



Ingeniare. Revista Chilena de Ingeniería

ISSN: 0718-3291

facing@uta.cl

Universidad de Tarapacá
Chile

Petit Suárez, Johann F.; Mantilla Villalobos, María A.; Ordóñez Plata, Gabriel
Estimación de las componentes simétricas instantáneas de señales eléctricas usando filtros
sintonizados

Ingeniare. Revista Chilena de Ingeniería, vol. 19, núm. 1, junio, 2011, pp. 110-121
Universidad de Tarapacá
Arica, Chile

Disponible en: <http://www.redalyc.org/articulo.oa?id=77219386010>

- ▶ Cómo citar el artículo
- ▶ Número completo
- ▶ Más información del artículo
- ▶ Página de la revista en redalyc.org

redalyc.org

Sistema de Información Científica

Red de Revistas Científicas de América Latina, el Caribe, España y Portugal
Proyecto académico sin fines de lucro, desarrollado bajo la iniciativa de acceso abierto

Estimación de las componentes simétricas instantáneas de señales eléctricas usando filtros sintonizados

Instantaneous symmetrical components estimation of electrical signals using tuned filters

Johann F. Petit Suárez¹ María A. Mantilla Villalobos¹ Gabriel Ordóñez Plata¹

Recibido 14 de diciembre de 2009, aceptado 14 de diciembre de 2010

Received: December 14, 2009 Accepted: December 14, 2010

RESUMEN

En este artículo se propone un algoritmo basado en filtros sintonizados para extraer las componentes instantáneas de secuencia positiva, negativa y cero (+, -, 0) de señales de tensión y/o corrientes desequilibradas y distorsionadas. El trabajo se encuentra justificado en la necesidad de disponer de nuevos algoritmos que puedan ser utilizados en la medición de parámetros que afectan a la calidad de la energía eléctrica con el fin de diagnosticar y compensar las perturbaciones presentes en las señales de tensión y/o corriente. El desempeño del algoritmo es evaluado mediante simulaciones en *Matlab/Simulink* y por medio de su implementación en tiempo real en la tarjeta de desarrollo *dSPACE 1104*. Los resultados obtenidos muestran la eficacia del algoritmo propuesto.

Palabras clave: Calidad de la energía eléctrica, componentes simétricas, estimación de armónicos, filtros sintonizados, procesamiento de señales eléctricas.

ABSTRACT

In this paper a new algorithm based on tuned filters to extract the positive, negative and zero sequence instantaneous components of distorted and unbalanced electrical signals is shown. The new algorithm can be used in applications such as signal parameter estimation, power quality analysis and it can be useful for estimating the reference signal of some compensation devices used to improve the power quality. The algorithm performance is evaluated by simulations in Matlab/Simulink and through its implementation in real time on a dSPACE 1104 development board. In addition, the experimental setup results show an outstanding performance.

Keywords: Power quality, symmetrical components, harmonics estimation, tuned filters, electrical signal processing.

INTRODUCCIÓN

De acuerdo con [1], el término calidad de suministro eléctrico se refiere a las características de la electricidad en un punto dado de una red eléctrica, evaluadas con relación a un conjunto de parámetros técnicos de referencia. En ese sentido, cualquier desviación de las señales de tensión y de corriente con respecto a una forma de onda ideal será

considerada como una perturbación. Este tema toma especial importancia porque permite encontrar la causa de fallos en los equipos, obtener información estadística sobre los eventos, mitigar los problemas, entre otros [2].

Para el caso de señales trifásicas las características de especial interés son la amplitud, la frecuencia, la forma de onda y la simetría [3]. En cuanto a

¹ Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones (E3T). Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL). Universidad Industrial de Santander (UIS). Cra 27 calle 9. Bucaramanga, Colombia.
E-mail: jfpetit@uis.edu.co; mmantilla@ieee.org; gaby@uis.edu.co

la estimación de parámetros, como la amplitud y ángulo de fase de los armónicos de una señal distorsionada, la técnica de la Transformada de Fourier Discreta (*DFT-Discrete Fourier Transform* en inglés) es una de las más utilizada y es recomendada en normativas como la UNE-ES 61000-4-7 [4]. Cuando la frecuencia de la señal no es conocida, la *DFT* requiere de un estimador de frecuencia y en ese caso se suele utilizar un lazo de seguimiento de fase, o *PLL* (*Phase-Locked Loops* en inglés) [5]. En el caso de la simetría de la onda de señales trifásicas, normalmente se recurre a técnicas de estimación que son basadas en un análisis por componentes simétricas [6-8], en donde se obtienen las componentes de secuencia positiva o directa, negativa o inversa y cero u homopolar (+,-,0).

Como resultado de aplicar las técnicas anteriores se obtienen unos fasores de tensión y/o corriente que son muy útiles en estudios que impliquen un análisis en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, en el caso de aplicaciones basadas en el dominio del tiempo (D.T), estas técnicas deben ir acompañadas de una herramienta de sincronización que reconstruya la señal a partir de la amplitud y el ángulo de fase, y la sincronice con las otras señales. Lo anterior implica una cantidad de operaciones y de transformaciones matemáticas que en algunos casos hace inviable su uso en aplicaciones en tiempo real, como es el caso de los dispositivos de compensación tipo *Custom Power* [9-12]: *D-STACOM*, *DVR*, *UPQC*, Filtros Activos, etc.

Ante el problema expuesto, los filtros analógicos, digitales, adaptativos y basados en *PLL* se convierten en una alternativa para realizar una estimación de parámetros directamente en el dominio del tiempo [9, 13-17]. En ese orden de ideas, este trabajo se enmarca dentro de la tendencia de filtros analógicos, proponiendo el uso de filtros sintonizados que estiman en el D.T las componentes de secuencia de señales trifásicas desequilibradas y distorsionadas para cualquier componente armónica.

La organización del artículo es como sigue. En la siguiente sección se introduce el concepto de filtro sintonizado trifásico y se muestran las características básicas del algoritmo propuesto. Posteriormente se muestra la capacidad del algoritmo para filtrar señales en el dominio del tiempo mediante simulaciones en *Matlab/Simulink*. Finalmente se muestra un ejemplo

de la implementación en tiempo real y se resaltan las conclusiones más relevantes del trabajo

FILTRO SINTONIZADO TRIFÁSICO

El algoritmo propuesto se diseña para que sea capaz de estimar en el dominio del tiempo las componentes de secuencia (+), (-) y (0) de una señal trifásica desequilibrada y distorsionada para una frecuencia dada, ω_f . La propuesta considera las ventajas de usar un filtro sintonizado de segundo orden [18-19] y se complementa con la teoría de las componentes simétricas [6-7]. En el filtro, la señal trifásica de entrada, llamada $u(t)$, sigue la siguiente expresión para cada fase.

$$u_{a,b,c}(t) = \sum_{h=1}^M U_{h_{a,b,c}} \cos(\omega_h t + \phi_{h_{a,b,c}}) \quad (1)$$

donde U_h , ω_h y ϕ_h son la amplitud, la frecuencia y la fase de la h -ésima sinusoides, respectivamente.

La señal de salida, llamada $u_f(t)$, debe ser una señal con una forma de onda sinusoidal pura y filtrada a la frecuencia a la cual ha sido sintonizado el filtro. En el caso de filtrado de secuencia, las expresiones para cada componente a una frecuencia ω_f corresponden a:

- Secuencia positiva (abc)

$$\begin{aligned} u_{f(a)}^+(t) &= U_f^+ \cos(\omega_f t + \phi_f^+) \\ u_{f(b)}^+(t) &= U_f^+ \cos(\omega_f t + \phi_f^+ - 2\pi/3) \\ u_{f(c)}^+(t) &= U_f^+ \cos(\omega_f t + \phi_f^+ + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2)$$

- Secuencia negativa (acb)

$$\begin{aligned} u_{f(a)}^-(t) &= U_f^- \cos(\omega_f t + \phi_f^-) \\ u_{f(b)}^-(t) &= U_f^- \cos(\omega_f t + \phi_f^- + 2\pi/3) \\ u_{f(c)}^-(t) &= U_f^- \cos(\omega_f t + \phi_f^- - 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3)$$

- Secuencia cero

$$\begin{aligned} u_{f(a)}^0(t) &= U_f^0 \cos(\omega_f t + \phi_f^0) \\ u_{f(b)}^0(t) &= U_f^0 \cos(\omega_f t + \phi_f^0) \\ u_{f(c)}^0(t) &= U_f^0 \cos(\omega_f t + \phi_f^0) \end{aligned} \quad (4)$$

En la Figura 1 se muestra un esquema en donde se visualizan los resultados esperados de usar este filtro cuando se extrae la componente de secuencia positiva a una frecuencia ω_f de una señal trifásica distorsionada y desequilibrada.

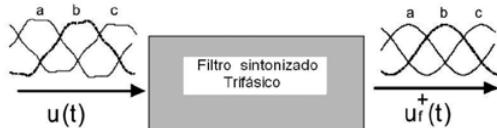


Figura 1. Esquema general del filtro propuesto.

A continuación se analiza cada componente del filtro, empezando por la base matemática de un filtro monofásico y terminando con el filtro propuesto.

Filtro sintonizado monofásico

El filtro sintonizado monofásico se basa en la ecuación diferencial obtenida al analizar un circuito *RLC*-serie, esto es:

$$u(t) = R i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i(t) dt \quad (5)$$

donde u e i corresponden a la tensión y la corriente respectivamente.

Transformando (5) en el dominio de la frecuencia se obtiene la función de transferencia que relaciona la entrada del circuito con la salida, esto es:

$$\frac{\mathbf{I}(s)}{\mathbf{U}(s)} = \mathbf{Y}(s) = \frac{1}{R + sL + \frac{1}{sC}} \quad (6)$$

La respuesta en frecuencia del filtro sintonizado se obtiene al reemplazar, en la ecuación (6), la variable s por $j\omega$. Al variar ω se puede observar que cuando toma el valor de la frecuencia de resonancia o de sintonía, $\omega_f = 1/\sqrt{LC} = 1$ p.u, el módulo de la admitancia tiene su valor máximo, $Y=1/R=1$ p.u y su fase es igual a 0° , véase la Figura 2. Además, a la frecuencia de resonancia ω_f , la tensión en la resistencia en términos de la corriente está dada por $u_f = Ri$, por lo que si se toma como salida del filtro a u_f , esta señal corresponderá a una versión escalada de la corriente. Lo anterior significa que si $R=1$, el filtro sintonizado tendrá como salida la componente de la señal de entrada de frecuencia ω_f , esto sin modificar su ángulo de fase.

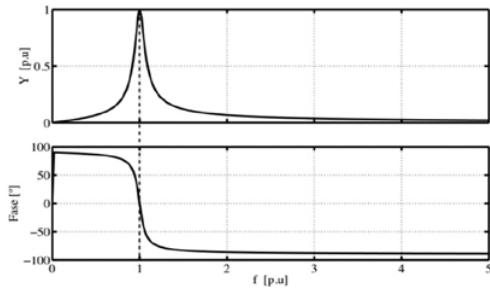


Figura 2. Respuesta en frecuencia de un filtro sintonizado de segundo orden.

La capacidad de supresión del resto de las componentes armónicas dependerá del llamado factor de calidad Q , dado por la ecuación (7). Entre más alto sea el valor del factor de calidad más selectiva será la respuesta del filtro sintonizado. Sin embargo, una mayor selectividad implica más tiempo en alcanzar el estado estacionario.

$$Q = \frac{\omega_f L}{R} \quad (7)$$

Filtro sintonizado trifásico de secuencia

De acuerdo con la teoría de las componentes simétricas [6-7], una señal trifásica desequilibrada se puede descomponer en tres componentes de secuencia: positiva (+), negativa (-) y cero (0). En el caso de señales de tensión, se obtiene en el D.T un modelo que es dado por (8), (9) y (10) para las tensiones de fase, u_a , u_b , u_c .

$$u_a(t) = u_a^0(t) + u_a^+(t) + u_a^-(t) \quad (8)$$

$$u_b(t) = u_b^0(t) + u_b^+(t) + u_b^-(t) \quad (9)$$

$$u_c(t) = \underbrace{u_c^0(t)}_{\text{Sec 0}} + \underbrace{u_c^+(t)}_{\text{Sec +}} + \underbrace{u_c^-(t)}_{\text{Sec -}} \quad (10)$$

A continuación se detalla cómo obtener cada componente de secuencia.

Secuencia positiva: Operando (8), (9) y (10) se obtienen las siguientes expresiones para las tensiones de línea:

$$u_{ab}(t) = u_{ab}^+(t) + u_{ab}^-(t) \quad (11)$$

$$u_{bc}(t) = u_{bc}^+(t) + u_{bc}^-(t) \quad (12)$$

$$u_{ca}(t) = u_{ca}^+(t) + u_{cb}^-(t) \quad (13)$$

Las ecuaciones (11), (12) y (13) demuestran que la información de las secuencias positiva y negativa está en las tensiones de línea. Además si se tiene en cuenta que la suma de estas tensiones siempre es igual a cero ($u_{ab} + u_{bc} + u_{ca} = 0$), solo será necesario, para el cálculo de las secuencias positiva y negativa, el uso de dos tensiones de línea.

En este orden de ideas, y retomando el filtro sintonizado dado en (5), se plantean las siguientes ecuaciones para los filtros sintonizados instalados entre las fases *ab* y *bc* (considerando $R=1$):

$$\frac{du_{f(ab)}}{dt} = \frac{u_{ab}}{L} - \frac{1}{L}u_{f(ab)} - \frac{1}{LC} \int_{-\infty}^t u_{f(ab)} dt \quad (14)$$

$$\frac{du_{f(bc)}}{dt} = \frac{u_{bc}}{L} - \frac{1}{L}u_{f(bc)} - \frac{1}{LC} \int_{-\infty}^t u_{f(bc)} dt \quad (15)$$

Las ecuaciones (14) y (15) filtran la componente de frecuencia igual a $\omega_f = 1/\sqrt{LC}$, pero no consideran la secuencia. Para filtrar la componente de secuencia se debe establecer una relación que condicione a las dos ecuaciones, haciendo cumplir las propiedades que rigen a cada componente de secuencia. Para el caso de la secuencia positiva (*abc*), este vínculo se puede lograr asumiendo que la señal filtrada sigue una forma de onda sinusoidal, lo cual lleva a que se cumplan las siguientes ecuaciones:

$$\int_{-\infty}^t u_{f(ab)}^+ dt = \frac{1}{\omega_f} \left[\frac{2u_{f(bc)}^+ + u_{f(ab)}^+}{\sqrt{3}} \right] \quad (16)$$

$$\int_{-\infty}^t u_{f(bc)}^+ dt = \frac{1}{\omega_f} \left[\frac{-u_{f(bc)}^+ - 2u_{f(ab)}^+}{\sqrt{3}} \right] \quad (17)$$

Reemplazando (16) en (14) y (17) en (15) y realizando algunas operaciones matemáticas, se obtiene el siguiente modelo en variables de estado:

$$\begin{pmatrix} \dot{u}_{f(ab)}^+ \\ \dot{u}_{f(bc)}^+ \end{pmatrix} = \mathbf{A}^+ \begin{pmatrix} u_{f(ab)}^+ \\ u_{f(bc)}^+ \end{pmatrix} + \mathbf{B}^+ \begin{pmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \end{pmatrix} \quad (18)$$

donde,

$$\mathbf{A}^+ = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} - \frac{\omega_f}{\sqrt{3}} & -\frac{2\omega_f}{\sqrt{3}} \\ \frac{2\omega_f}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{L} + \frac{\omega_f}{\sqrt{3}} \end{pmatrix}; \mathbf{B}^+ = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{pmatrix} \quad (19)$$

Con el modelo dado en (18) se obtienen las componentes de secuencia positiva a la frecuencia ω_f de las tensiones de línea *ab* y *bc* (se coloca el superíndice “+” para indicar que el modelo es válido para la componente de secuencia positiva). Para hallar la componente de secuencia positiva de la tensión de línea entre las fases *ca* se considera que la suma de las tensiones de línea es siempre igual a cero, esto implica:

$$u_{f(ca)}^+ = -(u_{f(ab)}^+ + u_{f(bc)}^+) \quad (20)$$

Finalmente, para obtener las tensiones de fase en función de las tensiones de línea *ab* y *bc* se recurre a las siguientes ecuaciones:

$$u_{f(a)}^+ = \frac{2u_{f(ab)}^+ + u_{f(bc)}^+}{3} \quad (21)$$

$$u_{f(b)}^+ = \frac{-u_{f(ab)}^+ + u_{f(bc)}^+}{3} \quad (22)$$

$$u_{f(c)}^+ = \frac{-u_{f(ab)}^+ - 2u_{f(bc)}^+}{3} \quad (23)$$

En función de las tensiones de línea *ab*, *bc* y *ca*, se recurre a las siguientes ecuaciones:

$$u_{f(a)}^+ = \frac{u_{f(ab)}^+ - u_{f(ca)}^+}{3} \quad (24)$$

$$u_{f(b)}^+ = \frac{u_{f(bc)}^+ - u_{f(ab)}^+}{3} \quad (25)$$

$$u_{f(c)}^+ = \frac{u_{f(ca)}^+ - u_{f(bc)}^+}{3} \quad (26)$$

Secuencia negativa: Para calcular las componentes de secuencia negativa se recurre al mismo modelo

establecido en (18) y (19) pero cambiando ω_f por $-\omega_f$. Para obtener las tensiones de fase en función de las tensiones de línea se recurre a las ecuaciones (21), (22) y (23) que son válidas tanto para la secuencia positiva como la negativa.

En el caso de que no exista distorsión, se puede recurrir a un cálculo que involucra menos esfuerzos computacionales y éste corresponde a:

$$u_{f(ab)}^-(t) = u_{ab}(t) - u_{f(ab)}^+(t) \quad (27)$$

$$u_{f(bc)}^-(t) = u_{bc}(t) - u_{f(bc)}^+(t) \quad (28)$$

$$u_{f(ca)}^-(t) = u_{ca}(t) - u_{f(ca)}^+(t) \quad (29)$$

Secuencia cero: La información de la secuencia cero se encuentra en las tensiones de fase. En ese sentido, esta componente puede calcularse como sigue:

$$u_{f(a)}^0(t) = u_{f(a)}(t) - u_{f(a)}^+(t) - u_{f(a)}^-(t) \quad (30)$$

$$u_{f(b)}^0(t) = u_{f(b)}^0 \quad (31)$$

$$u_{f(c)}^0(t) = u_{f(c)}^0 \quad (32)$$

La ecuación (30) muestra la necesidad de realizar un filtrado en la tensión de la fase a , el cual se hace recurriendo al filtro monofásico dado en (5). En el caso de que no exista distorsión, se puede recurrir a una ecuación que involucra menos cálculos matemáticos y que corresponde a:

$$u_f^0 = \frac{u_a + u_b + u_c}{3} \quad (33)$$

Esquema del algoritmo propuesto: El algoritmo propuesto sigue el esquema mostrado en la Figura 3. Nótese que para el cálculo de las secuencias positiva y negativa sólo se necesitan dos tensiones de línea. En el caso de la secuencia cero, se debe disponer de las tres tensiones de fase.

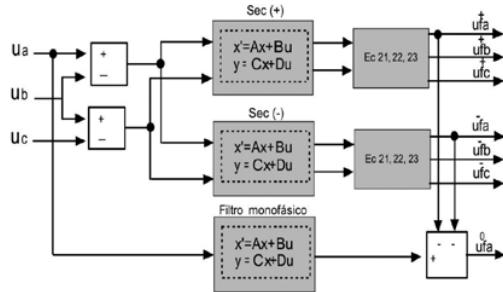


Figura 3. Esquema del algoritmo propuesto.

En el esquema de la Figura 3, los modelos espacio-estado siguen la siguiente forma canónica:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} + \mathbf{Du} \end{aligned} \quad (34)$$

donde el vector \mathbf{x} representa los estados, el vector \mathbf{u} las entradas y el vector \mathbf{y} las salidas. Los valores de las matrices \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} para cada parte del esquema de la Figura 3 se encuentran en el anexo I.

RESULTADOS SIMULADOS

Con el fin de verificar el funcionamiento del algoritmo propuesto se han realizado diversas simulaciones en *Matlab/Simulink*. En las simulaciones se ha encontrado que para valores de $Q \geq 50$ se obtiene un buen grado de selectividad. A continuación se muestran los resultados obtenidos para diferentes señales de entrada, considerando un valor de $Q = 50$.

Señal trifásica desequilibrada y sin distorsión

En este caso se considera una señal trifásica desequilibrada y sin distorsión como la mostrada en la Figura 4. La expresión matemática para estas señales está dada por (35), en donde $f = 60$ Hz y $\omega_f = 120\pi$ rad/s.

La ecuación (35) incluye tres partes: una componente de secuencia positiva, una componente de secuencia negativa y una componente de secuencia cero todas a la frecuencia ω_f . Esta información también puede observarse, de manera fasorial, en la Tabla 1.

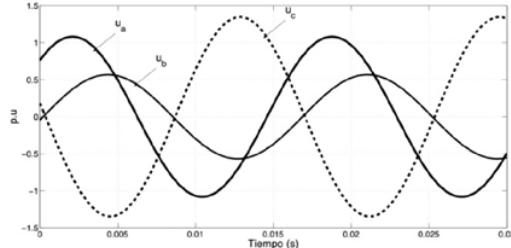


Figura 4. Señal trifásica desequilibrada y sin distorsión.

$$\begin{aligned}
 u_a(t) &= 0,9 \cos(\omega_f t - \pi/6) - 0,45 \cos(\omega_f t + \pi/4) \\
 &\quad + 0,3 \cos(\omega_f t) \\
 &= 1,0815 \cos(\omega_f t - 0,7899) \\
 u_b(t) &= 0,9 \cos(\omega_f t - 5\pi/6) - 0,45 \cos(\omega_f t + 11\pi/12) \\
 &\quad + 0,3 \cos(\omega_f t) \\
 &= 0,5682 \cos(\omega_f t - 1,6496) \\
 u_c(t) &= 0,9 \cos(\omega_f t + \pi/2) - 0,45 \cos(\omega_f t - 5\pi/12) \\
 &\quad + 0,3 \cos(\omega_f t) \\
 &= 1,3472 \cos(\omega_f t + 1,4341)
 \end{aligned} \tag{35}$$

Tabla 1. Fasores de las componentes de secuencia para $f=60$ Hz.

Fase	Sec (+)	Sec (-)	Sec (0)	Total
<i>a</i>	0,9 $\angle -30^\circ$	0,45 $\angle -135^\circ$	0,3 $\angle 0^\circ$	1,0815 $\angle -45,2612^\circ$
<i>b</i>	0,9 $\angle -150^\circ$	0,45 $\angle 15^\circ$	0,3 $\angle 0^\circ$	0,5682 $\angle -94,5175^\circ$
<i>c</i>	0,9 $\angle 90^\circ$	0,45 $\angle 105^\circ$	0,3 $\angle 0^\circ$	1,3472 $\angle -82,1703^\circ$

La respuesta del algoritmo propuesto en estado estacionario para las tres secuencias se muestra en la Figura 5.

En la Figura 5 se observa que, una vez que se alcanza el estado estacionario, el algoritmo extrae en el dominio del tiempo las componentes de secuencia de la señal de entrada. En esta figura se observa claramente que las amplitudes corresponden a 0,9, 0,45 y 0,3 p.u para las secuencias positiva, negativa y cero respectivamente. Además las señales de la secuencia (+) están atrasadas $\pi/6$ rad con respecto a la secuencia (0) y las de secuencia negativa están atrasadas $3\pi/4$ rad con respecto a la secuencia (0). Los anteriores resultados corresponden con la información de la Tabla 1, confirmando la efectividad de filtro propuesto.

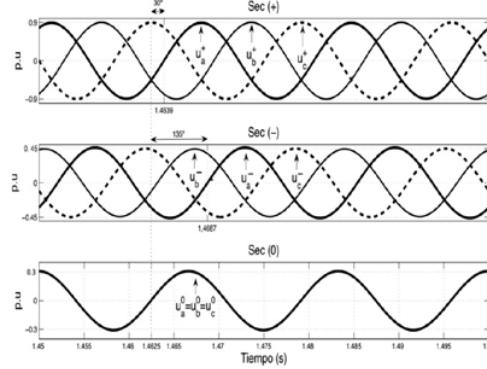


Figura 5. Respuesta de estado estacionario para las secuencias positiva, negativa y cero.

Señal trifásica distorsionada y equilibrada

En este caso se considera una señal trifásica distorsionada y equilibrada como la mostrada en la Figura 6. La expresión matemática para estas señales está dada por (36), en donde $f=60$ Hz y $\omega_f=120\pi$ rad/s.

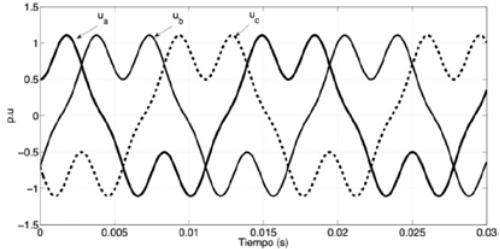


Figura 6. Señal trifásica distorsionada y equilibrada.

$$\begin{aligned}
 u_a(t) &= \cos(\omega_f t) - 0,3 \cos(3\omega_f t) - 0,2 \cos(5\omega_f t) \\
 u_b(t) &= \cos(\omega_f t - 2\pi/3) - 0,3 \cos(3\omega_f t) \\
 &\quad - 0,2 \cos(5\omega_f t + 2\pi/3) \\
 u_c(t) &= \cos(\omega_f t + 2\pi/3) - 0,3 \cos(3\omega_f t) \\
 &\quad - 0,2 \cos(5\omega_f t - 2\pi/3)
 \end{aligned} \tag{36}$$

La ecuación (36) muestra tres partes: una componente de secuencia positiva a la frecuencia ω_f , una componente de secuencia cero a la frecuencia $3\omega_f$ y una componente de secuencia negativa a la frecuencia $5\omega_f$. Esta información también puede observarse, de manera fasorial, en la Tabla 2. Nótese que a pesar de que la señal contiene las tres componentes de secuencia, la onda resultante es distorsionada

pero equilibrada. La razón es que las componentes armónicas siguen la siguiente regla:

$$\frac{1}{\text{Sec}+}, \frac{2}{\text{Sec}-}, \frac{3}{\text{Sec}0}, \frac{4}{\text{Sec}+}, \frac{5}{\text{Sec}-}, \dots$$

Lo anterior significa que las componentes armónicas *per se* tienen su propia secuencia.

Tabla 2. Componentes de secuencia por frecuencia: Fasores (caso B).

$h = \omega/\omega_f$	Fase	Sec (+)	Sec (-)	Sec(0)
1	<i>a</i>	1 0°	0	0
	<i>b</i>	1 -120°	0	0
	<i>c</i>	1 120°	0	0
3	<i>a</i>	0	0	0,3 180°
	<i>b</i>	0	0	0,3 180°
	<i>c</i>	0	0	0,3 180°
5	<i>a</i>	0	0,2 180°	0
	<i>b</i>	0	0,2 -60°	0
	<i>c</i>	0	1 60°	0

Con respecto a los resultados, en la Figura 7 se puede observar que en estado estacionario el algoritmo extrae, para una frecuencia de 60 Hz, las componentes de secuencia de la señal de entrada. Nótese que a esta frecuencia sólo existe la componente de secuencia positiva; las otras dos son de valor nulo. También se puede comprobar que las amplitudes y los ángulos de fase de la secuencia positiva corresponden a los establecidos en la ecuación (36) y en la Tabla 2.

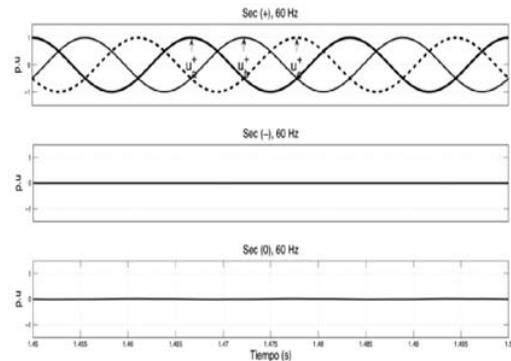


Figura 7. Respuesta de estado estacionario para las secuencias positiva, negativa y cero, para una frecuencia, $f=60$ Hz.

Por otra parte, en la Figura 8 se resumen los resultados obtenidos para las frecuencias de 60,

180 y 300 Hz, respectivamente. Se nota claramente que en la componente de secuencia positiva a 60 Hz las señales tienen una amplitud de 1 p.u y están atrasadas $2\pi/3$ rad entre sí. En la componente de secuencia cero a 180 Hz las señales tienen una amplitud de 0,3 p.u y están en fase. Finalmente, en la componente de secuencia negativa a 300 Hz las señales tienen una amplitud de 0,2 p.u y están adelantadas $2\pi/3$ rad entre sí. Estos resultados, nuevamente, son congruentes con lo especificado en la ecuación (36) y en la Tabla 2.

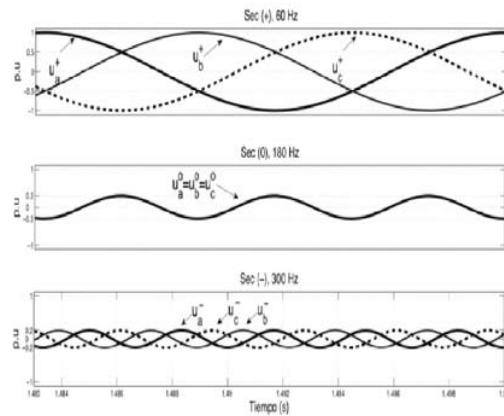


Figura 8. Respuesta de estado estacionario para la secuencia positiva a 60 Hz, cero a 180 Hz y negativa a 300 Hz.

Señal trifásica distorsionada y desequilibrada

En este caso se considera una señal trifásica distorsionada y desequilibrada como la mostrada en la Figura 9.

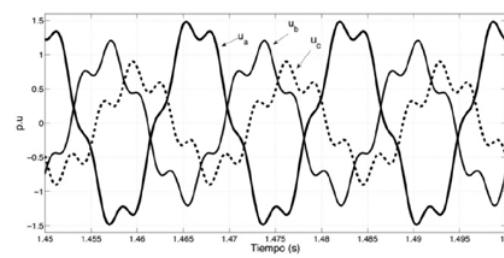


Figura 9. Señal trifásica distorsionada y desequilibrada.

La expresión matemática para estas señales está dada por (37), en donde $f=60$ Hz y $\omega_f=120\pi$ rad/s.

La ecuación (37) muestra tres partes: una componente de secuencia positiva a la frecuencia ω_f , una

componente de secuencia negativa a la frecuencia ω_f y una componente de secuencia negativa a la frecuencia $5\omega_f$.

$$\begin{aligned} u_a(t) &= \cos(\omega_f t) + 0,45 \cos(\omega_f t + \pi/9) \\ &\quad - 0,2 \cos(5\omega_f t) \\ u_b(t) &= \cos(\omega_f t - 2\pi/3) + 0,45 \cos(\omega_f t + 7\pi/9) \\ &\quad - 0,2 \cos(5\omega_f t + 2\pi/3) \quad (37) \\ u_c(t) &= \cos(\omega_f t + 2\pi/3) + 0,45 \cos(\omega_f t - 5\pi/9) \\ &\quad - 0,2 \cos(5\omega_f t - 2\pi/3) \end{aligned}$$

La información de (37) puede verse de manera fasorial, para 60 Hz y 300 Hz, en la Tabla 3.

Tabla 3. Componentes de secuencia por frecuencia: Fasores (caso C).

$h = \omega/\omega_f$	Fase	Sec (+)	Sec (-)	Sec (0)
1	<i>a</i>	1 <u>0°</u>	0,45 <u>20°</u>	0
	<i>b</i>	1 <u>-120°</u>	0,45 <u>-140°</u>	0
	<i>c</i>	1 <u>120°</u>	0,45 <u>-100°</u>	0
5	<i>a</i>	0	0,2 <u>180°</u>	0
	<i>b</i>	0	0,2 <u>-60°</u>	0
	<i>c</i>	0	0,2 <u>60°</u>	0

En cuanto a los resultados, en la Figura 10 se muestra la respuesta de salida para una frecuencia de 60 Hz. En esta figura se puede observar que los valores de amplitud y de ángulo de fase tanto para la secuencia positiva como negativa corresponden a los especificados en la ecuación (37) y Tabla 3.

Los resultados demuestran claramente la eficacia del algoritmo propuesto, tanto para extraer armónicos como sus componentes de secuencia.

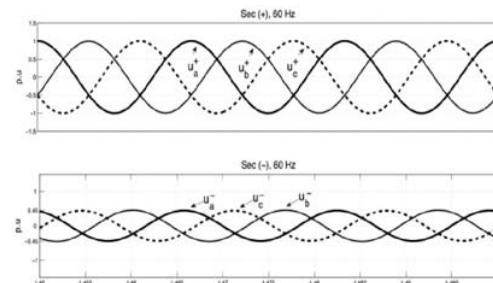


Figura 10. Respuesta de estado estacionario para las secuencias positiva, negativa, para una frecuencia, $f=60\text{Hz}$.

Comparación con el algoritmo propuesto por Iravani y Karimi-Ghartemani [17]

Con el fin de comparar las respuestas dinámica y de estado estable con otros algoritmos utilizados para este mismo tipo de aplicaciones, se presentan a continuación los resultados obtenidos al utilizar el algoritmo propuesto en [17]. Este algoritmo está basado en el uso de tres sistemas EPLL (*enhanced phase-locked loop*) y se ha ajustado para que presente una capacidad de filtrado similar a la obtenida con el algoritmo propuesto, esto es $K=20$, $K_p=50$, $K_i=20$, $K_v=1$. En las Figuras 11 y 12 se muestran las respuestas de los dos algoritmos para el filtro de Sec (+), considerando como entrada la señal distorsionada y desequilibrada dada en (37).

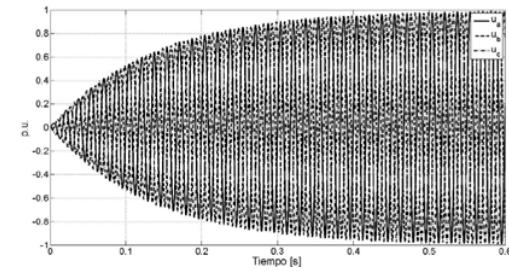


Figura 11. Respuesta transitoria para la secuencia positiva al utilizar el algoritmo propuesto, $Q=50$.

Si bien los dos filtros presentan respuestas similares, los algoritmos propuestos son distintos; el uno es basado en un filtro trifásico sintonizado, mientras que el otro utiliza tres lazos de enganche de fase, es decir, un EPLL para cada fase.

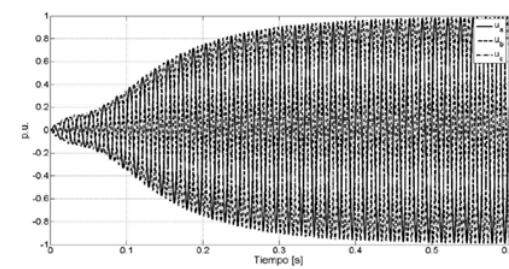


Figura 12. Respuesta transitoria para la secuencia positiva al utilizar el algoritmo propuesto en [17], $K=20$, $K_p=50$, $K_i=20$, $K_v=1$.

En cuanto a la respuesta transitoria, al reajustar los parámetros de los dos algoritmos, ésta puede decaer más rápidamente. No obstante, tal como se

muestra en las Figuras 13 y 14 para un ajuste de $Q=10$ para el algoritmo propuesto y de $K=150$ para el algoritmo propuesto en [17], se aumenta la rapidez de respuesta, pero como se ve en la Figura 15, se empieza a perder la selectividad (capacidad de filtrado) de los dos algoritmos.

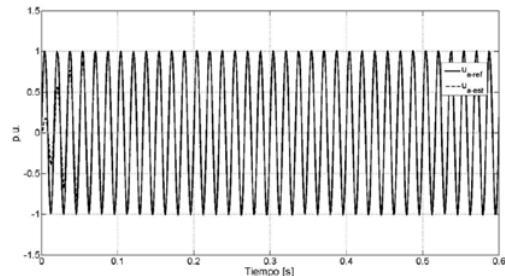


Figura 13. Respuesta del filtro propuesto para la secuencia positiva de la fase a comparada con el valor real de la misma fase, $Q=10$.

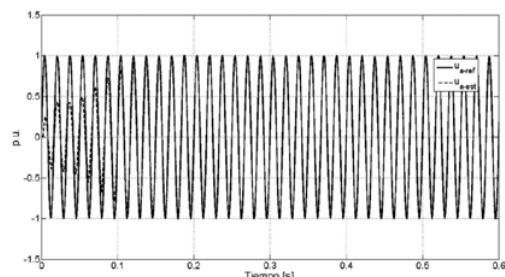


Figura 14. Respuesta del algoritmo propuesto en [17] para la secuencia positiva de la fase a comparada con el valor real de la misma fase, $K=150$, $K_p=50$, $K_i=20$, $K_v=1$.

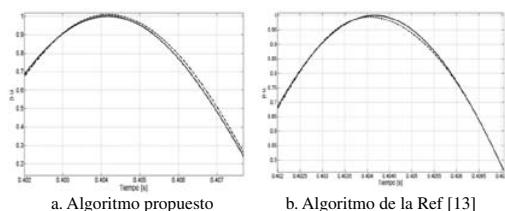


Figura 15. Zoom de la respuesta de los dos algoritmos.

RESULTADOS EXPERIMENTALES

A continuación se presentan los resultados obtenidos al implementar en tiempo real el algoritmo propuesto. Las ecuaciones del filtro

fueron discretizadas utilizando la transformación bilineal [20], obteniendo las ecuaciones mostradas en el anexo II. La implementación es realizada en la tarjeta de desarrollo *dSPACE 1104*. En la Figura 16, se muestran parte de los resultados obtenidos en la implementación en tiempo real. En este caso se ha tomado como señal de entrada la dada en la ecuación (37) y se muestra como señal de salida la componente de secuencia positiva a 60 Hz. El tiempo de ejecución de las operaciones matemáticas fue de $30 \mu\text{s}$, lo cual implica que la implementación en tiempo real es viable sólo para aplicaciones que se ejecuten a frecuencias menores de 33 kHz.

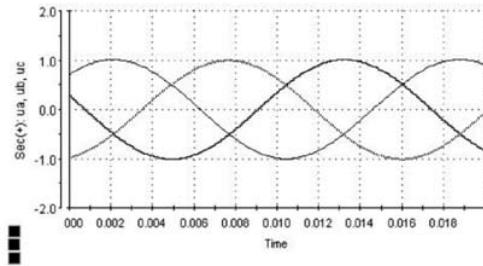


Figura 16. Resultados obtenidos en tiempo real: obtención de la secuencia positiva, $f=60$ Hz.

CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado un algoritmo basado en filtros sintonizados que permite extraer las componentes instantáneas de secuencia positiva, negativa y cero de una señal desequilibrada y distorsionada. El algoritmo presenta como ventajas que trabaja en el dominio del tiempo, que sólo necesita de dos tensiones de línea para estimar las $\sec(+)$ y $\sec(-)$ y su sólida base conceptual. Como punto débil se identifica la relación inversa entre selectividad y rapidez para alcanzar la respuesta de estado estacionario, no obstante eso es una característica que es inherente a la dinámica de cualquier filtro pasivo. Finalmente, los resultados obtenidos tanto simulados como experimentales validan la efectividad del algoritmo propuesto.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen a la Universidad Industrial de Santander por su apoyo a este trabajo mediante el proyecto VIE-DIEF-5538: Estudio e implementación

en tiempo real de algoritmos de estimación de magnitudes eléctricas para el control de dispositivos *Custom Power*.

REFERENCIAS

- [1] AENOR. “Compatibilidad Electromagnética (CEM)-Parte 4-30: Técnicas de ensayo y de medida-Métodos de medida de la calidad de suministro”. UNE-EN 61000-4-30:2004. 2004.
- [2] M. Bollen and I. Gu. “Signal processing of power quality disturbances”. Wiley-IEEE Press. First Edition. 2006.
- [3] AENOR. “Características de la tensión suministrada por las redes de distribución”. UNE-EN 50160:2001. 2001.
- [4] AENOR. “Compatibilidad Electromagnética (CEM) –Parte 4-7: Técnicas de ensayo y de medida– Guía general relativa a las medidas de armónicos e interarmónicos, así como a los aparatos de medida, aplicable a redes de suministro y a los aparatos conectados a éstas”. UNE-EN 61000-4-7:2004. 2004.
- [5] G.C. Hsieh and J.C. Hung. “Phase-Locked Loop Techniques: A survey”. IEEE Trans. Ind. Electron. Vol. 43, Issue 6, pp. 609-615. December, 1996.
- [6] C. Fortescue. “Method of Symmetrical Coordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks”. Proc. 34th Annual convention of American Institute of Electrical Engineers, pp. 1027-1134. June, 1918.
- [7] J. Grainger and W. Stevenson. “Análisis de Sistemas de Potencia”. McGraw-Hill. First Edition. 1996.
- [8] L.J. Myatt. “Symmetrical Components”. Pergamon Press. 1968.
- [9] J. Petit. “Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados”. Tesis para optar al grado de Doctor. Universidad Carlos III de Madrid. Madrid, España. Octubre 2007.
- [10] A. Ghosh and G. Ledwich. “Power quality enhancement using custom power devices”. Kluwer Academic Publisher. First Edition. 2002.
- [11] N.G. Hingorani and L. Gyugyi. “Understanding FACTS: concepts and technology of flexible AC transmission systems”. IEEE Press. 2000.
- [12] J.F. Petit, G. Robles, and H. Amarí. “Current reference control for shunt active power filters under non-sinusoidal voltage conditions”. IEEE Transactions Power Delivery. Vol. 22, pp. 2254-2261. 2007.
- [13] M. Karimi-Ghartemani, H. Mokhtari, M.R. Iravani, and M. Sedighi. “A signal processing system for extraction of harmonics and reactive current of single-phase systems”. IEEE Transactions Power Delivery. Vol. 19, Issue 3, pp. 979-986. July, 2004.
- [14] M. Rastogi, N. Mohan, and A.-A. Edris. “Filtering of harmonic currents and damping of resonances in power systems with a hybrid-active filter”. Proc. Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC’95). Vol. 2, pp. 607-612. March, 1995.
- [15] V.M. Moreno, A.P. López, and R.I.D. Garcías. “Reference Current Estimation Under Distorted Line Voltage for Control of Shunt Active Power Filters”. IEEE Transactions Power Delivery. Vol. 19, Issue 4, pp. 988-994. July, 2004.
- [16] J. Barros and E. Pérez. “An adaptive method for determining the reference compensating current in single-phase shunt active power filters”. IEEE Transactions Power Delivery. Vol. 18, Issue 4, pp. 1578-1580. October, 2003.
- [17] M.R. Iravani and M. Karimi-Ghartemani. “Online estimation of steady state and instantaneous symmetrical components”. IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution. Vol. 150, Issue 5, pp. 616- 622. September 15, 2003.
- [18] W.H. Hayt, J.E. Kemmerly and S.M. Durbin. “Análisis de circuitos en ingeniería”. McGraw-Hill. Sixth Edition. 2007.
- [19] A.V. Oppenheim, A.S. Willsky and I.T. Young. “Signals and systems”. Prentice-Hall International. Second Edition. 1997.
- [20] A.V. Oppenheim, R.W. Schafer and J.R. Buck. “Discrete-time signal processing”. Prentice-Hall Signal Processing Series. Second Edition. 1999.

ANEXO I: MODELO EN ESPACIO-ESTADO DE LOS FILTROS PROPUESTOS

Los valores de las matrices $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ para cada parte del esquema de la Figura 3 corresponden a:

- Sec (+)

$$\mathbf{A}^+ = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} - \frac{\omega_f}{\sqrt{3}} & -\frac{2\omega_f}{\sqrt{3}} \\ \frac{2\omega_f}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{L} + \frac{\omega_f}{\sqrt{3}} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{B}^+ = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{C}^+ = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{D}^+ = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

- Sec (-)

$$\mathbf{A}^- = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} + \frac{\omega_f}{\sqrt{3}} & \frac{2\omega_f}{\sqrt{3}} \\ -\frac{2\omega_f}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{L} - \frac{\omega_f}{\sqrt{3}} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{B}^- = \mathbf{B}^+$$

$$\mathbf{C}^- = \mathbf{C}^+$$

$$\mathbf{D}^- = \mathbf{D}^+$$

- Filtro monofásico

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ \omega_f^2 L & 0 \end{pmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \quad \mathbf{D} = 0$$

ANEXO II: DISCRETIZACIÓN DE LOS FILTROS PROPUESTOS

Discretizando (18) por medio de la transformación bilineal [19] $\left(s = \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)$, se obtiene el siguiente

modelo en variables de estado para la secuencia positiva:

$$\begin{pmatrix} u_{f(ab)}^+(k) \\ u_{f(bc)}^+(k) \end{pmatrix} = \Phi^+ \begin{pmatrix} u_{f(ab)}^+(k-1) \\ u_{f(bc)}^+(k-1) \end{pmatrix} + \Gamma^+ \begin{pmatrix} u_{ab}(k) - u_{ab}(k-1) \\ u_{bc}(k) - u_{bc}(k-1) \end{pmatrix}$$

Las matrices Φ^+ y Γ^+ están dadas por

$$\Phi^+ = \begin{pmatrix} \Phi_{11}^+ & \Phi_{12}^+ \\ \Phi_{21}^+ & \Phi_{22}^+ \end{pmatrix} \quad \Gamma^+ = \begin{pmatrix} \Gamma_{11}^+ & \Gamma_{12}^+ \\ \Gamma_{21}^+ & \Gamma_{22}^+ \end{pmatrix}$$

donde

$$\Phi_{11}^+ = \frac{4\sqrt{3}L^2 - 4L^2\omega_f T - \sqrt{3}T^2(1+L^2\omega_f^2)}{4\sqrt{3}L^2 + 4\sqrt{3}LT + \sqrt{3}T^2(1+L^2\omega_f^2)}$$

$$\Phi_{12}^+ = \frac{-8L^2\omega_f T}{4\sqrt{3}L^2 + 4\sqrt{3}LT + \sqrt{3}T^2(1+L^2\omega_f^2)}$$

$$\Phi_{21}^+ = \frac{8L^2\omega_f T}{4\sqrt{3}L^2 + 4\sqrt{3}LT + \sqrt{3}T^2(1+L^2\omega_f^2)}$$

$$\Phi_{22}^+ = \frac{4\sqrt{3}L^2 + 4L^2\omega_f T - \sqrt{3}T^2(1+L^2\omega_f^2)}{4\sqrt{3}L^2 + 4\sqrt{3}LT + \sqrt{3}T^2(1+L^2\omega_f^2)}$$

$$\Gamma_{11}^+ = \frac{T}{2L} \Gamma_{12}^+ = \frac{-\omega_f T^2}{2\sqrt{3}L - T(L\omega_f + \sqrt{3})}$$

$$\Gamma_{21}^+ = \frac{\omega_f T^2}{2\sqrt{3}L + T(L\omega_f + \sqrt{3})}$$

$$\Gamma_{22}^+ = \frac{T}{2L}$$

El modelo en variables de estado discreto para las componentes de secuencia negativa, corresponde al mismo modelo establecido para la secuencia positiva pero cambiando ω_f por $-\omega_f$.

Para el filtro monofásico, se obtiene la siguiente ecuación en diferencias:

$$u_f(k) = a_1 u_f(k-1) + a_2 u_f(k-2) + b_0 u(k) + b_2 u(k-2)$$

donde

$$a_1 = \frac{8LC - 2T^2}{4LC + 2CT + T^2}$$

$$a_2 = \frac{2CT - 4LC - T^2}{4LC + 2CT + T^2}$$

$$b_0 = \frac{2CT}{4LC + 2CT + T^2}$$

$$b_2 = \frac{-2CT}{4LC + 2CT + T^2}$$