de la gráfica superior) es idéntica a la tensión v_α (color azul de la gráfica inferior).

2.5. Transformación Inversa de Clarke

La transformación inversa (también llamada antitransformada) de Clarke es, como indica su nombre, el caso inverso de la transformación de Clarke, explicada en el apartado 2.4.

Para realizar la antitransformada de Clarke se aplica (2.3).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

En este proyecto, una vez se ha acabado de realizar los cálculos en el marco $\alpha\beta$ es necesario antitransformar estas dos señales a las tres señales del marco abc , que es la forma original de la entrada al sistema de medida.

2.6. Sistema por unidad (*pu*).

El sistema por unidad (*pu*, *per-unit* en inglés) de cualquier cantidad se define como la relación entre dicha cantidad y la cantidad base y se expresa como un decimal. Dicha relación se muestra en (2.4).

$$pu = \frac{\text{Cantidad}}{\text{Cantidad base}} \quad (2.4)$$

En el campo de los sistemas eléctricos de potencia, es habitual expresar en *pu* las magnitudes eléctricas (tensión, corriente, potencia, impedancia).

La relación en porcentaje (%) es 100 veces el valor en *pu*. Ambos métodos de cálculo, el porcentual y el *pu*, son más simples y destacan más la información que los voltios, amperios, vatios y ohmios reales.

El método *pu* tiene una ventaja sobre el porcentual: el producto de dos cantidades expresadas en *pu* se expresa también en *pu*, mientras que el producto de dos cantidades dadas en porcentaje se debe dividir entre 100 para obtener el resultado en porcentaje.

Capítulo 3

3. Sincronización mediante Múltiples Filtros con Coef. Complejos (MFCC)

En este capítulo se explica la diferencia entre dos tipos distintos de filtros pasa banda de segundo orden: uno con coeficientes reales y otro con coeficientes complejos. Para ello se muestra la función de transferencia y el diagrama de Bode de ambos tipos de filtro.

También se presenta una técnica de sincronización con la red eléctrica trifásica que emplea varios filtros con coeficientes complejos, denominado MFCC.

La estructura MFCC es capaz de detectar la tensión instantánea de las componentes fundamentales de las secuencias positiva y negativa en una red eléctrica trifásica. Esto se cumple en condiciones de una red distorsionada, desequilibrada y con saltos abruptos de frecuencia.

3.1. Filtro con coeficientes reales

Los filtros con coeficientes reales pueden seleccionar la frecuencia, pero no son capaces de distinguir su polaridad. Es decir, no distinguen entre +50Hz y -50Hz.

La función de transferencia típica de un filtro pasa banda (FPB), de segundo orden y con coeficientes reales se expresa en (3.1).

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \quad (3.1)$$

En la Fig. 3.2 se ha representado el diagrama de Bode de (3.1), con un factor de amortiguamiento ξ de 0.707.

Se observa que el factor de atenuación es 1 para la frecuencia fundamental positiva (+50Hz) y también para la negativa (-50Hz). Es decir, deja pasar ambas secuencias sin ninguna atenuación, por lo tanto, las secuencias positiva y negativa no se pueden extraer directamente con este tipo de filtros.

3.2. Filtro con coeficientes complejos

Los filtros con coeficientes complejos pueden seleccionar la frecuencia y son capaces de distinguir su polaridad. Es decir, distinguen entre +50Hz y -50Hz.

La función de transferencia típica de un filtro pasa banda, de segundo orden y con coeficientes complejos se expresa en (3.2).

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{\omega_c}{s - j \cdot \omega_0 + \omega_c} \quad (3.2)$$

En la Fig. 3.2 se ha representado el diagrama de Bode de (3.2), con ω_0 y ω_c de 314 rad/s. Se observa que a +50Hz (seleccionada con ω_0), el módulo es unitario y la fase es cero. El módulo para el resto de frecuencias se atenúa rápidamente, incluyendo la secuencia negativa, que queda atenuada aproximadamente un 60%.

Comparándolo con el filtro de coeficientes reales, el filtro con coeficientes complejos tiene la ventaja de ser capaz de extraer directamente la secuencia positiva o negativa seleccionada. Pero ambos tipos de filtros tienen el inconveniente de requerir un compromiso entre la exactitud y la respuesta dinámica, cuando la red está desequilibrada y tiene alta distorsión.

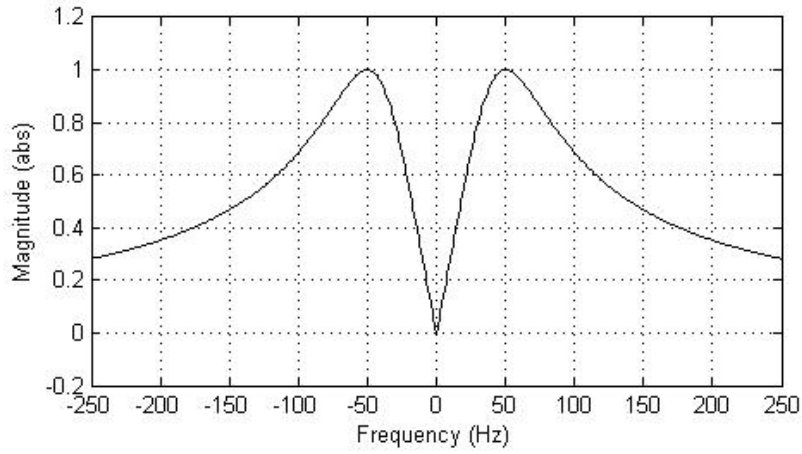


Fig. 3.1. Diagrama de Bode de un Filtro Pasa Banda de 2° orden con coeficientes reales.

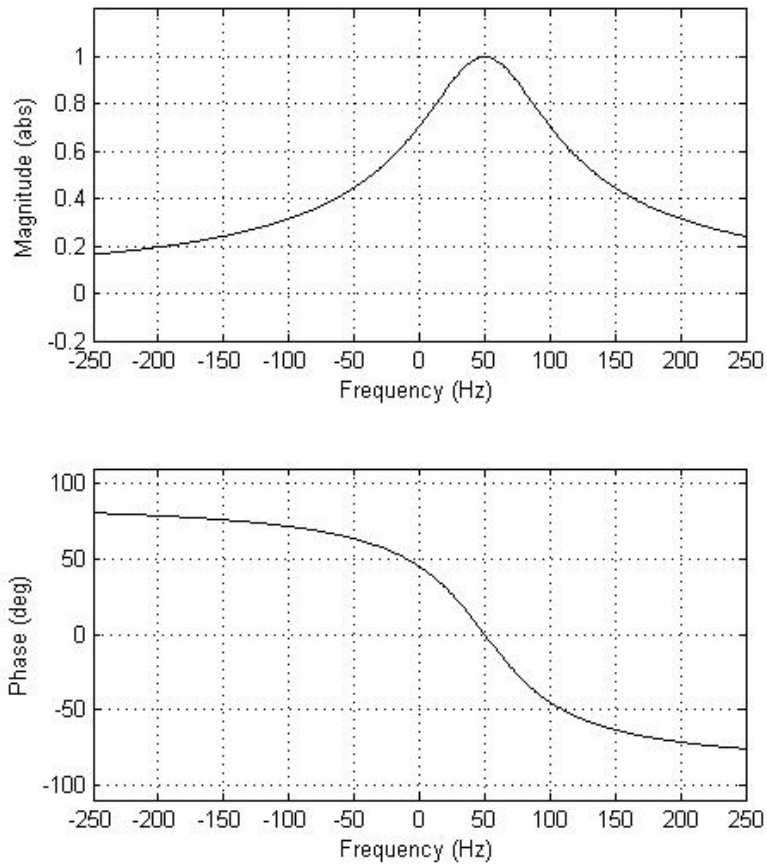


Fig. 3.2. Diagrama de Bode de un Filtro Pasa Banda de 2° orden con coeficientes complejos.

3.3. Transformada de Park

La transformada de Park es un método que se emplea para transformar dos vectores ortogonales con marco de referencia estacionario en otros dos vectores ortogonales pero con marco de referencia rotatorio.

En la Fig. 3.3 se muestra gráfica y numéricamente la Transformada Directa e Inversa de Park. Se puede aplicar tanto a la corriente como a la tensión.

Existen dos direcciones sobre este bloque de transformación:

- Directa: del marco de referencia estacionario al marco de referencia rotatorio.
- Inversa: del marco de referencia rotatorio al marco de referencia estacionario.

Las expresiones indicadas son simples transformaciones trigonométricas de un marco de referencia al otro.

Las dos salidas de la Transformada de Park (d , q) son invariantes en el tiempo (constantes) en condiciones de régimen permanente.

La Transformada Inversa de Park calcula la equivalencia de las tensiones de entrada desde el marco de referencia rotatorio al marco de referencia estacionario.

Consultando documentación sobre la transformada de Park, según el autor, se emplean distintas expresiones matemáticas. En este proyecto, la expresión empleada para la Transformada Directa de Park es la (3.3), siendo θ , v_d y v_q la fase y las tensiones directa y en cuadratura, respectivamente. El símbolo "^" indica que el parámetro que aparece debajo es estimado. La Transformada Inversa de Park no se emplea en la realización de este estudio.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \\ \sin \hat{\theta} & -\cos \hat{\theta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Direct Park

$$I_d = I_\alpha \cdot \cos\Theta + I_\beta \cdot \sin\Theta$$

$$I_q = -I_\alpha \cdot \sin\Theta + I_\beta \cdot \cos\Theta$$

Inverse Park

$$U_\alpha = U_d \cdot \cos\Theta - U_q \cdot \sin\Theta$$

$$U_\beta = U_d \cdot \sin\Theta + U_q \cdot \cos\Theta$$

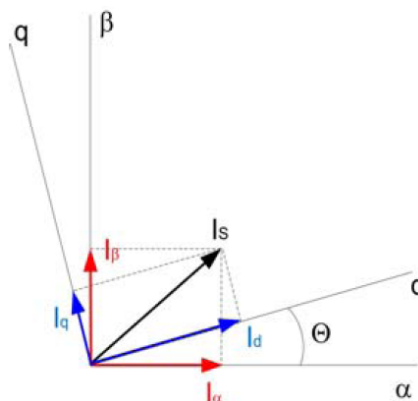


Fig. 3.3. Transformada Directa e Inversa de Park.

3.4. Configuración del sistema de medida MFCC

Se propone un sistema de medida para extraer de forma exacta y en tiempo real las secuencias positiva y negativa de la red eléctrica. El sistema está basado en la utilización de múltiples filtros con coeficientes complejos (en adelante, MFCC).

La interpretación de los subíndices de las Fig. 3.4 hasta Fig. 3.9, es la siguiente: A y B se refieren a las componentes α (Alfa) y β (Beta), respectivamente. Igualmente, p y n se refieren a las secuencias positiva y negativa, respectivamente. El número que aparece al final de algunos subíndices corresponde al orden de armónico.

En la Fig. 3.4. se muestra el diagrama de bloques del MFCC. En la parte izquierda, aparecen $vAlfa$ y $vBeta$ como entradas al MFCC, que provienen de aplicar la transformación de Clarke a las tensiones medidas de la red eléctrica.

En la parte derecha aparecen las salidas del MFCC, que son las variables estimadas. Las salidas $vAp1$ y $vBp1$ corresponden al armónico fundamental de la secuencia positiva. Las salidas $vAn1$ y $vBn1$ corresponden al armónico fundamental de la secuencia negativa. Las salidas $vAp5$ y $vBp5$ corresponden al 5º armónico de la secuencia positiva. Las salidas $vAn5$ y $vBn5$ corresponden al 5º armónico de la secuencia negativa. De igual forma, para el 7º armónico. Las salidas de todos los armónicos de componentes α , tanto las secuencias positivas como negativas, tienen realimentación negativa con la entrada $vAlfa$. Todas las salidas de componentes β , tanto las secuencias positivas como negativas, tienen realimentación negativa con la entrada $vBeta$. Además, el núcleo central del MFCC se compone de los bloques llamados “Fundamental positive seq.”, “5th harmonic positive seq.” y “7th harmonic positive seq.” que son los encargados de extraer la secuencia positiva de los armónicos fundamental, 5º y 7º. Los bloques llamados “Fundamental negative seq.”, “5th harmonic negative seq.” y “7th harmonic negative seq.” son los encargados de extraer la secuencia negativa de los armónicos fundamental, 5º y 7º. Si se deseara estimar otros armónicos, sólo se deberían añadir al MFCC los mismos bloques que estiman los armónicos 5º y 7º, con su correspondiente realimentación, pero sustituyendo el número de armónico por el del que se pretenda estimar.

Los bloques que se encargan de estimar la secuencia positiva, se implementan con la función de transferencia (3.4), siendo n el número de armónico.

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{\omega_c}{s - j \cdot n \cdot \omega_0 + \omega_c} \quad (3.4)$$

En la Fig. 3.5 se muestra el esquema para implementar (3.4). Las entradas son vA y vB , que están relacionadas con las componentes α y β , respectivamente, de todos los armónicos estimados.

De igual forma, pero para la secuencia negativa, se muestra en la Fig. 3.6. la implementación de (3.5).

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{\omega_c}{s + j \cdot n \cdot \omega_0 + \omega_c} \quad (3.5)$$

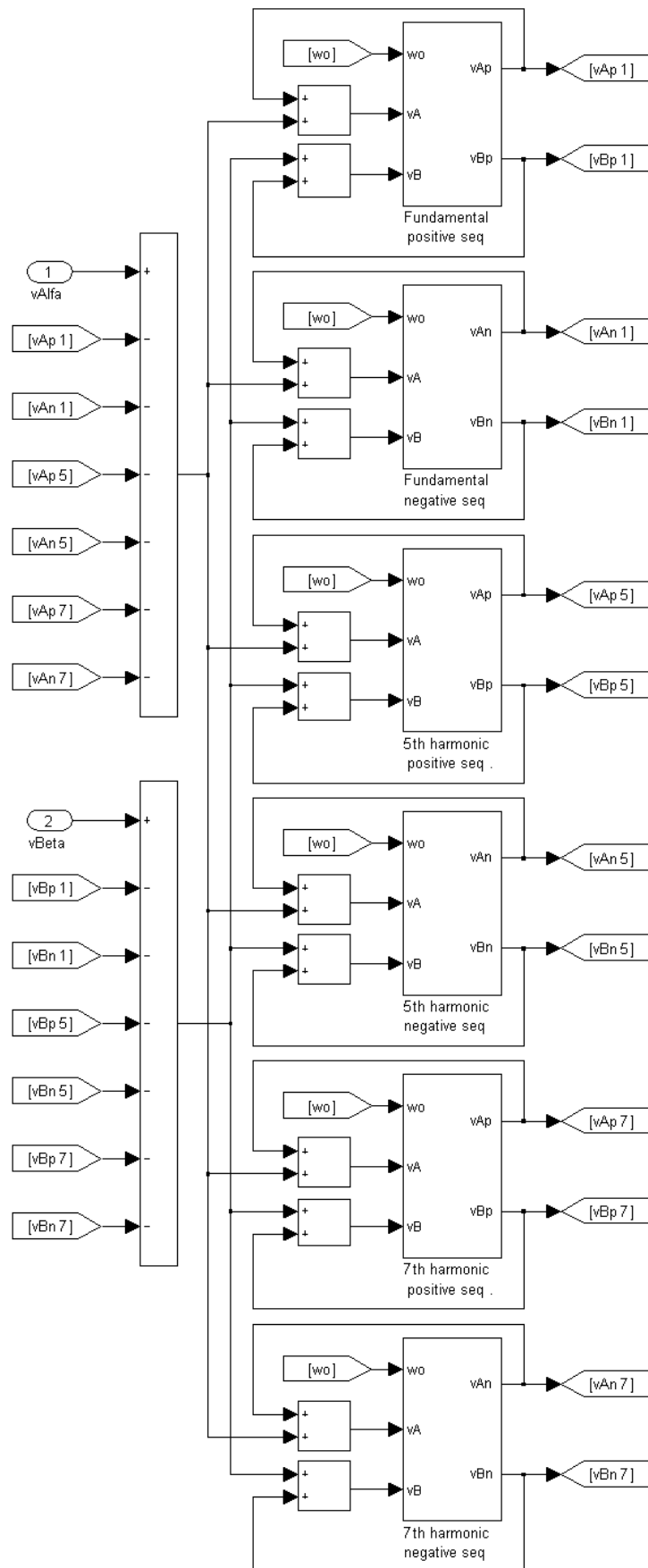


Fig. 3.4. Múltiples filtres con coeficientes complejos (MFCC).

En las Fig. 3.5 y Fig. 3.6 se muestra el caso particular del 5º armónico, pero es igualmente válido para otros armónicos sustituyendo el número 5 por el número del armónico correspondiente.

Hasta este punto, el sistema es capaz de estimar correctamente los armónicos deseados de una red que presenta desequilibrio y distorsión armónica, pero existe un error considerable si cambia la frecuencia.

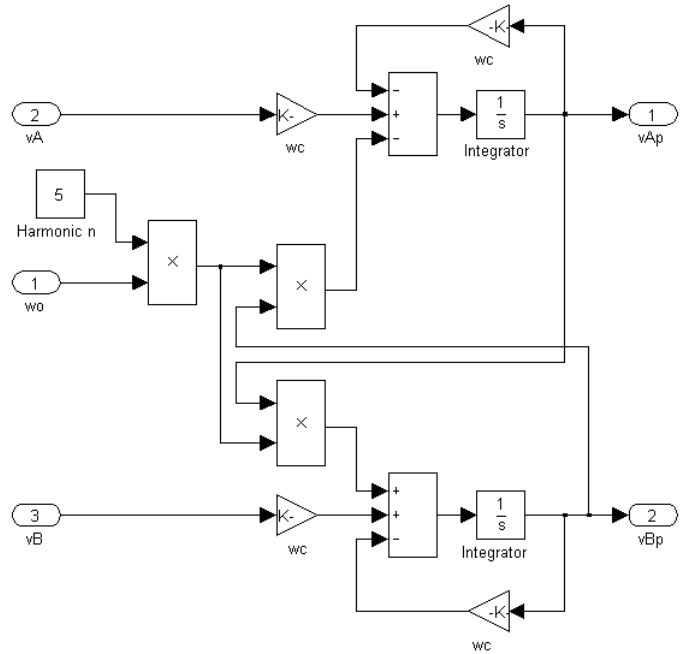


Fig. 3.5. Secuencia positiva del 5º armónico.

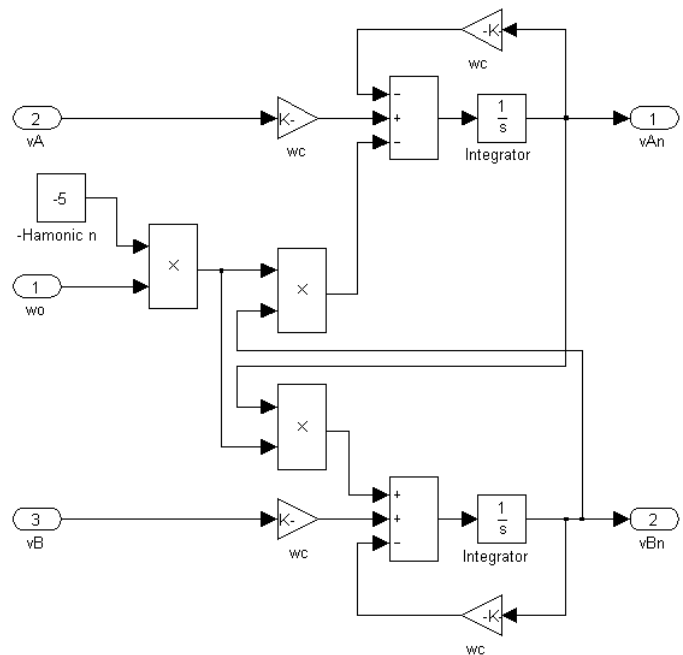


Fig. 3.6. Secuencia negativa del 5º armónico.

En la Fig. 3.7 se muestra el diagrama de bloques para estimar la frecuencia ω_0 mediante un PLL. Las entradas v_{Ap1} y v_{Bp1} son la secuencia positiva de las componentes α y β del armónico fundamental.

La transformada de Park, que aparece como diagrama de bloques en la Fig. 3.7, es la implementación de (3.3). El detalle interno se muestra en la Fig. 3.8.

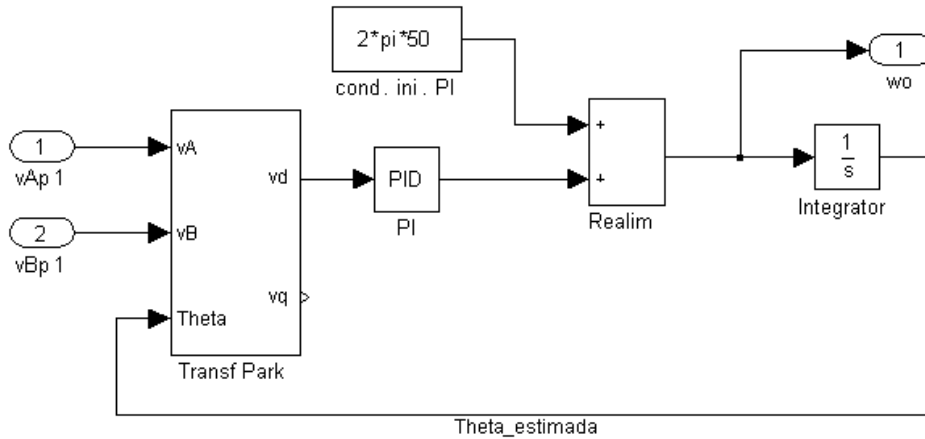


Fig. 3.7. PLL empleado para estimar la frecuencia ω_0 .

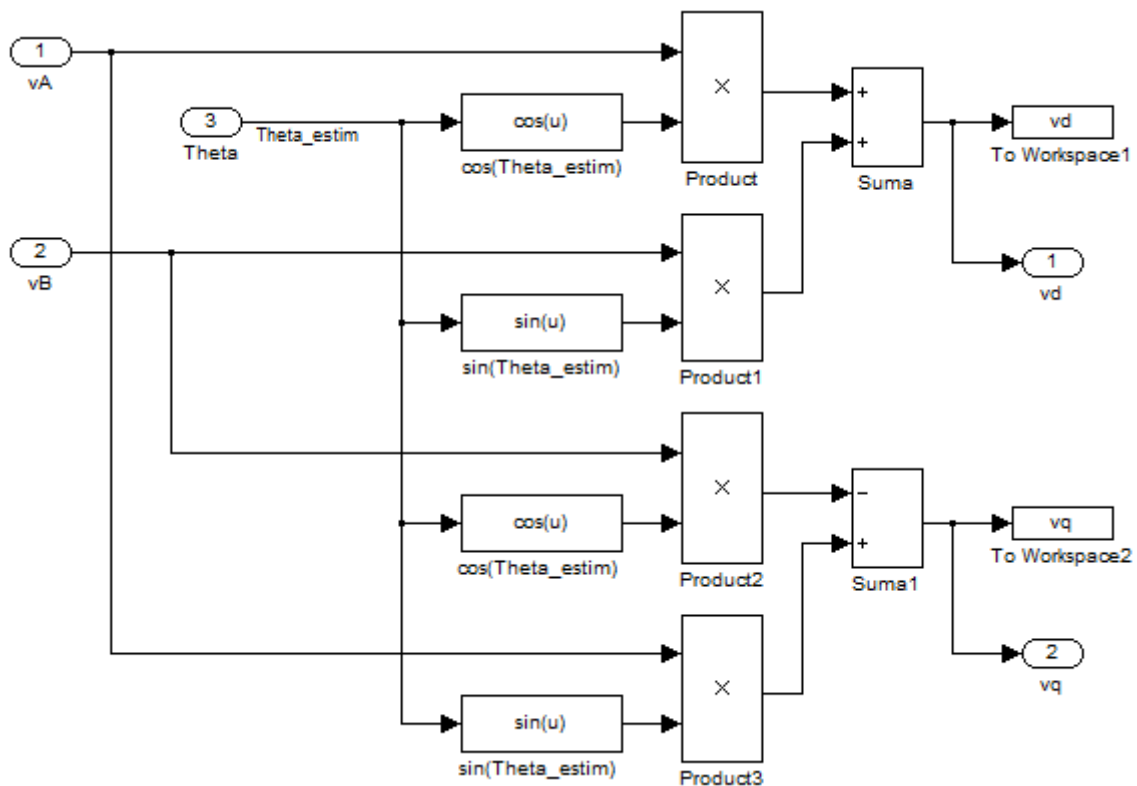


Fig. 3.8. Implementación en *Simulink* de la Transformada de Park.

En la Fig. 3.9 se muestra un diagrama de bloques general, de la conexión entre las figuras explicadas anteriormente. Las entradas v_a , v_b y v_c representan las tres fases de la red que se pretende medir. La transformada inversa de Clarke se muestra en (2.3) y se emplea para transformar las componentes α y β en las componentes de tensión trifásica v_a , v_b y v_c de la red.

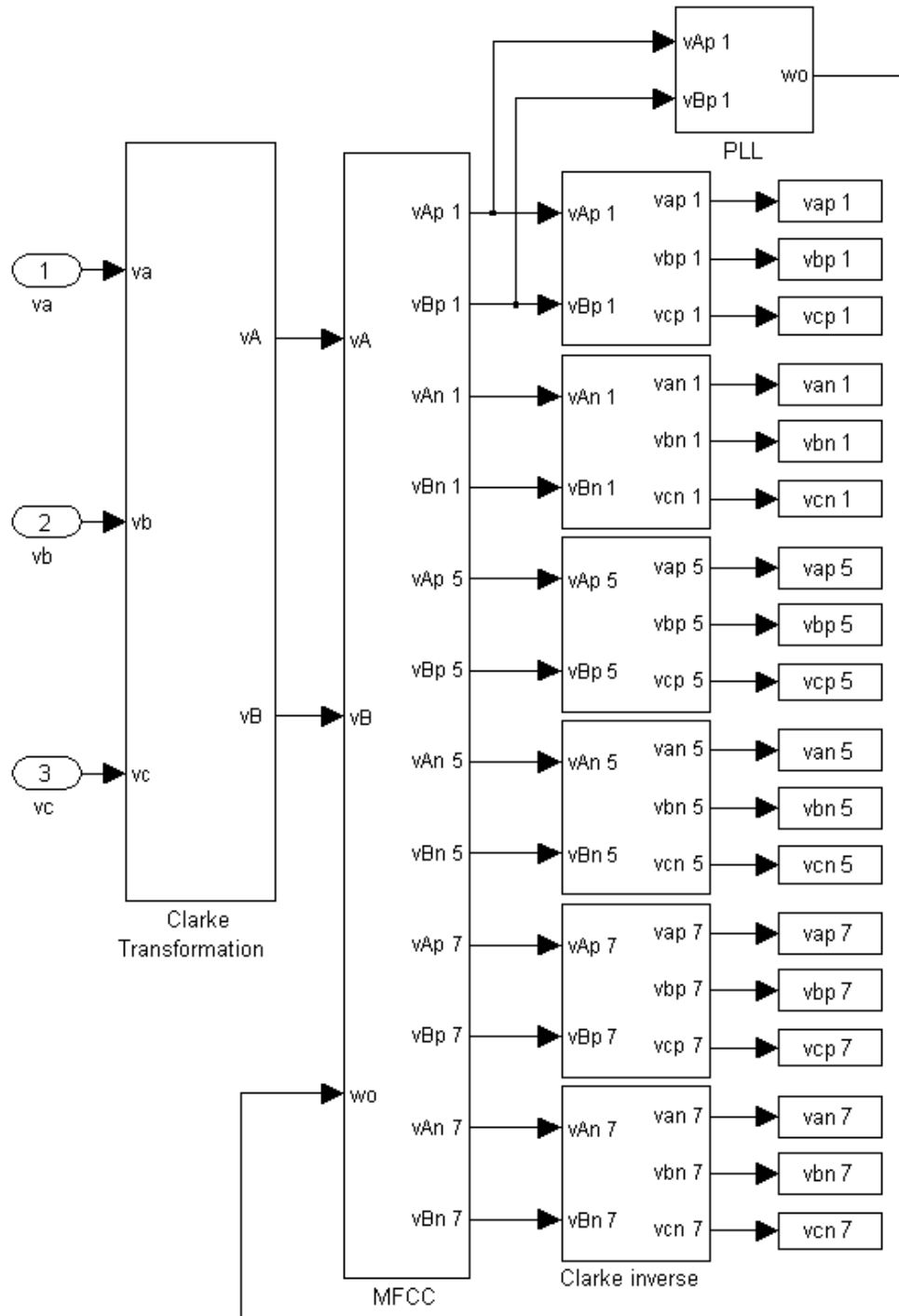


Fig. 3.9. Visión general de conexión del MFCC.

Capítulo 4

4. SOGI (*Second Order Generalized Integrator*) con FLL

En este capítulo se explica el funcionamiento de un tipo de Filtro Pasa Banda denominado SOGI. En dicho filtro se basan dos de las técnicas de sincronización de la red eléctrica que se comparan en este proyecto. El SOGI se emplea para estimar la tensión instantánea de las componentes de las secuencias positiva y negativa de la red eléctrica.

Posteriormente se explica el funcionamiento de un SOGI al que se le añade un estimador de frecuencia denominado FLL. Así el sistema es capaz de detectar cambios en la frecuencia de la red eléctrica.

4.1. SOGI (Second Order Generalized Integrator)

Una caracterización precisa de la tensión de red es una cuestión crucial para tener un control total sobre la potencia que se entrega desde los sistemas distribuidos de generación de energía hacia la red eléctrica.

Dicha caracterización se puede realizar mediante varios métodos. Uno de ellos es la determinación de la tensión de las secuencias positiva y negativa empleando un detector basado en un SOGI (*Second Order Generalized Integrator*) [35].

La función de transferencia de un SOGI se expresa en (4.1), donde ω_0 es la frecuencia de resonancia del SOGI. Si $x = X \cdot \sin(\omega t + \varphi)$, el SOGI actúa como un integrador ideal cuando $\omega = \omega_0$.

$$S(s) = \frac{y}{x}(s) = \frac{\omega_0 s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.1)$$

En la Fig. 4.1 se puede observar el diagrama de bloques de una estructura SOGI.

El diagrama en lazo cerrado que se muestra en la Fig. 4.2 da lugar a un Filtro Pasa Banda de segundo orden, cuya función de transferencia es (4.2).

$$V(s) = \frac{v'_\alpha}{v_\alpha}(s) = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (4.2)$$

El factor de amortiguamiento de (4.2) está directamente relacionado con el valor que se selecciona mediante la ganancia k . El sistema de la Fig. 4.2 muestra unas características interesantes que lo hacen adecuado para la caracterización de la tensión de la red eléctrica.

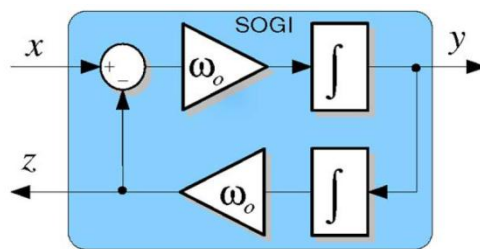


Fig. 4.1. Estructura de un SOGI.

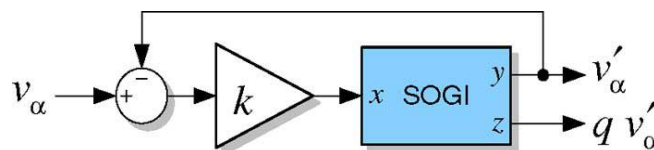


Fig. 4.2. Estructura de un Filtro Pasa Banda basado en un SOGI.

- Si ω_0 y k se eligen apropiadamente, v'_α será sinusoidal y coincidirá con la componente fundamental de v_α .
- La señal $q \cdot v'_\alpha$ será la versión en cuadratura de fase de v_α (retrasada 90°), que es muy útil para la detección instantánea de las componentes simétricas en los sistemas trifásicos.
- La frecuencia de resonancia del SOGI se puede sintonizar mediante un adecuado FLL (*Frequency Locked Loop*) -o bien un PLL (*Phase Locked Loop*)-, obteniendo así un sistema con frecuencia de resonancia autosintonizada [35].

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k\omega' s}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2} \quad (4.3)$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}$$

Como se puede concluir a partir de (4.3), el ancho de banda del filtro pasa banda se fija exclusivamente por la ganancia k y es independiente de la frecuencia central ω' .

La influencia de la ganancia k en las propiedades de filtrado del sistema SOGI se muestra en el diagrama de Bode de la Fig. 4.3. Como se puede apreciar, con un valor más bajo de k , el filtrado es más estrecho alrededor de la frecuencia de resonancia ($\omega_0 = \omega' = 50\text{Hz}$), mientras que un valor más alto de k permite a otras frecuencias pasar a través del filtro. Obsérvese que la salida qv' siempre está 90° retrasada respecto a la salida v' . Por esta razón, el filtro de la Fig. 4.2 se denomina SOGI *quadrature signal generator* (SOGI-QSG).

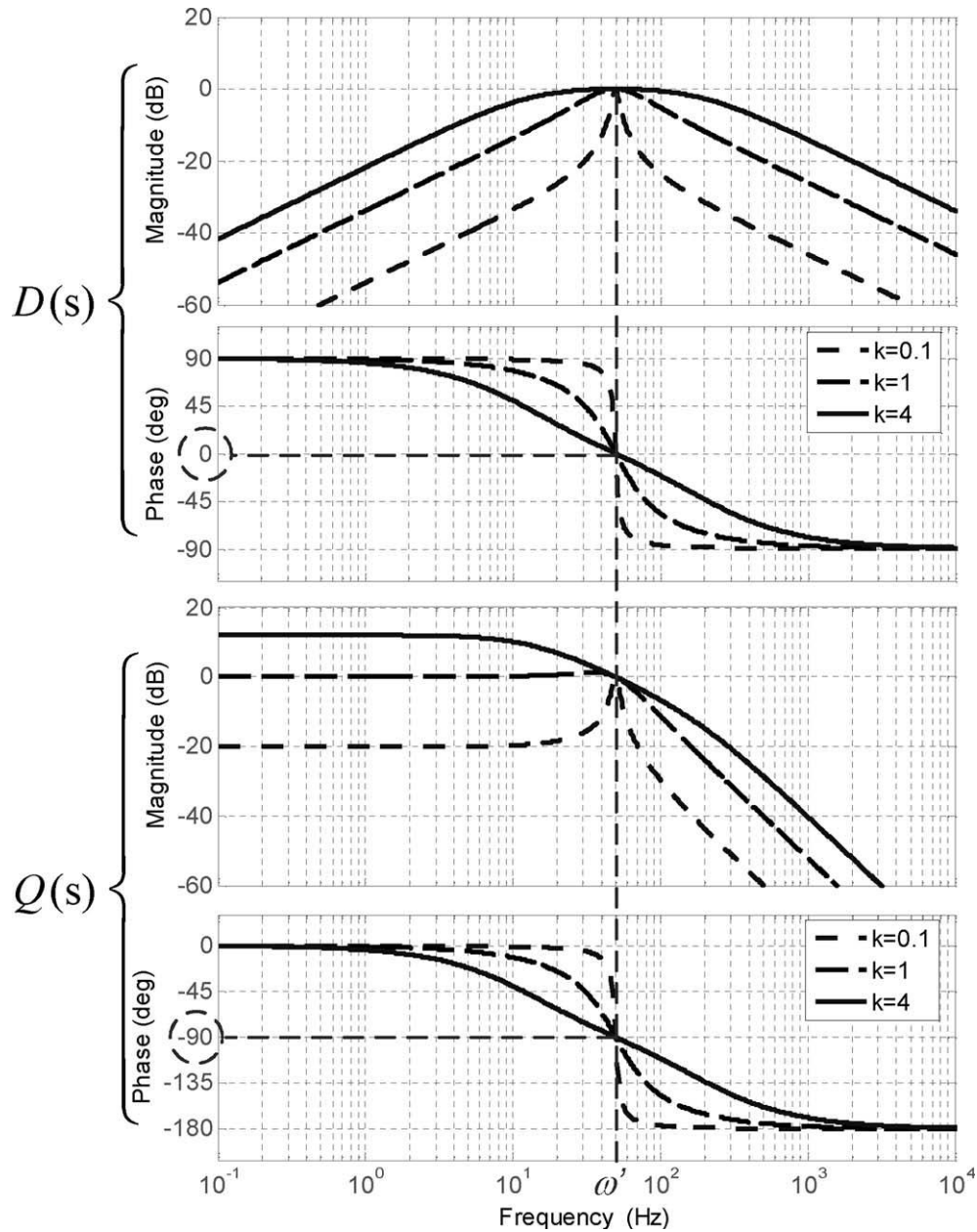


Fig. 4.3. Diagrama de Bode de un SOGI para distintos valores de la ganancia k .

Las componentes instantáneas de las secuencias positiva y negativa, v_{abc}^+ y v_{abc}^- respectivamente, de un vector de tensión genérico se expresa en (4.4), donde $[T_+]$ y $[T_-]$ se definen en (4.5).

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{abc}^+ &= [v_a^+ \quad v_b^+ \quad v_c^+]^T = [T_+] \mathbf{v}_{abc} \\ \mathbf{v}_{abc}^- &= [v_a^- \quad v_b^- \quad v_c^-]^T = [T_-] \mathbf{v}_{abc} \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned}
 [T_+] &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \\
 [T_-] &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \\
 a &= e^{j\frac{2\pi}{3}}
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Usando la transformada de Clarke, el vector de tensión se puede traducir del marco de referencia abc al $\alpha\beta$ como se expresa en (4.6).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_{\alpha\beta} &= [v_\alpha \quad v_\beta]^T = [T_{\alpha\beta}] \mathbf{v}_{abc} \\
 [T_{\alpha\beta}] &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

Por lo tanto, la tensión instantánea de las componentes de las secuencias positiva y negativa en el marco de referencia $\alpha\beta$ se puede calcular como se indica en (4.7), donde q es un operador de cambio de fase en el dominio del tiempo, que obtiene la forma de onda de la cuadratura de fase (retrasada 90°) de la forma de onda original de entrada.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_{\alpha\beta}^+ &= [T_{\alpha\beta}] \mathbf{v}_{abc}^+ = [T_{\alpha\beta}][T_+][T_{\alpha\beta}]^T \mathbf{v}_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \mathbf{v}_{\alpha\beta} \\
 \mathbf{v}_{\alpha\beta}^- &= [T_{\alpha\beta}] \mathbf{v}_{abc}^- = [T_{\alpha\beta}][T_-][T_{\alpha\beta}]^T \mathbf{v}_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} \mathbf{v}_{\alpha\beta} \\
 q &= e^{-j\frac{\pi}{2}}
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

El sistema que se muestra en la Fig. 4.4 se propone para la detección de las secuencias positiva y negativa en el marco de referencia $\alpha\beta$ donde el SOGI se utiliza para generar las señales de fase de entrada y de cuadratura de fase expresadas en (4.7).

El sistema propuesto para la detección de las secuencias positiva y negativa proporciona una solución eficaz para la sincronización con la red de convertidores de potencia en presencia de fallos de red. Con una selección apropiada de la ganancia k , el SOGI aumenta la eficacia del sistema de detección cuando la tensión de la red presenta armónicos de alto orden. El cálculo de las tensiones instantáneas de las componentes simétricas en el marco de referencia $\alpha\beta$ hace posible emplear solo dos SOGI, reduciendo la carga computacional del algoritmo de detección propuesto, en comparación con los cálculos en el marco de referencia abc , donde se necesitarían tres SOGI.

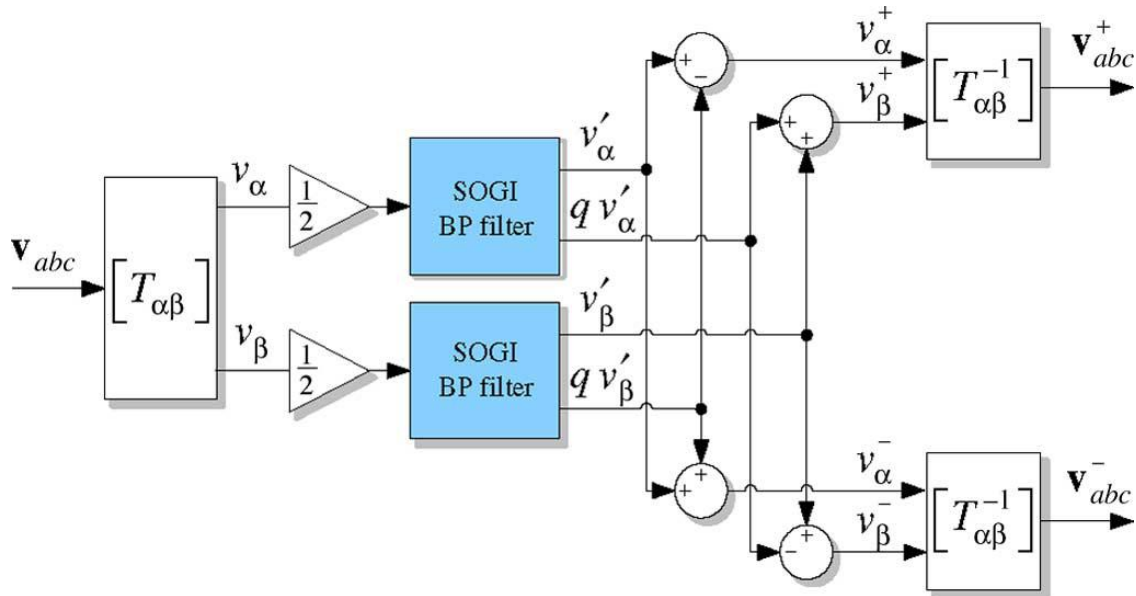


Fig. 4.4. Estructura propuesta para extraer las secuencias positiva y negativa de la tensión de la red eléctrica basada en SOGI.

4.2. SOGI con FLL (*Frequency Locked Loop*)

Existen varias técnicas para estimar la frecuencia de la red eléctrica. Dos de ellas son el FLL y el PLL.

La técnica PLL (*Phase Locked Loop*) realiza la sincronización con la fase de la señal de entrada. Por lo tanto, la precisión y la dinámica de la respuesta de esa estimación bajo condiciones transitorias están altamente influenciadas por los saltos de ángulo de fase. Por otra parte, el FLL (*Frequency Locked Loop*) estima la frecuencia de la señal de entrada, que no experimenta cambios tan repentinos. Como consecuencia, cuando el ángulo de fase de la entrada cambia, el rendimiento del FLL es más ventajoso si se compara con algoritmos basados en PLL.

El FLL fue presentado en [36] como un mecanismo eficaz para sintonizar la frecuencia central del SOGI-QSG.

En la Fig. 4.5 se muestra el filtro SOGI-QSG, incluyendo el FLL.

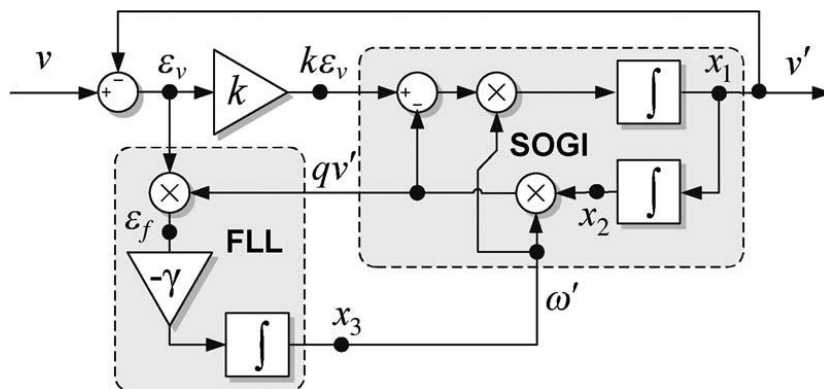


Fig. 4.5. SOGI-FLL, sistema de sincronización con una red monofásica.

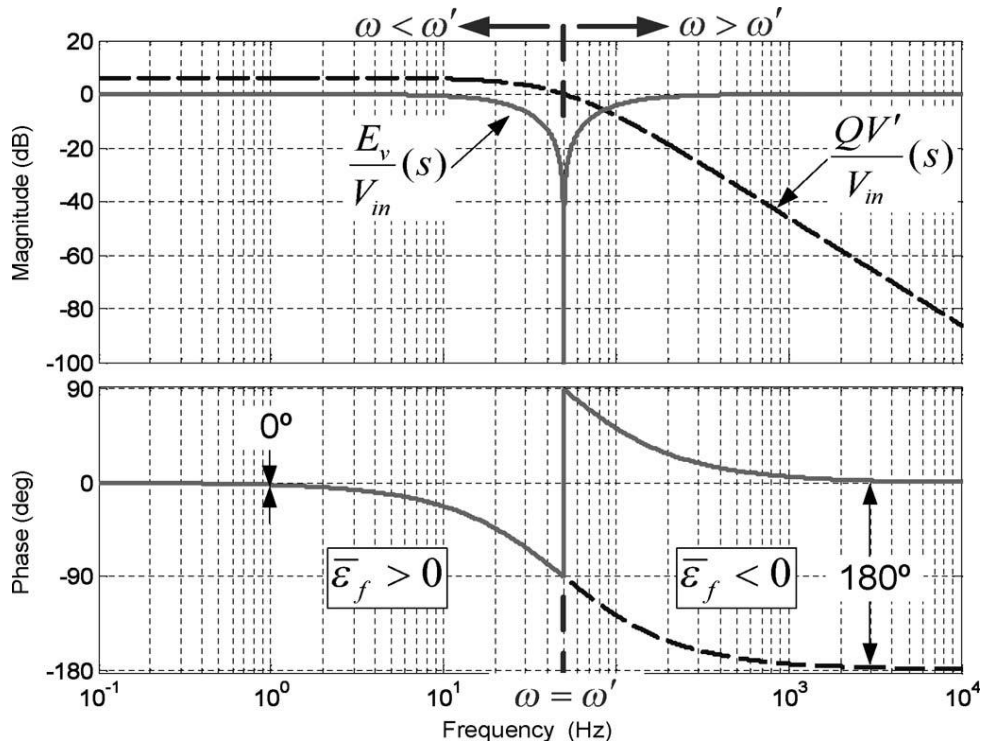


Fig. 4.6. Diagrama de Bode de las variables de entrada del FLL.

La función de transferencia de la señal de entrada v para la señal de error ε_v , es decir, $E(s)$, viene dado por (4.8).

$$E(s) = \frac{\varepsilon_v}{v}(s) = \frac{s^2 + \omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (4.8)$$

Del mismo modo, la relación entre v y qv' , es decir, $Q(s)$, se detalla en (4.3).

En el diagrama de Bode de la Fig. 4.6 se representan juntas $Q(s)$ y $E(s)$. Obsérvese que las señales qv' y ε_v están en fase cuando la frecuencia de entrada es menor que la frecuencia de resonancia del SOGI ($\omega < \omega'$) y que se desfasan cuando $\omega > \omega'$. Por lo tanto, una variable de error de frecuencia ε_f se puede definir como el producto de qv' por ε_v . El valor medio de ε_f será positivo cuando $\omega < \omega'$, será cero cuando $\omega = \omega'$ y será negativo cuando $\omega > \omega'$.

Por lo tanto, como se muestra en la Fig. 4.5, se puede utilizar un controlador integral con una ganancia negativa $-\gamma$ para hacer cero la componente DC del error de frecuencia si se va ajustando la frecuencia de resonancia ω' del SOGI hasta que coincida con la frecuencia de entrada ω .

El SOGI-FLL mostrado en la Fig. 4.5 es un sistema de sincronización con una red monofásica cuya frecuencia de entrada la detecta directamente el FLL. El ángulo de fase y la amplitud del “vector virtual” v se pueden calcular indirectamente con (4.9).

$$|\vec{v}'| = \sqrt{(v')^2 + (qv')^2} \quad |\underline{v}'| = \arctan \frac{qv'}{v'} \quad (4.9)$$

Capítulo 5

5. Sincronización mediante *Multiple SOGI-FLL* (MSOGI-FLL)

El SOGI-FLL (*Second Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop*), explicado en el capítulo anterior, es capaz de realizar una estimación precisa de las componentes fundamentales de la tensión de entrada en condiciones genéricas de funcionamiento. Incluso con presencia de alteraciones en la entrada, muestra una capacidad notable para rechazar las componentes de los armónicos de alto orden gracias a sus inherentes características de filtrado. Sin embargo, ciertas características de los armónicos de bajo orden, como el tercero o el quinto, están muy cerca de la frecuencia fundamental y pueden conducir a una distorsión considerable en las componentes fundamentales de las secuencias positiva y negativa detectadas por el SOGI-FLL.

En este capítulo se muestra una red con realimentación cruzada que consiste en múltiples SOGI-QSG, como el mostrado en la Fig. 4.2, sintonizados a diferentes frecuencias y trabajando de forma colaborativa. Se presenta como una solución eficaz para detectar con precisión las secuencias positiva y negativa de las componentes de la tensión de la red eléctrica, incluso en condiciones muy extremas de distorsión. Este nuevo sistema de estimación se referirá a partir de ahora como Múltiples SOGI-FLL (MSOGI-FLL).

Para facilitar la comprensión del MSOGI-FLL, primero se explicará su funcionamiento en una red monofásica y posteriormente en una red trifásica.

Finalmente, se mostrará la implementación del MSOGI-FLL en el programa informático *Matlab-Simulink*.

5.1. Múltiples filtros pasa banda sintonizables

La estructura principal del MSOGI-FLL para una red monofásica se presenta en la Fig. 5.1. El MSOGI-FLL se puede entender como un conjunto de n filtros selectivos y adaptables, sintonizados a diferentes frecuencias y trabajando en paralelo. El bloque FLL se conecta únicamente al SOGI-QSG-1 para detectar la frecuencia fundamental de la señal de entrada. Después, la frecuencia estimada se utiliza para sintonizar la frecuencia de cada uno de los SOGI-QSG mediante la multiplicación de su valor por un coeficiente que determina el orden del armónico que detectará cada SOGI-QSG. Por lo tanto, esta estructura permite detectar los distintos armónicos de las componentes de la señal de entrada.

Sin embargo, la exactitud de esta estimación puede resultar muy afectada cuando los armónicos de las componentes están en un rango estrecho. Por ejemplo, la salida de un filtro adaptable sintonizado con el segundo armónico (100 Hz) se verá influido parcialmente por la componente fundamental (50 Hz), ya que ambas componentes de frecuencia están muy cerca una de la otra. Para evitar estos efectos colaterales, sería necesario establecer un ancho de banda muy estrecho en los SOGI-QSG, pero eso provocaría que la respuesta del sistema fuera demasiado lenta.

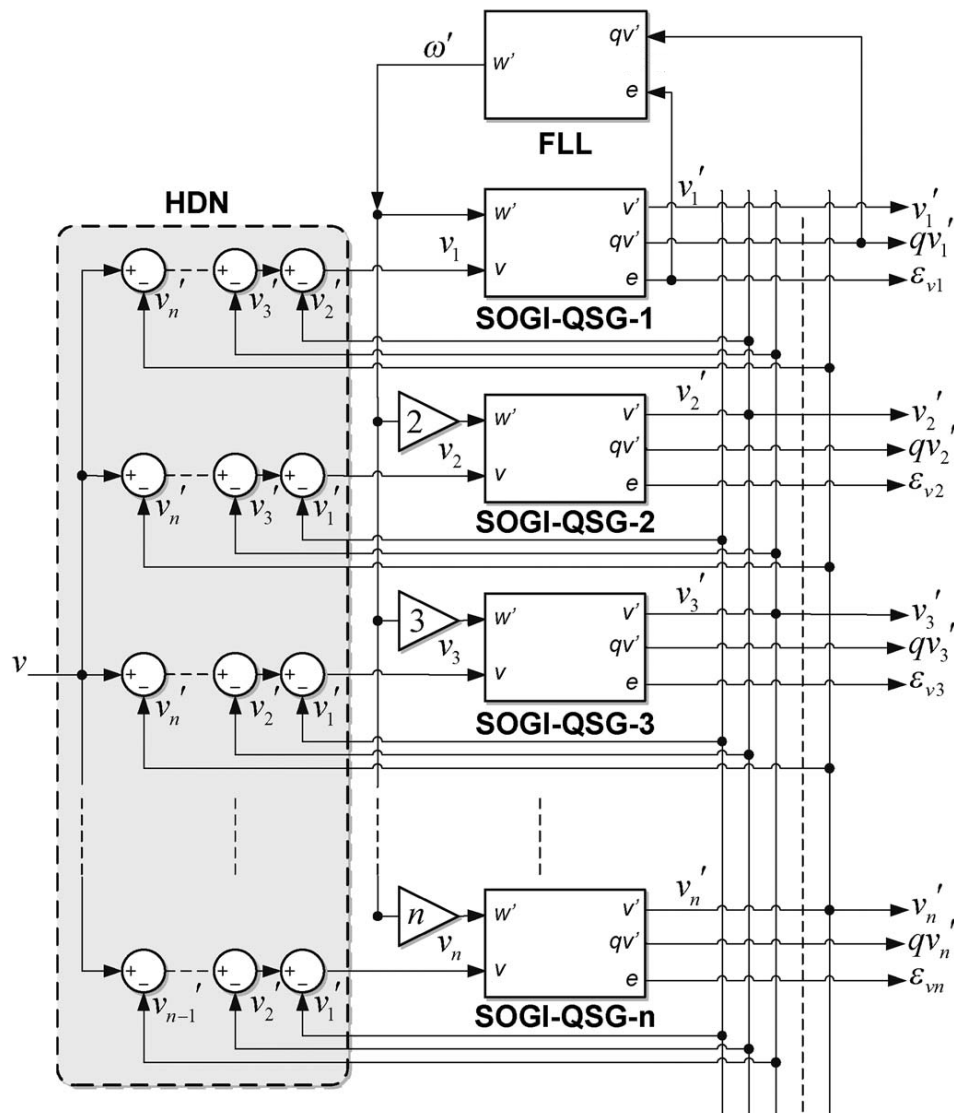


Fig. 5.1. Diagrama de bloques del MSOGI-FLL para una red monofásica.

5.2. Bloque HDN (*Highly Dynamic Network*).

Para aislar el efecto de los diferentes armónicos de la señal de entrada, el MSOGI-FLL utiliza el HDN. Como se muestra en la Fig. 5.1, el HDN consiste en una red de realimentación cruzada, donde $D_i(s)$ es una versión personalizada de la función de transferencia mostrada en (4.3), donde la frecuencia central está dada por $i\omega'$, donde ω es la frecuencia fundamental detectada por el FLL y i es el orden de armónico del bloque SOGI-QSG- i , expresado en (5.1).

$$v'_i = D_i(s) \left(v - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n v'_j \right) \quad (5.1)$$

Otra expresión similar a (5.1) se puede obtener para la salida qv'_i del SOGI-QSG- i utilizando $Q_i(s)$ de la función de transferencia (4.3). Desarrollando el sistema de ecuaciones resultante de (5.1) para un HDN con n elementos, se obtiene la función de transferencia (5.2) para la salida v'_i del MSOGI-QSG.

$$v'_i = \left[D_i(s) \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \left(\frac{1 - D_j(s)}{1 - D_i(s)D_j(s)} \right) \right] v \quad (5.2)$$

Como ejemplo del efecto del HDN, en la Fig. 5.2 se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia dada por (5.2) para la salida v'_i (50Hz) de un MSOGI-FLL que consta de cuatro SOGI-QSG sintonizados con los armónicos segundo, cuarto, quinto y séptimo, respectivamente. La línea discontinua de la Fig. 5.2 representa la curva de respuesta en frecuencia para el caso en que el HDN está desactivado. En este diagrama, se puede apreciar cómo el HDN del MSOGI-FLL da lugar a muescas en la curva de respuesta en frecuencia en las frecuencias donde los SOGI-QSG individuales están sintonizados. Como consecuencia, la característica del filtrado selectivo de cada SOGI-QSG es mejor y su respuesta se ve reforzada en caso de alto nivel de distorsión en el voltaje de entrada.

A pesar de que en este apartado el comportamiento del MSOGI se ha probado sin tener en cuenta los efectos de interarmónicos o subarmónicos, hay que señalar que el MSOGI es capaz de estimar sus componentes, simplemente añadiendo otro bloque DSOGI (*Dual SOGI*) sintonizado a la frecuencia adecuada.

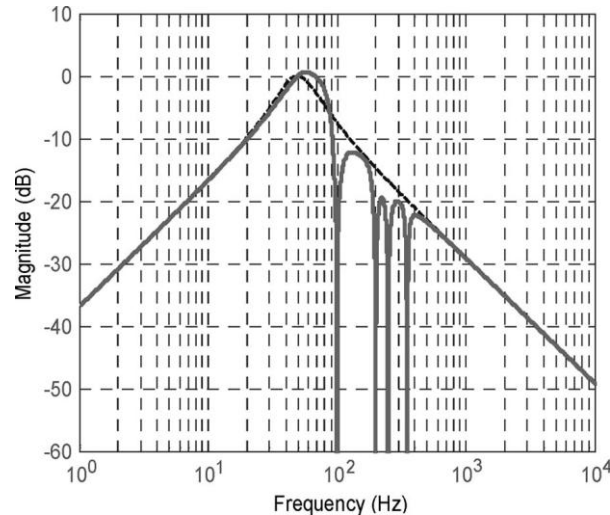


Fig. 5.2. Diagrama de Bode de un MSOGI-FLL en una red monofásica.

5.3. MSOGI-FLL para redes trifásicas

Un MSOGI-FLL trifásico se puede implementar fácilmente aplicando la estructura monofásica de la Fig. 5.1 a las componentes v_α y v_β del vector trifásico de entrada, pero empleando un *Dual* SOGI-QSG (DSOGI).

Teniendo en cuenta que la mayoría de los convertidores de potencia conectados a la red eléctrica trifásica emplean una conexión de tres hilos, sólo se necesita la sincronización con las componentes de la secuencia positiva y negativa de la tensión de red. Esta característica permite transformar el vector de tensión de la red desde el marco de referencia estacionario abc al $\alpha\beta$ mediante la transformación de Clarke, como se indica en (4.6).

A su vez, la tensión instantánea de las componentes de la secuencia positiva y negativa en el marco de referencia $\alpha\beta$ se puede calcular aislada como se muestra en (4.7).

Dado que el SOGI-QSG se comporta como un generador de señal en cuadratura, las señales de entrada en cuadratura contempladas en (4.7) para calcular la tensión instantánea de las componentes de la secuencia positiva y negativa de las tres fases del vector de entrada, se pueden obtener mediante la utilización de un SOGI-QSG para cada componente α y β del vector de entrada transformado.

Este razonamiento permite obtener la estructura de la Fig. 5.3, que es capaz de detectar las componentes de la secuencia positiva y negativa de las tres fases del vector de entrada a una cierta frecuencia ω' . En este sistema, dos SOGI-QSG trabajando en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$ proporcionan las señales de entrada al bloque PNSC (*Positive and Negative Sequence Calculation*), que implementa las transformaciones de (4.7). Este sistema fue introducido en [36] y fue nombrado como *Dual* SOGI-FLL (DSOGI-FLL).

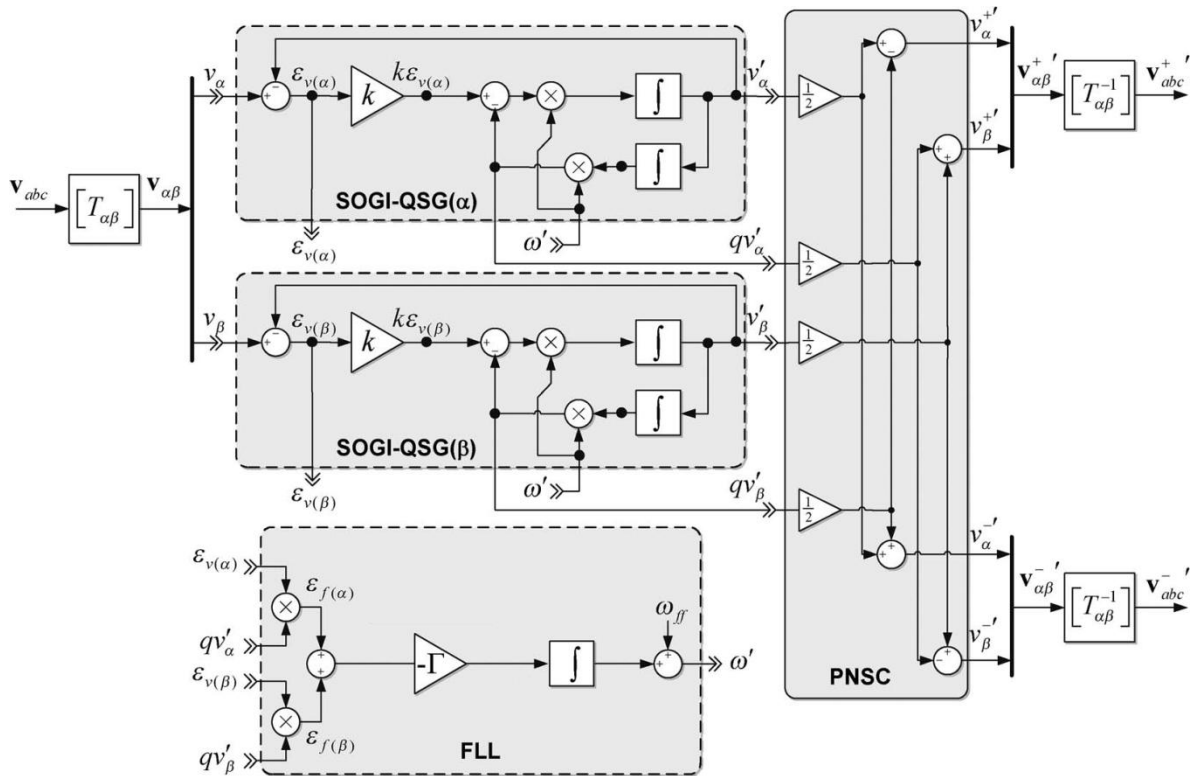


Fig. 5.3. Diagrama de bloques del DSOGI-FLL dividido en sus bloques: SOGI-QSG(α), SOGI-QSG(β), FLL y PNSC.

Por lo tanto, si varios bloques DSOGI están sintonizados a diferentes frecuencias de armónicos y se conectan entre sí mediante la red con realimentación cruzada (HDN) de la Fig. 5.4, se obtiene un sistema de sincronización capaz de detectar las componentes de múltiples armónicos de un vector de entrada con una tensión trifásica desequilibrada y distorsionada.

Como se puede observar en la Fig. 5.4, la estructura principal del MSOGI-FLL trifásico es esencialmente el mismo que el presentado en la Fig. 5.1 para sistemas monofásicos. El bloque FLL detecta la frecuencia de la red utilizando únicamente la componente con frecuencia fundamental del vector de entrada $v'_{l(\alpha\beta)}$. Más tarde, el valor detectado de la frecuencia fundamental se multiplica por el correspondiente orden de armónico para sintonizar el resto de los DSOGI-QSG.

Por otra parte, el valor de la ganancia k en cada DSOGI-QSG está dividido entre el correspondiente orden de armónico para mantener el producto $k\omega'$ constante, que garantiza el mismo ancho de banda para todos los DSOGI-QSG.

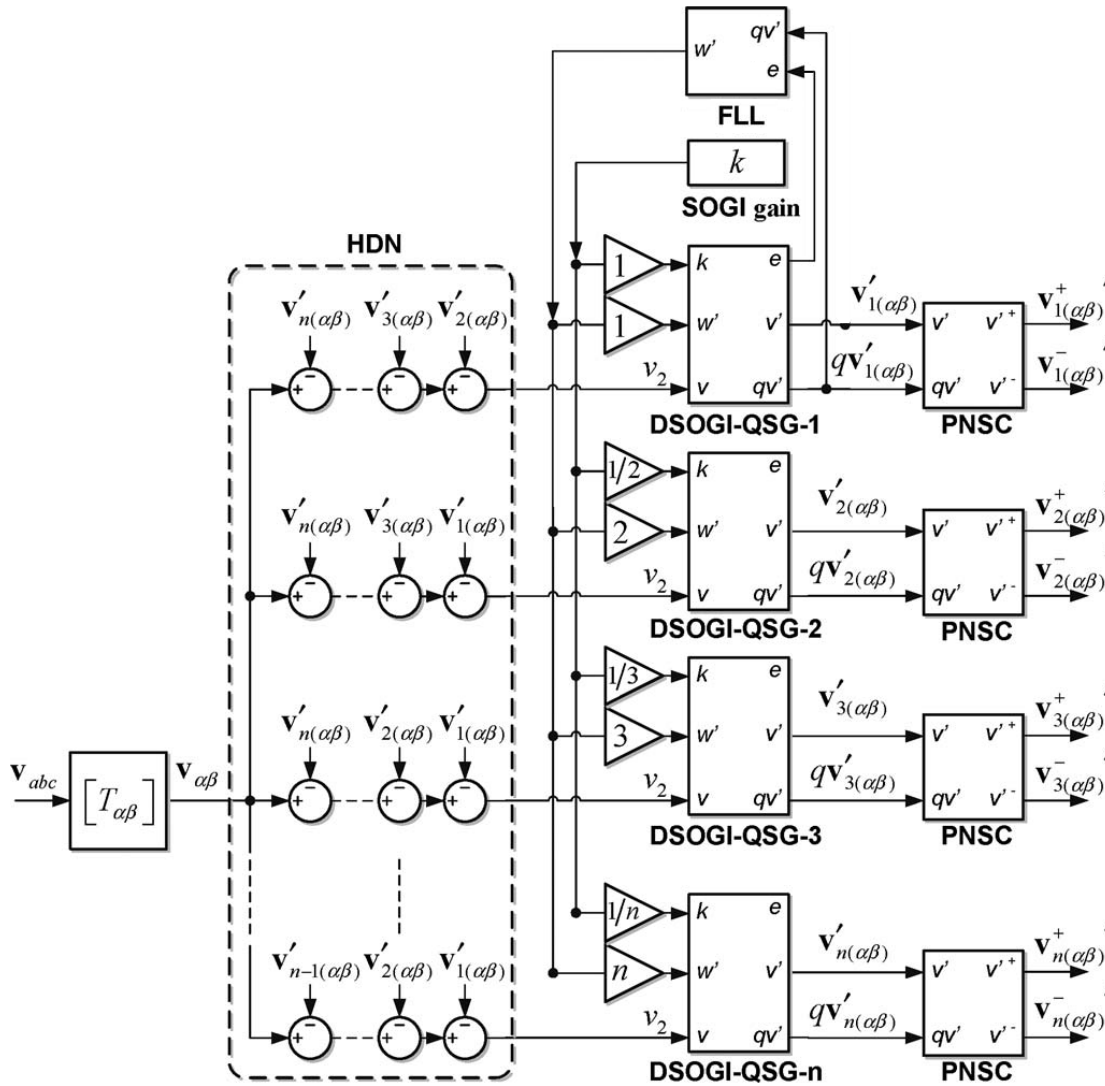


Fig. 5.4. MSOGI-FLL para sistemas trifásicos, capaz de sincronizar con n armónicos de las componentes del vector de entrada.

5.4. Implementación del MSOGI-FLL en *Matlab-Simulink*

Todas las figuras comentadas anteriormente en este capítulo están simplificadas para enfatizar el bloque que se está describiendo. Para tener una visión detallada de todos los bloques empleados en la construcción del sistema del MSOGI-FLL, en las siguientes figuras se muestra su implementación completa en el programa informático *Matlab-Simulink*.

Concretamente, se ha implementado un MSOGI-FLL capaz de detectar los armónicos: fundamental, quinto y séptimo. Si se deseara implementar más armónicos, únicamente se debería añadir una copia de los bloques (y su conexión) del quinto armónico de la Fig. 5.7, sustituyendo el número “5” por el número de orden deseado, de forma similar a como se ha implementado el séptimo armónico.

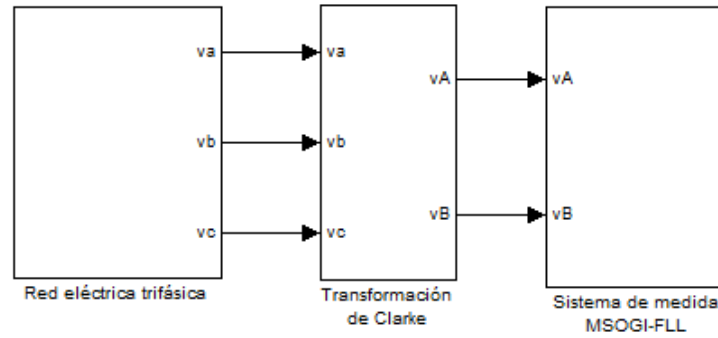


Fig. 5.5. Visión general de conexión del MSOGI-FLL.

En la Fig. 5.5 se muestra la conexión de las tres fases (v_a , v_b y v_c) de la red eléctrica con el bloque Transformación de Clarke. Las salidas de éste último son v_A y v_B que corresponden a las señales α y β , respectivamente, que son las entradas del sistema de medida MSOGI-FLL.

La nomenclatura de los nombres de bloque y de sus entradas y salidas es la siguiente:

- v indica que la señal es una tensión.
- e indica que la variable es estimada.
- E es la variable de error del lazo cerrado que entra en el FLL.
- A y B son las componentes α y β , respectivamente.
- a , b y c son las componentes de la red eléctrica trifásica que se desea medir.
- p y n indican la secuencia positiva y negativa, respectivamente.
- Los números 1, 5 y 7 indican el orden del armónico.

En la Fig. 5.6 se muestra el interior del bloque “Transformación de Clarke” de la Fig. 5.5, que es la implementación de la expresión (4.6).

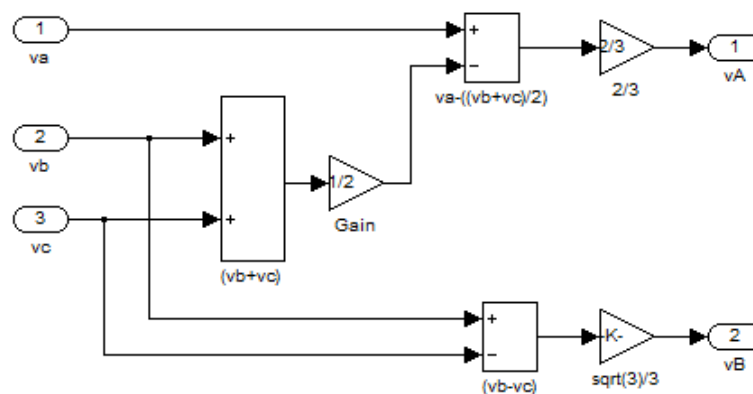


Fig. 5.6. Transformación de Clarke.

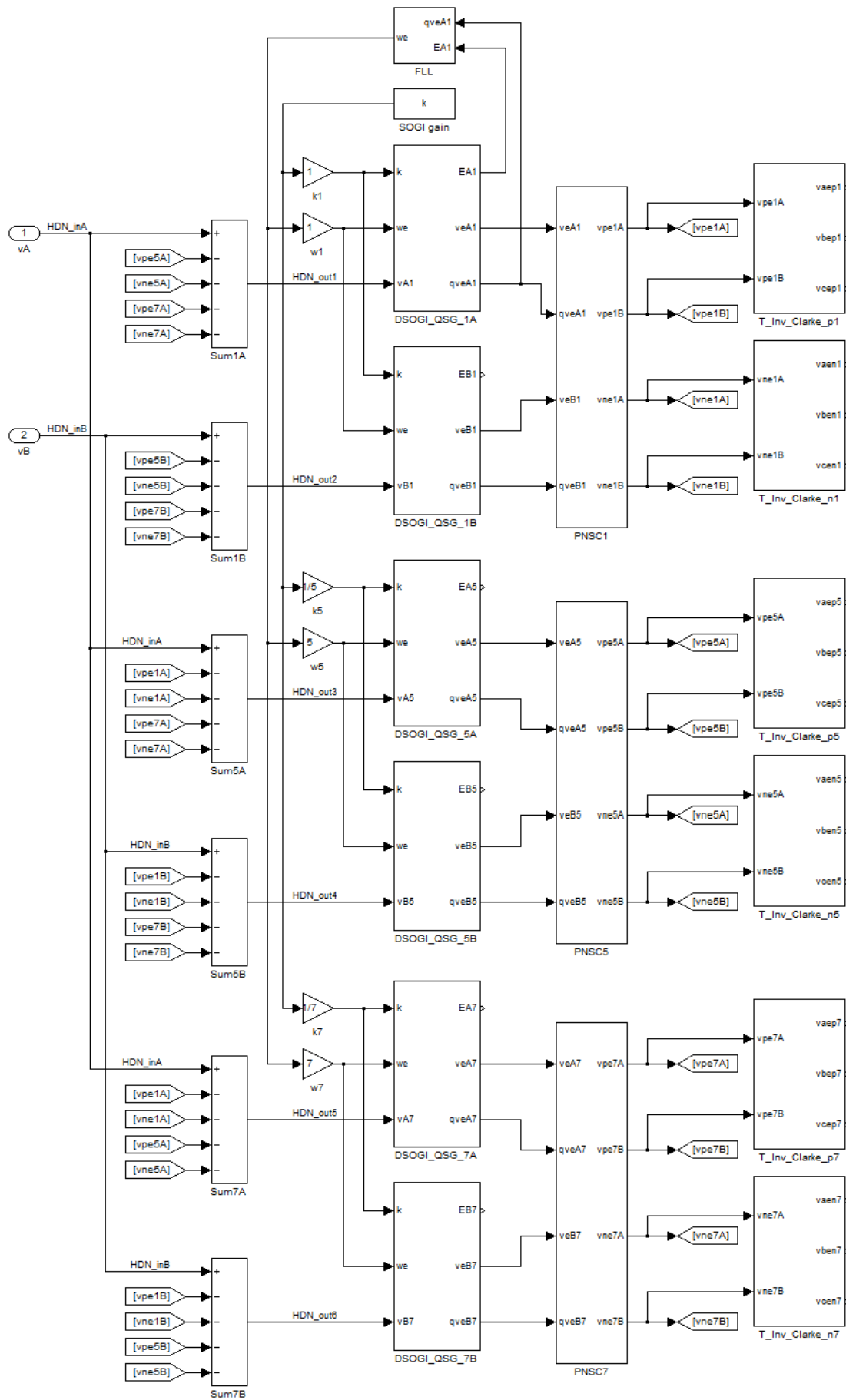


Fig. 5.7. MSOGI-FLL con bloques HDN, DSOGI-QSG, PNSC y Transf. Inversa de Clarke.

En la Fig. 5.7 se muestra la conexión de los bloques que constituyen el MSOGI-FLL: HDN, DSOGI-QSG, PNSC y Transformada Inversa de Clarke. Se debe ajustar el parámetro k del bloque “SOGI gain”, que es la entrada de los bloques DSOGI-QSG, para variar su ancho de banda, según (4.3). El HDN de la Fig. 5.4 se implementa con la conexión de los bloques Sum1A, Sum1B, Sum5A, Sum5B, Sum7A y Sum7B de la Fig. 5.7, que tienen como entrada realimentada las variables estimadas por el MSOGI-FLL.

En la Fig. 5.8 se muestra el interior del bloque FLL de la Fig. 5.7. La salida es la frecuencia estimada. En este bloque se han de ajustar dos parámetros: γ ($\gamma < 0$) para ajustar la dinámica del FLL y la condición inicial de la frecuencia (en radianes) que debe ser mayor que cero.

En la Fig. 5.9 se muestra el interior del bloque DSOGI_QSG_5A de la Fig. 5.7. Dicho bloque es internamente igual a los bloques DSOGI_QSG_1A, DSOGI_QSG_1B, DSOGI_QSG_5B, DSOGI_QSG_7A y DSOGI_QSG_7B. Únicamente cambia el nombre de las entradas y de las salidas para una mayor comprensión de su utilización. La salida 1 es el error de realimentación (salida-entrada), la salida 2 es la señal v' y la salida 3 es la señal qv' que aparecen en la expresión (4.3).

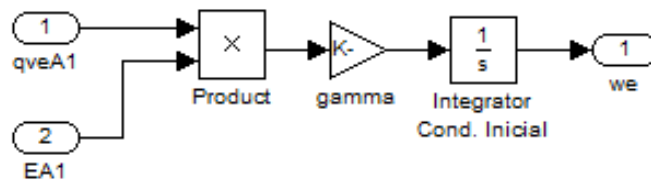


Fig. 5.8. FLL (*Frequency Locked Loop*)

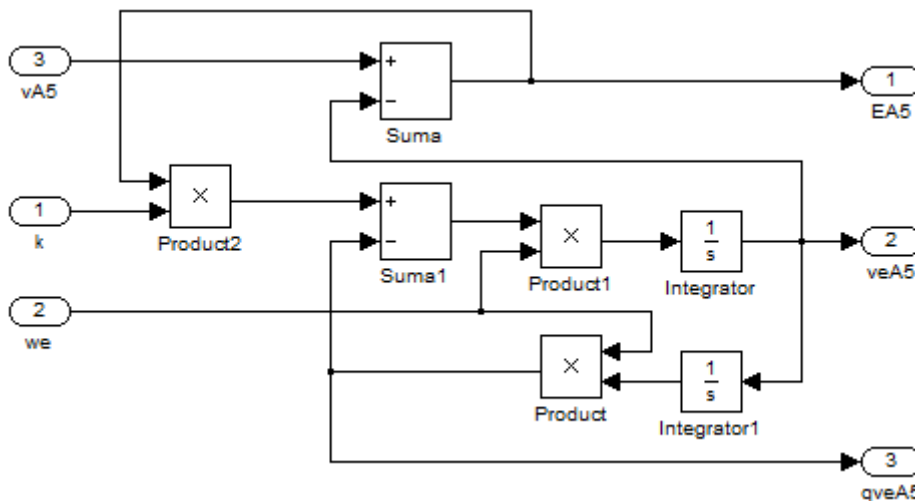


Fig. 5.9. DSOGI-QSG de la componente α del quinto armónico.

En la Fig. 5.10 se muestra el interior del bloque PNSC5 (*Positive and Negative Sequence Calculation* del 5° armónico) de la Fig. 5.7. Dicho bloque es internamente igual a los bloques PNSC1 y PNSC7. Únicamente cambia el nombre de las entradas y de las salidas para una mayor comprensión de su utilización.

En la Fig. 5.11 se muestra el interior del bloque T_Inv_Clarke_p5 de la Fig. 5.7. Dicho bloque es internamente igual a los bloques T_Inv_Clarke_p1, T_Inv_Clarke_n1, T_Inv_Clarke_n5, T_Inv_Clarke_p7 y T_Inv_Clarke_n7. Únicamente cambia el nombre de las entradas y de las salidas para una mayor comprensión de su utilización. Se trata de la implementación de la expresión (2.3).

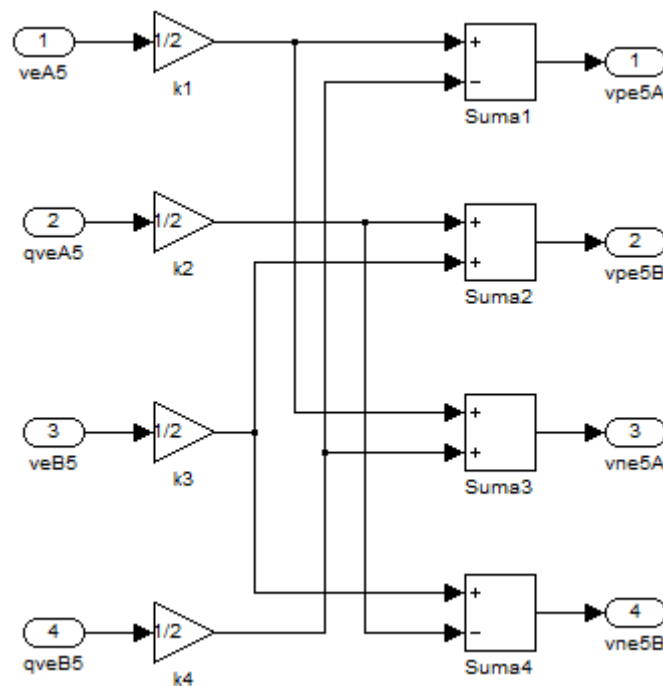


Fig. 5.10. PNSC para el quinto armónico.

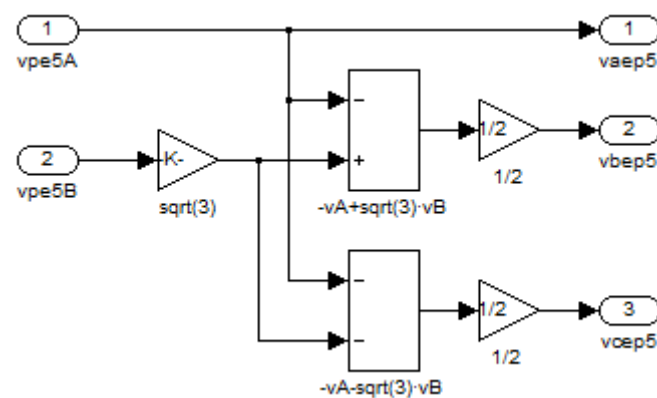


Fig. 5.11. Transformada inversa de Clarke.

Capítulo 6

6. Sincronización mediante *Multiple Cascaded Generalized Integrator* (MCGI)

En este capítulo se presenta una nueva técnica de sincronización con la red eléctrica trifásica, denominada MCGI (*Multiple Cascaded Generalized Integrator*). Dicha técnica emplea los bloques SOGI (*Second Order Generalized Integrator*) y FLL (*Frequency Locked Loop*) que se detallaron en el Capítulo 4.

En primer lugar se explicará la estructura DCGI, que es un caso particular de la estructura MCGI, compuesto por dos filtros pasa banda GI-BPF (*Generalized Integrator - Band Pass Filter*) conectados en cascada (en serie).

Después, la estructura DCGI será ampliada y generalizada a varios filtros de orden n conectados en cascada.

La estructura propuesta consiste en la conexión en cascada de varios GI-BPF para lograr un tiempo de respuesta más rápido que en el caso de un solo GI-BPF, pero con las mismas características de ancho de banda.

La estructura MCGI-FLL es capaz de detectar la tensión instantánea de las componentes fundamentales de las secuencias positiva y negativa en una red eléctrica trifásica. Esto se cumple en condiciones de una red distorsionada, desequilibrada y con saltos abruptos de frecuencia.

6.1. DCGI (Dual Cascaded Generalized Integrator)

En la Fig. 6.1 se muestra una estructura denominada GI-BPF (*Generalized Integrator - Band Pass Filter*). Dicha estructura es equivalente a la mostrada en la Fig. 4.2, cuya función de transferencia aparece en la expresión (4.3), que fue explicada ampliamente en el Capítulo 4.

La estructura DCGI de la Fig. 6.2, en comparación con una sola estructura GI-BPF de la Fig. 6.1, tiene un segundo filtro GI-BPF introducido en cascada (en serie) a la existente. El DCGI también utiliza un FLL (*Frequency Locked Loop*) para estimar la frecuencia de la señal de entrada. Este FLL utiliza el error y la salida en cuadratura de fase del primer filtro GI-BPF. La frecuencia estimada por el FLL se entrega a la entrada de frecuencia de ambos filtros GI-BPF.

Un GI-BPF, de acuerdo con la función de transferencia (4.3), es un filtro de segundo orden. En cambio, los dos filtros GI-BPF en cascada, GI-BPF1 y GI-BPF2, del DCGI forman un filtro pasa banda de cuarto orden. Por lo tanto, para valores iguales de ganancia, el DCGI es más selectivo, tiene una mayor atenuación armónica y consigue una mejor THD (*Total Harmonic Distortion*), que un solo GI-BPF.

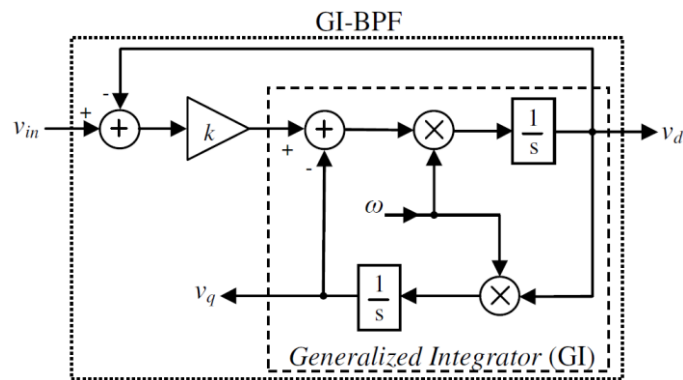


Fig. 6.1. Estructura GI-BPF (*Generalized Integrator - Band Pass Filter*).

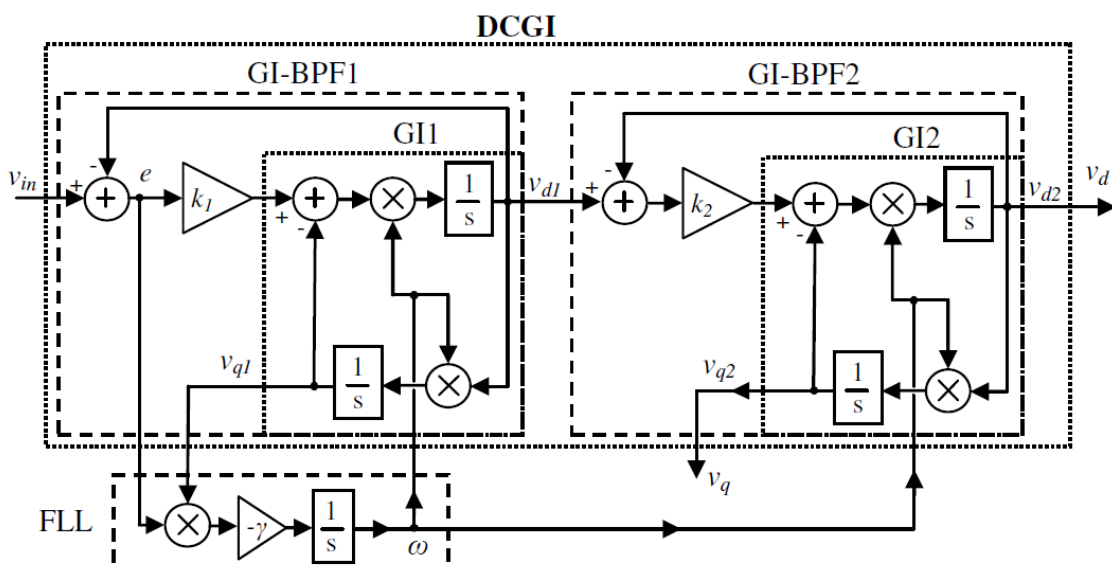


Fig. 6.2. Estructura DCGI compuesta por dos filtros GI-BPF en cascada.

Esto se puede observar en la Fig. 6.3, en la que se representa la magnitud y la fase de la función de transferencia de un GI-BPF y de un DCGI, ambos con una ganancia $k=0.1$. Obsérvese que el DCGI es más selectivo que el GI-BPF.

Aplicando al DCGI y al GI-BPF la misma señal de entrada v_{in} y una idéntica ganancia k , la THD de la salida v_d es mejor en el DCGI que en el GI-BPF. Incrementando la ganancia k del DCGI, se puede conseguir una THD similar a la del GI-BPF. Por lo tanto, en el mismo nivel de selectividad del filtro, o THD, el DCGI tiene una ganancia superior a un solo GI-BPF y, como consecuencia, un tiempo de respuesta más rápido.

La estructura DCGI tiene menor atenuación de los armónicos más bajos, por debajo del tercero, pero tiene una gran atenuación de los armónicos más altos.

A diferencia de los sistemas MFCC y MSOGI-FLL (explicados en los capítulos 3 y 5, respectivamente), el MCGI presenta la ventaja de no necesitar una red de realimentación cruzada (HDN), por lo que no requiere la estimación de otros armónicos distintos al fundamental.

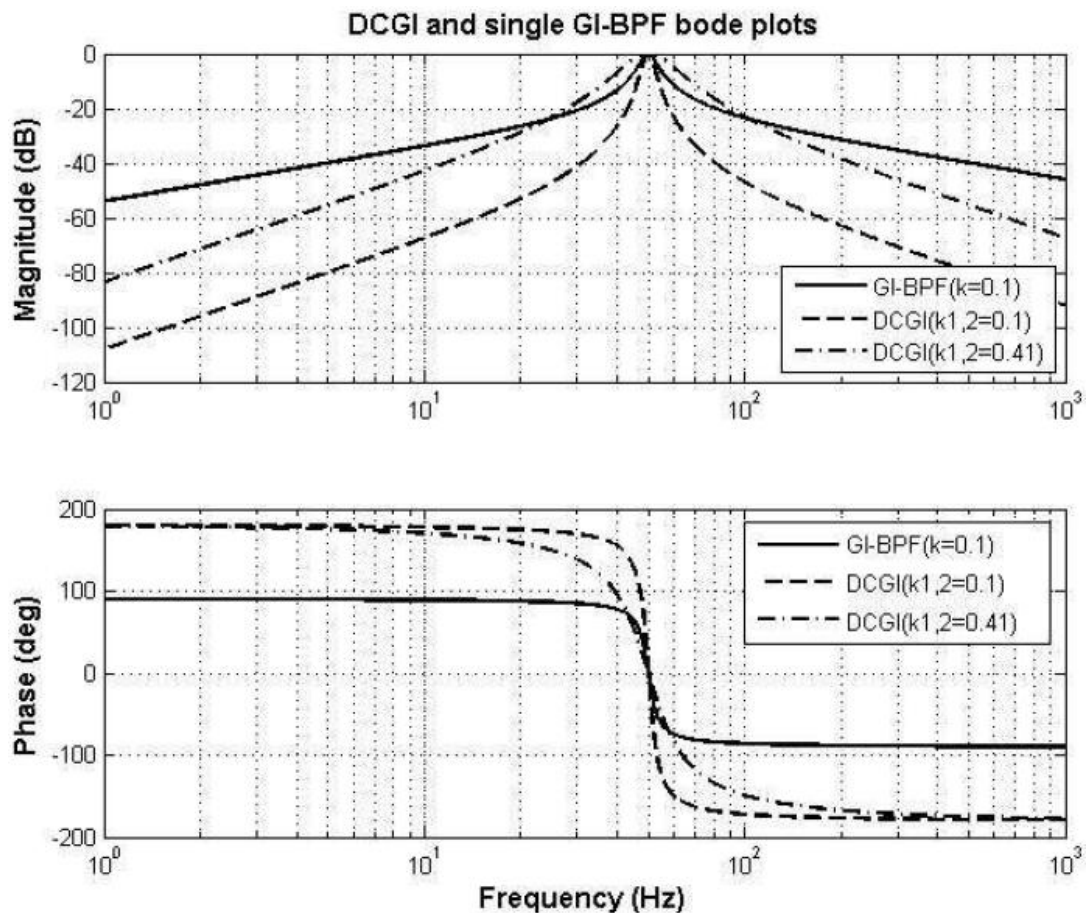


Fig. 6.3. Diagrama de Bode de los filtros DCGI y GI-BPF para diferentes ganancias.

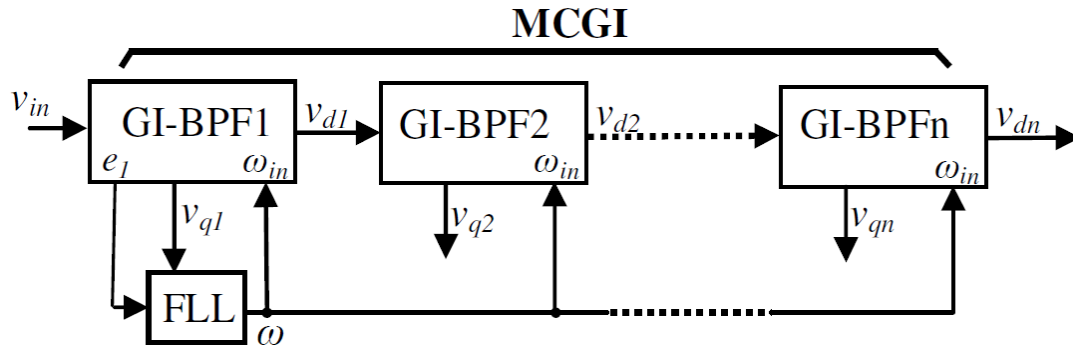


Fig. 6.4. Extensión de la estructura MCGI.

6.2. MCGI

La conexión en cascada del GI-BPF puede ampliarse y generalizarse a varios filtros de orden n conectados en cascada, o estructura MCGI, como se muestra en la Fig. 6.4. Con ello, se persigue que el tiempo de respuesta de dicha estructura sea mucho más rápido que los sistemas anteriores.

El tiempo de respuesta de la estructura MCGI se puede formular como (6.1), donde v_{dn} es la tensión (en voltios) de salida directa del sistema MCGI, n es el orden de armónico (adimensional), V es la amplitud de la tensión (en voltios), k es la ganancia del filtro pasa banda (adimensional), ω es la frecuencia (en radianes) y t es el tiempo (en segundos).

$$v_{dn}(t) = V \cdot \left(1 - e^{-\frac{k\omega}{2}t} \right)^n \cdot \sin(\omega t) \quad (6.1)$$

La reducción del tiempo de respuesta depende del orden del MCGI. Lógicamente, cuanto más alto sea el orden, mayor complejidad tendrá la implementación y, en consecuencia, mayor será la carga computacional. Según el estudio de [29], la mejor relación entre la complejidad de implementación de la estructura y la reducción de tiempo, se logra para orden dos (DCGI).

6.3. MCGI para redes trifásicas

Todas las figuras comentadas anteriormente en este capítulo están explicadas para una red monofásica, para facilitar la comprensión de la estructura MCGI. Para cumplir los objetivos de este proyecto, se requiere estudiar las prestaciones del MCGI para sincronizar una red eléctrica trifásica.

Igual que en las técnicas MFCC y MSOGI-FLL explicadas en capítulos anteriores, teniendo en cuenta que la mayoría de los convertidores de potencia conectados a la red eléctrica trifásica emplean una

conexión de tres hilos, sólo se necesita la sincronización con las componentes de la secuencia positiva y negativa de la tensión de red. Esta característica permite transformar el vector de tensión de la red desde el marco de referencia estacionario abc al $\alpha\beta$ mediante la transformación de Clarke, como se indicó en (4.6).

A su vez, la tensión instantánea de las componentes de las secuencias positiva y negativa en el marco de referencia $\alpha\beta$ se puede calcular aislada como se mostró en (4.7).

En la Fig. 6.5 se muestra el diagrama de bloques de un sistema capaz de detectar la secuencia positiva de una red trifásica, basado en un MCGI. A la red eléctrica se le aplica la transformada de Clarke, a continuación se conecta el MCGI-FLL y su salida es la entrada a un PSC (*Positive Sequence Calculation*).

Un MCGI trifásico más completo que el de la Fig. 6.5, se puede implementar fácilmente aplicando la estructura monofásica de la Fig. 6.2 a las componentes v_α y v_β del vector trifásico de entrada, pero empleando un solo FLL cuya salida sea una de las entradas de los cuatro filtros GI-BPF. Las salidas $v_{d\alpha}$ y $v_{d\beta}$ se pueden conectar a un bloque PNSC (*Positive and Negative Sequence Calculation*), tal como se explicó en el capítulo 5. La salida del PNSC se conecta al bloque Transformada inversa de Clarke. El diagrama de bloques de un MCGI (concretamente el tipo DCGI) trifásico se puede observar en la Fig. 6.7.

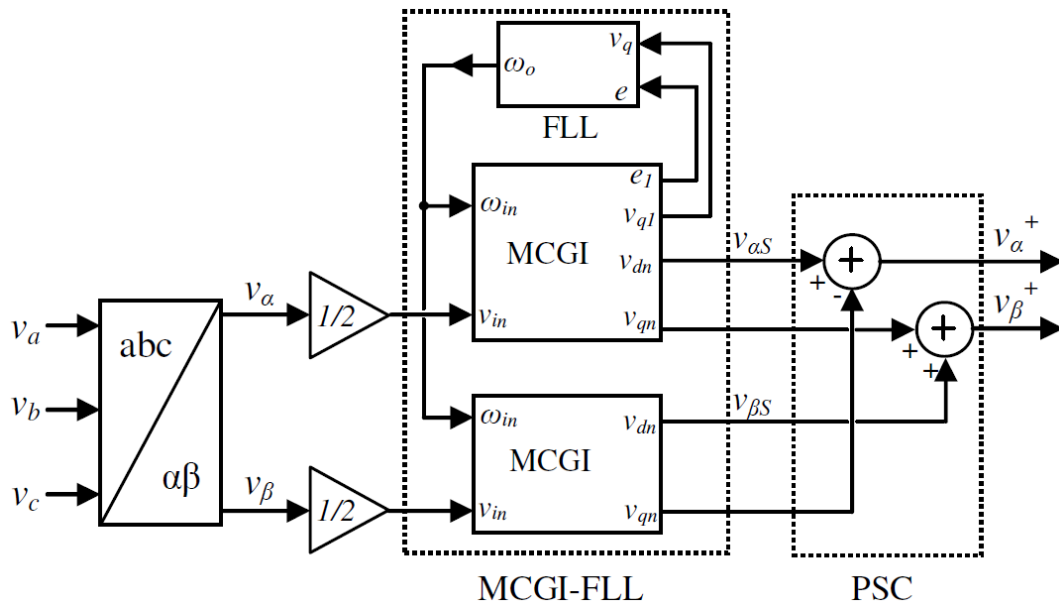


Fig. 6.5. PSC (*Positive Sequence Calculation*) basado en MCGI-FLL.

6.4. Implementación del MCGI en *Matlab-Simulink*

Para tener una visión detallada de todos los bloques empleados en la construcción del sistema del MCGI, en las siguientes figuras se muestra su implementación mediante el programa informático *Matlab-Simulink*.

Como se ha comentado en el apartado 6.2 de este capítulo, la reducción del tiempo de respuesta depende del orden del MCGI. La mejor relación entre la complejidad de implementación de la estructura y la reducción de tiempo, se logra para orden dos (DCGI). Por ello, se ha escogido implementar en *Matlab-Simulink* el DCGI, que es un caso particular del MCGI con dos filtros pasa banda GI-BPF (iguales al DSOGI-QSG que se explicó en el capítulo 5).

La nomenclatura de los nombres de bloque y de sus entradas y salidas es la siguiente:

- v indica que la señal es una tensión.
- e indica que la variable es estimada.
- E es la variable de error del lazo cerrado que entra en el FLL.
- A y B son las componentes α y β , respectivamente.
- a , b y c son las componentes de la red eléctrica trifásica que se desea medir.
- p y n indican la secuencia positiva y negativa, respectivamente.

En la Fig. 6.6 se muestra la conexión de las tres fases (v_a , v_b y v_c) de la red eléctrica con el bloque Transformación de Clarke. La salidas de éste último son v_A y v_B que corresponden a las señales α y β , respectivamente, que son las entradas del sistema de medida MCGI.

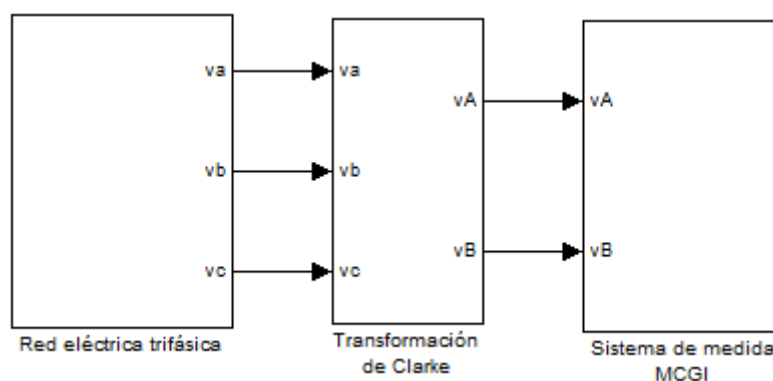


Fig. 6.6. Visión general de conexión del sistema MCGI.

En la Fig. 6.7, se muestra la implementación en *Matlab-Simulink* del MCGI de tipo DCGI, con bloques FLL, GI-BPF, PNSC y Transformada Inversa de Clarke. Se debe ajustar el parámetro k del bloque “SOGI gain”, que es la entrada de los bloques GI_BPF (DSOGI-QSG), para variar su ancho de banda, según (4.3).

El interior de los bloques de la Fig. 6.7 llamados FLL, GI_BPF (DSOGI_QSG), PNSC y T_Inv_Clarke son idénticos a los de la Fig. 5.8, Fig. 5.9, Fig. 5.10 y Fig. 5.11, respectivamente. Dichas figuras fueron explicadas en el apartado 5.4.

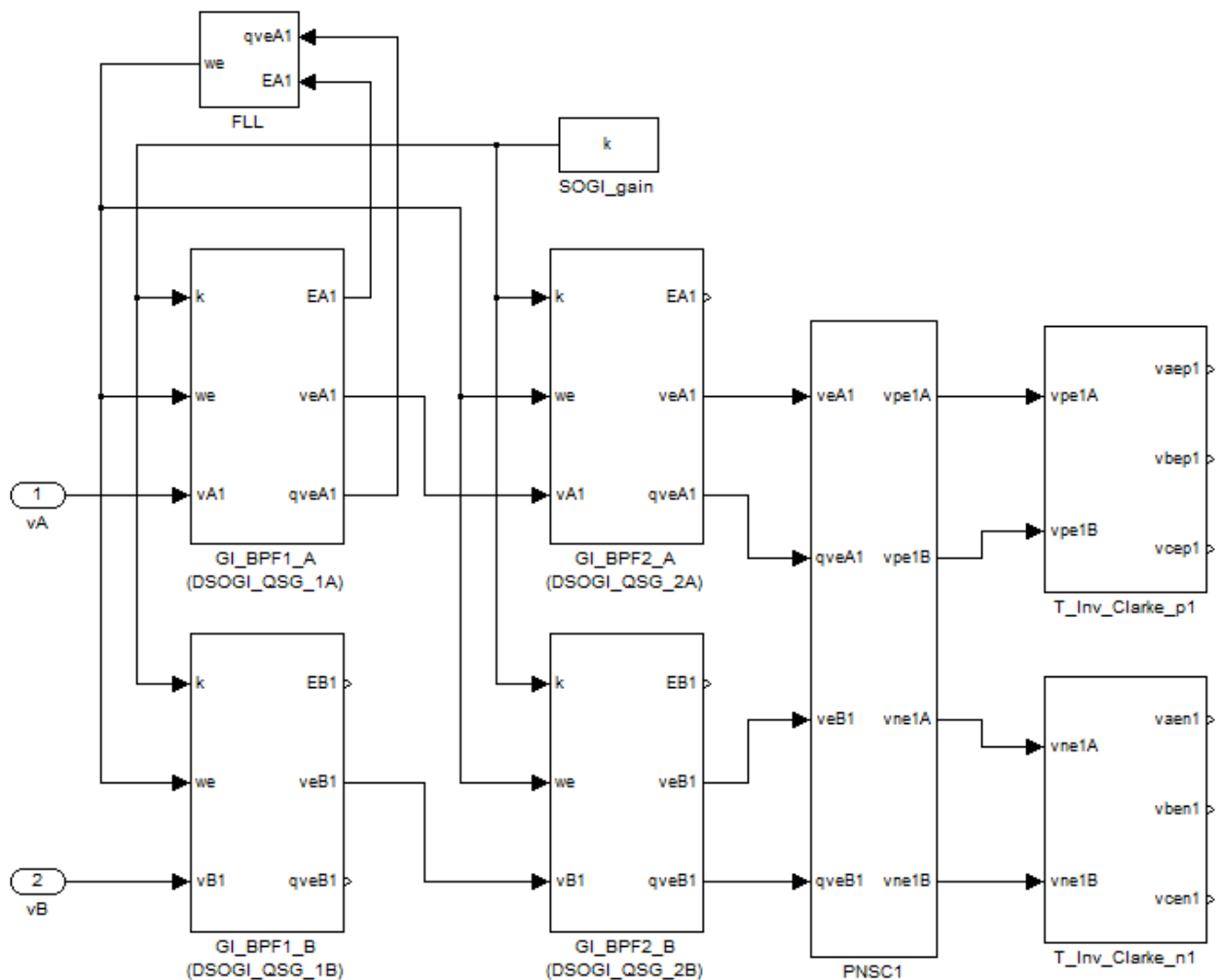


Fig. 6.7. MCGI de tipo DCGI, con bloques FLL, GI-BPF, PNSC y Transf. Inversa de Clarke.

Capítulo 7

7. Comparación de prestaciones

En este capítulo se presentan los resultados finales obtenidos mediante gran cantidad de simulaciones con *Matlab-Simulink*, para cada una de las técnicas de sincronización con la red eléctrica trifásica.

También se razona la configuración de cada sistema antes de comparar las prestaciones.

Una vez se han escogido los parámetros de configuración más óptimos para cada sistema, se ha comparado su salida individual habiendo simulado una idéntica entrada de red con distintos problemas de desequilibrio, distorsión armónica y salto abrupto de la frecuencia.

Como los sistemas han resultado ser muy buenos, apenas se aprecian diferencias observando las gráficas. Por ello se ha realizado un estudio comparativo de forma numérica.

Concretamente, las prestaciones que se comparan son:

- Error en régimen estacionario.
- Distorsión armónica total (THD).
- Tiempo de establecimiento.
- Carga computacional.

7.1. Elección de los fallos de red a simular como entrada.

Se ha considerado oportuno comparar las prestaciones de los sistemas MFCC, MSOGI y MCGI en los casos de fallo de red por desequilibrio, distorsión armónica y salto abrupto de la frecuencia.

Dichos fallos se explicaron en el capítulo 2.1.

Los armónicos que más afectan a la red eléctrica alterna trifásica son el 5º, que se resta al fundamental y el 7º, que se suma al fundamental.

Los armónicos pares aparecen únicamente en corriente continua, por lo que no afectan a la red alterna.

Los armónicos múltiplos del 3º pertenecen a la secuencia homopolar y circulan únicamente por el conductor neutro (donde se suman), por lo que tampoco afectan a las tres fases activas.

Los demás armónicos que pueden afectar a la red eléctrica suelen tener una amplitud muy pequeña y además están muy alejados de la frecuencia fundamental, por lo que pueden ser fácilmente eliminados utilizando filtros pasa banda sintonizados a la frecuencia fundamental. Por ello, no se han implementado en los sistemas de medida que se comparan en este proyecto.

Por las razones anteriores, para el caso de red con distorsión armónica, se ha considerado necesario simular una entrada únicamente con los armónicos fundamental, 5º y 7º.

7.2. Configuración de los sistemas antes de la comparación.

Como se ha explicado en capítulos anteriores, cada una de las técnicas de sincronización con la red eléctrica trifásica se puede configurar con varios parámetros. Los principales parámetros son:

- El factor de amortiguamiento ($k=2 \cdot \xi$) de los distintos tipos de Filtro Pasa Banda empleados.
- Las constantes para la estimación de la frecuencia. Para el caso del PLL son la k_p y k_i del controlador PI. Para el caso del FLL es la constante γ .

En cada uno de los sistemas, previamente a la comparación, se han realizado muchas simulaciones con *Matlab* empleando distintos valores de los parámetros de configuración.

Recuérdese que cuanto mayor es el factor k , más armónicos se filtran por lo que mejor es la precisión (THD bajo), pero más lenta se vuelve la dinámica del sistema. Se trata de buscar un compromiso entre la THD y el tiempo de establecimiento.

Se han simulado idénticas entradas para los sistemas MFCC, MSOGI y MCGI, éste último con dos valores de ganancia distintos ($k=2 \cdot 0.2$ y $k=2 \cdot 0.9$) para destacar la influencia del valor de la ganancia k en las prestaciones comparadas.

La nomenclatura de todas las variables empleadas en cada sistema de medida se ha explicado anteriormente en su capítulo correspondiente. De todas formas, en la Tabla 7.1 se resume la nomenclatura de las salidas (variables estimadas) de los sistemas que se comparan en este capítulo.

Nomenclatura	Significado
v	Tensión (en voltios).
a, b, c	Son las componentes de la red eléctrica trifásica.
e	Indica que la variable es estimada.
p, n	Secuencia positiva y negativa, respectivamente.
1, 5, 7	Indica el orden de armónico: fundamental, 5º y 7º, respectivamente.

Tabla 7.1. Nomenclatura de las variables de salida de los sistemas MFCC, MSOGI y MCGI.

7.2.1. Comprobación del correcto funcionamiento de los sistemas.

Para comprobar que cada sistema funciona correctamente, se han realizado comprobaciones visuales mediante gráficas que comparan la entrada, las salidas y la suma de las salidas. La suma de las salidas estimadas ha de ser idealmente igual a la entrada. Las tres técnicas comparadas son tan precisas que visualmente no se aprecian diferencias.

Se ha seguido el mismo procedimiento para cada una de las tres técnicas de sincronización con la red eléctrica trifásica que se comparan. Por ello, a continuación únicamente se explica una de ellas, concretamente el sistema MFCC.

En la Fig. 7.1 se muestran los resultados obtenidos mediante simulación en el caso de una red que a los 0.14 segundos se le superpone un desequilibrio de 0.3pu en las 3 fases.

Obsérvese que antes de los 0.14 segundos la tensión de la secuencia positiva es idéntica a la de la red, mientras que la secuencia negativa es cero en las 3 fases. A partir de los 0.14 segundos, la amplitud de las 3 fases de la secuencia positiva disminuye, mientras que aparece una tensión sinusoidal en las 3 fases de la secuencia negativa. La suma de las secuencias positiva y negativa reconstruyen la red original.

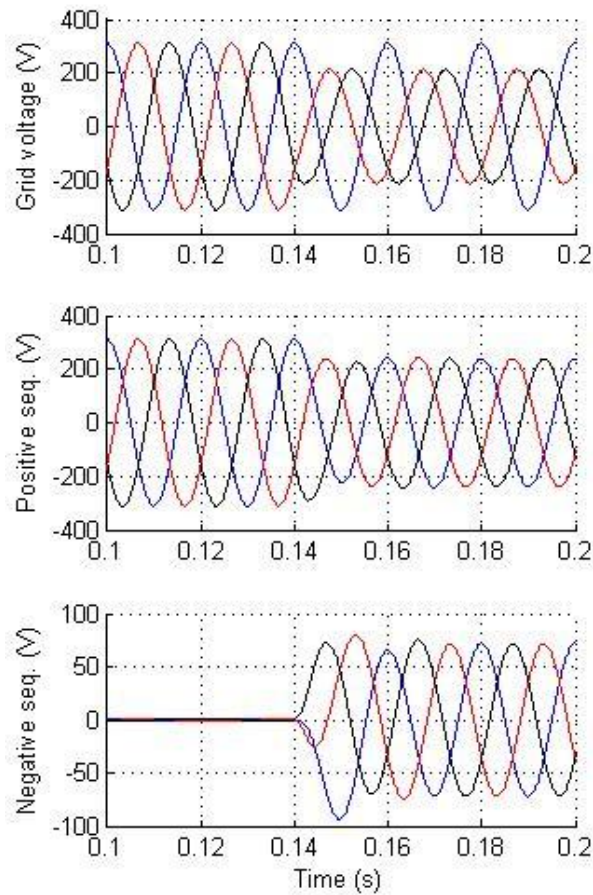


Fig. 7.1. Resultados de simulación bajo condiciones de red desequilibrada.

En la Fig. 7.2 se muestran los resultados obtenidos mediante simulación en el caso de una red que a los 0.14 segundos se le superpone un desequilibrio de 0.3pu en las 3 fases y una distorsión armónica de 0.1pu de los armónicos 5° y 7°. En la gráfica superior izquierda se muestra la red original, donde, a partir de los 0.14 segundos, se aprecia una fuerte distorsión en las 3 fases. En la gráfica superior derecha, se muestra la reconstrucción de la señal sumando las secuencias positivas y negativas de los armónicos fundamentales, 5° y 7°, representados por separado en las gráficas de las filas 2, 3 y 4. Obsérvese que la señal reconstruida se ve idéntica a la original.

En la Fig. 7.3 se muestran los resultados obtenidos mediante simulación en el caso de una red que a los 0.14 segundos se le superpone un desequilibrio de 0.3pu en las 3 fases, una distorsión armónica de 0.1pu de los armónicos 5° y 7°, y un salto abrupto de frecuencia de 50 a 55Hz (equivalente a 314 y 346 rad/s, respectivamente). A partir de los 0.2 segundos, la red vuelve a tener condiciones ideales. Obsérvese, que a partir de los 0.14 segundos, se produce un fuerte cambio en la ω_0 estimada, en v_d y en v_q , estabilizándose las tres señales en unos 30ms (menos de 2 períodos de la frecuencia fundamental). Ocurre lo mismo en el siguiente cambio de la red, a partir de los 0.2 segundos. De la gráfica inferior, la señal superior (color rojo) es v_d , y la inferior (color azul) es v_q . Obsérvese que v_d siempre se estabiliza en el valor de amplitud del armónico fundamental positivo de la red y v_q siempre se estabiliza en cero.

Se simula con distintos valores de las constantes del PI que aparece en la Fig. 3.7, consiguiendo el mejor resultado con los siguientes valores: constante de proporcionalidad $k_p=0.455$ y constante de integración $k_i=32$.

Es interesante señalar que, mediante simulación, se comprueba que empleando v_q como entrada al PI, en lugar de v_d , el resultado obtenido también es correcto.

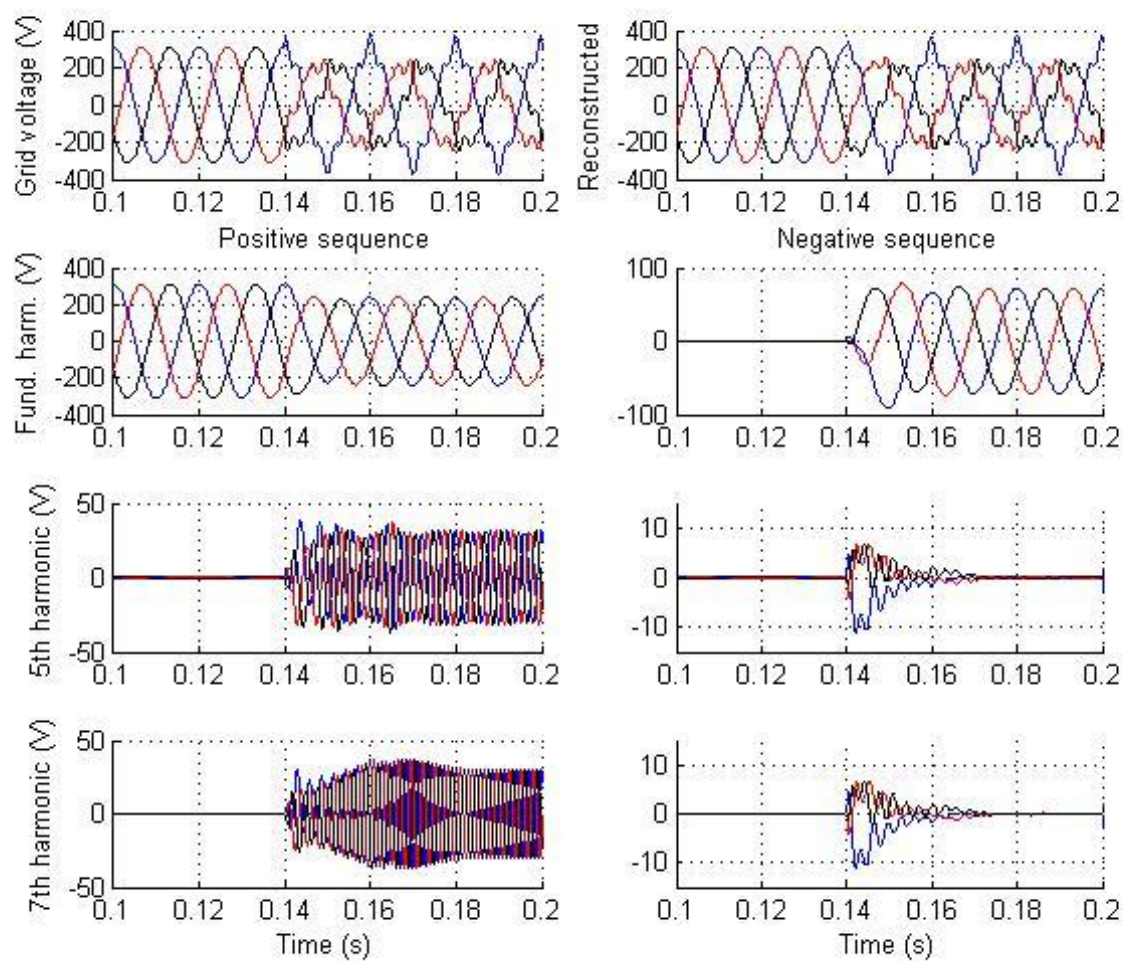


Fig. 7.2. Resultados de simulación bajo condiciones de red desequilibrada con distorsión armónica.

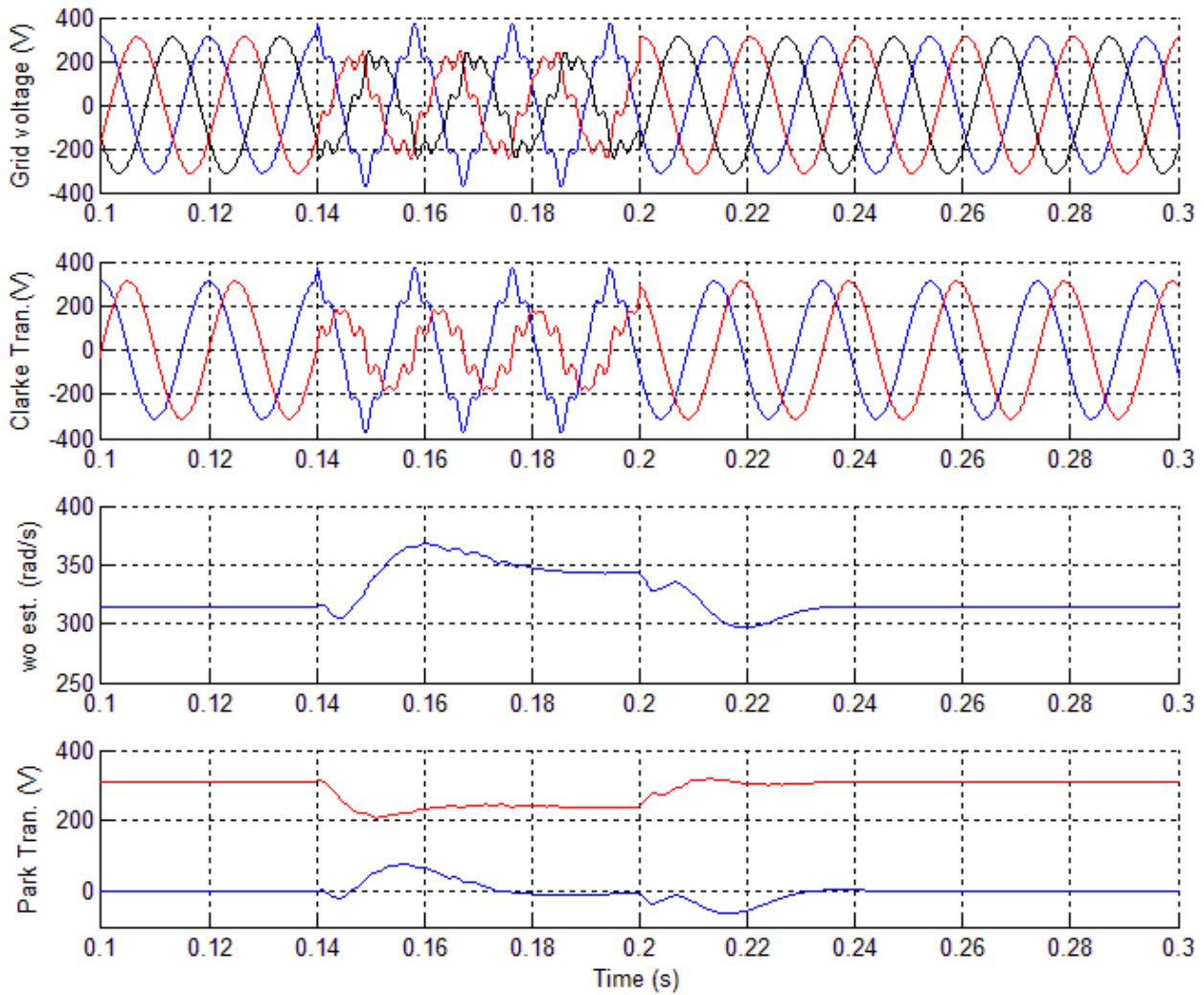


Fig. 7.3. Resultados de simulación bajo condiciones de red desequilibrada, con distorsión armónica y salto abrupto de la frecuencia.

7.3. Error en régimen estacionario.

7.3.1. Definición de Error en régimen estacionario.

Se llama **régimen transitorio**, al estado durante el cual las señales del circuito eléctrico están en continua evolución. En contraposición, el **régimen estacionario** o **permanente** es aquel en el que las señales permanecen constantes hasta que se varía bien el circuito o bien la excitación del mismo. Se representa un ejemplo en la Fig. 7.4.

El **error en régimen estacionario** se define como la diferencia entre la entrada y la salida de un sistema, en el límite cuando el tiempo tiende a infinito (es decir, cuando la respuesta ha alcanzado el régimen estacionario).

7.3.2. Proceso de cálculo del Error en régimen estacionario.

El error en régimen estacionario se ha calculado con la expresión (7.1). El *valor teórico* es la amplitud máxima de la entrada al sistema que se ha simulado.

$$Error(\%) = \frac{|Valor\ medido - Valor\ teórico|}{Valor\ teórico} \cdot 100 \quad (7.1)$$

Cada variable estimada se ha representado gráficamente mediante el *Matlab*, para visualizar cuándo ha llegado la señal al régimen estacionario. Un ejemplo se muestra en la Fig. 7.5. Se ha escogido como *valor medido* el valor de amplitud máxima en régimen estacionario. Al finalizar la simulación, la tensión en cada instante de tiempo de cada variable estimada queda almacenada en un vector. Mediante el *Workspace* de *Matlab* se pueden comprobar sus valores, que tienen una precisión de 4 decimales. Se ha escogido el valor más alto de amplitud de las sinusoides que se van repitiendo en el régimen estacionario.

Este procedimiento se ha empleado para cada una de las variables estimadas, en cada uno de los sistemas comparados. El trabajo es laborioso, pero no es complicado.

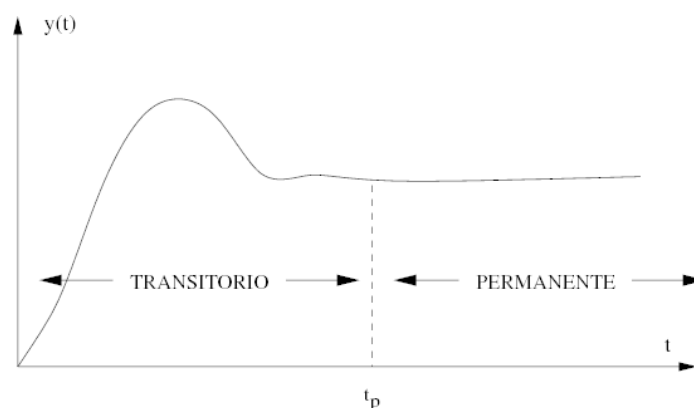


Fig. 7.4. Régimen transitorio y permanente de la salida de un sistema.

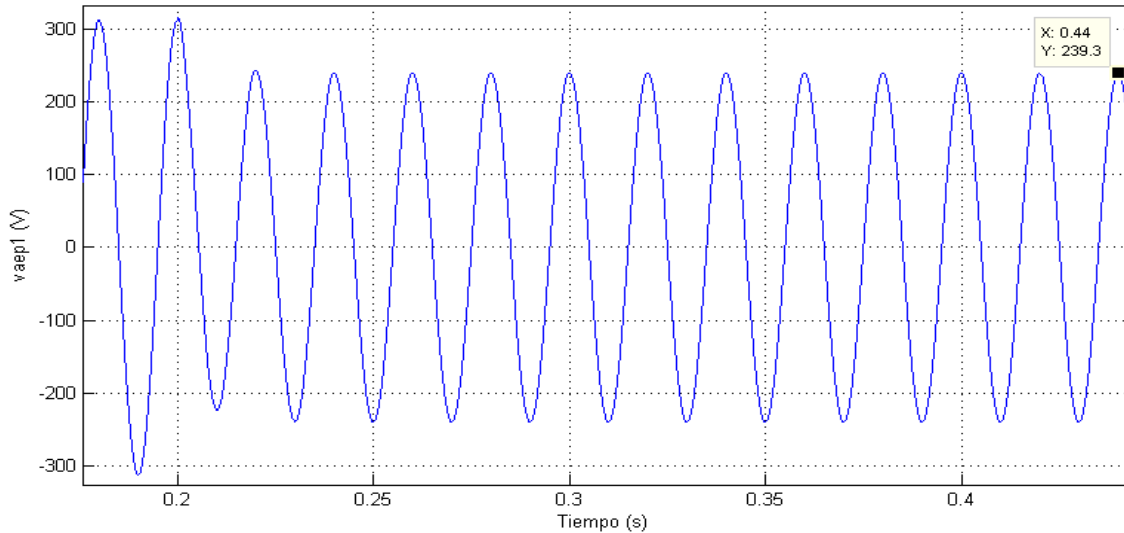


Fig. 7.5. Ejemplo para determinar el *valor medido* de *vaep1* en régimen estacionario.

En la Tabla 7.2 se muestra la comparativa del error en régimen estacionario de cada una de las variables estimadas por los sistemas estudiados. Se ha simulado una entrada de red eléctrica que sufre un desequilibrio en las tres fases de 0.3pu, además de una distorsión de 0.1pu en los armónicos quinto y séptimo.

En la Tabla 7.3 se muestra el mismo caso que en la Tabla 7.2, pero para el MCGI con distinta ganancia k . Recuérdese, como se explicó en el capítulo 6, que el MCGI no requiere estimar los armónicos distintos al fundamental.

Se ha comprobado mediante simulación, que los estimadores de frecuencia PLL y FLL no tienen error apreciable en régimen estacionario. Por ello, carece de sentido calcular el error en régimen estacionario con saltos de frecuencia, ya que es igual que en el caso de desequilibrio y distorsión armónica.

Desequilibrio y distorsión armónica						
Variable estimada	MFCC			MSOGI		
	Valor Medido	Valor Teórico	Error (%)	Valor Medido	Valor Teórico	Error (%)
<i>vaep1</i>	239,3285	239,3284	0,0000	239,3284	239,3284	0,0000
<i>vbep1</i>	239,3283	239,3284	0,0000	239,3283	239,3284	0,0000
<i>vcep1</i>	239,3283	239,3284	0,0000	239,3283	239,3284	0,0000
<i>vaen1</i>	71,7986	71,7985	0,0001	71,7985	71,7985	0,0000
<i>vben1</i>	71,7985	71,7985	0,0000	71,7985	71,7985	0,0000
<i>vcen1</i>	71,7985	71,7985	0,0000	71,7985	71,7985	0,0000
<i>vaep5</i>	31,1126	31,1127	0,0003	31,1127	31,1127	0,0000
<i>vbep5</i>	31,1123	31,1127	0,0013	31,1123	31,1127	0,0013
<i>vcep5</i>	31,1123	31,1127	0,0013	31,1123	31,1127	0,0013
<i>vaep7</i>	31,1120	31,1127	0,0022	31,1121	31,1127	0,0019
<i>vbep7</i>	31,1124	31,1127	0,0010	31,1123	31,1127	0,0013
<i>vcep7</i>	31,1122	31,1127	0,0016	31,1123	31,1127	0,0013
Valor máximo			0,0022			0,0019

Tabla 7.2. Comparativa de error en régimen estacionario entre MFCC y MSOGI.

Desequilibrio y distorsión armónica						
Variable estimada	MCGI $k=2\cdot 0.2$			MCGI $k=2\cdot 0.9$		
	Valor Medido	Valor Teórico	Error (%)	Valor Medido	Valor Teórico	Error (%)
<i>vaep1</i>	238,9853	239,3284	0,1434	236,8865	239,3284	1,0203
<i>vbep1</i>	239,4350	239,3284	0,0445	241,0263	239,3284	0,7094
<i>vcep1</i>	239,2992	239,3284	0,0122	238,1101	239,3284	0,5090
<i>vaen1</i>	71,9706	71,7985	0,2397	71,0419	71,7985	1,0538
<i>vben1</i>	71,6033	71,7985	0,2719	71,2854	71,7985	0,7146
<i>vcen1</i>	71,7071	71,7985	0,1273	70,8523	71,7985	1,3179
Valor máximo	0,2719			1,3179		

Tabla 7.3. Comparativa de error en régimen estacionario entre MCGI con distinta ganancia k .

Observando los valores máximos de la Tabla 7.2, se aprecia que tanto el MFCC como el MSOGI, prácticamente no tienen error en régimen estacionario (0.0022% y 0.0019%, respectivamente).

Observando los valores máximos de la Tabla 7.3, se aprecia que el MCGI tiene un error en régimen estacionario muy bajo, tan sólo un 0.2719% para $k=2\cdot 0.2$ y un 1,3179% para $k=2\cdot 0.9$.

7.4. THD (Total Harmonic Distortion)

Los armónicos y la THD han sido ampliamente explicados en el capítulo 2.1.2.

A continuación se presenta la definición matemática de la THD y posteriormente su proceso de cálculo mediante el programa informático *Matlab-Simulink*.

7.4.1. Definición matemática de la distorsión armónica total (THD)

Si en un sistema no lineal introducimos un tono de frecuencia f_0 , en la salida tendremos ese mismo tono (con una amplitud y fase posiblemente diferentes) y, sumado a el, otros tonos de frecuencia $2\cdot f_0, 3\cdot f_0, \dots$, llamados armónicos del tono fundamental f_0 . El parámetro THD mide el nivel de distorsión sobre la onda sinusoidal pura (tono) que introducen sus armónicos (tonos de alta frecuencia).

La THD se calcula mediante (7.2), donde v_1 es la tensión fundamental y v_i es la tensión del i -ésimo armónico que contiene la señal. Dicha expresión también es válida para corrientes.

$$THD(\%) = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} v_i^2}{v_1^2}} \cdot 100 \tag{7.2}$$

Casi todas las cargas críticas, como los equipos electrónicos, soportan una THD máxima del 5%.

7.4.2. Proceso de cálculo de la THD con *Matlab-Simulink*

Para medir la THD, se ha conectado a cada variable estimada el bloque del *Simulink* que se muestra en la Fig. 7.6, con el parámetro *Fundamental frequency (Hz)*=50. Como resultado se obtiene un vector con el valor de THD para cada instante de tiempo simulado. Se ha dibujado la gráfica con dicho vector y se ha comprobado que los valores finales han llegado al régimen estacionario. Un ejemplo se muestra en la Fig. 7.7. Posteriormente, se ha calculado la media de dichos valores finales mediante el *Workspace* de *Matlab*.

Este procedimiento se ha empleado para cada una de las variables estimadas, en cada uno de los sistemas comparados. El trabajo es laborioso, pero no es complicado.

Observación: no se deben medir armónicos distintos al fundamental, aunque se ajustase el parámetro *Fundamental frequency* a $5 \cdot 50\text{Hz}$ y $7 \cdot 50\text{Hz}$, ya que el resultado sería erróneo. Tampoco se debe medir la THD en casos de salto de frecuencia.

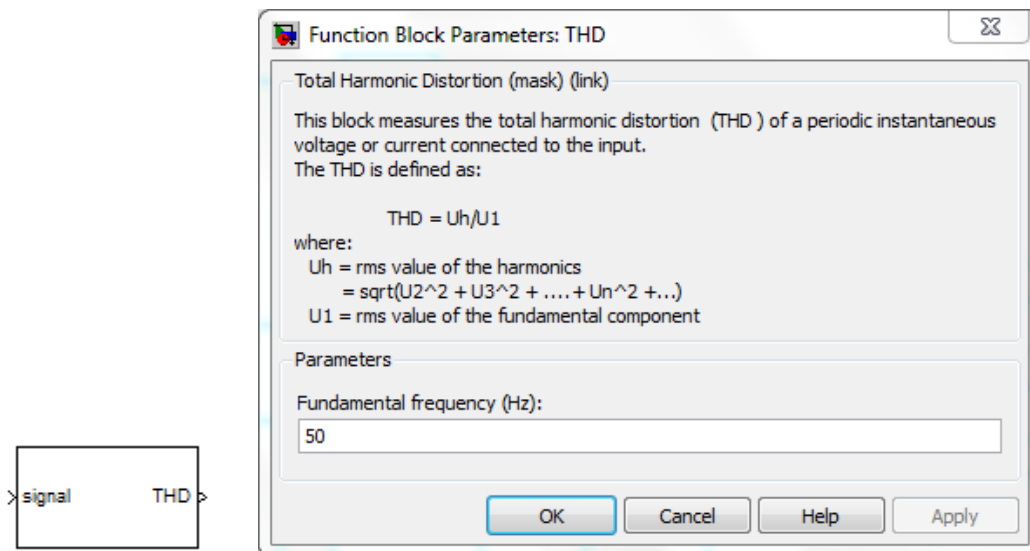


Fig. 7.6. Bloque medidor de THD de *Matlab-Simulink* y su parámetro.

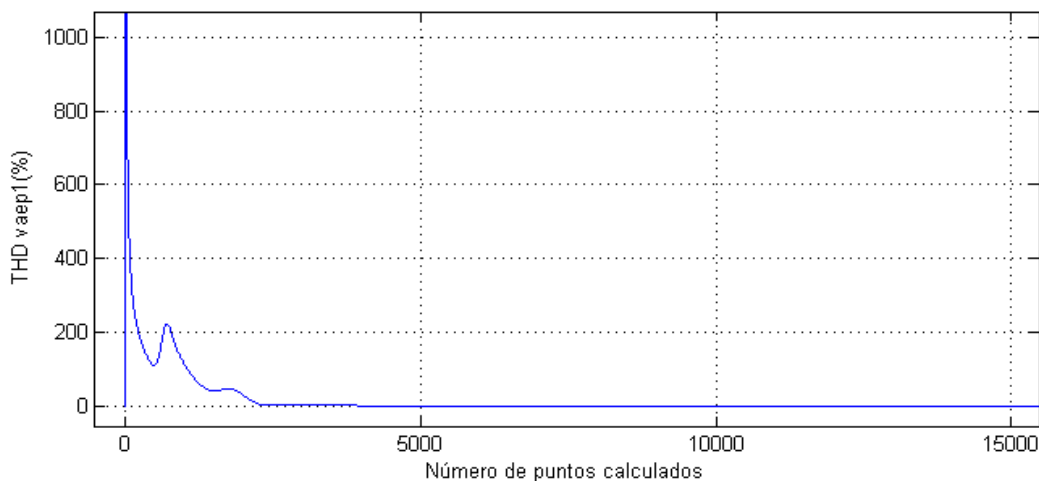


Fig. 7.7. Ejemplo: representación gráfica del vector de THD de *vaep1*.

Desequilibrio y distorsión armónica				
Variable estimada	THD (%)			
	MFCC	MSOGI	MCGI k=2*0.2	MCGI k=2*0.9
<i>vaep1</i>	0,0063	0,0037	0,1882	1,1748
<i>vbep1</i>	0,0075	0,0042	0,2480	1,2260
<i>vcep1</i>	0,0060	0,0037	0,2485	1,2153
<i>vaen1</i>	0,0135	0,0084	0,6481	2,5788
<i>vben1</i>	0,0106	0,0077	0,7389	2,2413
<i>vcen1</i>	0,0178	0,0100	0,7490	2,3301
Valor máximo	0,0178	0,0100	0,7490	2,5788

Tabla 7.4. Comparativa de la THD calculada en caso de desequilibrio y distorsión armónica.

En la Tabla 7.4 se muestra la comparativa de la THD de cada una de las variables estimadas por los sistemas estudiados. Se ha simulado una entrada de red eléctrica que sufre un desequilibrio en las tres fases de 0.3pu, además de una distorsión de 0.1pu en los armónicos quinto y séptimo.

Observando los valores máximos de la Tabla 7.4, se aprecia que en caso de una red con desequilibrio y distorsión armónica, los sistemas MSOGI y MFCC prácticamente tienen un THD nulo (0.0100% y 0.0178%, respectivamente), igualmente el MCGI también obtiene un valor muy bueno (0.7490% para $k=2\cdot 0.2$ y 2,5788% para $k=2\cdot 0.9$).

7.5. Tiempo de establecimiento

7.5.1. Definición del Tiempo de establecimiento.

El tiempo de establecimiento se define como el tiempo necesario para que la respuesta (salida) del sistema alcance y se mantenga dentro de un rango alrededor del valor final establecido en un $\pm 5\%$. Dicho porcentaje es variable según el autor. Suele abreviarse como t_s , en inglés *settling time*.

En la Fig. 7.8 se representa gráficamente la respuesta típica de un sistema de segundo orden ante una entrada en escalón, donde t_3 es el tiempo de establecimiento y las líneas discontinuas representan el $\pm 5\%$ del valor final.

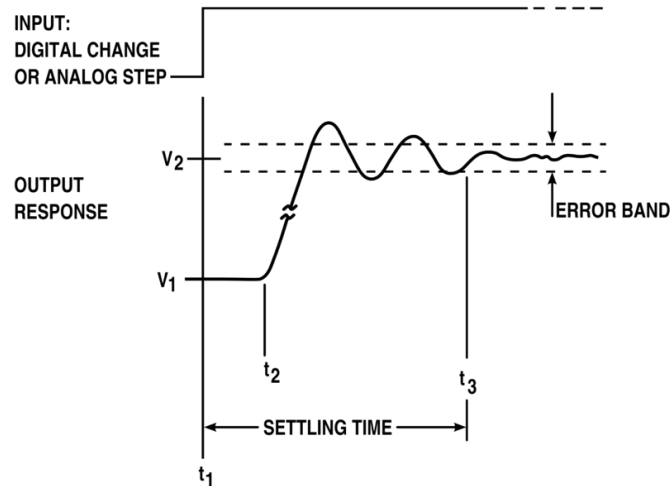


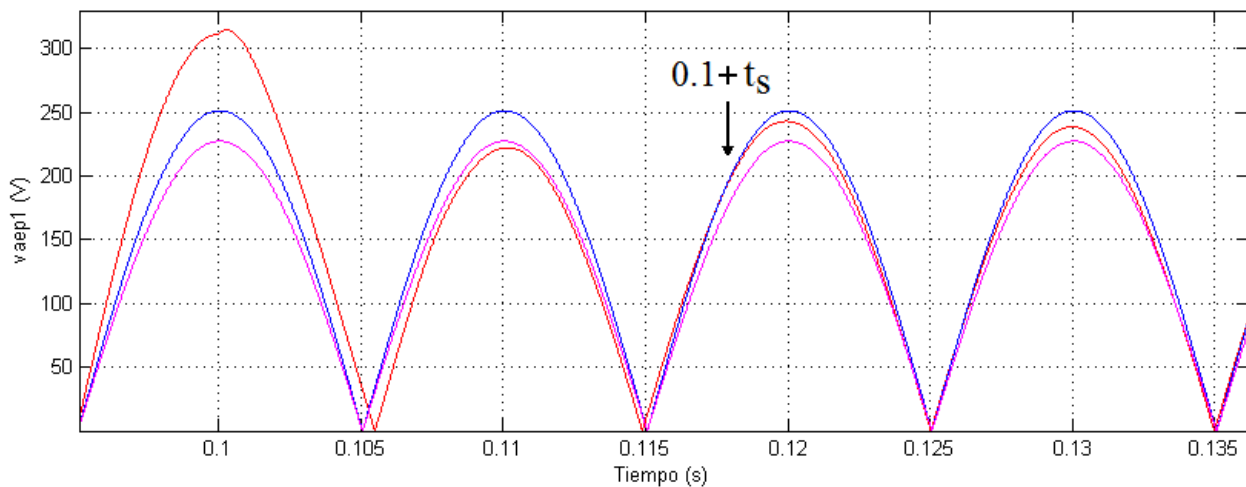
Fig. 7.8. Tiempo de establecimiento.

7.5.2. Proceso de cálculo del Tiempo de establecimiento.

Para obtener el resultado más preciso, se ha creído conveniente emplear como **valor final** el **valor medido** (que puede tener un pequeño error respecto al valor teórico), ya que es donde realmente se estabiliza la señal.

En la Fig. 7.9 se ha representado el valor absoluto de las señales: *vaep1* (color rojo), *valor final de vaep1 medido+5%* (color azul) y *valor final de vaep1 medido-5%* (color magenta). Previamente se ha simulado una entrada en la que en el instante 0.1 segundos sufre un desequilibrio con distorsión armónica. Así, el tiempo de establecimiento será el instante en que la señal roja entra y se mantiene dentro de la franja comprendida por las señales azul y magenta, restándole el instante en que empieza el cambio en la entrada (0.1 segundos en este ejemplo).

Este procedimiento se ha empleado para cada una de las variables estimadas, en cada uno de los sistemas comparados. El trabajo es laborioso, pero no es complicado.

Fig. 7.9. Ejemplo de gráfico empleado para determinar el tiempo de establecimiento de *vaep1*.

En la Tabla 7.5 se muestra la comparativa de los tiempos de establecimiento de cada una de las variables estimadas por los sistemas estudiados. Se ha simulado una entrada de red eléctrica que sufre un desequilibrio en las tres fases de 0.3pu, además de una distorsión de 0.1pu en los armónicos quinto y séptimo. Los valores que carecen de sentido tienen la celda en blanco. Recuérdese, como se explicó en el capítulo 6, que el MCGI no requiere estimar los armónicos distintos al fundamental.

Observando los valores máximos de la Tabla 7.5, se aprecia que en caso de desequilibrio y distorsión armónica, el sistema que tiene menor tiempo de establecimiento es el MSOGI (27,4ms), prácticamente igual que el MCGI con $k=2\cdot 0.9$ (28.3ms), y seguidos del MFCC (38.5ms) y del MCGI con $k=2\cdot 0.2$ (79.8ms). Obsérvese la gran influencia de un distinto valor de la ganancia k en el MCGI.

En la Tabla 7.6 se muestra la comparativa de los tiempos de establecimiento obtenidos para cada sistema estudiado. Se ha simulado una entrada de red eléctrica que sufre un salto abrupto de frecuencia de 50 a 60Hz. En los sistemas que utilizan el FLL, se han utilizado los siguientes parámetros de configuración: $\gamma=-0.3$ y condición inicial de $2\cdot\pi\cdot 50\text{Hz}$. Al tratarse de una red sin desequilibrio ni distorsión armónica, carece de sentido estimar la secuencia negativa y los armónicos distintos al fundamental.

Desequilibrio y distorsión armónica				
Variable estimada	Tiempo de establecimiento (ms)			
	MFCC	MSOGI	MCGI $k=2\cdot 0.2$	MCGI $k=2\cdot 0.9$
<i>vaep1</i>	10,2	17,7	50,5	17,5
<i>vbep1</i>	3,3	3,2	47,9	12,2
<i>vcep1</i>	13,2	17,5	53,4	20,3
<i>vaen1</i>	26,7	27,4	76,3	28,3
<i>vben1</i>	21,5	20,5	79,8	24,6
<i>vcen1</i>	5,0	5,8	73,1	14,9
<i>vaep5</i>	33,5	18,0		
<i>vbep5</i>	32,9	17,3		
<i>vcep5</i>	32,4	18,7		
<i>vaep7</i>	38,5	21,5		
<i>vbep7</i>	38,1	23,7		
<i>vcep7</i>	37,6	21,9		
Valor máximo	38,5	27,4	79,8	28,3

Tabla 7.5. Comparativa de tiempos de establecimiento en caso de desequilibrio y distorsión armónica.

Salto de frecuencia				
Variable estimada	Tiempo de establecimiento (ms)			
	MFCC	MSOGI	MCGI $k=2 \cdot 0.2$	MCGI $k=2 \cdot 0.9$
<i>vaep1</i>	11,9	16,6	48,2	33,1
<i>vbep1</i>	5,3	14,1	53,2	30,5
<i>vcep1</i>	11,2	19,2	50,8	20,8
Valor máximo	11,9	19,2	53,2	33,1

Tabla 7.6. Comparativa de tiempos de establecimiento en caso de salto abrupto de la frecuencia.

Observando los valores máximos de la Tabla 7.6, se aprecia que en caso de salto abrupto de la frecuencia, el sistema que tiene menor tiempo de establecimiento es el MFCC (11.9ms), seguido del MSOGI (19.2ms), y por último el MCGI con $k=2 \cdot 0.9$ (33.1ms) y con $k=2 \cdot 0.2$ (53.2ms).

7.6. Carga computacional

La carga computacional es el tiempo que tarda el microprocesador en realizar las instrucciones del algoritmo que tiene programado.

El estudio comparativo de las técnicas de sincronización se ha realizado mediante simulación en ordenador con *Matlab*.

En la práctica, la técnica elegida se implementa en un procesador digital de señal (DSP, *Digital Signal Processor*).

Un DSP es un sistema basado en un procesador (o microprocesador) que posee un juego de instrucciones, un *hardware* y un *software* optimizados para aplicaciones que requieran operaciones numéricas a muy alta velocidad. Por ello, es especialmente útil para el procesamiento y representación de señales analógicas en tiempo real: en un sistema que trabaje de esta forma (tiempo real) se reciben muestras (*samples* en inglés), normalmente provenientes de un convertor analógico/digital (ADC).

El DSP escogido pertenece a la marca comercial Texas Instruments [37], por ser expertos en ámbitos de control en sistemas de electrónica de potencia. En concreto, se ha elegido el DSP modelo TMS320F28335, cuya foto se muestra en la Fig. 7.10. Este DSP es capaz de realizar operaciones en coma flotante, ahorrando así muchas operaciones que serían necesarias realizar en un DSP con coma fija. Conociendo el tiempo que tarda dicho DSP en procesar cada bloque de *Matlab-Simulink*, se ha estimado la carga computacional para cada sistema a comparar.



Fig. 7.10. DSP de Texas Instruments modelo TMS320F28335.

En la Tabla 7.7 se muestra el tiempo (en μs) que tarda el DSP modelo TMS320F28335 en procesar las instrucciones correspondientes a la implementación de los bloques que han sido empleados con *Simulink* en este trabajo. Los valores que figuran en dicha tabla son muy fiables. Son fruto del análisis experimental facilitado por el grupo de investigación SEPIC.

En la Tabla 7.8 se indica la carga computacional en el DSP estimada para el algoritmo MFCC, resultando un total de 18,26728 μs .

En la Tabla 7.9 se indica la carga computacional en el DSP estimada para el algoritmo MSOGI, resultando un total de 14,90724 μs .

En la Tabla 7.10 se indica la carga computacional en el DSP estimada para el algoritmo MCGI, resultando un total de 7,10694 μs .

Denominación del bloque en <i>Simulink</i>	Sum	Product	Gain	Integrator	PID	sin	cos
Tiempo de ejecución por operación (μs)	0,08667	0,08667	0,08667	0,34668	0,24667	0,50000	0,49333

Tabla 7.7. Tiempo que tarda el DSP en procesar bloques de *Simulink*.

MFCC							
Denominación del bloque en <i>Simulink</i>	Sum	Product	Gain	Integrator	PID	sin	cos
Nº operaciones	66	22	45	13	1	2	2
Tiempo parcial (μs)	5,72022	1,90674	3,90015	4,50684	0,24667	1,00000	0,98666
Tiempo Total (μs)	18,26728						

Tabla 7.8. Carga computacional en el DSP del algoritmo MFCC.

MSOGI							
Denominación del bloque en <i>Simulink</i>	Sum	Product	Gain	Integrator	PID	sin	cos
Nº operaciones	63	19	38	13	0	0	0
Tiempo parcial (μs)	5,46021	1,64673	3,29346	4,50684	0,00000	0,00000	0,00000
Tiempo Total (μs)	14,90724						

Tabla 7.9. Carga computacional en el DSP del algoritmo MSOGI.

MCGI							
Denominación del bloque en <i>Simulink</i>	Sum	Product	Gain	Integrator	PID	sin	cos
Nº operaciones	19	13	14	9	0	0	0
Tiempo parcial (μs)	1,64673	1,12671	1,21338	3,12012	0,00000	0,00000	0,00000
Tiempo Total (μs)	7,10694						

Tabla 7.10. Carga computacional en el DSP del algoritmo MCGI.

En la Tabla 7.11 se compara la carga computacional de los 3 algoritmos MFCC, MSOGI y MCGI, expresada en tiempo. Se puede observar que el más rápido es el MCGI, seguido del MSOGI, siendo el más lento el MFCC.

En la Tabla 7.12 se compara la carga computacional de los 3 algoritmos MFCC, MSOGI y MCGI, expresada en porcentaje de retardo. De esta forma, destaca más la diferencia entre ellos:

- El algoritmo más rápido es el MCGI.
- El algoritmo MSOGI tarda más del doble en ejecutarse que el MCGI, concretamente un 109,76% más. Aún así, no es tan lento como el MFCC.
- El MFCC es el algoritmo más lento de los tres. Tarda un 157,03% más que el MCGI y un 22,54% más que el MSOGI.

Algoritmo	Carga computacional (μ s)
MFCC	18,26728
MSOGI	14,90724
MCGI	7,10694

Tabla 7.11. Comparación de carga computacional.

Algoritmos comparados	Retardo (%)
MFCC respecto a MCGI	157,03
MSOGI respecto a MCGI	109,76
MFCC respecto a MSOGI	22,54

Tabla 7.12. Porcentaje de retardo entre algoritmos.

Capítulo 8

8. Conclusiones y perspectivas de trabajo

En este capítulo se explican las conclusiones que se han obtenido en este trabajo, cumpliendo con los objetivos propuestos al inicio del presente proyecto.

También se proponen unas líneas de desarrollo, animando a futuros proyectistas a continuar con este campo de trabajo.

8.1. Conclusiones

Todos los objetivos presentados al principio del presente proyecto se han alcanzado satisfactoriamente.

Los tres sistemas estudiados MFCC, MSOGI-FLL y MCGI, han resultado tener muy buenas prestaciones. Realmente, cualquiera de ellos cumple las especificaciones de medida para una correcta sincronización con la red eléctrica trifásica. Aun así, existen diferencias entre ellos, como se ha detallado en el capítulo anterior.

En los casos de **desequilibrio**, **distorsión armónica** y **salto abrupto de la frecuencia**, tanto el MFCC como el MSOGI, prácticamente no tienen **error en régimen estacionario**. El MCGI tiene un error en régimen estacionario ligeramente superior a los otros sistemas, pero igualmente es muy bajo.

En los casos de **desequilibrio**, **distorsión armónica** y **salto abrupto de la frecuencia**, los sistemas MSOGI y MFCC prácticamente tienen un valor nulo de **THD**. El MCGI tiene un valor ligeramente superior a los otros sistemas, pero igualmente es un valor muy bueno.

En los casos de **desequilibrio** y **distorsión armónica**, el sistema que tiene menor **tiempo de establecimiento** es el MSOGI, prácticamente igual que el MCGI (con $k=2\cdot 0.9$). Un poco más lento es el MFCC, aunque con un valor más que aceptable.

En el caso de **salto abrupto de la frecuencia**, existe mayor diferencia del **tiempo de establecimiento** entre los sistemas comparados. El sistema más rápido es el MFCC, seguido del MSOGI. El más lento es el MCGI, aunque tiene un valor aceptable.

La mayor diferencia entre los tres sistemas comparados está en la **carga computacional**. El tiempo de cálculo del MCGI es menos de la mitad que el del MSOGI. El MFCC tiene un tiempo de cálculo aún mayor que el del MSOGI. De todas formas, con los valores de carga computacional que tienen, todos estos sistemas se pueden emplear en aplicaciones en tiempo real.

El sistema más **fácil de implementar**, que menos capacidad de **almacenamiento de memoria** necesita y con menor **carga computacional**, es sin duda, el MCGI.

A diferencia de los sistemas MFCC y MSOGI, el MCGI presenta la ventaja de **no necesitar una red de realimentación cruzada** (HDN), por lo que no requiere la estimación de otros armónicos distintos al fundamental, tal como se explicó en el capítulo 6. Esto es especialmente bueno para el caso de una red que contenga **muchos armónicos**, especialmente si tienen una gran amplitud. Una aplicación para una red con las características comentadas, se podría implementar con los algoritmos MFCC y MSOGI, pero el hecho de incluir más armónicos en el algoritmo, lo haría mucho más largo y complicado, provocando un gran incremento de la carga computacional. Por lo tanto, para una red que presente gran cantidad de armónicos, el algoritmo más aconsejado de implementar es el MCGI.

8.2. Perspectivas de trabajo

Aunque en el presente proyecto se han alcanzado todos los objetivos previstos, la labor de evolución de dicho proyecto no ha concluido necesariamente. El trabajo realizado hasta el momento será la base para seguir desarrollando las técnicas de sincronización con la red eléctrica trifásica.

Este proyecto es un estudio teórico en el que se han realizado pruebas mediante simulación en ordenador con el programa informático *Matlab-Simulink*.

En la implementación práctica, siempre existen parámetros cuyo valor es desconocido o bien aleatorio, por lo que es muy difícil añadirlos a la simulación.

Ejemplos:

- Los fabricantes de componentes electrónicos proporcionan el porcentaje de tolerancia que tienen, pero se desconoce su valor exacto.
- No todos los componentes se comportan de igual forma ante cambios de temperatura.
- Los componentes se diseñan para trabajar en un rango de comportamiento lineal, pero en la práctica existen pequeñas no linealidades.
- La circuitería puede sufrir ocasionalmente interferencias imprevistas.
- Los componentes sufren cambios físicos a lo largo del tiempo que afectan a su comportamiento inicial.

El diseño práctico se realiza de forma que dichos errores afecten lo mínimo posible. Aun así, siempre existen diferencias entre la teoría y la práctica. Por lo tanto, sería un campo de trabajo interesante poder contrastar los resultados de la simulación con los resultados experimentales en un laboratorio de electrónica de potencia.

Para el caso de la técnica de sincronización MCGI se podría estudiar la variante de tercer orden, es decir, un sistema con tres filtros GI-BPF en cascada. Para ello simplemente se debe añadir otro filtro GI-BPF en las salidas α y β de los dos filtros que componen el DCGI, tal como se propone en el capítulo 6.2.

Se anima a futuros proyectistas a trabajar con las líneas de desarrollo propuestas.

Abreviaturas

9. Siglas, abreviaturas y acrónimos

BPF:	<i>Band Pass Filter.</i>
DCGI:	<i>Dual Cascaded Generalized Integrator.</i>
DSP:	<i>Digital Signal Processor.</i>
FLL:	<i>Frequency Locked Loop.</i>
GI-BPF:	<i>Generalized Integrator - Band Pass Filter.</i>
HDN:	<i>Highly Dynamic Network.</i>
IEEE:	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers.</i>
MCGI:	<i>Multiple Cascaded Generalized Integrator.</i>
MFCC:	<i>Multiple Complex Coefficient Filter.</i>
MSOGI:	<i>Multiple Second Order Generalized Integrator.</i>
PCC:	<i>Punto de Conexión Común.</i>
PLL:	<i>Phase Locked Loop.</i>
PNSC:	<i>Positive and Negative Sequence Calculation.</i>
PSC:	<i>Positive Sequence Calculation.</i>
SOGI:	<i>Second Order Generalized Integrator.</i>
THD:	<i>Total Harmonic Distortion.</i>

Referencias

10. Referencias

- [1] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. Kjaer, “Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1184–1194, Sep. 2004.
- [2] I. Tejero, J. Pisano, “Estudio comparativo de la generación distribución frente a la generación concentrada, en términos del comportamiento dinámico de la red eléctrica”. http://grupos.emagister.com/documento/conceptos_sobre_la_energia_eolica_/1007-778378
- [3] J.M. Guerrero, J.C. Vasquez, J. Matas, M. Castilla, and L. García de Vicuña, “Control strategy for flexible microgrid based on parallel line interactive UPS systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 726-736, Mar. 2009.
- [4] J.M Guerrero, J.C. Vasquez, J. Matas, L. García de Vicuña, and M. Castilla, “Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids- A general approach towards standardization,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 158-172, Jan. 2011.
- [5] Y.W. Li and C.N. Kao, “An accurate power control strategy for power-electronics-interfaced distributed generation units operating in a low-voltage multibus microgrid,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 12, pp. 2977-2988, Dec. 2009.
- [6] Z. Yao, L. Xiao, and Y. Yan, “Seamless transfer of single-phase grid-interactive inverters between grid-connected and stand-alone modes,” *IEEE Trans Power Electron.*, vol. 25, no. 6, pp. 1597-1603, Jun. 2010.

- [7] E. Barklund, N. Pogaku, M. Prodanovic, C. Hernández-Aramburo, and T.C. Green, "Energy management in autonomous microgrid using stability-constrained droop control of inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2346-2352, Dec. 2009.
- [8] J. Carrasco, L. Franquelo, J. Bialasiewicz, E. Galvan, R. PortilloGuisado, M. Prats, J. Leon, and N. Moreno-Alfonso, "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1002-1016, Jun. 2006.
- [9] Eltra and Elkraft. (2004). *Wind turbines connected to grids with voltage below 100 kV*. [Online]. Available: <http://www.eltra.dk>
- [10] "Grid code-high and extra high voltage," E.ON Netz GmbH, 2006. Tech. Rep. [Online]. Available: <http://www.eon-netz.com/Ressources/downloads/ENENARHS2006eng.pdf>
- [11] Richard M. Duke and Simon D. Round "The steady-state performance of a controlled current active filter," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 8, No. 3, April 1993, pp 140.
- [12] V.B. Bhavaraju and Prasad N. Enjeti, "Analysis and design of an active power filter for balancing unbalanced loads," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 8, No. 4 October 1993, pp 640.
- [13] Janko Nastran, Rafael Cajhen, Matija Seliger, and Peter Jereb "Active power filter for nonlinear ac loads," *IEEE Trans. PE*, Vol. 9, No. 1, January 1994, pp 92.
- [14] Mukul Rastogi, Ned Mohan and Abdel-Aty Edris "Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems," *IEEE 95 WM 258-4 PWRD*.
- [15] W.K. Chang, W.M.Grady and M.J.Samotyj "Controlling harmonic voltage and voltage distortion in a power system with multiple active power line conditioners," *IEEE 95 WM 257-6 PWRD*.
- [16] Fang-Zhang Peng, Hirofumi Akagi, and Akira Nabae, "A study of active power filters using quad-series voltage source PWM converters for harmonic compensation," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 5. No. 1. January 1990, pp. 9.
- [17] Joe F. Chicharo, Damrong Dejsakulrit, and B. Sarath P. Perera "A centroid based switching strategy for active power filters," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 8, No. 4, October 1993, pp 648.
- [18] M. B. Brennen and B. Banerjee "Low cost, high performance active power line conditioners," *Proc. Conf. PQA'94, Part 2, Amsterdam, The Netherlands, October 24-27, 1994*.
- [19] C. Lott and H.Pouliquen "High power voltage source PWM active filter," *Proc. Conf. PQA'94, Part 2, Amsterdam, The Netherlands, October 24-27, 1994*.
- [20] G. C. Damstra and A. H. Eenink "An active harmonic compensator for four-wire LV networks," *Proc. Conf. PQA'94, Part 2, Amsterdam, The Netherlands, October 24-27, 1994*.

- [21] Frede Blaabjerg, Remus Teodorescu, Marco Liserre, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398-1409, Oct. 2006.
- [22] G. Myoung Lee, Dong-Choon Lee, Jul-Ki Seok, "Control of series Active Power Filters Compensating for Source Voltage Unbalance and Current Harmonics," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 132-139, Feb. 2004.
- [23] Se-Kyo Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 431-438, 2000.
- [24] M. K. Ghartemani, M. R. Iravani, "A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems applications," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 17, no. 2, pp. 617-622, 2002.
- [25] Rodríguez Pedro, Pou Josep, Bergas Joan, "Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 584-592, 2007.
- [26] <http://www.mathworks.com> Página oficial de Matlab-Simulink. Ayuda y descargas.
- [27] Xiaoqiang Guo, Weiyang Wu, and Zhe Chen, "Multiple Complex-coefficient-filter Based Phase-Locked Loop and Synchronization Technique for Three-phase Grid-interfaced Converters in Distributed Utility Networks," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1194-1204, April 2011.
- [28] P. Rodríguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, January 2011.
- [29] J. Matas, "Fast Grid Synchronization Technique Based on a Multiple Cascaded General Integrator Scheme for Distributed Generation Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Manuscript ID 11-0890-TIE, April 2011.
- [30] R. Cardenas, R. Pena, M. Perez, J. Clare, G. Asher, and P. Wheeler, "Power smoothing using a flywheel driven by a switched reluctance machine," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1086-1093, Jun. 2006.
- [31] G. Cimuca, C. Saudemont, B. Robyns, and M. Radulescu, "Control and performance evaluation of a flywheel energy-storage system associated to a variable-speed wind generator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1074-1085, Jun. 2006.
- [32] D. Vilathgamuwa, H. Wijekoon, and S. Choi, "A novel technique to compensate voltage sags in multiline distribution system—The interline dynamic voltage restorer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1603-1611, Oct. 2006.
- [33] M. I. M. Montero, E. R. Cadaval, and F. B. Gonzalez, "Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 229-236, Jan. 2007.

- [34] www.herzio.es Calidad y eficiencia en la energía eléctrica. Análisis de potencia, armónicos y perturbaciones de red en sistemas trifásicos de distribución. Enlace directo de descarga: www.temper.es/eficiencia/downloads/Dossier_calidad_de_la_energia.pdf
- [35] P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, and F. Blaabjerg, “*New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions,*” in *Proc. PESC, 2006*, pp. 1–7.
- [36] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “*Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions,*” in *Proc. 32nd Annu. Conf. IEEE Ind. Electron., Nov. 2006*, pp. 5173–5178.
- [37] <http://www.ti.com> Página oficial de Texas Instruments. En ella se puede descargar gratuitamente el *datasheet* del DSP modelo TMS320F28335.