

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA

Facultad de Ciencias



TESIS

“Desarrollo de Algoritmo para Detección de Fallas en Microrredes basado en la Transformación de Park y la Transformada de Wavelet”

**PARA OBTENER EL TÍTULO PROFESIONAL DE
INGENIERO FÍSICO**

Elaborado por:

RICARDO ROLANDO ESCUDERO RODRÍGUEZ

Asesor:

Dr. María Esther Quintana Cáceda

LIMA-PERÚ

2016

Con mucho cariño a mi familia, que nunca se cansaron de apoyarme cuando lo necesite, a mi padre Rolando Escudero. Y, a mis amigos, que nunca se rindieron en la labor de sacarme de mi ambiente académico.

Agradecimientos

Un gran número de personas han contribuido amablemente de una u otra manera al desarrollo de esta tesis. La mayor parte de este trabajo fue realizado en la Universidad de Ingeniería y Tecnología entre el 2015 y 2016.

En primer lugar me gustaría agradecer a mis asesores María Quintana y Julien Noel, quienes han contribuido de mayor manera en este trabajo de investigación. Estoy particularmente agradecido con el Dr. Julien Noel, quien me dio la oportunidad de trabajar en el tema de microrredes y redes inteligentes en conjunto con el Instituto Tecnológico de Massachusetts.

He tenido la buena suerte de tener buenos compañeros de laboratorio y tutores de diferentes universidades. Me gustaría agradecer a mis compañeros Pedro Muñoz y Anthony Flórez del Laboratorio de Energía de la Universidad de Ingeniería y Tecnología. Al Dr. Jorge Elizondo y Dr. James Kirtley Jr. del Laboratorio de Sistemas Electrónicos y Electromecánicos del Instituto Tecnológico de Massachusetts en U.S.A.

Agradezco a Isabel Marina Mora Huaylinos por su motivación a seguir el camino de la investigación y apoyo incondicional en todos los momentos difíciles y buenos, deseándole lo mejor en su carrera y como persona en su vida. Finalmente me gustaría agradecer a mi familia, que me apoyaron y siempre creyeron en mí, especialmente a mi padre quien ahora descansa en paz y siempre fue un guía moral para mí.

CONTENIDO

Resumen	1
1. Introducción.....	2
1.1. Presentación del problema.....	2
1.2. Métodos de detección de fallas en sistemas de potencia	3
1.3. Antecedentes	5
2. Marco teórico.....	6
2.1. Transformación de marcos de referencia.....	6
2.1.1. Transformación de abc a $\alpha\beta\gamma$	7
2.1.2. Transformación de $\alpha\beta\gamma$ a $dq0$	8
2.1.3. Transformación de abc a $dq0$	9
2.2. Transformada de Wavelet	11
2.2.1. Bases ortonormales de la función escala	11
2.2.2. Análisis Multiresolución.....	13
2.2.3. Bases de Wavelet.....	13
2.3. Perturbaciones de Calidad de Potencia en Sistemas Eléctricos de Potencia.....	19
2.3.1. Fallas en Sistemas Eléctricos de Potencia	19
2.3.2. Transitorios por Maniobras de Energización de Elementos de Transmisión	26
2.3.3. Perturbaciones por Cargas No Lineales.....	31
3. Análisis de Fallas en Microrredes en el Sistema de Referencia de Park.....	33
3.1. Análisis de Fenómenos Transitorios en el Sistema de Referencia de Park	33
3.1.1. Sistema Balanceado Operando sin Transitorio Electromagnético	35
3.1.2. Sistema Balanceado Operando con Transitorio Electromagnético	36
3.1.3. Sistema Desbalanceado Operando sin Transitorio Electromagnético	45
3.1.4. Sistema Desbalanceado Operando con Transitorio Electromagnético	46
4. Algoritmo Propuesto.....	48
5. Pruebas de Operación del Algoritmo	51
5.1. Sistema de Estudio	51
5.2. Simulaciones Computacionales en MatLab	51
5.2.1. Modelo de Inversor.....	54
5.2.2. Modelo de Generador Diésel	56
5.2.3. Modelo de Cargas no Lineales	57
5.2.4. Configuración de las Simulaciones.....	59
5.3. Simulación Experimental en Emulador de Microrredes.....	61
6. Resultados.....	66
6.1. Resultados de Sensibilidad	66
6.2. Resultados de Especificidad	70
6.2.1. Conexión de Banco de Condensadores.....	70
6.2.2. Perturbaciones por Cargas no Lineales.....	72
6.3. Resultados de la Prueba Experimental	73

7.	Discusiones	76
8.	Conclusiones y Sugerencias para Trabajos Futuros	79
8.1.	Conclusiones	79
8.2.	Sugerencias para Trabajos Futuros	79
9.	Anexo	80
10.	Bibliografía	87

Resumen

En este trabajo de investigación se presenta un nuevo algoritmo para la detección de fallas en microrredes de energía. Este algoritmo trabaja en tiempo real mediante la aplicación de la transformada de Park y transformada wavelet sobre mediciones locales de una de las estaciones de observación. Este enfoque consiste en la transformación del sistema de referencia trifásico de señales de corriente o tensión al sistema de referencia DQ0 para analizar el comportamiento de estos componentes durante una falla y detectar patrones que puedan caracterizar su inicio. Al filtrar el módulo del vector de Park, utilizando la transformada wavelet se obtienen los componentes de baja frecuencia, las fallas pueden ser detectadas mediante la diferencia finita entre dos muestras consecutivas de la señal filtrada. Con el fin de demostrar el rendimiento del algoritmo se realizaron simulaciones en un rango de frecuencias de operación comparando la efectividad del algoritmo con otros algoritmos frecuentemente utilizados en detección de fallas en sistemas de potencia. Este proyecto ha sido financiado por el 2014-2015 MIT- Perú – Universidad de Ingeniería y Tecnología (UTEC) Seed Fund. Se realizó un experimento de operación en un emulador de microrredes bajo dos tipos de fallas utilizando la data obtenida se pudo comprobar el funcionamiento del algoritmo, experimento realizado el mes de Octubre del 2015 en el Laboratorio de Sistemas Electromagnéticos y Electrónicos (LEES) en el MIT.

1. Introducción

Durante los últimos años, las microrredes de energía (en inglés, microgrid) han evolucionado y se han vuelto una alternativa económica y viable para los problemas ambientales relacionados a la quema de los combustibles fósiles mediante el uso de las energías renovables. Una microrred está definida como “Una red de unidades generadoras de baja potencia, equipos de almacenamiento y cargas eléctricas capaces de brindar energía y calor a su área local, tales como áreas suburbanas, industrias o áreas comerciales” [1]. Como descripción general del sistema, una microrred está compuesta de uno o más unidades de generación distribuida (GD), unidades de almacenamiento de energía si es necesario, cargas controladas y no controladas, y un sistema de control electrónico de potencia (controladores de flujo de potencia reactiva y activa, frecuencia y reguladores de voltaje) [2].

Las microrredes poseen diversos modos de operación. En este trabajo nos enfocaremos en el modo de operación aislado y el control coordinado de microrredes aisladas. Una microrred trabajando en el modo de operación aislado, provee de energía a las cargas locales y no está conectada a la red. Este modo de operación implica algunos retos a resolver, tales como control de voltaje y frecuencia, calidad de la energía, problemas con las microfuentes y balance entre consumo y demanda [3, 4].

1.1. Presentación del problema

El despliegue de la microrred requiere que el sistema se mantenga seguro y estable bajo cualquier condición. Esto es problemático, particularmente en situaciones extraordinarias tales como un aislamiento de la microrred no planificado con desbalance de potencia, cambios grandes en las cargas, o aislamiento desencadenado por falla. Un sistema de control apropiado es requerido para lograr la estabilidad bajo estas condiciones. El sistema de control de la microrred puede ser representado por un sistema de dos capas, una capa superior que coordina la operación de las diferentes fuentes de energía y mantiene los estados del sistema bajo ciertos límites, y un subsistema de control como capa inferior que realiza el control individual de las fuentes, basado solo en mediciones locales.

Dado que las microrredes están compuestas por diferentes unidades GD, estas se ven afectadas por las mismas perturbaciones que afectan a los sistemas con generación distribuida tales como fallas, armónicos, transitorios, etc. Es bien sabido que los

cambios rápidos en el estado de un circuito pueden generar transitorios electromagnéticos observables en los parámetros del sistema. El término transitorio se refiere a un evento no deseado pero momentáneo en naturaleza, desapareciendo durante la transición de un estado a otro. Las fuentes comunes de transitorios electromagnéticos en sistemas de potencia son relámpagos, fallas, y operaciones de cambio de estado en interruptores. Estos crean transitorios impulsivos u oscilatorios que pueden afectar el funcionamiento de un equipo o dañar su aislamiento eléctrico [5].

Las ondas transitorias contienen componentes de frecuencia a parte de la frecuencia fundamental del sistema que caracterizan al fenómeno que produjo el transitorio. En los sistemas de potencia como las microrredes, los fenómenos tales como fallas son comunes y pueden causar, entre otros, incrementos en la corriente. La detección de fallas en microrredes puede iniciar el cambio de estado de un interruptor y algoritmos o métodos de localización de fallas. La correcta detección de estos fenómenos es muy importante para determinar el momento exacto de inicio de la falla.

1.2. Métodos de detección de fallas en sistemas de potencia

En la literatura existen varios métodos para la detección de fallas en sistemas de potencia, la aplicación de estos métodos depende del problema particular a resolver. Los métodos más sencillos de implementar están basados en el cálculo de las derivadas de la corriente o voltaje, ciclo por ciclo o muestra por muestra. Cuando esta derivada sobrepasa un valor predeterminado, un contador auxiliar comienza el conteo. Este contador incrementa su valor por el valor absoluto de la derivada y confirma el evento cuando sobrepasa otro valor predeterminado [6]. Un método similar al anterior, se basa en la estimación de la amplitud de la señal de corriente o voltaje, considerando que en estado estacionario estas señales se ajustan a una función sinusoidal, se determina la amplitud utilizando dos muestras consecutivas y calculando la derivada discreta de la función de ajuste. En el instante en el que la amplitud estimada sobrepasa un valor predeterminado, se detecta una falla. Dado que este algoritmo requiere de dos muestras, tiene el potencial para detectar fallas en tiempo real, sin embargo el cálculo de la derivada puede producir estimados de baja calidad, en el caso de la existencia de ruido en la señal o debido a la mala calidad de muestreo.

En el año 1988, Phadke y Thorp, [7], describen un algoritmo para detección de fallas a partir de la estimación de la amplitud y fase de las señales de corriente o voltaje a mediante método de ajuste por mínimos cuadrados. En este algoritmo se utilizan tres

muestras consecutivas las cuales se deben ajustar a una ecuación, dado que sólo dos parámetros son desconocidos y tres ecuaciones están a disposición, el sistema de ecuaciones es sobre determinado entonces el algoritmo ajusta las muestras a una función sinusoidal por el método de mínimos cuadrados. Este método es numéricamente sensible a errores en la señal muestreada, y consecuentemente pueden producir estimados de baja calidad.

Las variaciones de energía en una determinada banda de frecuencia pueden ser utilizadas como indicador de anomalías en el sistema. Los valores específicos del incremento relativo en armónicos pueden ser utilizados para detectar la presencia de fallas de alta impedancia (High Impedance Faults - HIF) o encendido de bancos de condensadores [8], así mismo algunas características en el espectro de baja frecuencia, segundo y tercer armónico, pueden ser usados para detectar HIF [9]. Estos métodos basados en frecuencia pueden detectar la presencia de transitorios analizando el espectro de frecuencias en una ventana de muestras fija, sin embargo si la resolución en el tiempo es de mala calidad entonces no se puede proveer de precisión aceptable al inicio y final del transitorio en una falla. En [10], se muestra un ejemplo claro de detección, clasificación y localización de fallas a partir de la transformada discreta de wavelet, explicando la teoría de descomposición de una señal en rangos de frecuencia a partir del filtrado iterativo con filtros digitales pasa-alta y pasa-baja, utilizando la suma de los coeficientes detallados, comparándolos a un valor umbral se detecta y clasifica la falla, finalmente mediante una red neuronal es posible localizar la falla a lo largo de la línea de transmisión. En [11], se presenta un algoritmo para la localización de fallas en líneas de transmisión donde la detección del transitorio se basa en la transformación de Park, sin embargo, este trabajo no presenta un enfoque teórico sobre la detección del transitorio utilizando la transformación de Park. En [12], se presenta un estudio analítico de la transformación de Park evaluado sobre los sistemas eléctricos de potencia, considerando la señal transitoria en solo una de las fases del conjunto de señales de voltaje.

1.3. Antecedentes

En [13], se describe un algoritmo de detección y localización de fallas en una microrred utilizando la transformación de wavelet, el método consiste en obtener los detalles de alta frecuencia de tensión y corriente del eje directo en cada bus de medición, el producto de los detalles de alta frecuencia de tensión y corriente directa es nombrado por el autor detalle de potencia de alta frecuencia, cuando la sumatoria acumulativa de estos detalles sobrepasa un valor umbral predeterminado determinando la existencia de una falla, posterior a la detección de la falla y utilizando los valores de la suma acumulativa se determina la ubicación de la falla, de manera similar a un sismógrafo. Este algoritmo no requiere del uso de una red neuronal para poder localizar la falla, sin embargo requiere de más de una estación de medición, distribuidas en diversas localidades de la microrred. Asimismo requiere trabajar con las oscilaciones de alta frecuencia, las cuales pueden ser generadas por eventos que no sean fallas entre líneas.

En [14], se muestra otro algoritmo para la detección de fallas y su respectiva caracterización, en una microrred, utilizando la transformación de wavelet, en este trabajo se hace el uso de los coeficientes de detalle de las señales de corriente, mediante el uso de la wavelet madre Bior 1.5, y posteriormente calculando los índices de falla, el tiempo promedio de detección de la falla es de aproximadamente 30 milisegundos.

En [15], se muestra un algoritmo que incorpora redes neuronales y lógica difusa en conjunto con la transformación de wavelet, para obtener los coeficientes de wavelet y la energía de wavelet de las corrientes de falla, con el objetivo de detectar y localizar fallas en microrredes.

En el presente trabajo se utiliza la transformada de wavelet sobre el modulo del vector de Park de las señales de corriente en el sistema, con el objetivo de filtrar la señal y obtener las componentes de baja frecuencia de la señal y a partir de esta obtener el crecimiento instantáneo, cuando este sobrepase un valor predeterminado, la falla es detectada.

2. Marco teórico

2.1. Transformación de marcos de referencia

El estudio de las máquinas eléctricas previa la llegada de la era digital se realizaba mediante la aplicación del método gráfico y el método fasorial. En este capítulo se muestra la construcción de la transformada de Park mediante la aplicación del álgebra lineal, la cual se puede interpretar como una rotación ortogonal, debido a las propiedades que posee la misma, la transformada de Park puede ser construida sin la necesidad de abordar las ecuaciones de la máquina de inducción.

Las máquinas eléctricas rotatorias, en particular las máquinas de inducción magnética son sistemas electromecánicos dinámicos, estos sistemas son no lineales con coeficientes de reactancia mutua variantes en el tiempo. En el año 1928, Park plantea una forma de lidiar con estos coeficientes mediante la utilización de la teoría de transformación de marcos de referencia, como una extensión de la idea propuesta por Blondel [16] y de Doherty y Nickle [17], mediante un enfoque circuital, partiendo del modelo planar trifásico de parámetros concentrados como se muestra en la Figura 2.1 se hace uso de una matriz de transformación que permitirá variar el marco de referencia permitiendo eliminar la dependencia del tiempo de los coeficientes del sistema.

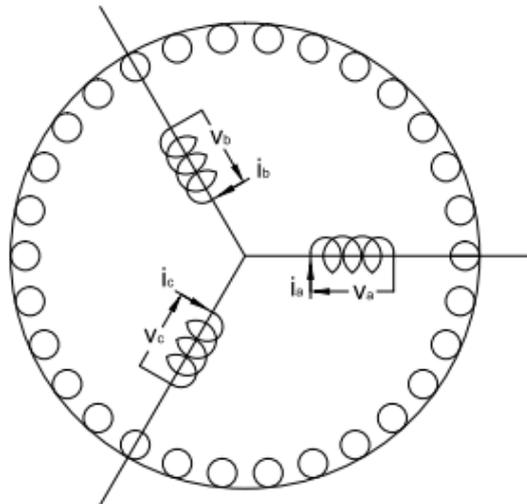


Figura 2.1: Devanados de un rotor cilíndrico uniformemente distribuido, de dos polos, tres fases.

2.1.1. Transformación de abc a $\alpha\beta\gamma$

Considerando un sistema trifásico balanceado que se encuentra girando a una velocidad angular ω y se requiere descomponer en las componentes $\alpha\beta\gamma$, las cuales son ortogonales entre sí y también están girando a una velocidad angular ω , como se muestra en la Figura 2.2.

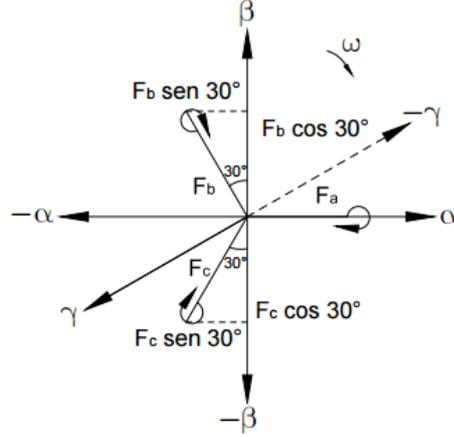


Figura 2.2: Descomposición vectorial del sistema trifásico balanceado abc sobre los ejes de referencia $\alpha\beta\gamma$.

Donde F_a, F_b y F_c son cantidades instantáneas, las cuales se descomponen como muestra la Figura 2.2.

$$F_\alpha = F_a - F_b \sin(30^\circ) - F_c \sin(30^\circ) = F_a - \frac{1}{2}F_b - \frac{1}{2}F_c \quad (2.1)$$

$$F_\beta = F_b \cos(30^\circ) - F_c \cos(30^\circ) = \frac{\sqrt{3}}{2}F_b - \frac{\sqrt{3}}{2}F_c \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Se puede apreciar de la ecuación (2.3) que el producto interno de las componentes F_α y F_β equivale a 0, comprobando de esta manera que son linealmente independientes. Es necesario encontrar un tercer vector que sea ortogonal a los anteriores para así poder generar todo el espacio R^3 y de esa manera obtener una base ortonormal. Teniendo el vector $Z = [z_1 \ z_2 \ z_3]$ donde z_1, z_2 y z_3 son las componentes de F_a, F_b y F_c , respectivamente, de manera que se cumpla la condición de ortogonalidad con los vectores F_α y F_β . Se tiene que la solución para dichas condiciones se da con el vector

$Z = k[1 \ 1 \ 1] \ \forall k \in R$, cambiando de nombre al vector Z por F_γ , y normalizando la base ortogonal propuesta, la base orto normal en forma matricial se muestra en (2.4).

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Donde la matriz M es también conocida como la transformada de Clark.

2.1.2. Transformación de $\alpha\beta\gamma$ a $dq0$

Tomando los ejes estacionarios $dq0$ como referencia, la posición de los ejes $\alpha\beta\gamma$ esta definida por el ángulo θ , siendo entonces la descomposición vectorial como se muestra en la Figura 2.3.

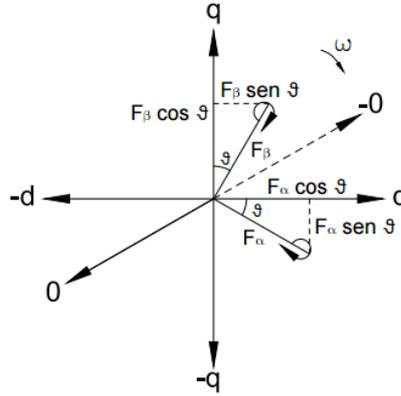


Figura 2.3: Descomposición vectorial del sistema giratorio $\alpha\beta\gamma$ sobre el sistema de referencia estático $dq0$.

$$F_d = F_\alpha \cos(\theta) + F_\beta \sin(\theta) \quad (2.5)$$

$$F_q = -F_\alpha \sin(\theta) + F_\beta \cos(\theta) \quad (2.6)$$

Donde tanto F_d como F_q son linealmente independientes, su producto interno es cero y su norma es unitaria. La base ortonormal, que se llamara R en forma matricial se muestra en la ecuación (2.7).

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Donde R es también conocida como matriz de rotación en un plano. Dado que $\alpha\beta\gamma$ es un conjunto ortogonal en R^3 , la componente de F_γ coincide completamente con el eje 0 del nuevo marco de referencia, haciendo evidente que para generar todo el espacio R^3 es necesario simplemente agregar esta componente a la base expresada en, completando

así, la base ortonormal para la transformación de $\alpha\beta\gamma$ a $dq0$ como se muestra en la ecuación (2.8).

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_\gamma \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_\gamma \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.1.3. Transformación de abc a $dq0$

Habiendo obtenido las transformaciones anteriores, mostradas en las ecuaciones (2.4) y (2.8), se puede obtener la transformación de abc a $dq0$, tal y como se muestra en la ecuación (2.9), a partir de las matrices M y N .

$$F_{dq0} = NMF_{abc} \quad (2.9)$$

La forma matricial de la transformación abc a $dq0$ se muestra en la ecuación (2.10) y (2.11) donde la matriz K es conocida como la matriz ortonormal de transformación de Park.

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

La transformación de Park está basada en el hecho de que el campo magnético rotatorio, producido por las corrientes trifásicas del estator de una máquina de corriente alterna, puede ser producido de igual manera por un devanado bifásico que se encuentra en cuadratura. Para formar los ejes dq equivalentes, conocidos como ejes de transformación, es necesario que la fuerza magnetomotriz (FMM) del devanado original y su versión transformada sean idénticas para cualquier instante de tiempo. Para establecer la equivalencia de FMM's se asume que las FMM's de fase del devanado trifásico son los valores fundamentales mencionados en la sección 2.1 con valores de amplitud F_a , F_b y F_c .

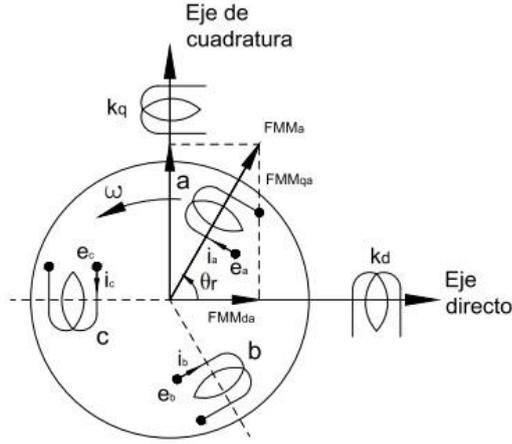


Figura 2.4: Modelo idealizado de la máquina síncrona.

La amplitud máxima de la onda sinusoidal de la FMM debido a la corriente i_a en el devanado de fase a de la Figura 2.4 es proporcional a i_a y ocurre en el eje de la bobina, esto es en la posición angular θ_r . La onda de la FMM producida por la corriente i_a se puede descomponer en dos componentes, cada una lo largo del eje directo y de cuadratura respectivamente tal y como se muestra en las ecuaciones (2.12) y (2.13) donde k es el factor correspondiente al número de vueltas de la bobina.

$$FMM_{da} = k i_a \cos(\theta_r) \quad (2.12)$$

$$FMM_{qa} = k i_a \sin(\theta_r) \quad (2.13)$$

Las componentes del eje directo y de cuadratura de la FMM resultante debido a la interacción combinada de las corrientes trifásicas, son expresadas respectivamente en las ecuaciones (2.14) y (2.15).

$$FMM_d = k \left[i_a \cos(\theta_r) + i_b \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (2.14)$$

$$FMM_q = k \left[i_a \sin(\theta_r) + i_b \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (2.15)$$

La amplitud de la onda de la FMM debido a las corrientes i_d e i_q en las bobinas de los ejes directo y de cuadratura respectivamente, está dadas por las ecuaciones (2.16) y (2.17) respectivamente, donde k_m y k_n son los factores correspondientes al número de vueltas de las bobinas en los ejes directo y de cuadratura.

$$FMM_d = k_m i_d \quad (2.16)$$

$$FMM_q = k_n i_q \quad (2.17)$$

En condiciones de equilibrio, es decir para las condiciones trifásicas balanceadas, la suma de las corrientes de fase debe de ser cero, por lo que se agrega el término i_0 mostrado en la ecuación (2.18).

$$i_0 = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c) = k_0(i_a + i_b + i_c) \quad (2.18)$$

Igualando las ecuaciones (2.16) y (2.17) con las ecuaciones (2.14) y (2.15) y ordenándolas en forma matricial en conjunto con la ecuación (2.18) se obtiene la expresión de la ecuación (2.19) donde k_d , k_q y k_0 son constantes por definir.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_d \cos(\theta_r) & k_d \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & k_d \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ k_q \sin(\theta_r) & k_q \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & k_q \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ k_0 & k_0 & k_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_a \\ i_a \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Siendo necesario que la transformada sea invariante en términos de impedancia, inductancia y potencia, se define $k_d = k_q = k_0 = \sqrt{\frac{2}{3}}$, para cumplir con estos requisitos, de esta manera la maquina equivalente bifásica posee $\sqrt{\frac{3}{2}}$ más vueltas para proveer de la misma FMM, y las variables transformadas también son $\sqrt{\frac{3}{2}}$ veces más grandes que las amplitudes de las corrientes y voltajes.

2.2. Transformada de Wavelet

En este capítulo se revisara los conceptos relacionados a la llamada Transformada de Wavelet. Esta transformada es eficiente para el análisis local de señales no estacionarias y de rápida transitoriedad, mapea la señal en una representación de tiempo-escala de la misma manera que la transformada de Fourier con ventana. La principal diferencia con la transformad de Fourier es que la transformada de Wavelet provee análisis multi-resolución con ventanas dilatadas.

Las Wavelets, funciones bases de la transformada de Wavelet, son generadas a partir de una función Wavelet básica, mediante traslaciones y dilataciones, estas funciones permiten reconstruir la señal original a través de la transformada de wavelet inversa. Esta transformada es local en el tiempo y en frecuencia.

2.2.1. Bases ortonormales de la función escala

Las funciones de escala juegan el papel de funciones promedio. La correlación entre la función de escala y una función continua arbitraria produce la aproximación promediada de la última. La función de escala básica $\phi(t)$ dilatada por un factor de

escala 2^i , es desplazada con un factor de escala discreto de traslación k tal y como se muestra en la ecuación (2.20).

$$\phi_{i,k}(t) = 2^{-\frac{i}{2}}\phi(2^{-i}t - k) \quad (2.20)$$

Las funciones de escala básicas satisfacen la condición de ortogonalidad, tal que las traslaciones discretas en el tiempo ($\{\phi(t - k)\}, k \in \mathbb{Z}$) forman un conjunto ortonormal. La proyección de una función $f(t)$, perteneciente al espacio de las funciones de cuadrado integrable ($L^2(\mathbb{R})$), en la base ortonormal $\{\phi(t - k)\}$ es una correlación entre la función $f(t)$ original y la función de escala $\phi(t)$ muestreada a intervalos enteros, obteniendo como resultado una aproximación menos detallada de $f(t)$. Todas las aproximaciones de $f(t)$ forman un subespacio $V_0 \in L^2(\mathbb{R})$, el cual puede ser interpretado como el conjunto de todas las posibles aproximaciones de la función en $L^2(\mathbb{R})$ generado por el conjunto ortonormal $\{\phi(t - k)\}$.

Debido a que la función de escala básica $\phi(t)$ genera la base ortonormal $\{\phi(t - k)\}$ de V_0 , con un paso de traslación entero, la función de escala dilatada $\phi(t/2)$ generará la base ortonormal $\{\phi(t/2 - k)\}$ de V_1 con un paso de traslación igual a 2 y $\phi(t/4)$ generará la base ortonormal $\{\phi(t/4 - k)\}$ de V_2 con un paso de traslación igual a 4 y así sucesivamente. Existe entonces un conjunto de bases ortogonales de la función de escala, las cuales son ortonormales en la misma escala, cumpliendo con la ecuación (2.21) para todo k y $n \in \mathbb{Z}$.

$$\langle \phi_{i,k}, \phi_{i,n} \rangle = \delta_{k,n} \quad (2.21)$$

Las proyecciones en $L^2(\mathbb{R})$ sobre el conjunto de bases ortonormales de la función de escala, forman un conjunto de subespacios V_i , los cuales son el conjunto de todas las posibles aproximaciones de la función en $L^2(\mathbb{R})$ generado por la base ortonormal de la función de escala en el nivel de resolución i ($\phi(2^{-i}t - k)$), por lo tanto, la función de escala $\phi(t)$ genera los subespacios del análisis multiresolución.

Las aproximaciones de una función $f(t)$ en diferentes resoluciones deben de ser similares, ya que son todas generadas por la misma función de escala con escalas diferentes, toda información útil para calcular la función de aproximación en el nivel de menor resolución i , está contenida en la función de aproximación en el nivel de mayor resolución $(i - 1)$, entonces V_i es un subespacio de V_{i-1} .

2.2.2. Análisis Multiresolución

Basado en la generación de las aproximaciones de la función $f(t)$ en subespacios de diferentes resoluciones se obtiene el llamado análisis multiresolución, una técnica que permite analizar señales en múltiples bandas de frecuencia, esta consiste en una secuencia de subespacios cerrados V_i en $L^2(\mathbb{R})$ tal que cumplen con la ecuación (2.22).

$$\dots \subset V_2 \subset V_1 \subset V_0 \subset V_{-1} \subset V_{-2} \subset \dots \subset L^2(\mathbb{R}) \quad (2.22)$$

Cuando la resolución se incrementa con i tendiendo al $-\infty$, la función aproximada debería converger a la función original, por el contrario cuando la resolución se decrementa a cero con i tendiendo a $+\infty$, las aproximaciones contienen cada vez menos información y convergen a cero.

2.2.3. Bases de Wavelet

Debido a que la proyección de una función sobre la base de la función de escala ortonormal es una aproximación menos detallada de la función en un nivel de resolución particular, se pierde información en el proceso, esto implica que la función de escala no es completa a cualquier nivel. Por lo tanto se utilizan las proyecciones sobre otras funciones, denominadas wavelet para obtener la información complementaria de los detalles de la función. Los wavelets son generados a partir de la wavelet madre $\psi(t)$ por traslaciones y dilataciones discretas, tal y como se muestra en la ecuación (2.23) donde $i, k \in \mathbb{Z}$.

$$\psi_{i,k}(t) = 2^{-i/2} \psi(2^{-i}t - k) \quad (2.23)$$

Cuando la transformada de Fourier de la wavelet madre satisface la condición de ortogonalidad, las traslaciones discretas de las wavelet madre $\{\psi(2^{-i}t - k)\}$ forman una base ortonormal para cada escala 2^i , en el mismo nivel de resolución, el conjunto de traslaciones de la wavelet es ortogonal al conjunto de traslaciones de la función de escala en el espacio de la misma resolución tal y como se muestra en la ecuación (2.24) $\forall k$ y $n \in \mathbb{Z}$.

$$\langle \phi_{i,k}, \psi_{i,n} \rangle = 2^{-i} \int \phi_i(t - k) \psi_i(t - n) dt = 0 \quad (2.24)$$

Las proyecciones de las funciones en $L^2(\mathbb{R})$ sobre la base wavelet ortonormal, $\{\psi(2^{-i}t - k)\}$, forman un subespacio W_i . Como la base de wavelets $\{\psi(2^{-i}t - k)\}$ es ortogonal a la base de la función escala $\{\phi(2^{-i}t - k)\}$, dentro de la misma escala el subespacio W_i es el complemento ortogonal del subespacio V_i .

2.2.3.1. Transformada de Wavelet

La Transformada de Wavelet de una función $f(t)$ es la descomposición de esta misma función en un conjunto de funciones de wavelet ($\psi_{s,\tau}(t)$) que forman una base, las cuales son generadas a partir de la traslación y cambio de escala de una función wavelet madre $\psi(t)$, estas wavelets generadas de la misma función wavelet madre tienen diferente escala s y ubicación τ , pero tienen la misma forma tal y como se muestra en la ecuación (2.25). Se puede definir a la transformada tal y como se presenta en la ecuación (2.26).

$$\psi_{s,\tau}(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right) \quad (2.25)$$

$$W_f(s, \tau) = \int f(t) \psi_{s,\tau}^*(t) dt \quad (2.26)$$

Se utilizan siempre factores de escala $s > 0$, las wavelets son dilatadas cuando $s > 1$, y son contraídas cuando $s < 1$, de esta manera cambiando el valor del factor de escala se cubren rangos diferentes de frecuencias. Los valores más grandes del parámetro s corresponden a frecuencias de menor rango o a una escala grande de $\psi_{s,\tau}(t)$, mientras que valores pequeños de este parámetro corresponden a frecuencia de mayor rango o a una escala muy pequeña de $\psi_{s,\tau}(t)$.

2.2.3.2. Wavelets Ortonormales y Discretas

Cuando la función $f(t)$ es continua y las wavelets son continuas con factor de escala y traslación discretas, la transformada de wavelet resulta en una serie de coeficientes de wavelet y es llamada la descomposición en series wavelet. La función $f(t)$ puede ser reconstruida desde los coeficientes de wavelet discretos $W_f(s, \tau)$, como se muestra en la ecuación (2.27), donde A es una constante que no depende de $f(t)$.

$$f(t) = A \sum_s \sum_\tau W_f(s, \tau) \psi_{s,\tau}(t) \quad (2.27)$$

A estas funciones de wavelet continuas con factores de escala y traslación discretos se les denomina wavelets discretos, cuyos factores de escala y transición pueden ser expresados como se muestra en la ecuación (2.28), donde el exponente i y la constante k son enteros y $s_0 > 1$ es un paso fijo de dilatación, de esta manera las correspondientes wavelets discretas quedan expresadas como se muestra en la ecuación (2.29).

$$s = s_0^i \quad y \quad \tau = k\tau_0 s_0^i \quad (2.28)$$

$$\psi_{i,k}(t) = s_0^{-i/2} \psi(s_0^{-i} t - k\tau_0) \quad (2.29)$$

A través de la ecuaciones (2.26) y (2.29), la transformada de wavelet de una función continua es realizada a frecuencias y tiempos discretos que corresponden a muestreos con distintas traslaciones (tiempo) y distintas dilataciones (cambios de escala).

La posibilidad de variar el factor de escala s permite usar wavelets de escala muy pequeña para concentrar el análisis en singularidades. Eligiendo adecuadamente $\psi(t)$ y los parámetros s_0 y τ_0 , es posible lograr que las funciones $\psi_{s,\tau}(t)$ constituyan una base ortonormal de $L^2(\mathbb{R})$. En particular se elige $s_0 = 2$ y $\tau_0 = 1$, entonces existe $\psi(t)$, con buenas propiedades de localización tiempo-frecuencia tal que $\psi_{s,\tau}(t)$ constituye una base ortonormal $L^2(\mathbb{R})$.

De esta forma, si las funciones wavelet discretas forman una base ortonormal, una función $f(t)$ de soporte finito puede ser reconstruida como una suma de los coeficientes de wavelet discretos $W_f(s, \tau)$ multiplicados por las funciones de la base como se muestra en la ecuación (2.30), una descomposición de wavelet ortonormal no posee información redundante y representa la señal en forma unívoca, para estas funciones discretas ortogonales, los productos internos cumplen la condición que se muestra en (2.31).

$$f(t) = \sum_s \sum_\tau W_f(s, \tau) \psi_{s,\tau}(t) \quad (2.30)$$

$$\int \psi_{i,k}^*(t) \psi_{m,n}(t) dt = \begin{cases} 1 & \text{si } i = m \text{ y } k = n \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (2.31)$$

2.2.3.3. Relación dos-escala

Con sus traslaciones discretas, las funciones de escala y las de wavelets forman dos bases ortonormales en cada nivel de resolución, donde en cada nivel las funciones de escala y wavelet son versiones dilatadas de la función de escala básica y de la wavelet madre respectivamente.

Sea $\phi(t)$ la función de escala básica cuyas traslaciones generan el subespacio V_0 , entonces puede ser expresada como combinación lineal de la suma ponderada del conjunto $\{\phi(2t - k)\}$ generado por $\phi(2t)$. Así las funciones de escala en dos niveles de resolución adyacentes satisfacen la relación mostrada en la ecuación (2.32) (esta se puede considerar como la proyección de la función $\phi(t) \in V_0$ en el subespacio de mayor resolución V_{-1}), donde la secuencia $p(k)$ es el coeficiente inter-escala, correspondiente a un filtro discreto paso-bajo.

$$\phi(t) = \sum_k p(k)\phi(2t - k) \quad (2.32)$$

Sea $\psi(t) \in V_0$ la wavelet madre, la cual puede ser desarrollada en la base ortonormal de la función de escala $\{\phi(2t - k)\}$ en V_{-1} como se muestra en la ecuación (2.33) donde la secuencia $q(k)$ es el coeficiente inter-escala correspondiente a un filtro discreto paso-alto.

$$\psi(t) = \sum_k q(k)\phi(2t - k) \quad (2.33)$$

2.2.3.4. Descomposición Wavelet

Sea la función $f(t) \in V_0$ que puede ser representada como la combinación lineal de las funciones de escala trasladadas $\phi(t - k)$ en V_0 , tal como se muestra en la ecuación (2.34) con los coeficientes de la ecuación (2.35).

$$f(t) = \sum_k c_0(k)\phi(t - k) \quad (2.34)$$

$$c_0(k) = \int f(t)\phi(t - k)dt \quad (2.35)$$

La función $f(t)$ pertenece al nivel de resolución V_0 , el cual corresponde al nivel de digitalización inicial al comenzar la descomposición, en el siguiente nivel de menor resolución $i = 1$, existen dos subespacios mutuamente ortogonales $\{\phi_{i,k}(t)\}$ y $\{\psi_{i,k}(t)\}$, respectivamente. En particular la función $f(t)$ puede descomponerse en sus componentes a lo largo de los subespacios V_1 generado por las funciones escala, y W_1 generado por las funciones de wavelet (V_0 es la suma directa de V_1 y W_1), de manera que se obtiene las relaciones que se muestran en (2.36).

$$\begin{aligned} f &= (P_1 + Q_1)f \\ P_1 f &= \sum_n c_1(n)\phi_{1,n} \\ Q_1 f &= \sum_n d_1(n)\psi_{1,n} \end{aligned} \quad (2.36)$$

Haciendo el uso del algebra lineal se obtienen las relaciones que despejan los coeficientes c_1 y d_1 tal y como se muestra en (2.37).

$$c_1(k) = \sum_n \langle \phi_{1,k}, \phi_{0,n} \rangle c_0(n) \quad (2.37)$$

$$d_1(k) = \sum_n \langle \psi_{1,k}, \phi_{0,n} \rangle c_0(n)$$

Donde el producto interno entre los conjuntos $\{\psi_{1,k}\}$, $\{\phi_{1,k}\}$ y $\{\phi_{0,n}\}$ puede ser calculada mediante la ecuación (2.38).

$$\begin{aligned} \langle \phi_{1,k}, \phi_{0,n} \rangle &= 2^{\frac{1}{2}} \int \phi(t) \phi(2t - (n - 2k)) dt \\ \langle \psi_{1,k}, \phi_{0,n} \rangle &= 2^{\frac{1}{2}} \int \psi(t) \phi(2t - (n - 2k)) dt \end{aligned} \quad (2.38)$$

Utilizando la relación dos-escala en la ecuación (2.38) y usando la ortonormalidad del conjunto $\{\phi(2t)\}$ se obtienen las relaciones de la ecuación (2.39).

$$\begin{aligned} c_1(k) &= 2^{-\frac{1}{2}} \sum_n p(n - 2k) c_0(n) \\ d_1(k) &= 2^{-\frac{1}{2}} \sum_n q(n - 2k) c_0(n) \end{aligned} \quad (2.39)$$

La secuencia $c_1(k)$ o tendencia contiene los coeficientes del desarrollo de la función continua $f(t)$ en la base de la función de escala continua $\{\phi_{1,k}\}$ en V_1 , representando la versión suavizada de los datos originales $c_0(n)$. La secuencia $d_1(k)$ representa la diferencia entre la $f(t)$ original y la aproximación $P_1 f$, y se conoce como los coeficientes wavelet discretos.

La descomposición en aproximaciones suavizadas y detalles a menor resolución se puede generalizar para un nivel de resolución i tal y como se muestra en la ecuación (2.40) partiendo de las relaciones de la ecuación (2.39), mediante filtrado iterativo.

$$\begin{aligned} c_i(k) &= 2^{-\frac{1}{2}} \sum_n p(n - 2k) c_{i-1}(n) \\ d_i(k) &= 2^{-\frac{1}{2}} \sum_n q(n - 2k) c_{i-1}(n) \end{aligned} \quad (2.40)$$

De esta manera, iterando hasta un nivel de resolución M , donde M toma un valor determinado, se puede representar la función original $f(t)$ por una serie de funciones detalle más una aproximación gruesa, como se muestra en la ecuación (2.41).

$$f(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} 2^{-\frac{M}{2}} c_M(k) \phi(2^{-M}t - k) + \sum_{i=1}^M \sum_{k \in \mathbb{Z}} 2^{-\frac{i}{2}} d_i(k) \phi(2^{-i}t - k) \quad (2.41)$$

La ecuación (2.41) representa la descomposición en series de wavelets de la función $f(t)$, donde los coeficientes $c_1(n)$ y $d_1(n)$ se pueden calcular por un algoritmo discreto implementado por la aplicación recursiva de filtros discretos paso-alto y paso-bajo a las

aplicaciones discretas $c_{i-1}(n)$. Este algoritmo es conocido como algoritmo piramidal o de Mallat [20]. En la Figura 2.5 se muestra el proceso de descomposición por series de wavelet.

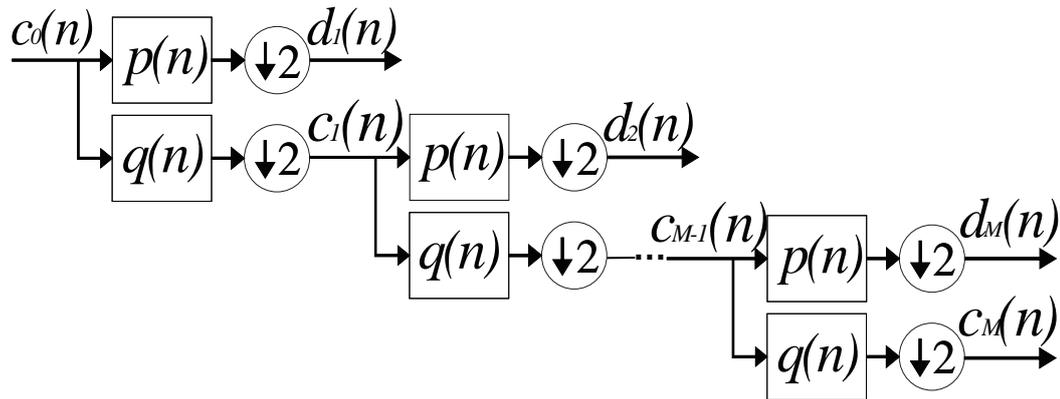


Figura 2.5 Esquema de la descomposición en Series Wavelet, con el algoritmo de árbol de Mallat.

2.2.3.5. Reconstrucción por Series de Wavelet

La secuencia de la señal original $c_0(n)$ puede ser reconstruida a partir de las secuencias de coeficientes de aproximación $c_1(n)$ y de los coeficientes de wavelet $d_1(n)$ donde $0 \leq i \leq M$, donde $i = M$ es la menor resolución en la descomposición. La aproximación discreta en $c_{i-1}(n)$ en el próximo nivel de mayor resolución puede ser obtenida como la suma de dos convoluciones, una entre la aproximación discreta $c_i(n)$ y el filtro paso-bajo $p(n)$ y otra entre los coeficientes wavelet $d_1(n)$ y el filtro paso-alto $q(n)$, tal y como se muestra en la ecuación (2.42).

$$\begin{aligned}
 c_{i-1}(n) &= \langle P_{i-1}f, \phi_{i-1,n} \rangle \\
 &= \sum_k c_i(k) \langle \phi_{i,k}, \phi_{i-1,n} \rangle + \sum_k d_i(k) \langle \psi_{i,k}, \phi_{i-1,n} \rangle \\
 &= 2^{-\frac{1}{2}} \left(\sum_k c_1(k) p(n-2k) + \sum_k d_i(k) q(n-2k) \right)
 \end{aligned} \tag{2.42}$$

En la Figura 2.6 se muestra el proceso de reconstrucción hasta la secuencia original $c_0(n)$.

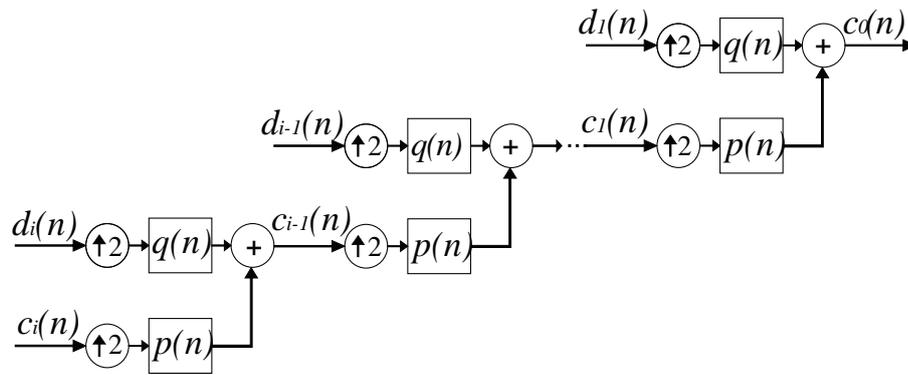


Figura 2.6. Esquema de la reconstrucción con series de Wavelet.

2.3. Perturbaciones de Calidad de Potencia en Sistemas Eléctricos de Potencia

Las perturbaciones de la calidad de potencia en sistemas eléctricos de potencia comprenden desde las fallas en estos mismos sistemas, maniobras con interruptores, entre ellos están la conexión y desconexión de los bancos de condensadores y transformadores, y cambios bruscos de carga u operaciones inesperadas. Asimismo se tiene las perturbaciones generadas por las mismas cargas conectadas a la red, enfatizando en las cargas no lineales.

El análisis de fallas de redes con líneas y cargas balanceadas y desbalanceadas en sistemas eléctricos de potencia es crucial para desarrollar algoritmos capaces de detectar características intrínsecas de estas fallas en las microrredes.

2.3.1. Fallas en Sistemas Eléctricos de Potencia

Se define una falla como cualquier situación de desbalance en un punto de una red o circuito, donde este desbalance puede deberse a una carga desbalanceada, un cortocircuito u otra condición asimétrica. Las fallas en sistemas eléctricos de potencia se pueden clasificar de manera general como fallas simétricas (trifásicas balanceadas) y fallas asimétricas (una línea a tierra, línea a línea, y de dos líneas a tierra). La mayor parte de las fallas en líneas de transmisión son originadas por descargas atmosféricas. La falla de línea a tierra es la más común llegando a constituir entre el 70 y 80% de las fallas en líneas de transmisión, y la falla trifásica balanceada constituye aproximadamente el 5%.

2.3.1.1. Falla Trifásica Balanceada o Simétrica.

Cuando una maquina está generando un voltaje sinusoidal, el valor de la corriente de corto-circuito en el periodo transitorio será parcialmente dependiente del instante en el ciclo en el cual ocurre el corto-circuito. Debido a que es imposible predecir en que instante puede ocurrir una falla, es necesario tomar medidas de precaución para lidiar con la peor situación.

Considerando que una falla trifásica ocurre en las terminales de un generador en vacío cuando el voltaje en una de las fases, posee un ángulo de fase α tal y como se muestra en la Figura 2.7.

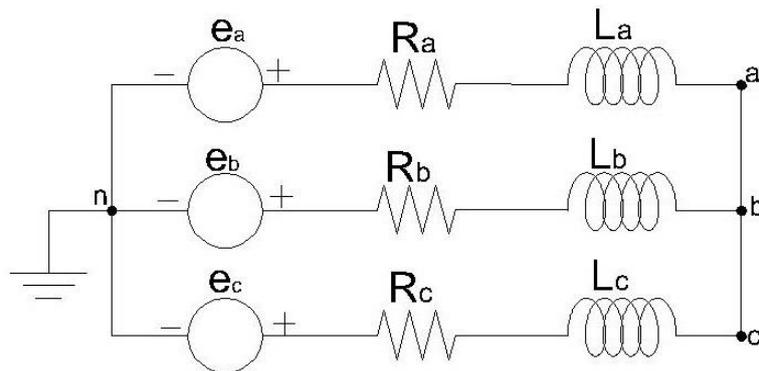


Figura 2.7. Diagrama de falla trifásica simétrica en los terminales de un generador.

En la Figura 2.7 se tienen las relaciones mostradas en (2.43).

$$\begin{aligned}
 R_a &= R_b = R_c = R \\
 L_a &= L_b = L_c = L \\
 e_a(t) &= E_m \sin(\omega t + \alpha) \\
 e_b(t) &= E_m \sin\left(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 e_c(t) &= E_m \sin\left(\omega t + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{2.43}$$

Debido a que los voltajes generados son balanceados, se puede realizar un análisis por fase como se muestra en la Figura 2.8, la ecuación diferencial no homogénea del circuito de la Figura 2.8 se muestra en la ecuación (2.44).

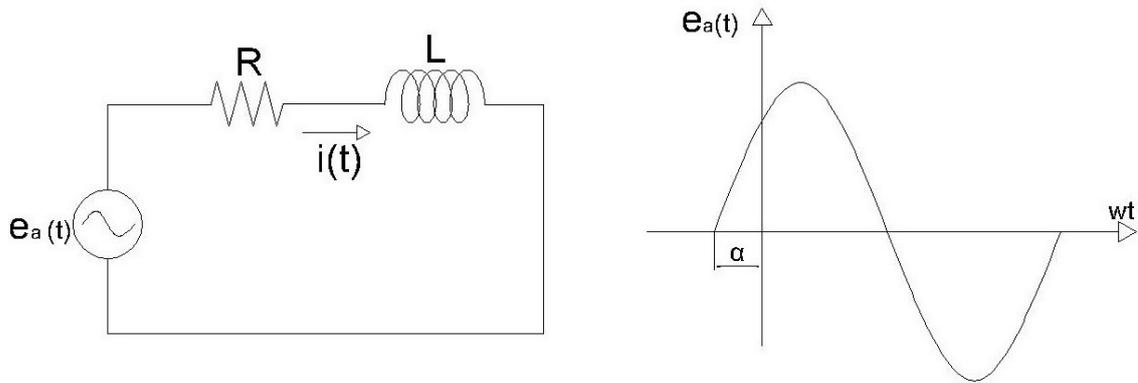


Figura 2.8. Análisis del generador eléctrico por fase.

$$R i(t) + L \frac{di(t)}{dt} = E_m \sin(\omega t + \alpha) \quad (2.44)$$

La solución de la ecuación diferencial (2.44) es la que se muestra en la ecuación (2.45), donde k es una constante.

$$i(t) = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin\left(\omega t + \alpha - \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)\right) + k e^{-\frac{R}{L}t} \quad (2.45)$$

La corriente de la ecuación (2.45) se considera a estar compuesta de dos componentes y su estructura se muestra en la Figura 2.9. La componente de corriente alterna a la frecuencia del circuito, es conocida como corriente simétrica, pues se puede apreciar simetría con respecto al eje medio entre las envolventes positivas y negativas de la corriente total.

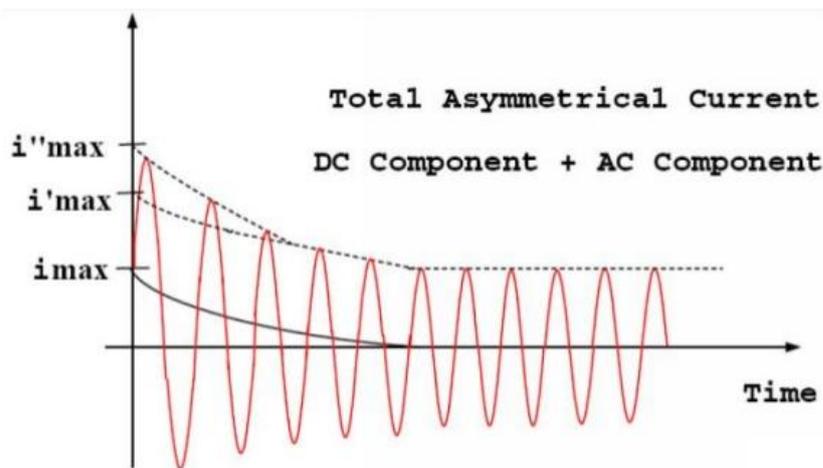


Figura 2.9. Estructura de una onda de corriente asimétrica.

La componente de corriente directa, causa la asimetría y es determinada por la parte exponencial en la ecuación (2.45), considerando el caso de condiciones iniciales de corriente igual a cero, la componente directa es determinada por la ecuación (2.46).

$$i_{CD}(t) = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin\left(\alpha - t g^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)\right) e^{-\frac{R t}{L}} \quad (2.46)$$

De esta manera de las ecuaciones (2.45) y (2.46) se demuestra que la corriente transitoria dependerá en parte del ángulo de la entrada de voltaje en el instante de ocurrir el corto-circuito. Considerando nuevamente un generador trifásico, cuando ocurre una falla trifásica en las terminales del generador, esta falla ocurre en diferentes puntos de la onda de voltaje generado de cada fase, por lo cual la componente de corriente directa de cada fase es diferente, la componente de corriente alterna decae exponencialmente con el tiempo, de su valor inicial a su valor de corriente simétrica de estado estable.

La componente de corriente alterna esta expresada por la ecuación (2.47), y la Figura 2.9 donde \bar{i}''_{max} , \bar{i}'_{max} e \bar{i}_{max} son los valores rms simétricos de las corrientes subtransitoria, transitoria y del estado estable respectivamente. τ'' y τ' son las constantes de tiempo subtransitoria y transitoria de la máquina.

$$I_{CA} = (\bar{i}''_{max} - \bar{i}'_{max})e^{-\frac{t}{\tau''}} + (\bar{i}'_{max} - \bar{i}_{max})e^{-\frac{t}{\tau'}} + \bar{i}_{max} \quad (2.47)$$

2.3.1.2. Fallas Asimétricas

En esta sección, se describirán las fallas asimétricas presentes en los sistemas de potencia, y se utilizara el método de las componentes simétricas, la cual se encuentra ampliamente descrita en la referencia [18].

Una gran proporción de las fallas en los sistemas eléctricos de potencia son asimétricos, fallas asimétricas a través de impedancias (cortocircuitos monofásicos, bifásicos, bifásicos a tierra) o de conductores abiertos (una y dos fases abiertas); por lo que resulta de especial interés su estudio dentro de los sistemas de potencia. El motivo esencial del estudio de las condiciones asimétricas de falla, consiste en los tremendos desbalances que se pueden presentar en las tensiones y corrientes del sistema de potencia que pueden ser de especial daño a los elementos del sistema de potencia. Cualquier desbalance o asimetría en un sistema tendrá como resultado una acción mutua entre las secuencias obtenidas en el análisis de componentes simétricas, en otras palabras las redes de secuencia tendrán un acoplamiento mutuo entre sí resultando de ello una conexión

directa entre ellas, en el punto de desbalance. Se analizaran las fallas en los generadores en vacío de los cuales se derivara las mismas condiciones de falla par los sistemas eléctricos de potencia.

El estudio de las fallas asimétricas, resultan especialmente sencillo con el uso de la teoría de componentes simétricos, se plantea que ante condiciones asimétricas impuestas en el sistema, este queda confinado al estudio de componentes de secuencia positiva, negativa y cero. Supóngase un generador sincrónico, el cual se considera impulsado a velocidad nominal y excitada de forma tal que en operación en vacío, la tensión en terminales del mismo, es la tensión nominal de la máquina. Se trata de una máquina de rotor liso, la cual se encuentra operando en condiciones no saturada. La máquina se encuentra en conexión estrella con el neutro conectado a tierra a través de una impedancia Z_n , se conoce que en secuencia positiva, el modelo por fase del generador queda confinado a la impedancia de secuencia positiva de la máquina y el voltaje interno inducido, Figura 2.10.a.

La red de secuencia negativa para el generador sin carga, no posee F.E.M. y está formado solo por las impedancias del generador que presenta a las corrientes de secuencia negativa, en secuencia negativa, la barra de referencia de la red también es el neutro del generador, Figura 2.10.b.

El modelo de la red equivalente para el generador sin carga en secuencia cero, no contiene F.E.M. y está constituido por las impedancias de secuencia cero del generador y la impedancia de puesta a tierra, Figura 2.10.c.

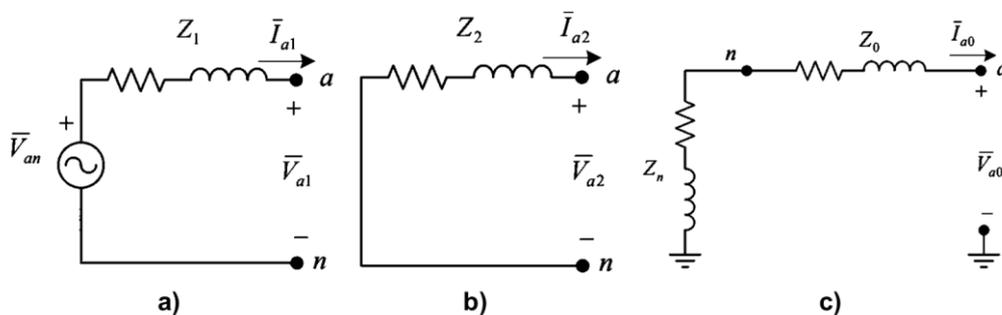


Figura 2.10. Modelo equivalente por fase de un generador en secuencia a) Positiva b) Negativa y c) Cero.

El sistema de ecuaciones obtenido de los circuitos de la Figura 2.10 se muestran en la ecuación (2.48). Estas ecuaciones son obtenidas para describir el comportamiento del generador ante cualquier condición asimétrica de operación.

$$\begin{cases} V_{a1} = V_{an} - Z_1 I_{a1} \\ V_{a2} = -Z_2 I_{a2} \\ V_{a0} = -(3Z_n + Z_0) I_{a0} \end{cases} \quad (2.48)$$

Para cada tipo de falla, se puede emplear la ecuación anterior, debido a que modela completamente el comportamiento del generador en sus componentes simétricas en condiciones desbalanceadas.

A. Falla de Una Línea a Tierra

Supóngase que se tiene un generador sincrónico de rotor liso, en conexión estrella con neutro puesto a tierra a través de una impedancia Z_n como se muestra en la Figura 2.11.a. El generador se encuentra operando en condiciones nominales de velocidad y excitación en vacío ($I_a = I_b = I_c = 0$); cuando súbitamente se produce una falla por cortocircuito monofásico a tierra en la fase a , como se muestra en la Figura 2.11.b.

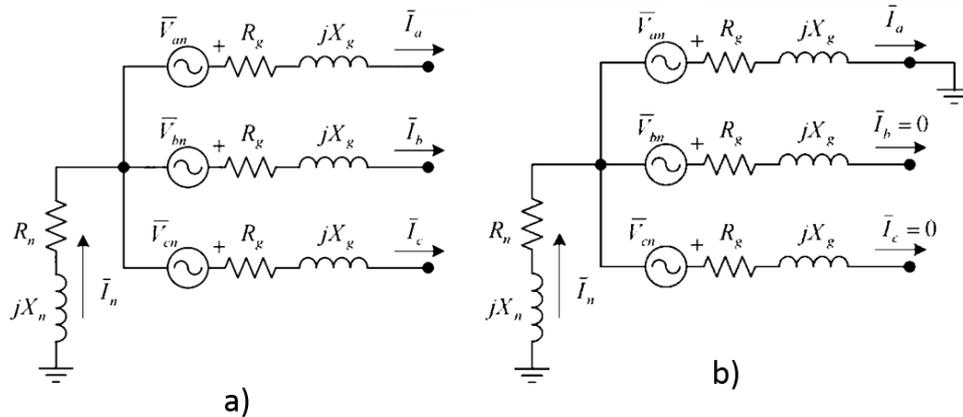


Figura 2.11 Generador sincrónico de rotor liso a) estado normal y b) falla en fase a .

Las condiciones terminales impuestas por esta falla en el terminal de la fase a , provoca que por ella circule la corriente de cortocircuito monofásica, mientras que en las otras fases, se preserva la condición de vacío. Por otra parte, si la falla se considera por contacto directo, es decir sin la existencia de impedancia de arco ($Z_n = 0$), la tensión de la fase a , esta al mismo valor de tierra ($V_g = 0$); mientras que las otras fases adquirirán valores diferentes.

B. Falla de Línea a Línea (Falla Bifásica)

Supóngase que se tiene un generador síncrono de rotor liso, en conexión estrella con neutro puesto a tierra a través de una impedancia Z_n como se muestra en la Figura 2.11.a. El generador se encuentra operando en condiciones nominales de velocidad y excitación en vacío ($I_a = I_b = I_c = 0$); cuando súbitamente se produce una falla por cortocircuito monofásico a tierra en la fase b y c , como se muestra en la Figura 2.12.

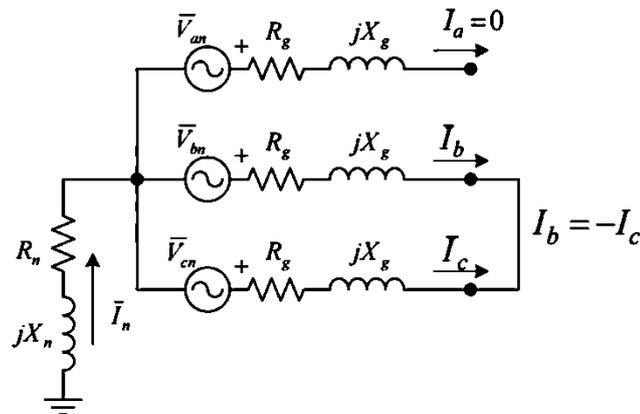


Figura 2.12. Falla de línea a línea en generador síncrono de rotor liso.

Las condiciones terminales impuestas por esta falla *bifásica*, provoca que por las fases afectadas circule la corriente de cortocircuito bifásica, mientras que en las otra fase, se preserva la condición de vacío ($I_a = 0$). Por otra parte, si la falla se considera por contacto directo, es decir sin la existencia de impedancia de arco ($Z_n = 0$), la tensión de la fase b , esta al mismo valor de tensión que la fase c .

C. Falla de Línea a Línea a Tierra (Falla Bifásica por Cortocircuito)

Supóngase que se tiene un generador síncrono de rotor liso, en conexión estrella con neutro puesto a tierra a través de una impedancia Z_n como se muestra en la Figura 2.11.a. El generador se encuentra operando en condiciones nominales de velocidad y excitación en vacío ($I_a = I_b = I_c = 0$); cuando súbitamente se produce una falla por cortocircuito monofásico a tierra en la fase b y c a tierra como se muestra en la Figura 2.13.

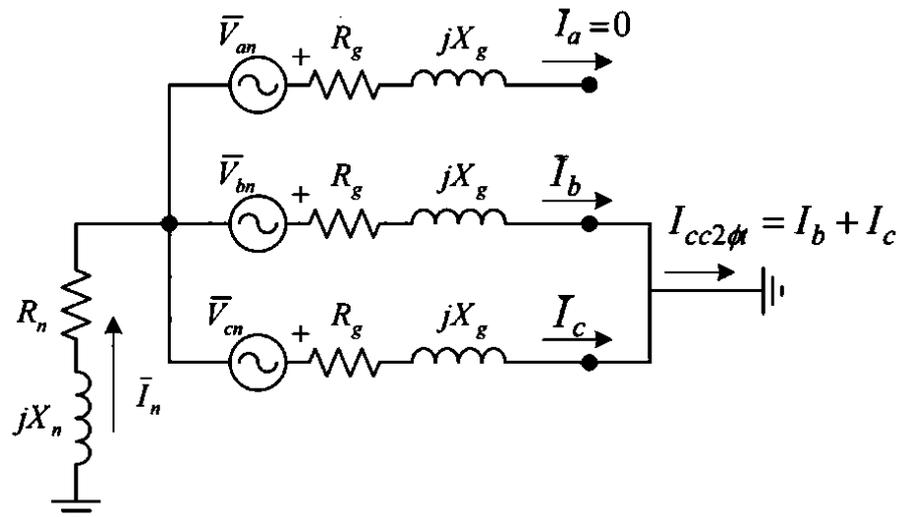


Figura 2.13. Falla de línea a línea a tierra en generador síncrono de rotor liso.

Las condiciones terminales impuestas por esta falla bifásica a tierra, provoca que por las fases afectadas circule la corriente de cortocircuito bifásica a tierra, mientras que en las otras fases, se preserva la condición de vacío ($I_a = 0$). Por otra parte, si la falla se considera por contacto directo, es decir sin la existencia de impedancia de arco ($Z_n = 0$), la tensión de la fase b , esta al mismo valor de tensión que la fase c .

2.3.2. Transitorios por Maniobras de Energización de Elementos de Transmisión

En esta sección se estudiara el efecto transitorio producido por el cierre de interruptores en un sistema de potencia.

2.3.2.1. Energización de un Circuito RL

Un circuito RL (Figura 2.14) conformado por un generador síncrono, el cual es representado por la fuerza electromotriz de la Figura 2.14, una carga resistiva R y un inductor L que representa la inductancia sincrónica del generador, del transformador de potencia, la inductancia de las barras en una subestación, cables y líneas de transmisión. Aplicando la ley de Kirchhoff se puede obtener la ecuación diferencial que se muestra en (2.44), cuya solución es la ecuación (2.45).

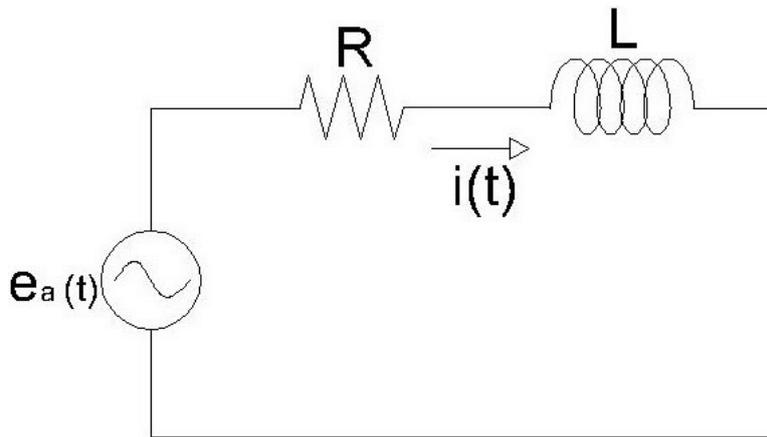


Figura 2.14. Circuito RL.

El flujo magnético en la inductancia L antes de que cierre el interruptor es cero y se mantiene inmediatamente después del cierre por la ley de conservación del flujo, por ello al momento $t = 0$ en el instante de cierre se tendrá la solución para k de la ecuación (2.45), dando como resultado la expresión de la corriente mostrada en la ecuación (2.49).

$$i(t) = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left(-\sin \left(\alpha - \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right) \right) e^{-\frac{Rt}{L}} + \sin \left(\omega t + \alpha - \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right) \right) \right) \quad (2.49)$$

El perfil de la corriente mostrada en la ecuación (2.49) se muestra en la Figura 2.15, es similar al de la Figura 2.9 siendo una corriente asimétrica que puede duplicar el valor pico de la corriente simétrica dependiendo de la constante de tiempo L/R . Si existe un cortocircuito en algún elemento y se cierra el interruptor, pueden aparecer esfuerzos en las barras o líneas asociadas al interruptor, pudiendo incluso dañar a estos elementos, por los elevados niveles de corriente que pueden aparecer.

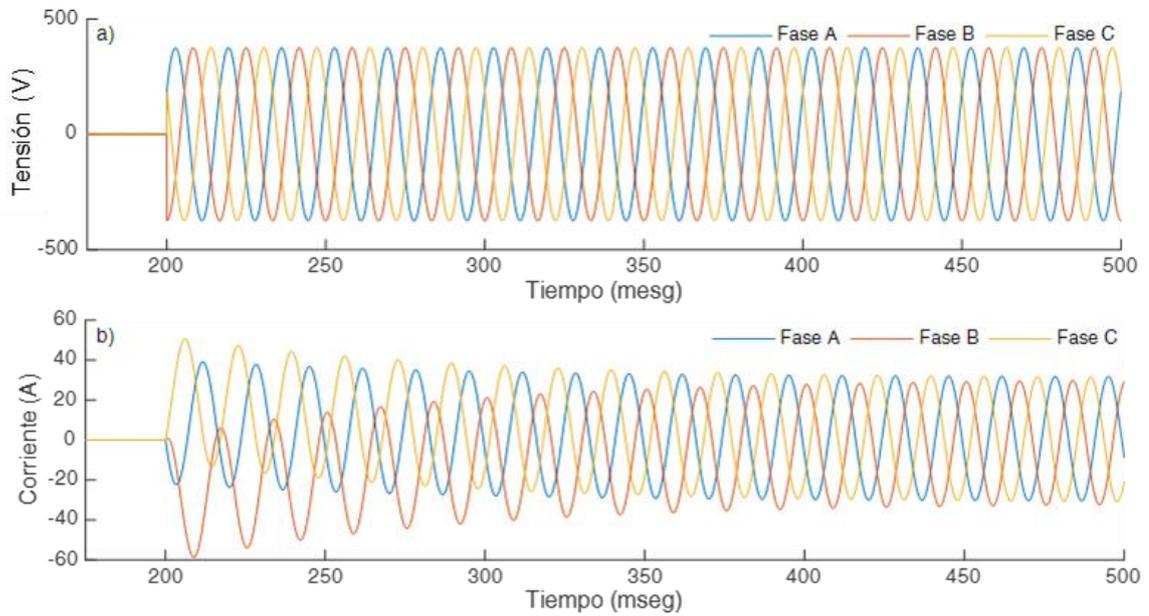


Figura 2.15 Perfil de a) Tensión y b) Corriente en la energización de un circuito RL.

2.3.2.2. Energización de Transformadores

Cuando un transformador es energizado por primera vez, una corriente transitoria de 10 a 15 veces el valor nominal de la corriente del transformador puede fluir durante varios ciclos. El comportamiento de un transformador durante la primera fase de la energización puede ser modelado a través del circuito equivalente simplificado mostrado en la figura 2.16.a y su curva de saturación mostrada en la figura 2.16.b.

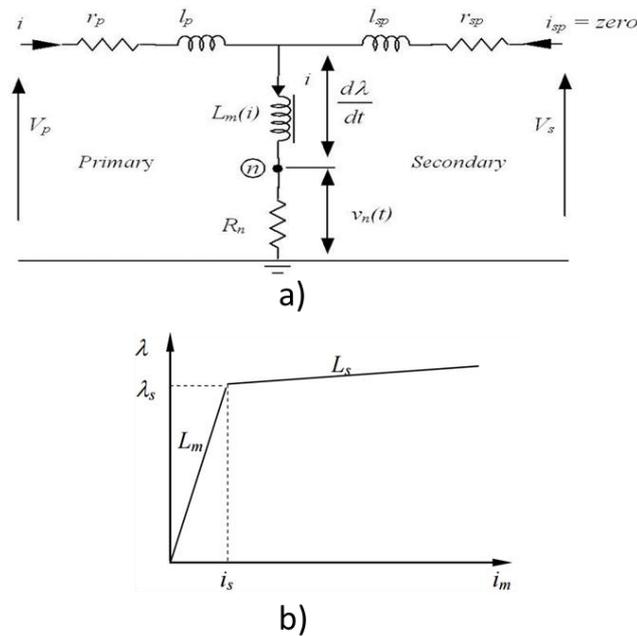


Figura 2.16 a) Circuito equivalente de un transformador por fase, referido al lado primario. b) Curva de saturación simplificada.

Como se muestra en la Figura 2.16.a, r_p y l_p representan la resistencia y la reactancia de dispersión del lado primario. $L_m(i)$ Representa la inductancia no lineal del núcleo de hierro como función de la corriente de magnetización. En el lado secundario r_{sp} y l_{sp} representan la resistencia y la reactancia de dispersión. V_p y V_s representan los voltajes de fase a tierra de los lados primario y secundario respectivamente. Durante la primera fase de la energización, la ecuación diferencial que describe el comportamiento del núcleo de hierro del transformador puede ser descrita por la ecuación (2.50).

$$v_p(t) = (r_p + R_n) \cdot i(t) + l_p \cdot \frac{di}{dt} + L_{core}(\lambda) \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.50)$$

La solución a la ecuación (2.50) puede ser desarrollada, considerando el inductor del núcleo no lineal mostrado en la Figura 2.16.a como un inductor lineal no saturado L_m y un inductor lineal saturado L_s , como se muestra en la Figura 2.16.b, de esta manera la solución para la corriente se muestra en la ecuación (2.51), donde t_s es el tiempo de saturación, el cual depende del flujo inicial λ_0 , ω es la frecuencia de operación del sistema e i_s es la corriente de saturación.

$$i(t) = \begin{cases} A_1 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}} + B_1 \cdot \sin(\omega \cdot t - \theta_1) & t \leq t_s \\ (i_s + A_2) \cdot e^{-\frac{(t-t_s)}{\tau_2}} + B_2 \cdot \sin(\omega \cdot t - \theta_2) & t > t_s \end{cases} \quad (2.51)$$

Los valores de A_1 , A_2 , B_1 , B_2 , θ_1 , θ_2 , τ_1 y τ_2 se muestran en las relaciones mostradas en (2.52) donde V_m es el voltaje pico nominal de la fuente.

$$\begin{aligned} B_1 &= \frac{V_m}{\sqrt{(r_p + R_n)^2 + (\omega \cdot (L_m + l_p))^2}} & B_2 &= \frac{V_m}{\sqrt{(r_p + R_n)^2 + (\omega \cdot (L_s + l_p))^2}} \\ A_1 &= B_1 \cdot \sin(\theta_1) & A_2 &= B_2 \cdot \sin(\theta_2 - \omega \cdot t_s) \\ \theta_1 &= \tan^{-1}\left(\frac{\omega \cdot (L_m + l_p)}{r_p + R_n}\right) & \theta_2 &= \tan^{-1}\left(\frac{\omega \cdot (L_s + l_p)}{r_p + R_n}\right) \\ i_s &= i_s|_{\lambda_o=0} \cdot (1 - \lambda_o / \lambda_s) & \tau_1 &= \frac{L_m + l_p}{r_p + R_n} & \tau_2 &= \frac{L_s + l_p}{r_p + R_n} \end{aligned} \quad (2.52)$$

La Figura 2.17 muestra el perfil de la perturbación en la corriente de una de las fases generada por la energización de un transformador.

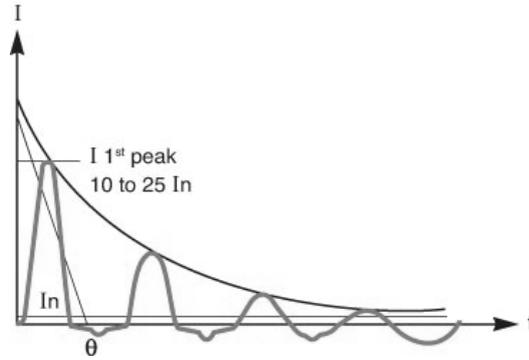


Figura 2.17 Perturbaciones originadas por la energización de un transformador.

2.3.2.3. Energización de Banco de Condensadores

Durante el cierre de un banco de condensadores, existe una gran probabilidad de que se presenten transitorios electromagnéticos de alta magnitud y frecuencia, este transitorio es caracterizado por la presencia de una corriente de gran magnitud y de frecuencia comparable a varios cientos de Hertz. Existe también una sobretensión, causada por la aparición de la corriente que proviene de la fuente del sistema. En la Figura 2.18 se muestra el esquema que representa la energización del banco de condensadores donde las resistencias son despreciadas, para simplificación de cálculos.

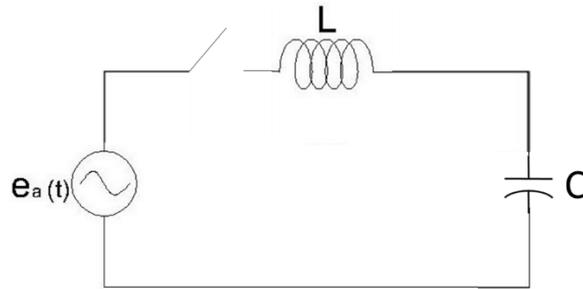


Figura 2.18. Esquema de energización de banco de condensadores.

Cuando condensador C es energizado al cerrar el interruptor, la corriente y voltaje en el condensador se dan por las ecuaciones (2.53) y (2.54), donde E_m es el voltaje al momento de cerrar el switch, y $V_{C1}(0)$ es el voltaje inicial del condensador C. $I(t)$ es la corriente en el condensador C, cuya frecuencia puede diferir de la frecuencia de operación dependiendo de los valores que tome ω_1 .

$$V_{C1}(t) = E_m - [E_m - V_{C1}(0)] \sin(\omega_1 t) \quad (2.53)$$

$$I(t) = \frac{E_m}{Z_1} \sin(\omega_1 t) \quad (2.54)$$

Los parámetros ω_1 y Z_1 se muestran en la relación de la ecuación (2.55).

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad Z_1 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.55)$$

En las Figuras 2.19.a y 2.19.b se muestra la variación en la tensión y corriente en un sistema de potencia como se muestra en la Figura 2.19.c por la conexión del banco de condensadores de 0.4kV.

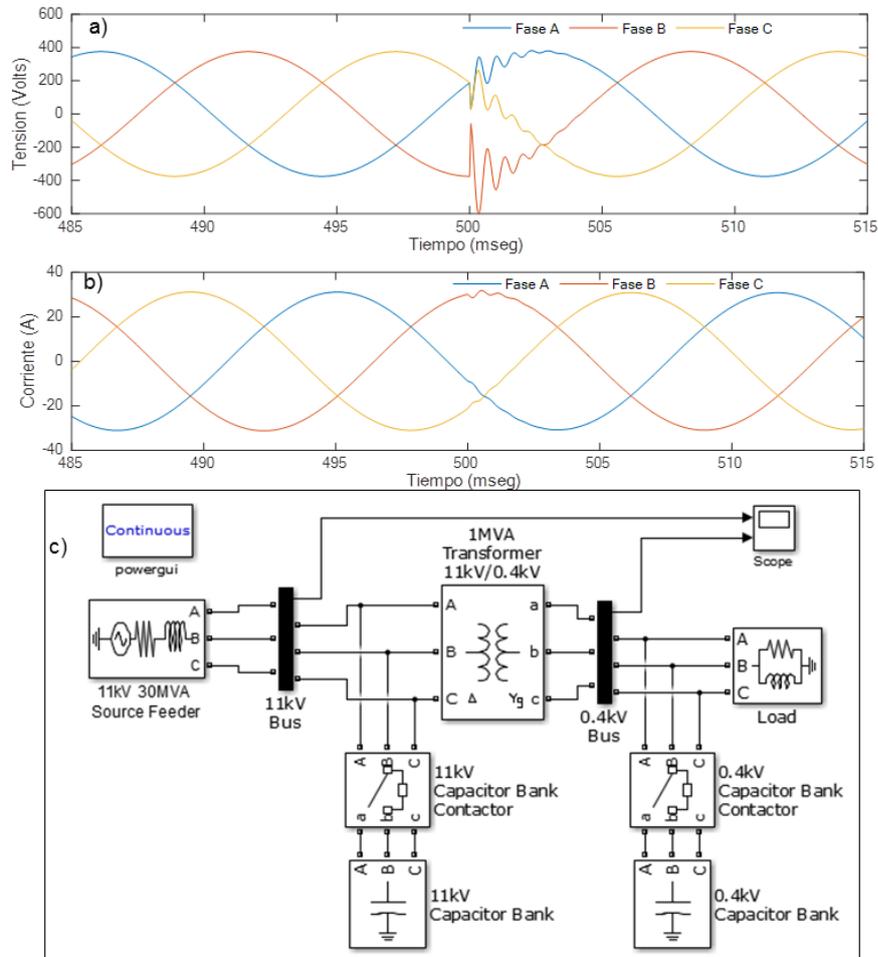


Figura 2.19. Transitorio generado por conexión de banco de condensadores.

2.3.3. Perturbaciones por Cargas No Lineales

Una carga “lineal” conectada a un SEP se define como una carga que consume corriente de la fuente de manera proporcional al voltaje aplicado. Una carga es considerada “no lineal” si su impedancia varía con el voltaje aplicado, debido a este cambio de impedancia, la corriente consumida es en consecuencia no lineal. Estas corrientes no sinusoidales contienen corrientes armónicas que interactúan con la impedancia del sistema de distribución, generando distorsión en el voltaje.

Los convertidores son equipos que utilizan semiconductores para la conversión de corriente AC a DC, DC a DC, DC a AC y AC a AC; constituyen la mayor parte de cargas no lineales conectadas a la red. La Figura 2.20 muestra un puente de diodos (rectificador de onda completa) conectada a una carga conteniendo la inductancia L_{dc} y resistencia R_{dc} .

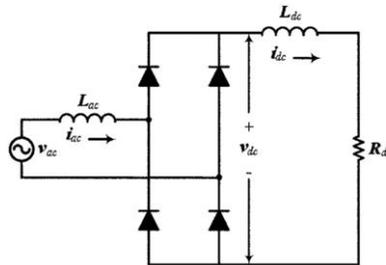


Figura 2.20 Rectificador monofásico de onda completa.

En la Figura 2.21 se muestra el efecto en la tensión y corriente del SEP producido por cargas no lineales monofásicas, en la cual se puede apreciar una perturbación armónica en la señal de la corriente, la cual es producida por la resonancia de los componentes del filtro de salida de los rectificadores monofásicos.

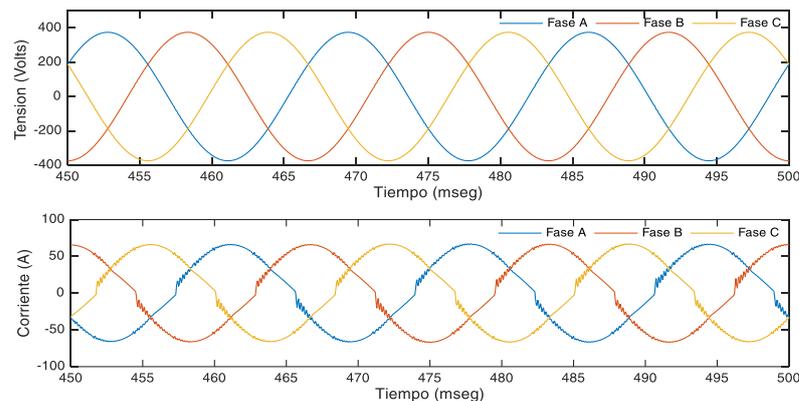


Figura 2.21 Perturbaciones generadas por cargas monofásicas no lineales en la tensión y corriente del SEP.

En la Figura 2.22 se muestra las perturbaciones producidas por cargas no lineales trifásicas, en esta situación se puede apreciar una mayor perturbación, comparada respecto a las perturbaciones por cargas no lineales monofásicas, los picos de corriente se originan debido al cambio de estado de los transistores del rectificador trifásico convencional.

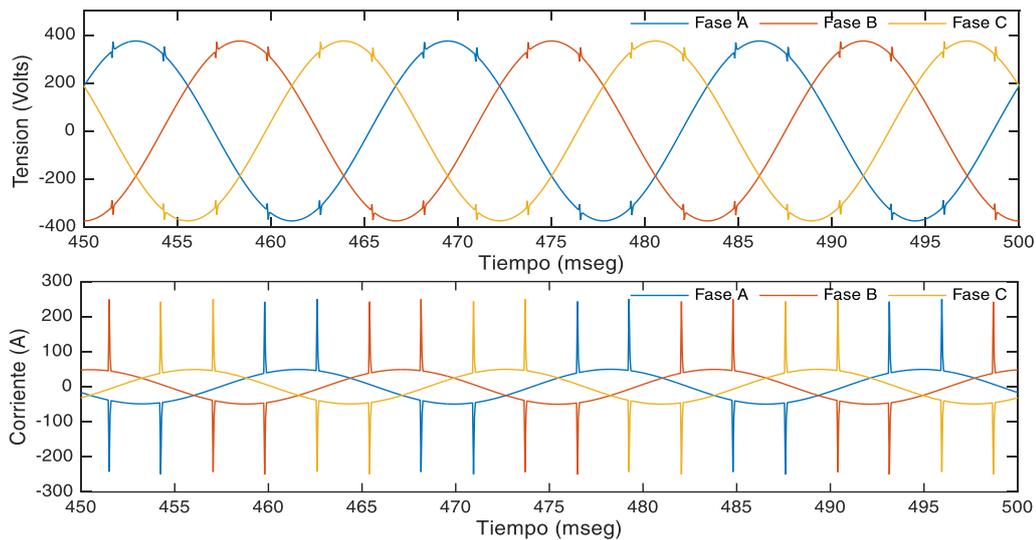


Figura 2.22 Perturbaciones generadas por cargas trifásicas no lineales en la tensión y corriente del SEP.

3. Análisis de Fallas en Microrredes en el Sistema de Referencia de Park

El objetivo de este trabajo de investigación es la detección de fallas en microrredes en tiempo real, basado en ello, es imperante realizar un análisis sobre el comportamiento de las fallas y en general de los fenómenos transitorios que puedan presentarse en la operación normal de una microrred. El objetivo de realizar el análisis en el sistema de referencia de Park es el de poder analizar el modulo del vector de Park, el cual como se vio en la referencia [19] se utiliza para detectar fallas en máquinas eléctricas.

3.1. Análisis de Fenómenos Transitorios en el Sistema de Referencia de Park

La detección de transitorios electromagnéticos debido a la acción de cambio de estado de interruptores, operaciones de energización, fallas y descargas en sistemas de potencia pueden ser el proceso inicial para diferenciarlas entre eventos potencialmente peligrosos. Para demostrar la propiedad de la transformación de Park para detectar señales transitorias en sistemas de potencia, se considera el conjunto de voltajes de una señal del sistema de referencia trifásico con transitorios electromagnéticos en todas las fases, como se muestra en la ecuación (3.0), donde $f_a(t)$, $f_b(t)$ y $f_c(t)$ son las funciones que representan la señal transitoria electromagnética en las fases a , b y c ,

respectivamente; V_{ma} , V_{mb} y V_{mc} son los máximos valores de las señales de las fases a , b y c , respectivamente.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ma} \cos(\omega t) + f_a(t) \\ V_{mb} \cos(\omega t - 2\pi/3) + f_b(t) \\ V_{mc} \cos(\omega t + 2\pi/3) + f_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.0)$$

Los transitorios fueron considerados en todas las fases debido a que estos suelen estar acoplados. En consecuencia un evento en una fase es propagado a las otras fases. La transformada de Park de la ecuación (2.11) se aplica a la ecuación (3.0), y luego de la aplicación de algunas identidades trigonométricas, se obtienen las componentes v_d , v_q y v_0 tal y como se muestra en la ecuación (3.1), donde el ángulo θ es el ángulo entre la fase a y el eje directo, es una constante con valor estocástico que depende del momento en que la transformación de Park es aplicada.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} [V \cos(\theta) + k_4 \cos(2\omega t + \theta - \delta) + m(t) \cos(\omega t + \theta - \delta_T(t))] \\ -\sqrt{\frac{2}{3}} [V \sin(\theta) + k_4 \sin(2\omega t + \theta - \delta) + m(t) \sin(\omega t + \theta - \delta_T(t))] \\ k_1 \cos(\omega t - \delta_0) + \frac{\sqrt{3}}{3} [f_a(t) + f_b(t) + f_c(t)] \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Las expresiones de k_1 , k_4 , V , $m(t)$, δ , δ_0 y $\delta_T(t)$ se muestran en las relaciones de (3.2).

$$\begin{aligned} k_1 &= \sqrt{k_3^2 + k_2^2} \quad ; \quad \delta_0 = \tan^{-1}(k_3/k_2) \\ k_2 &= \frac{\sqrt{3}}{3} \left(V_{ma} - \frac{1}{2}V_{mb} - \frac{1}{2}V_{mc} \right) \quad ; \quad k_3 = \frac{1}{2}(V_{mb} - V_{mc}) \\ k_4 &= \sqrt{k_5^2 + k_6^2} \quad ; \quad \delta = \tan^{-1}(k_6/k_5) \\ k_5 &= \frac{1}{2} \left(V_{ma} - \frac{1}{2}V_{mb} - \frac{1}{2}V_{mc} \right) \quad ; \quad k_6 = \frac{1\sqrt{3}}{2} (V_{mc} - V_{mb}) \\ V &= \frac{1}{2}(V_{ma} + V_{mb} + V_{mc}) \\ m(t) &= \sqrt{m_1^2(t) + m_2^2(t)} \quad ; \quad \delta_T(t) = \tan^{-1}(m_2(t)/m_1(t)) \\ m_1(t) &= f_a(t) - \frac{1}{2}f_b(t) - \frac{1}{2}f_c(t) \quad ; \quad m_2(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} [f_b(t) - f_c(t)] \end{aligned} \quad (3.2)$$

La relación entre v_d y v_q como proyecciones ortogonales del mismo vector puede ser apreciada explícitamente en la ecuación (3.1). La función $m(t)$ puede ser entendida como el punto de composición conformado por las funciones $m_1(t)$ y $m_2(t)$, cuyo ángulo es $\delta_T(t)$, dependiendo solo de la existencia de señales transitorias superpuestas a las señales fundamentales. Los parámetros k_1, k_2, k_3, k_4, k_5 y k_6 dependen solo de las amplitudes de los componentes fundamentales, es posible interpretar a k_2 y k_3 como un vector de modulo k_1 y ángulo δ_0 , de la misma forma se puede interpretar a k_5 y k_6 como un vector de modulo k_4 y ángulo δ .

3.1.1. Sistema Balanceado Operando sin Transitorio Electromagnético

En un sistema balanceado operando en ausencia de un transitorio electromagnético, presenta las condiciones tales que $V_{ma} = V_{mb} = V_{mc} = V_m$ y $f_a(t) = f_b(t) = f_c(t) = 0$. Para estas condiciones, los componentes de la transformación de Park son los presentados en la ecuación (3.3), los cuales demuestran que la aplicación de la transformación de Park en un conjunto de señales operando a su frecuencia fundamental en un sistema balanceado resulta en componentes de corriente directa en los ejes de cuadratura y directo, los cuales dependen del ángulo de arranque θ .

$$v_0 = 0$$

$$v_d = \frac{\sqrt{6}}{2} V_m \cos(\theta) \quad ; \quad v_q = -\frac{\sqrt{6}}{2} V_m \sin(\theta) \quad (3.3)$$

Considerando el sistema de la sección 2.3.1.1, y la Figura 2.8, las señales de corriente, en condiciones normales sin presencia de transitorios electromagnéticos, se presenta la Figura 3.1 operando en condiciones normales. Claramente se puede apreciar la presencia de corrientes DC en el sistema dq0.

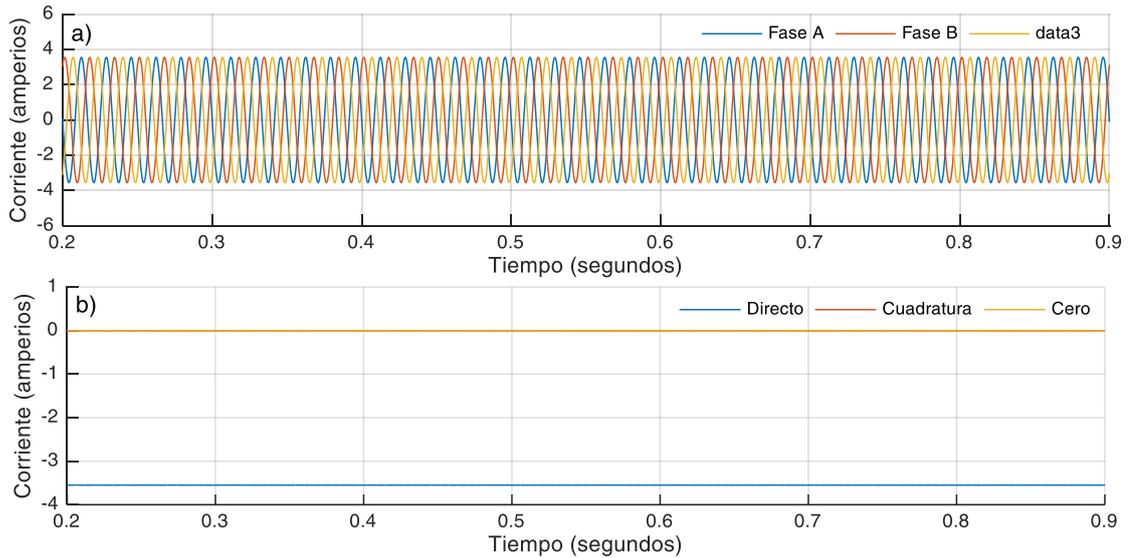


Figura 3.1 a) Corriente en operación normal de un generador sincrónico en vacío en el sistema de referencia trifásico, b) corriente en operación normal de un generador sincrónico en vacío en el sistema de referencia dq0.

3.1.2. Sistema Balanceado Operando con Transitorio Electromagnético

Un sistema balanceado operando en presencia de un transitorio electromagnético presenta las condiciones tales que $V_{ma} = V_{mb} = V_{mc} = V_m$ y $f_a(t)$, $f_b(t)$ y $f_c(t)$ con valores diferentes de cero. Para estas condiciones, analizando la ecuación en (3.1) se obtienen las ecuaciones que se muestran en (3.4), la cual muestra como resultado una suma de componentes transitorios para v_0 y la suma de una constante dependiente del ángulo de arranque, y una combinación de señales transitorias para los términos del eje directo y eje de cuadratura.

$$v_0 = \frac{\sqrt{3}}{3} [f_a(t) + f_b(t) + f_c(t)]$$

$$v_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{3}{2} V_m \cos(\theta) + m(t) \cos(\omega t + \theta - \delta_T(t)) \right]$$

$$v_q = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{3}{2} V_m \sin(\theta) + m(t) \sin(\omega t + \theta - \delta_T(t)) \right]$$
(3.4)

A modo de ejemplo, se analizarán los fenómenos transitorios estudiados en la sección 2.3. en un sistema balanceado.

A. Falla Simétrica

Como se revisó en la sección 2.3.1.1. se sabe que las señales transitorias de corriente correspondientes a una falla simétrica, en el sistema de la figura 2.8, según la ecuación (2.45), en cada una de las fases, podemos apreciar las relaciones mostradas en la ecuación (3.5), donde θ es el ángulo de arranque y reemplaza a α en la ecuación de la sección 2.3.1.1.

$$f_a(t) = C_a e^{-\frac{Rt}{L}}; \quad f_b(t) = C_b e^{-\frac{Rt}{L}}; \quad f_c(t) = C_c e^{-\frac{Rt}{L}} \quad (3.5)$$

De esa manera, utilizando las condiciones de 2.4.2. ($V_{ma} = V_{mb} = V_{mc} = V_m$) y que el ángulo de arranque es 0, las componentes transitorias de la ecuación (3.5) tienen la forma de (2.46) tales que las componentes de los ejes de cuadratura, directo y cero serán los presentados en la ecuación (3.6), donde C es una constante la cual depende de los valores de tensión al momento de la falla.

$$i_0 = 0$$

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{3}{2} \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \cos \left(t g^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right) \right) + C e^{-\frac{Rt}{L}} \cos(\omega t - \delta_T(t)) \right] \quad (3.6)$$

$$i_q = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{3}{2} \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin \left(t g^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right) \right) + C e^{-\frac{Rt}{L}} \sin(\omega t - \delta_T(t)) \right]$$

Los resultados de la ecuación (3.6) se muestran gráficamente en la figura 3.2 indican que la componente de la corriente en el eje directo y de cuadratura tiende en el estado estacionario a un valor DC diferente de cero, en el sistema de la figura 2.8, se considera una relación $X/R = 1/10$.

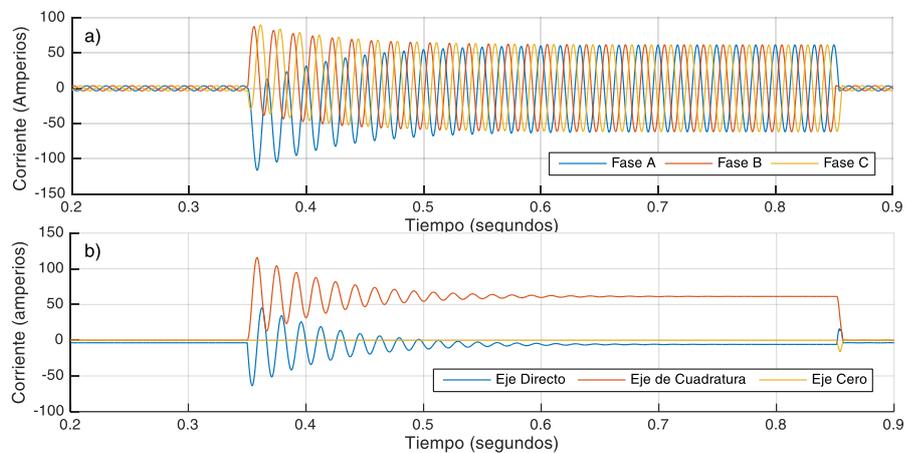


Figura 3.2. a) Falla simétrica, en sistema referencial trifásico. b) Falla simétrica en sistema de referencia dq0.

En esta sección no se revisaran las fallas asimétricas pues estas generan una condición de desbalance entre las fases no afectadas, en un sistema balanceado, se revisara este tipo de fallas en la sección 2.4.4.

B. Energización de Circuito R-L

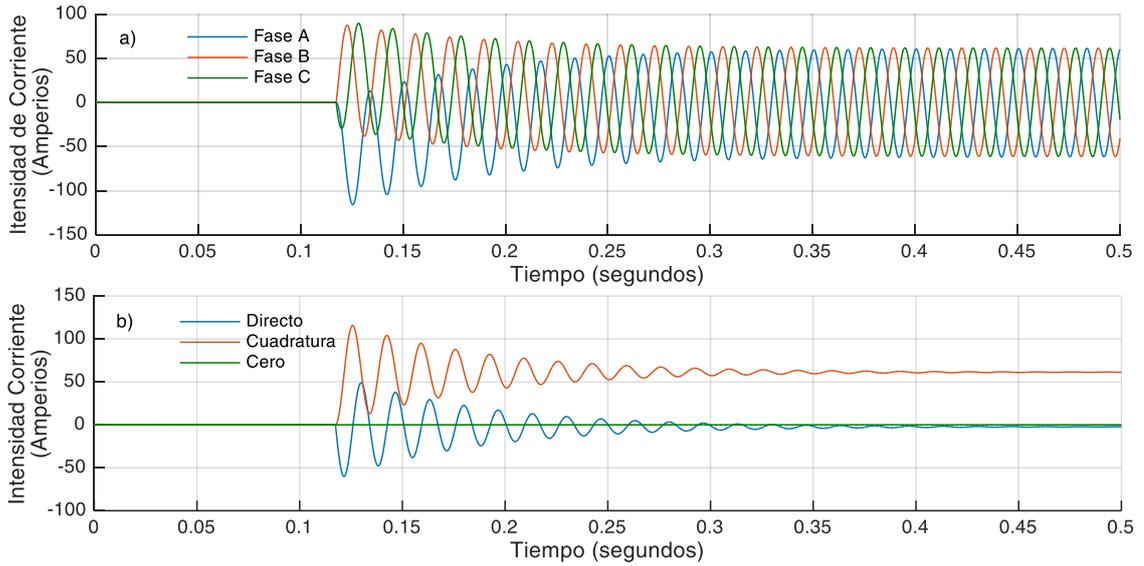
Similar al caso A de la sección 3.2.2 (Falla Simétrica), en un sistema balanceado ($V_{ma} = V_{mb} = V_{mc} = V_m$), la corriente se muestra en la ecuación (2.49), de las cuales se pueden derivar las formas de las señales transitorias de la corriente como se muestra en la ecuación (3.7), para un ángulo de arranque $\theta = 0$.

$$\begin{aligned} f_a(t) &= -\frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin\left(-tg^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)\right) e^{-\frac{Rt}{L}} \\ f_b(t) &= -\frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin\left(\frac{2\pi}{3} - tg^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)\right) e^{-\frac{Rt}{L}} \\ f_c(t) &= -\frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin\left(-\frac{2\pi}{3} - tg^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)\right) e^{-\frac{Rt}{L}} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Utilizando las formas de las señales de la ecuación (3.7) y la ecuación (3.4) se obtiene la corriente en los ejes de cuadratura, directo y cero como se expresan en la ecuación (3.8).

$$\begin{aligned} i_0 &= 0 \\ i_d &= \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left[\cos\left(-tg^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)\right) + a \cdot e^{-\frac{Rt}{L}} \cos\left(\omega t - b - tg^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)\right) \right] \\ i_q &= -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left[\sin\left(-tg^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)\right) + a \cdot e^{-\frac{Rt}{L}} \sin\left(\omega t - b - tg^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)\right) \right] \\ a &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sqrt{1 + 3 \cos^2\left(tg^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)\right)} \quad b = tg^{-1}\left(2 \cdot \frac{\omega L}{R}\right) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Los resultados de la ecuación (3.8) indican que la componente de la corriente en el eje directo y de cuadratura está compuesta de una señal amortiguada que oscila a la frecuencia natural y tiende en el estado estacionario a un valor DC diferente de cero. Estos resultados se muestran en la Figura 3.3, donde el circuito es energizado al instante de 0.11 segundos.



Figuro 3.3 Energización de circuito R-L en el sistema a) Trifásico y en el sistema b) DQ0.

La corriente de energización del circuito R-L tal y como es descrita en las ecuaciones (2.49) y (3.8) presenta un comportamiento similar, al de la corriente de falla en una falla trifásica tal y como es descrita en la ecuación (2.45) y (3.6), y en consecuencia las gráficas de la Figura 2.15 y la Figura 3.3 muestran un perfil similar.

C. Energización de un Transformador

Similar al caso A de la sección 3.2.2. (Falla Simétrica), en un sistema balanceado ($V_{ma} = V_{mb} = V_{mc} = V_m$), teniendo en consideración el sistema de la sección 2.3.2.2 la corriente en la energización de un transformador puede describirse con la ecuación (2.52), de las cuales se pueden derivar las formas de las señales transitorias de la corriente como se muestra en la ecuación (3.9), para un ángulo de arranque $\theta = 0$.

$$f_{a,b,c}(t) = \begin{cases} A_1 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}} & t \leq t_s \\ (i_s + A_2) \cdot e^{-\frac{(t-t_s)}{\tau_2}} & t > t_s \end{cases} \quad (3.9)$$

En la ecuación (3.9), i_s es la corriente de saturación del transformador, mientras que el término t_s representa el tiempo de saturación del transformador. Los demás términos de la ecuación (3.9) se muestran en la relación (3.10).

$$\begin{aligned}
A_1 &= \frac{V_m}{\sqrt{(r_p + R_n)^2 + (\omega \cdot (L_m + l_p))^2}} \sin(\theta_1) & A_2 &= \frac{V_m}{\sqrt{(r_p + R_n)^2 + (\omega \cdot (L_s + l_p))^2}} \cdot \sin(\theta_2 - \omega \cdot t_s) \\
\theta_1 &= \tan^{-1}\left(\frac{\omega \cdot (L_m + l_p)}{r_p + R_n}\right) + \theta_{a,b,c} & \theta_2 &= \tan^{-1}\left(\frac{\omega \cdot (L_s + l_p)}{r_p + R_n}\right) + \theta_{a,b,c} \\
\tau_1 &= \frac{L_m + l_p}{r_p + R_n} & \tau_2 &= \frac{L_s + l_p}{r_p + R_n}
\end{aligned} \tag{3.10}$$

En la relación de la ecuación (3.10) el ángulo $\theta_{a,b,c}$ es el ángulo de cada una de las fases y sus valores son 0 , $2\pi/3$ y $-2\pi/3$ para las fases a, b y c respectivamente. Utilizando la ecuación (3.9) y la ecuación (3.4), se obtiene la ecuación (3.11).

$$\begin{aligned}
i_0 &= 0 \\
i_d &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{3}{2} B \cos(\theta) + m(t) \cos(\omega t + \theta - \delta_T(t)) \right] \\
i_q &= -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{3}{2} B \sin(\theta) + m(t) \sin(\omega t + \theta - \delta_T(t)) \right]
\end{aligned} \tag{3.11}$$

En la ecuación (3.11) los valores de B , θ , y $\delta_T(t)$ se muestran en las relaciones de la ecuación (3.12).

$$\begin{aligned}
B &= \begin{cases} \frac{V_m}{\sqrt{(r_p + R_n)^2 + ((L_m + l_p)\omega)^2}} & t \leq t_s \\ \frac{V_m}{\sqrt{(r_p + R_n)^2 + ((L_s + l_p)\omega)^2}} & t > t_s \end{cases} \\
\theta &= \begin{cases} \tan^{-1}\left(\frac{(L_m + l_p)\omega}{r_p + R_n}\right) & t \leq t_s \\ \tan^{-1}\left(\frac{(L_m + l_p)\omega}{r_p + R_n}\right) & t > t_s \end{cases}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

$$\begin{aligned}
m(t) &= \begin{cases} \frac{3}{2} B \cdot \sqrt{1 + 3 \cdot \cos^2(\theta)} \cdot e^{-t/\tau_1} & t \leq t_s \\ \frac{3}{2} B \cdot \sqrt{1 + 3 \cdot \cos^2(\theta - \omega \cdot t_s)} \cdot e^{-\frac{(t-t_s)}{\tau_2}} & t > t_s \end{cases} \\
\delta_T(t) &= \begin{cases} \tan^{-1}\left(2 \cdot \frac{(L_m + l_p)\omega}{r_p + R_n}\right) & t \leq t_s \\ \tan^{-1}\left(2 \cdot \left(\frac{(L_m + l_p)\omega}{r_p + R_n} - \omega \cdot t_s\right)\right) & t > t_s \end{cases}
\end{aligned}$$

Los resultados de las ecuaciones (3.11) y (3.12) indican que la componente de la corriente en el eje directo y de cuadratura está compuesta de una señal amortiguada que oscila a la frecuencia natural y tiende en el estado estacionario a un valor DC diferente de cero. Se aprecia la variación del comportamiento de la corriente en los ejes de cuadratura y directo debido a la saturación después del instante t_s , donde varían las constantes de amplitud B y tiempo de decaimiento τ .

D. Energización de Banco de Condensadores

Considerando las condiciones de la sección A de la sección 3.2.2, en un sistema balanceado ($V_{ma} = V_{mb} = V_{mc} = V_m$), considerando el sistema de la sección 2.3.2.3 Figura 2.18.c, y las ecuaciones (2.53), (2.54) y (2.55) que describen el comportamiento de la corriente y voltaje en el condensador, se puede afirmar que los transitorios en la corriente medidos en el bus de 0.4kV son los que se muestran en la ecuación (3.13).

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \frac{V_m}{Z_1} \sin(\omega_1 t) \\ f_b(t) &= \frac{V_m}{Z_1} \sin\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_c(t) &= \frac{V_m}{Z_1} \sin\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.13)$$

En la ecuación (3.13) V_m es la tensión en el bus en el instante en que se cierra el interruptor, ω_1 y Z_1 es la frecuencia de resonancia e impedancia entre el banco de condensadores y los componentes inductivos presentes en la carga y la línea de transmisión respectivamente. La frecuencia de resonancia ω_1 suele ser mayor a la frecuencia de operación del sistema de potencia, debido a su dependencia de la capacidad de los condensadores y la inductancia tal y como se muestra en la ecuación (2.55).

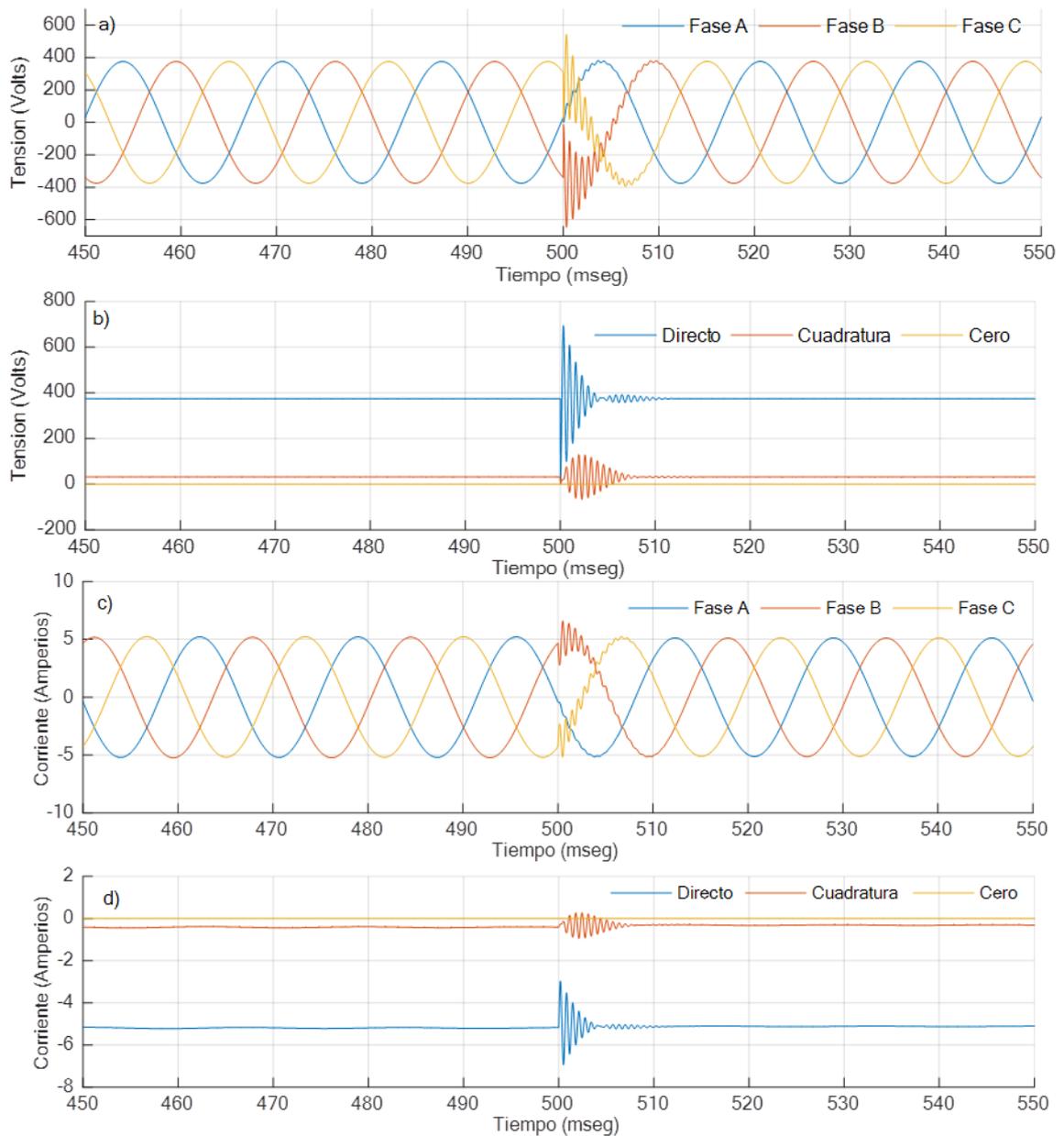


Figura 3.4. Energización de banco de condensadores: Tensión en el a) Sistema Trifásico, b) Sistema dq0, Corriente en el c) Sistema Trifásico y d) Sistema dq0.

En la Figura 3.4 se muestra el comportamiento del sistema mencionado en esta sección, durante la energización de un banco de condensadores, se aprecia en las componentes directa y de cuadratura, tanto de corriente como de tensión, la aparición de un transitorio electromagnético cuya frecuencia es mayor a la frecuencia de operación.

E. Perturbaciones por Cargas No Lineales

En el caso de las perturbaciones por cargas no lineales, en un sistema balanceado, la función que describe los transitorios en cada una de las fases es una función periódica, la cual puede ser descrita por una sumatoria de senos o una serie de Fourier. En esta sección se analizará de manera cualitativa las perturbaciones por cargas no lineales, en el sistema de referencia $dq0$. En la sección 2.3.3 se analizó el impacto de las cargas no lineales monofásicas y trifásicas en un sistema de potencia, al transformar el sistema de referencia trifásico al sistema de referencia giratorio de Park, se obtiene como resultado los perfiles de tensión y corriente en las Figuras 3.5 y 3.6.

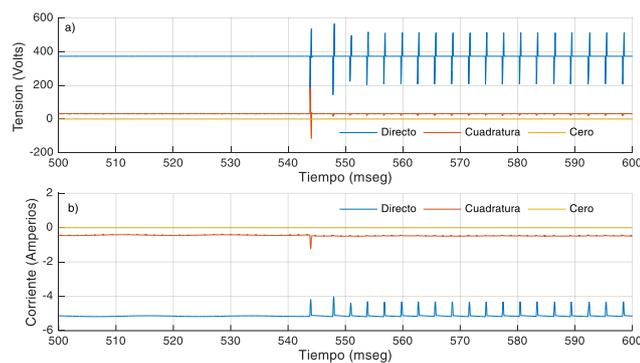


Figura 3.5 Perturbaciones por cargas no lineales trifásicas en el sistema $dq0$. a) Tensión
b) Corriente.

En la Figura 3.5 se aprecia una clara distorsión en la componente DC de la tensión en el eje directo. Las distorsiones observadas en la tensión y corriente en el sistema $dq0$ están presentes en la tensión y corriente del sistema trifásico como se puede apreciar en la Figura 2.22. Para visualizar la distorsión armónica producida por las cargas no lineales en el sistema $dq0$, se procede a utilizar la transformada discreta de Fourier para poder obtener información sobre las frecuencias involucradas.

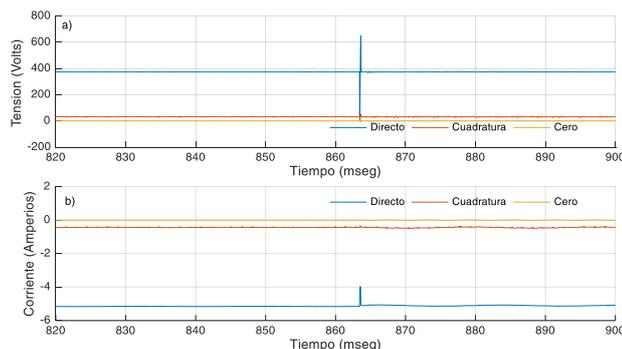


Figura 3.6 Perturbaciones por cargas no lineales monofásicas en el sistema $dq0$. a) Tensión
b) Corriente.

En contraste a lo observado en la Figura 3.5, la Figura 3.6 muestra una señal de corriente y tensión con perturbaciones de menor magnitud. Las cargas no lineales monofásicas generan perturbaciones, tal como se aprecia en la Figura 2.21 una perturbación menor a la apreciada en la Figura 2.22.

Utilizando una frecuencia de muestreo de 40kHz, de manera demostrativa pues a esa frecuencia se alcanzan a ver claramente la mayoría de picos de frecuencia, en una señal de 1 segundo duración, se obtiene los resultados mostrados en la Figura 3.7.

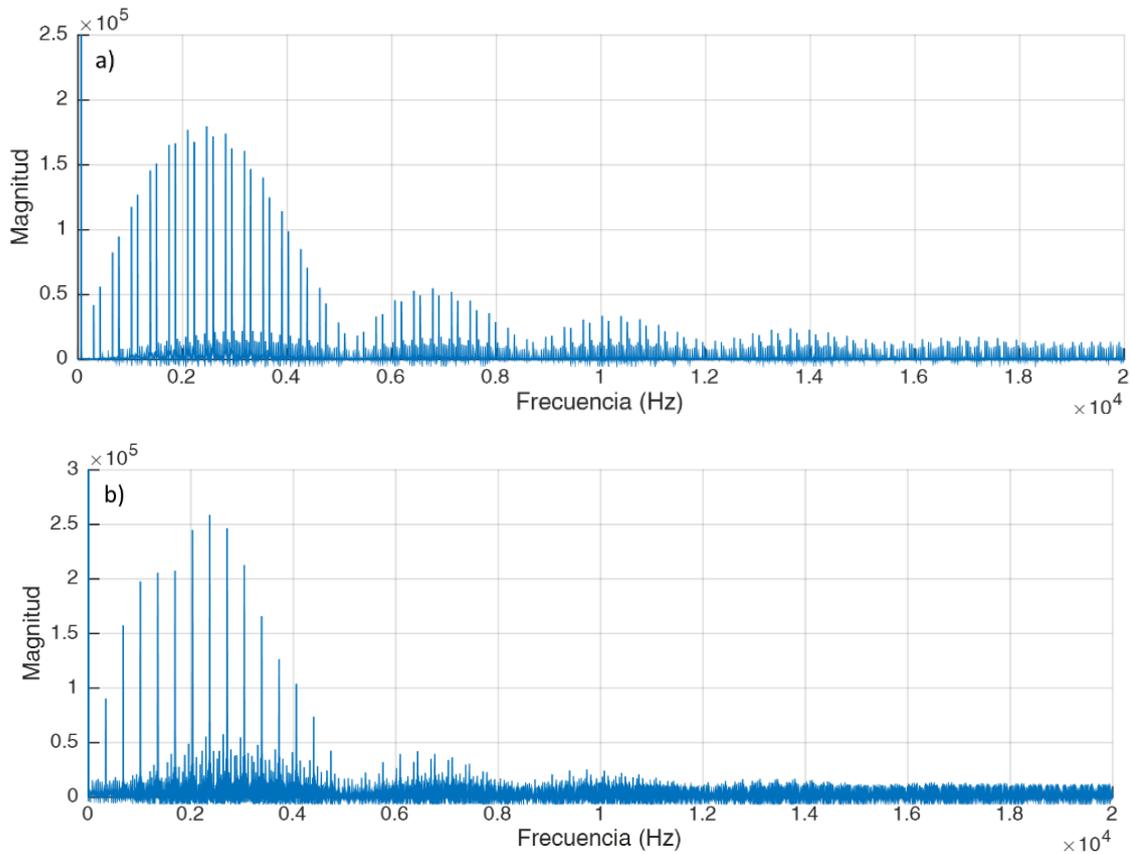


Figura 3.7 a) Espectro de frecuencias de la señal de tensión de la Figura 2.18 (Sistema de referencia trifásico). b) Espectro de frecuencias de la señal de tensión directa de la Figura 3.5 (Sistema dq0).

En la Figura 3.7.a se puede apreciar la presencia de armónicos de órdenes mayores a 100, esto depende de las cargas involucradas, es claro notar que la frecuencia fundamental es 60 Hz. En la Figura 3.7.b referida al sistema de referencia de Park se aprecian la existencia de frecuencias diferentes de cero, cuyo valor no es múltiplo de la frecuencia de operación del sistema de referencia trifásico.

Para poder visualizar las frecuencias de las perturbaciones generadas por las cargas no lineales monofásicas, se realizó el mismo procedimiento, utilizando la transformada de Fourier, tal cual se muestra en la Figura 3.8.

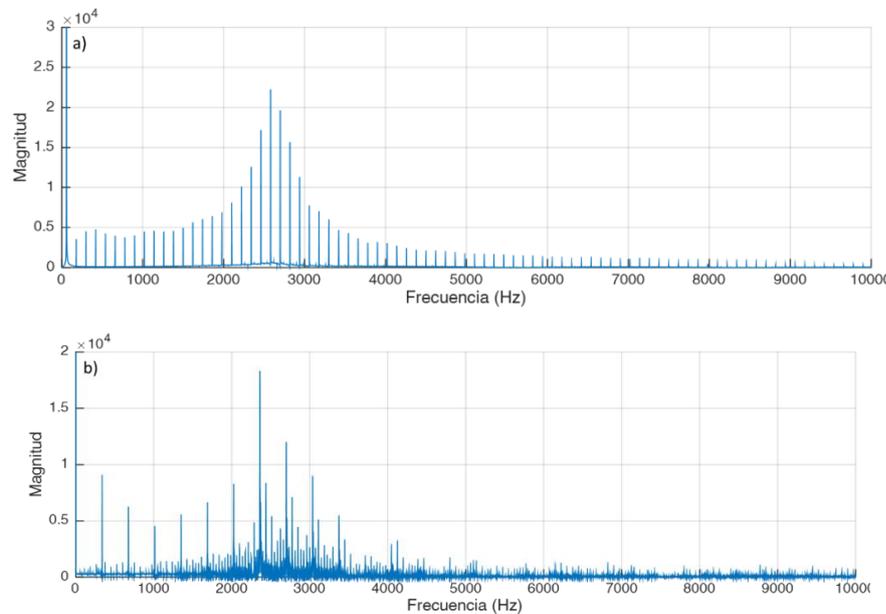


Figura 3.8 a) Espectro de frecuencias de la señal de tensión de la Figura 2.17 (Sistema de referencia trifásico). b) Espectro de frecuencias de la señal de tensión directa de la - Figura 3.6 (Sistema dq0).

En la Figura 3.8.a se puede apreciar la presencia de armónicos de ordenes mayores a 100, esto depende de las cargas involucradas, es claro notar que la frecuencia fundamental es 60 Hz. En la Figura 3.8.b referida al sistema de referencia de Park se aprecian la existencia de frecuencias diferentes de cero, cuyo valor no es múltiplo de la frecuencia de operación del sistema de referencia trifásico.

3.1.3. Sistema Desbalanceado Operando sin Transitorio Electromagnético

Un sistema desbalanceado operando en ausencia de un transitorio electromagnético, presenta las condiciones tales que $V_{ma} \neq V_{mb} \neq V_{mc}$ y $f_a(t) = f_b(t) = f_c(t) = 0$. Para estas condiciones, los componentes de la transformación de Park son los presentados en la ecuación (3.14), la cual muestra como resultado una componente coseno con la frecuencia fundamental para v_0 y la suma de una constante dependiente del ángulo de arranque, y una componente de segundo armónico para los términos del eje directo y eje de cuadratura.

$$\begin{aligned}
v_0 &= k_1 \cos(\omega t - \delta_0) \\
v_d &= \sqrt{\frac{2}{3}} [V \cos(\theta) + k_4 \cos(2\omega t + \theta - \delta)] \\
v_q &= -\sqrt{\frac{2}{3}} [V \sin(\theta) + k_4 \sin(2\omega t + \theta - \delta)]
\end{aligned} \tag{3.14}$$

3.1.4. Sistema Desbalanceado Operando con Transitorio

Electromagnético

Un sistema desbalanceado operando en ausencia de un transitorio electromagnético, presenta las condiciones tales que $V_{ma} \neq V_{mb} \neq V_{mc}$ y $f_a(t)$, $f_b(t)$ y $f_c(t)$ con valores diferentes de cero. Para estas condiciones, los componentes de la transformación de Park son los presentados en la ecuación (3.1), la cual muestra como resultado la suma de una componente coseno a la frecuencia fundamental y una combinación de señales transitorias para v_0 , mientras que las componentes de los ejes directo y de cuadratura están compuestos por la combinación de una componente DC, señal de segundo armónico de la frecuencia fundamental y una combinación de frecuencias y amplitudes modificadas de señales transitorias. Se puede verificar que las condiciones descritas en los tres ítems anteriores son casos particulares de la condición descrita en la sección 2.4.4.

A. Falla Asimétrica en Sistema Balanceado y Desbalanceado

En un sistema balanceado operando bajo condiciones de falla asimétricas, la falla en una de las fases afecta a las otras fases, por lo que las funciones de la señal transitoria de la falla no pueden ser representadas por la ecuación (3.5). Considerando una falla bifásica a tierra, en un sistema balanceado previa falla, compuesto por un generador sincrónico al vacío, líneas de transmisión y cargas balanceadas, demuestra un comportamiento balanceado previo a la falla tal y como se muestra en los primeros 0.2 milisegundos de la Figura 3.9.a, posterior al instante de falla, se aprecia la presencia de componentes DC en las fases A y B mientras que en la fase C se aprecia el aumento del valor pico de la corriente respecto de su valor previo al instante de falla, esto genera un conjunto de ecuaciones como se muestran en la ecuación (3.1) al determinar los componentes de cuadratura y directo de la corriente, se aprecia en la Figura 3.9.b la presencia de una

componente oscilatoria oscilando al segundo armónico de la frecuencia fundamental en ambos ejes, mientras que la componente del eje cero se mantiene en cero.

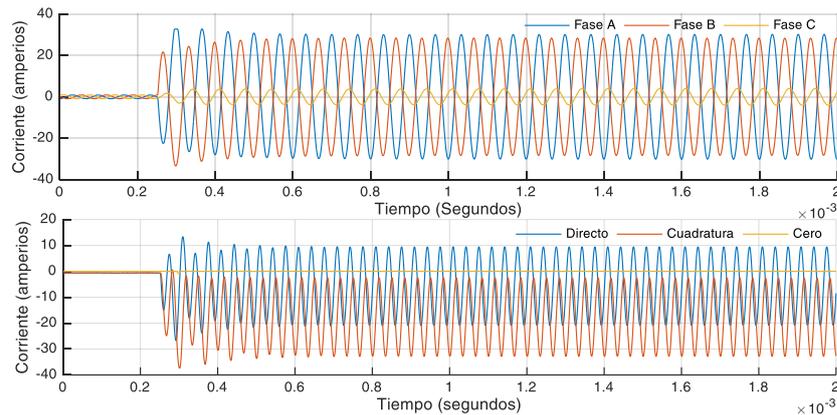


Figura 3.9 Falla asimétrica en sistema balanceado a) Sistema de Referencia Trifásico y b) Sistema de Referencia dq0.

En un sistema desbalanceado conformado por un generador sincrónico al vacío, líneas de transmisión y cargas desbalanceadas bajo condiciones de falla bifásica a tierra sufre el comportamiento mostrado en la Figura 3.10.a en los instantes superiores a 1 segundo particularmente en este caso las funciones de las señales transitorias se muestran en la ecuación (3.10), donde C_a y C_b son constantes, esto genera condiciones similares a las expuestas en el caso del sistema balanceado en el sistema de referencia dq0, con la diferencia notable en el eje cero que muestra la presencia de una componente oscilatoria operando a la frecuencia fundamental.

$$f_a(t) = C_a e^{-\frac{Rt}{L}}; \quad f_b(t) = C_b e^{-\frac{Rt}{L}}; \quad f_c(t) = 0 \quad (3.10)$$

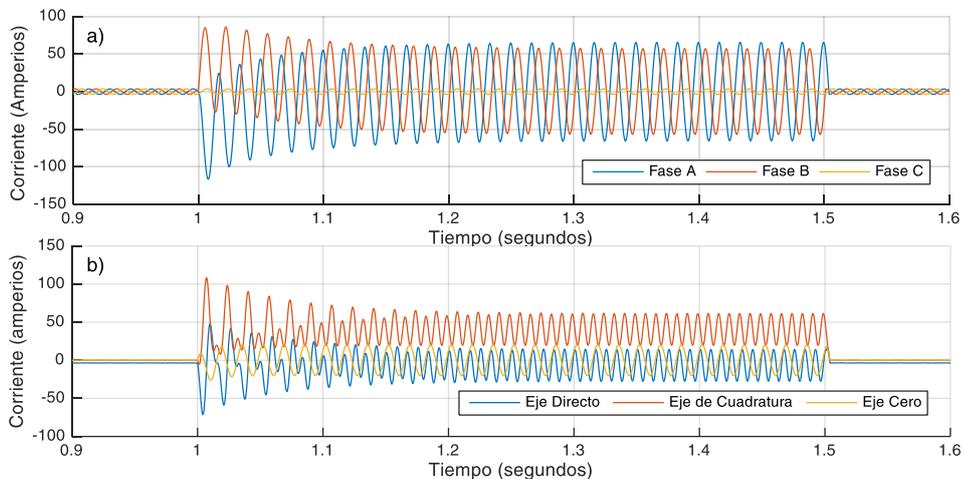


Figura 3.10 Falla asimétrica en sistema desbalanceado a) Sistema de Referencia Trifásico y b) Sistema de Referencia dq0.

4. Algoritmo Propuesto

El algoritmo propuesto en este trabajo de investigación, se muestra en el diagrama de flujo del Anexo A. El procedimiento descrito en el algoritmo posee como valores de entrada necesarios, la frecuencia de operación del sistema de potencia en Hz (50-60), la frecuencia de muestreo del equipo que realizara la adquisición de datos (f_s).

El algoritmo da inicio con la adquisición de información sobre el valor de la corriente en cada una de las fases del sistema de potencia (i_{a0} , i_{b0} y i_{c0}), en el instante de tiempo t_0 , para poder simplificar los cálculos, se busca el primer momento en el tiempo t_m ($m \in \mathbb{Z}^+$), después de iniciado el algoritmo tal que el valor de la fase a sea cercano a cero y el valor de las últimas tres derivadas discretas de la corriente sea mayor a cero, de manera que se pueda considerar el ángulo de arranque igual a cero ($\theta = 0$), se almacenan los valores de corriente en cada una de las fases en las variables i_{a0} , i_{b0} y i_{c0} , en el instante t_{m+1} se realiza la transformación de Park sobre los elementos almacenados en i_{a0} , i_{b0} y i_{c0} , para obtener los elementos i_{d0} y i_{q0} de corriente del eje directo y cuadratura, respectivamente, con estos valores se computa el modulo del vector de Park I_{dq0} , este último valor es almacenado en un vector ($I_{2^n,1}$) cuya longitud es una potencia de dos determinada por la frecuencia de muestreo y la frecuencia de operación del sistema, de manera que el rango espectral del primer nivel de resolución sea menor a la frecuencia de operación del sistema de potencia, obteniendo de esta manera los componentes DC del módulo del vector de Park, el vector $I_{2^n,1}$ que originalmente es un vector de ceros es llenado a manera de cola, con la intención de ahorrar espacio de almacenamiento. A la par se activa un contador h , que aumenta su valor en uno cada vez que se almacena un nuevo valor en el vector $I_{2^n,1}$. La forma de determinar el valor aproximado de n tal que el rango espectral de menor resolución sea menor que la frecuencia de operación del sistema, se muestra en la ecuación (4.1), donde se busca el mínimo valor de n que satisfaga la condición de que el nivel de menor resolución posea un rango espectral menor al valor de la frecuencia de operación, con el objetivo de que el vector de entrada de la transformada de wavelet de Haar tenga la longitud suficiente.

$$n = \lceil \log_2 (f_s/f) \rceil \quad (4.1)$$

El vector $I_{2^n,1}$ es llenado con los valores calculados del módulo del vector de Park, de manera que cuando el contador h adquiere un valor múltiplo de 2^n , el vector es

descompuesto en sus detalles a n niveles de resolución mediante el método de descomposición de wavelet, utilizando los wavelet de Haar. Los wavelet de Haar tienen la propiedad de no ser continuas, y por lo tanto en teoría son no derivables, sin embargo son ventajosas para el análisis de señales con transiciones repentinas, tales como el monitoreo de fallos en máquinas y en este caso en particular, en nuestro sistema, en la ecuación (4.2) se muestra la wavelet madre de Haar continua $\psi(t)$ asimismo como su función escalar $\phi(t)$.

$$\psi(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < 1/2 \\ -1 & 1/2 < t \leq 1 \\ 0 & R - \{[0,1]\} \end{cases} ; \quad \phi(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq 1 \\ 0 & R - \{[0,1]\} \end{cases} \quad (4.2)$$

En el tratamiento digital de señales, se trabaja con muestras discretas, por lo que es necesario obtener una expresión de la wavelet de Haar discreta en conjunto con su función escala, estas funciones discretas se muestran en la ecuación (4.3), donde j , hace referencia a las escalas y k referencia al muestreo temporal o parámetro de traslación. Las funciones $\psi(t)$ y $\phi(t)$ mostradas en la ecuación (4.2) son las funciones continuas presentadas en la ecuación (4.2), de esta manera es posible el cálculo de las wavelets $\psi_{j,k}$ y las funciones escala $\phi_{j,k}$.

$$\psi_{j,k} = 2^{\frac{j}{2}} \psi(2^j t - k) = \begin{cases} 2^{\frac{j}{2}}, & \text{si } \frac{k}{2^j} \leq t \leq \frac{k}{2^j} + \frac{1}{2^j + 1} \\ -2^{\frac{j}{2}}, & \text{si } \frac{k}{2^j} + \frac{1}{2^j + 1} \leq t \leq \frac{k+1}{2^j} \\ 0, & \text{Cualquier otro caso} \end{cases} \quad (4.3)$$

$$\phi_{j,k} = 2^{\frac{j}{2}} \phi(2^j t - k) = \begin{cases} 2^{\frac{j}{2}}, & \frac{k}{2^j} \leq t < \frac{k+1}{2^j} \\ 0, & \text{Cualquier otro caso} \end{cases}$$

La transformada de wavelet de Haar dará como resultado los coeficientes ordenados, de la señal de entrada, en el cual el primer componente del vector filtrado, será el coeficiente del menor nivel de resolución, el resto de coeficientes es reemplazado por ceros, con el objetivo de filtrar las demás componentes de frecuencias mayores a la frecuencia de operación, el vector compuesto por este conjunto de coeficientes, es computado en la transformada inversa de wavelet, obteniendo la señal filtrada. Los pseudocódigos la transformada de wavelet de Haar y la transformada inversa de Haar se muestran en el Anexo B y C.

Utilizando la señal filtrada, la cual fue almacenada en un vector, se procede a calcular el incremento relativo del primer componente del vector, el cual seguirá almacenando un nuevo valor del módulo de vector de Park, hasta que el contador h vuelva a ser múltiplo de 2^n . Al comparar el valor del incremento relativo con un valor umbral, el cual fue determinado a partir de simulaciones realizadas sobre el sistema, se puede detectar la presencia de una falla, si es que esta pasa los algoritmos de discriminación de falsos positivos.

5. Pruebas de Operación del Algoritmo

5.1. Sistema de Estudio

El sistema de estudio al cual se hará referencia en este trabajo de investigación es el mostrado en la Figura 5.1, el cual muestra una microrred conectada a la red.

1. Línea de transmisión de 50km entre el bus 1 y el bus 2.
2. Carga RLC de 6kVA, 4kVAR, y un motor de inducción de 10kVA.
3. Fuente de generación sincrónica 10 kVA.
4. Fuente de generación fotovoltaica de 10 kVA.

El generador sincrónico representa cualquier fuente de generación que interactúe con la microrred a través de un generador sincrónico, tal como un generador eólico. La fuente de generación fotovoltaica está conformada por una fuente DC controlada por computadora conectada a un inversor y un filtro LCL, de manera que se pueda simular el comportamiento de un sistema fotovoltaico bajo determinadas condiciones climáticas. Las cargas del sistema operan a 480Vrms entre fases y a una frecuencia de 60 Hz.

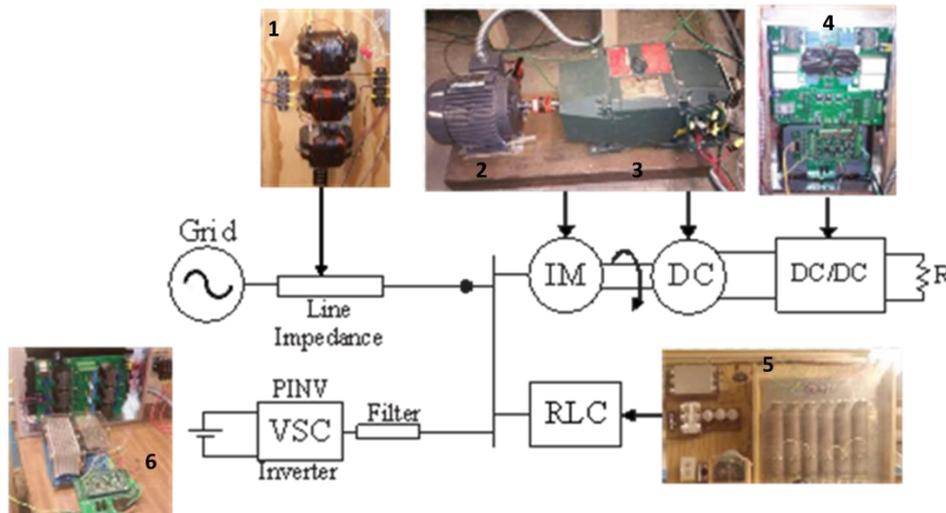


Figura 5.1. Diagrama unifilar del sistema de estudio.

5.2. Simulaciones Computacionales en MatLab

Las simulaciones se realizarán en el software de simulación Simulink, el código implementado para realizar las simulaciones se muestra en el anexo D. El modelo Simulink para realizar las simulaciones se muestra en la Figura 5.2, el cual representa el sistema de la Figura 5.1 con la adición de bancos de condensadores y cargas no lineales para un análisis más extenso sobre el sistema.

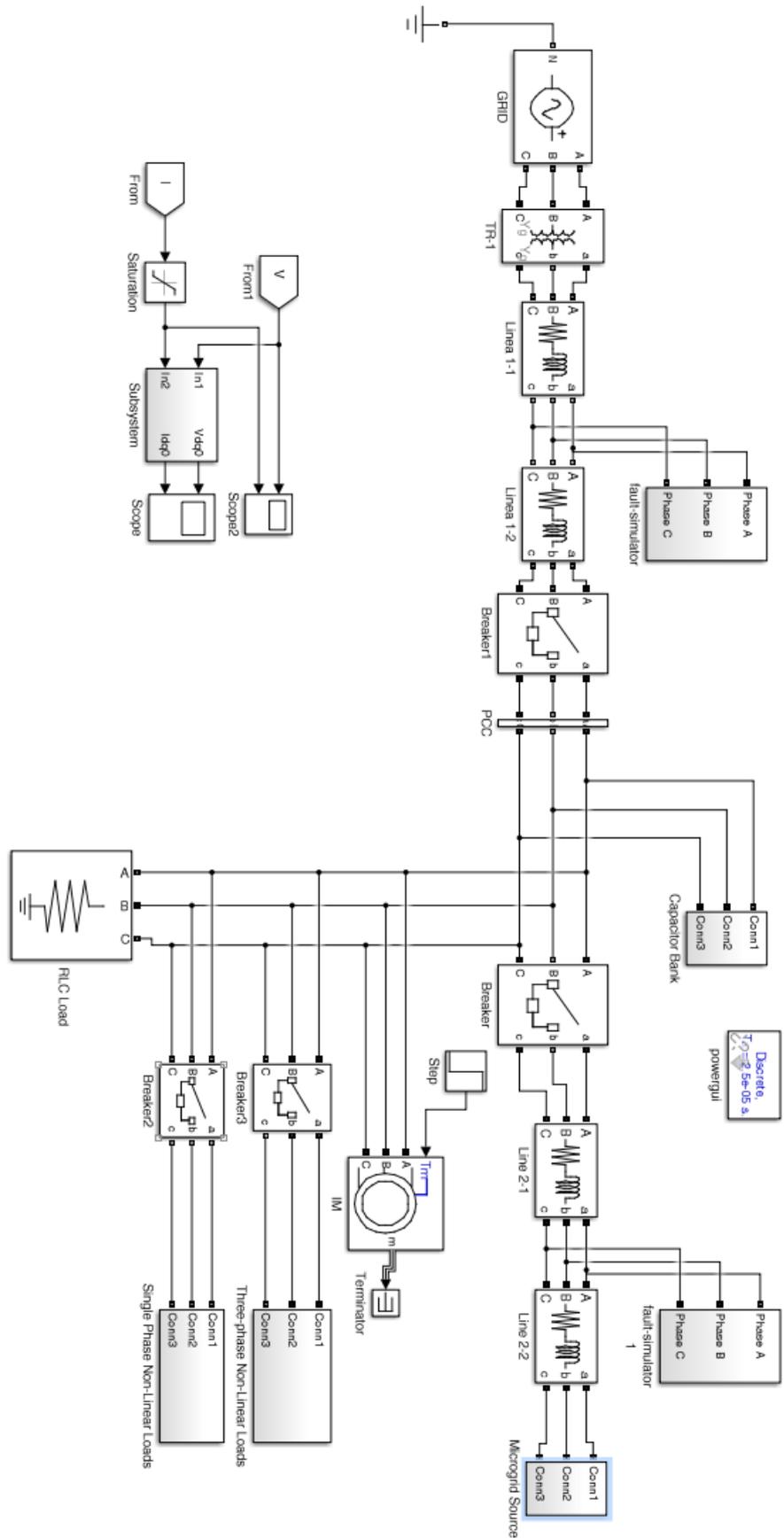


Figura 5.2. Modelo Simulink del sistema a analizar.

El modelo de la Figura 5.2 puede ser dividido en 2 partes, del lado de la red y del lado de la microrred. El lado de la red está compuesto por una fuente de voltaje controlada (Grid), con tensión entre fases igual a 11kV. Un transformador trifásico (TR-1) con las características mostradas en la Figura 5.3.a. Las líneas de transmisión Línea 1-1, Línea 1-2, Línea 2-1 y Línea 2-2 están compuestas por una cada una por un acoplamiento resistencia-inductancia, en el código del anexo D se especifica la resistencia e inductancia por kilómetro de las líneas, la longitud de las líneas son menores a 50km y se provoca una falla en algún punto de la línea entre el transformador y el medidor PCC originada por el sub-bloque Fault-simulator, el cual está conformado por 3 fallas temporizadas, una de ellas simétrica y las dos restantes, asimétricas (dos líneas a tierra y una línea a tierra). El lado conectado de la microrred está conformado por una carga de 6kVA y 4kVAR (carga RLC), Un motor de inducción conformado por una maquina asíncrona, configuración jaula de ardilla, de 10kVA y las características mostradas en la Figura 5.3.b, un sub-bloque de banco de condensadores conformado por un banco de condensadores de 10kVAR y un switch, dos sub-bloques de cargas no lineales (trifásicas y monofásicas), y el sub-bloque de las fuentes de generación la microrred (Microgrid Source).

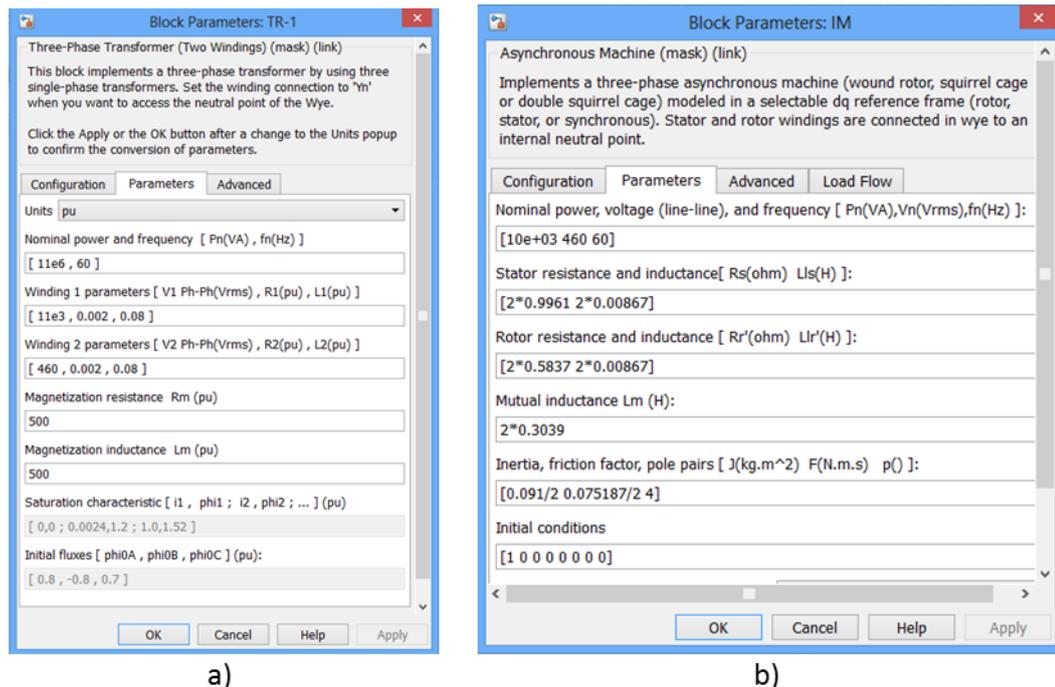


Figura 5.3 a) Características del modelo de transformador b) Características del modelo de maquina asíncrona (motor de inducción).

El sub-bloque de generación de la microrred contiene los modelos de fuente de generación con inversor y un generador Diésel conectado a un punto de común acoplamiento (PCC).

5.2.1. Modelo de Inversor

El modelo de inversor implementado para realizar las simulaciones se muestra en la Figura 5.4. Este modelo está planteado para un inversor de potencia 10kVA, debido a eso es la presencia de los filtros capacitivos, inductivos y Damper.

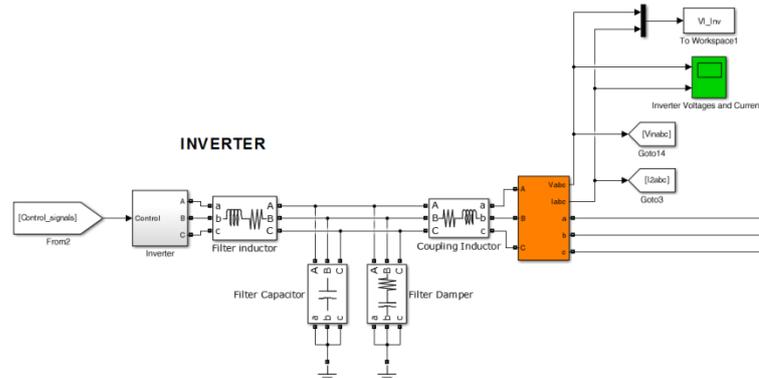


Figura 5.4 Modelo de inversor conectado a PCC.

Un inversor está compuesto por componentes semiconductores controlados por una señal PWM, la cual permite generar un conjunto de señales cuadradas que serán suavizadas por transformadores. El modelo descrito en esta sección implementa una fuente de tensión de 460 Vrms entre fases y sincronizada a la fuente de la red. En la Figura 5.5 se puede apreciar tres fuentes de tensión controlables, donde la constante k del bloque de ganancia es el valor pico nominal de la tensión del sistema (375.5 V), cabe resaltar que el valor de las señales de control está en unidades de potencia (p.u.).

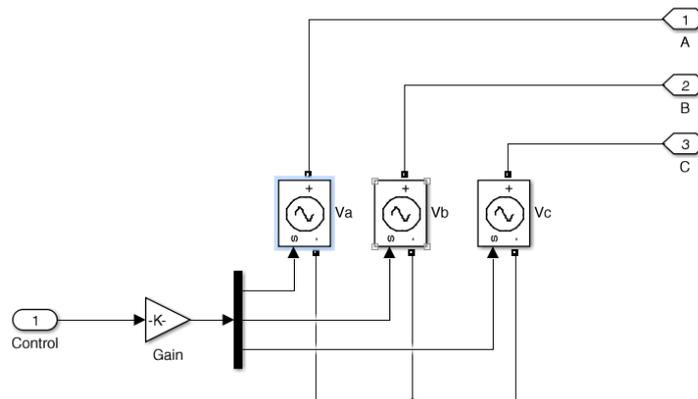


Figura 5.5. Modelo del bloque Inverter.

Las señales de control que sirven de entrada al inversor se obtienen a partir del modelo mostrado en la Figura 5.6 el cual está compuesto de un conjunto de bloques, que permiten obtener la corriente de referencia, un regulador de corriente y un bloque que transforma la señal dq obtenida en una señal trifásica.

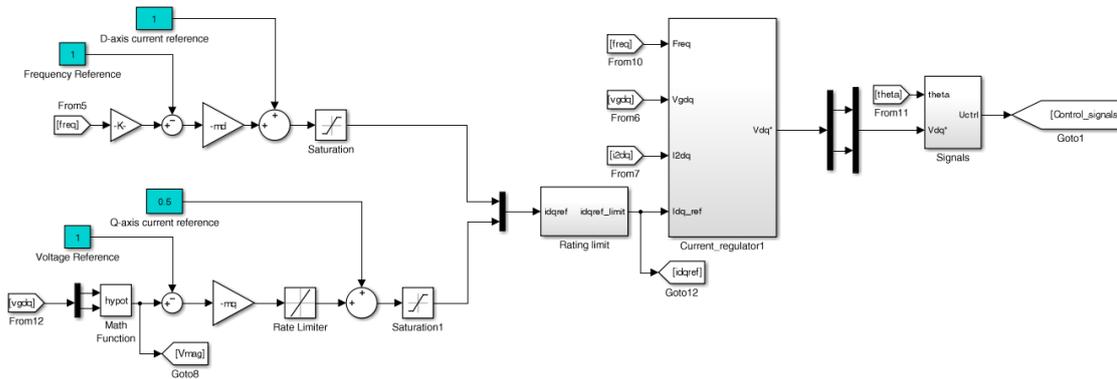


Figura 5.6. Generador de las señales de control del inversor.

El modelo de regulador de corriente implementado se muestra en la Figura 5.7, el cual presenta dos bloques de control PI para las corrientes en los ejes directo y de cuadratura, buscando que su valor se estabilice y sea igual al de la referencia.

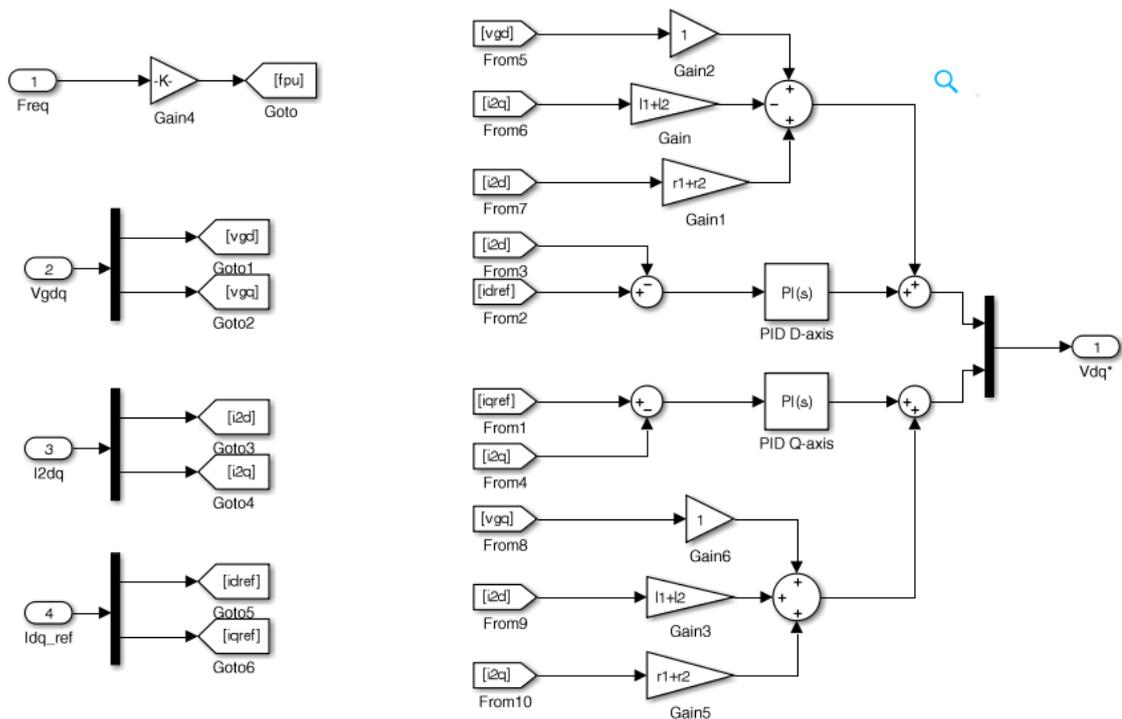


Figura 5.7. Modelo Simulink, regulador de corriente.

5.2.2. Modelo de Generador Diésel

El modelo de generador diésel implementado consta de un motor diésel, una maquina asíncrona funcionando como generador, un regulador de velocidad, Figura 5.9, un motor Diésel, Figura 5.10, y un sistema de excitación para el generador, Figura 5.11, estos componentes se pueden apreciar en la Figura 5.8. Las constantes involucradas en el diseño del sistema se obtuvieron en base a las especificaciones del estándar IEEE Std 421.5-2005, IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies.

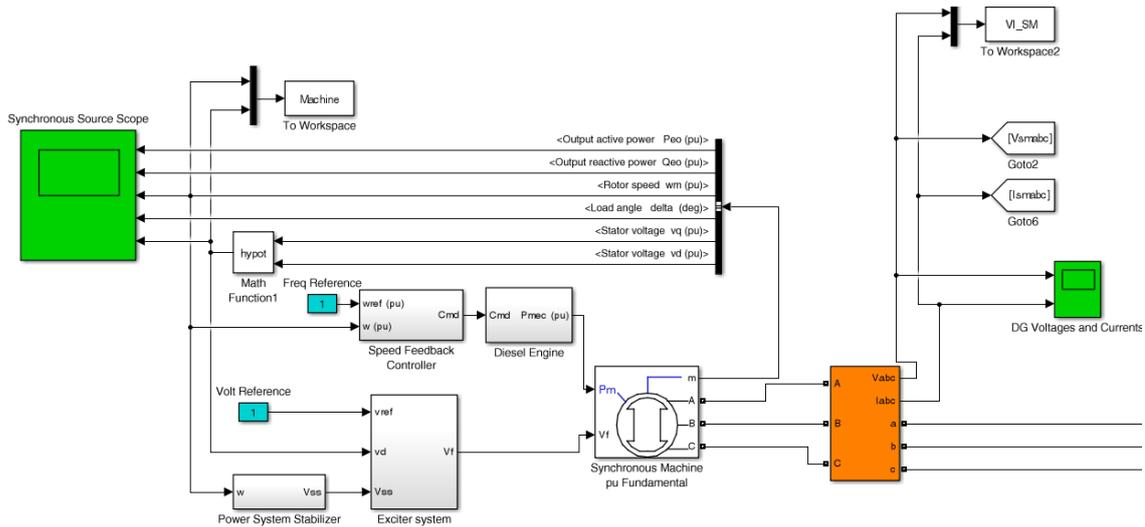


Figura 5.8. Modelo Simulink de generador Diésel.

El modelo Simulink del regulador de velocidad del motor Diésel, es un sistema basado en control PID, buscando minimizar la diferencia entre la frecuencia medida del motor respecto de la frecuencia de referencia.

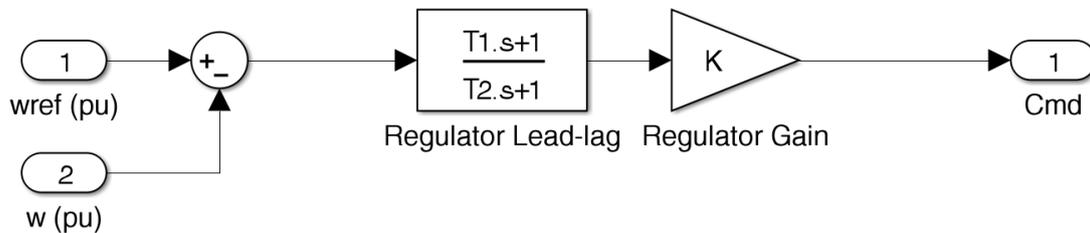


Figura 5.9. Regulador de Velocidad

El modelo Simulink del motor Diésel se muestra en la Figura 5.10, En el cual la señal de entrada es obtenida del regulador de velocidad descrito anteriormente, donde el bloque Actuator Lead-Lag funciona como un control de adelanto-retroceso, este componente mejorará la respuesta a la frecuencia para frecuencias indeseables. El

bloque Actuator Low Pass es un filtro pasa baja, mientras tanto el bloque integrador Gas Flow tiene como condiciones inicial la potencia de salida inicial real.

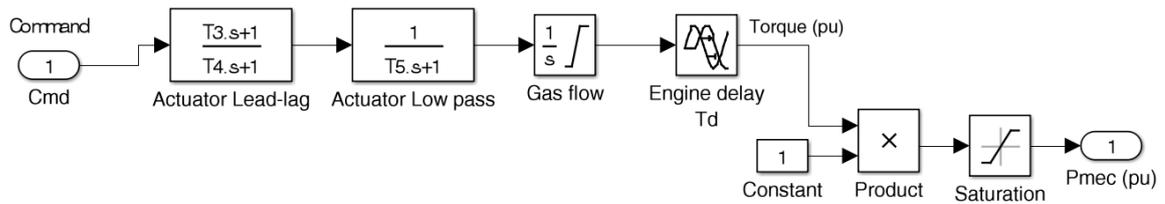


Figura 5.10. Motor Diésel

En la Figura 5.11 se muestra el sistema de excitación, el cual sirve como fuente de corriente continua al arrollamiento de campo de la maquina asíncrona y cuya función básica es la de controlar la tensión de salida en los terminales del generador, controlar el flujo de potencia reactiva y mejorar la estabilidad del sistema de potencia.

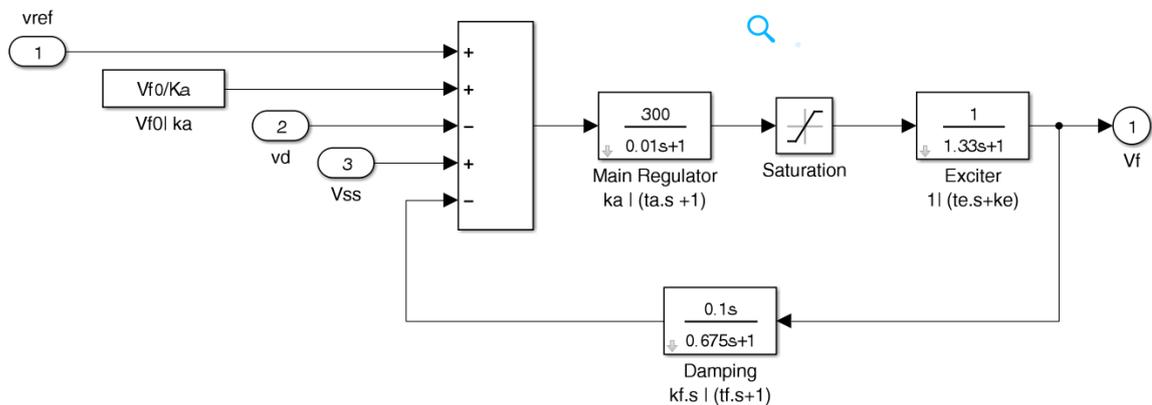


Figura 5.11. Sistema de excitación del generador

5.2.3. Modelo de Cargas no Lineales

En el modelo Simulink implementado se consideraron dos tipos de cargas no lineales, las monofásicas y las trifásicas. El modelo de cargas no lineales monofásicas, se muestra en la Figura 5.12, el cual está compuesto por tres cargas rectificadas por un puente de diodos cada una, en cada una de las fases.

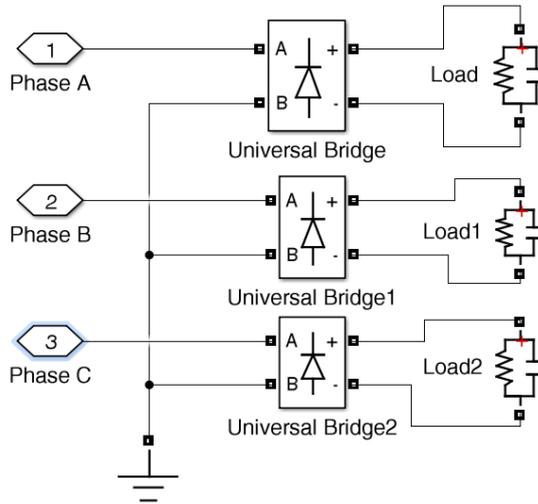


Figura 5.12. Modelo de cargas no lineales monofásicas.

El modelo de cargas no lineales trifásicas se muestra en la Figura 5.13, el cual está diseñado para poder simular las perturbaciones en la tensión y la presencia de armónicos provocados por cargas que poseen rectificadores trifásicos.

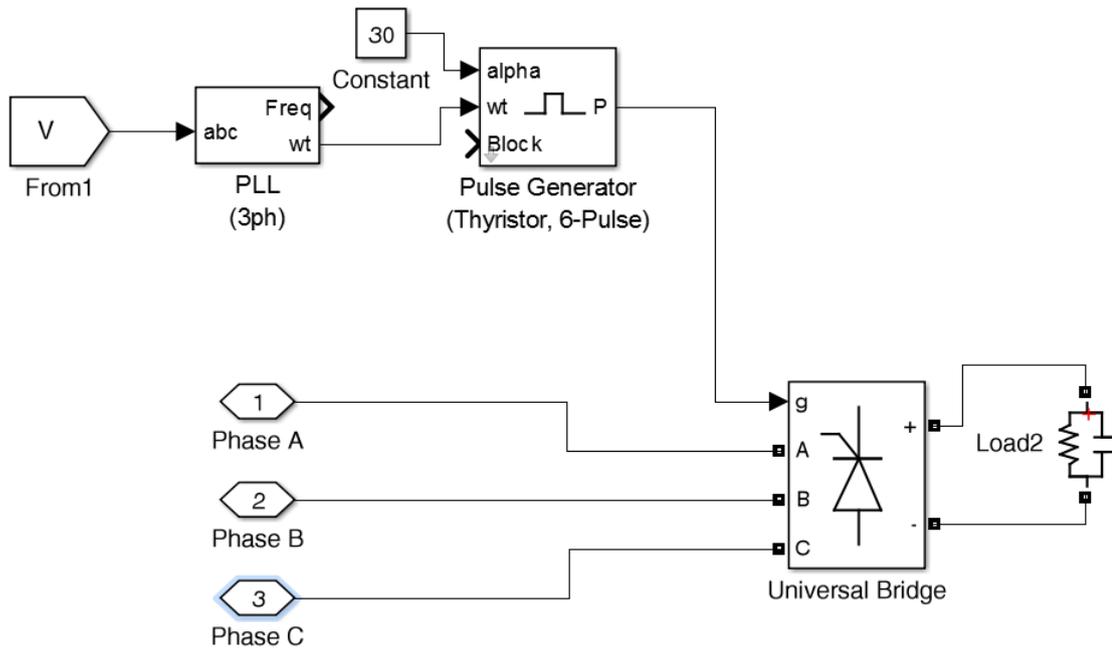


Figura 5.13. Modelo de cargas no lineales trifásicas.

5.2.4. Configuración de las Simulaciones

En la sección 5.1 se describió el sistema de estudio sobre el cual se realizaran los análisis del funcionamiento del algoritmo propuesto en la sección 4. En la sección 5.2 se describió el modelo implementado para realizar las simulaciones. En esta sección se describirán las configuraciones realizadas previas al inicio de las simulaciones del modelo de la sección 5.2. sobre el sistema de estudio de la sección 5.1.

5.2.4.1. Pruebas de Sensibilidad

El primer conjunto de simulaciones tiene como objetivo, detectar correctamente las fallas generadas en la microrred, en cualquier punto de la línea de transmisión entre el transformador TR1 y el bus de medición PCC.

1. Se configuró el programa de modo que simulara una microrred con una carga lineal trifásica tal cual es descrita en la sección 5.1 y el motor de inducción magnética. Se configuró el tiempo de simulación en Simulink equivalente a 42 ciclos de operación (0.7 Seg).
2. Se configuró la posición de la falla a lo largo de la línea entre el transformador TR1 y el medidor de corriente. Se configuró el programa para evaluar la respuesta del algoritmo en 201 nodos equitativamente espaciados una distancia de 250m entre dos nodos consecutivos, tomado como origen la posición del transformador TR1.
3. Se configuró el programa de modo que el ángulo de fase a la que se origine la falla cubra un rango entre 0 y 2π , debido a la dependencia del ángulo de fase tal como es descrito en la sección 2.3.1. Este proceso se configuró para ser repetido en cada uno de los nodos.
4. Se configuró el programa para realizar el análisis sobre las fallas descritas en la sección 2.3.1: Tres líneas a tierra, dos líneas, dos líneas a tierra, y una línea a tierra.
5. Se configuró la frecuencia de muestreo a: 4khz (frecuencia de muestreo del emulador de microrredes), 10khz y 20khz.
6. En el ítem 2 se describió que se configuro el ángulo de fase de la falla entre 0 y 2π , en el ítem 5 se describió que se realizaría el estudio a diferentes frecuencias. Considerando que un ciclo de operación que comprende entre 0 y 2π a 60 hz, este dura aproximadamente 16.66 milisegundos. Dado que el muestreo de manera discreta permite contener un número determinado de muestras en un ciclo, el número de

divisiones viene determinado por la frecuencia de muestreo, siendo 67, 167 y 333 divisiones para las frecuencias de 4, 10 y 20 kHz, respectivamente. Dado que el algoritmo utiliza un vector de dimensión definida, existe la probabilidad que el primer valor del vector no sea necesariamente el primer valor de la corriente al momento de la falla, debido a ello el número de posibilidades depende del número de divisiones posibles de un periodo y la longitud del vector a analizar. De esta manera se realizaron 4288, 21376 y 85248 simulaciones para las frecuencias de muestreo de 4, 10 y 20 kHz respectivamente.

7. Se configuró el sistema para cerrar los interruptores Breaker y Breaker 1, 0.05 segundos después de inicializada la simulación, mientras que la falla se originó entre el instante 0.45 y 0.5 dependiendo del ángulo de fase y que terminase en el segundo 0.65 y 0.7. Se configuró la simulación para medir el tiempo entre el inicio de la falla y su detección.

5.2.4.2. Pruebas de Especificidad

El segundo conjunto de simulaciones tiene como objetivo comprobar la capacidad del algoritmo de discriminar las fallas de otro tipo de perturbaciones electromagnéticas tales como, la energización de banco de condensadores y conexión de cargas no lineales.

A. Conexión a Banco de Condensadores

1. Se configuró el programa de modo que simulara una microrred con una carga lineal trifásica y el motor de inducción magnética tal cual son descritos en la sección 5.1. Se configuró el tiempo de simulación en Simulink equivalente a 42 ciclos de operación (0.7 Seg).

2. Se configuró la potencia reactiva del banco de condensadores de modo que el pico máximo de corriente sea 25 veces el valor nominal de la corriente en modo estable, asegurándose que para esos valores los relés de protección se cierran. De esta manera se utilizaron bancos de condensadores con cargas reactivas de 1kVAR a 10kVAR.

3. Se configuró el programa de modo que el ángulo de fase a la que se conecte el banco de condensadores oscile en un rango entre 0 y 2π , debido a la dependencia del ángulo de fase tal como es descrito en la sección 2.3.2. Este proceso se configuró para ser repetido en cada una de las potencias reactivas del banco de condensadores.

4. Se configuró la frecuencia de muestreo a: 4khz (frecuencia de muestreo del emulador de microrredes), 10khz y 20khz.

5. En el ítem 2 se describió que se configuro el ángulo de fase de la falla entre 0 y 2π , se optó por realizar el mismo proceso tal cual el ítem 6 de la sección 5.2.4.1.
6. Se configuro el sistema para cerrar los interruptores Breaker y Breaker 1, 0.05 segundos después de inicializada la simulación, mientras que se programó la conexión del banco de condensadores entre el instante 0.45 y 0.5 dependiendo del ángulo de fase y que terminase en el segundo 0.65 y 0.7. Se configuró la simulación para medir el número de falsos positivos detectados por el algoritmo.

B. Perturbación por Cargas no Lineales

1. Se configuró el programa de modo que simulara una microrred con una carga no lineal trifásica, una carga no lineal monofásica y el motor de inducción magnética tal cual son descritos en las secciones 5.1 y 5.2.3 Se configuró el tiempo de simulación en Simulink equivalente a 42 ciclos de operación (0.7 Seg).
2. Se configuró la potencia activa y reactiva de las cargas no lineales. De esta manera se utilizaron cargas no lineales con potencias reactivas desde 1kVAR a 10kVAR y potencia activa desde 1kVA a 10KVA, tanto para las cargas no lineales trifásicas como para las monofásicas.
3. Se configuró la frecuencia de muestreo a: 4khz (frecuencia de muestreo del emulador de microrredes), 10khz y 20khz.
4. Se configuro el sistema para cerrar los interruptores Breaker y Breaker 1, 0.05 segundos después de inicializada la simulación, mientras que se programó la conexión de las cargas no lineales en el instante 0 segundos. Se configuró la simulación para medir el número de falsos positivos detectados por el algoritmo.

5.3. Simulación Experimental en Emulador de Microrredes

Se realizó un experimento de operación de microrred en el emulador de microrredes del Laboratorio de Sistemas Electrónicos y Electromecánicos del MIT. El experimento consistió en generar fallas simétricas y asimétricas durante la operación normal de una microrred conectada a la red.

El equipo utilizado para el desarrollo de los experimentos está constituido por los componentes mostrados en la Figura 5.1, un software de control, un equipo de recolección de data, y una interface web.

1. Impedancias R-L. (Conformadas por tres devanados de cobre enrollados alrededor de tres núcleos de material ferromagnético cada uno)

2. Motor de Inducción Magnética.
3. Generador Sincrónico.
4. Conversor de Tensión DC/DC.
5. Carga RLC.
6. Fuente de Tensión DC Controlada con inversor y filtro.

El software de control del emulador de microrred fue desarrollado en LabView en conjunto a un hardware de recolección de datos el cual está conformado por un micro controlador de NI instrumentos conectado a un conjunto de sensores utilizados para la recolección de datos.

Los sensores de corriente y tensión utilizados en el emulador de microrredes, fueron desarrollados en el MIT, [21]. Los sensores de corriente, permiten medir la corriente sin la necesidad de hacer un contacto físico, pudiendo diferenciar dos tipos de sensores de corriente, sensores de efecto túnel magnético, y sensores de efecto Hall, el primer conjunto fue utilizado para medir corriente en paneles de distribución con llaves termo-magnéticas, el segundo conjunto fue utilizado para medir corriente en los cables conductores como las líneas de transmisión. En el presente trabajo se realizó mediciones de corriente sobre líneas de transmisión, para lo cual el sensor de efecto Hall utilizado fue el sensor A1362 de Allegro MicroSystem, el cual tiene una ganancia programable capaz de alcanzar los 16mV/G, para poder medir campos magnéticos de baja magnitud sin saturar la salida, se acopla un filtro paso alto con una frecuencia de corte a 1,5 Hz AC. La gran entrada capacitiva del filtro requiere un seguidor para amortiguar la salida del sensor. La ganancia total se puede ajustar ajustando la pata de retroalimentación de la etapa de ganancia; sin embargo, la adición de amplificación adicional para estudiar campos más pequeños es limitada por el nivel de ruido independiente del sensor A1362 de 8mV. El esquema del sensor se muestra en la Figura 5.31.

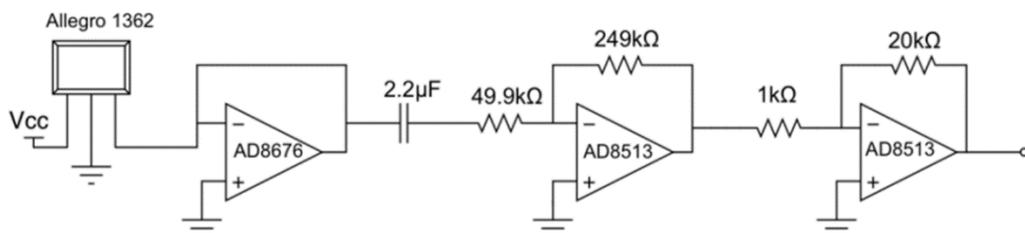


Figura 5.31 Esquema del sensor de corriente basado en efecto Hall.

El sensor de tensión utilizado, es al igual que en el caso del sensor de corriente, un sensor que permite medir la diferencia de potencial sin necesidad de una conexión física. El principio de funcionamiento del sensor es tal que el voltaje en un conductor genera un campo eléctrico que emite radiación electromagnética a la superficie del cable o panel de interruptores, al medir la tensión que este campo induce en un captador capacitivo, es posible calcular el voltaje del propio conductor, el esquema completo del sensor de voltaje sin contacto se muestra en la Figura 5.32.

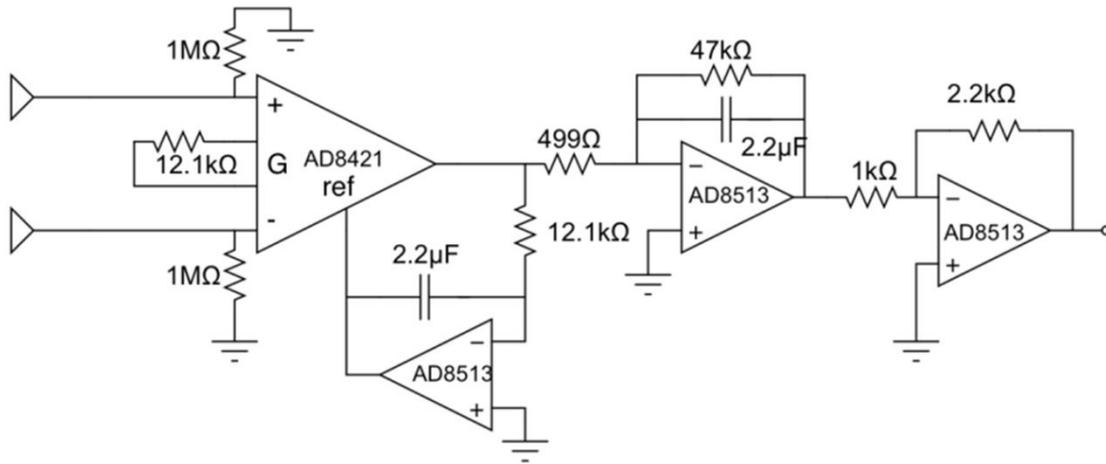


Figura 5.32 Circuito del sensor de voltaje.

Los datos de corriente y tensión eléctrica, obtenidos a partir de los sensores anteriormente mencionados, fueron almacenados en la pc a partir de los puertos analógicos del NI DAQ, y mediante el uso de comunicación serial, los valores obtenidos se encuentran en un rango de 0 y 65535. De manera externa se utilizaron interruptores termo-magnéticos para poder simular la falla trifásica, y de línea a línea.

El entorno de interface web, Wattsworth [21], está compuesto de una base de datos que permite almacenar los datos recopilados en los experimentos para su uso posterior a la experimentación.

El sistema se configuró para realizar las mediciones en el punto de observación y en la entrada del motor de inducción del sistema mostrado en la Figura 5.1. Se configuró el software de control para, recopilar información en intervalos de 250 microsegundos y almacenar un vector de 13 componentes de información. El primer componente del vector contiene el tiempo desde el inicio del experimento expresado en microsegundos, los 3 siguientes componentes del vector contienen la data de tensión, los siguientes 3

componentes contienen la data de corriente en las fases A, B y C del sistema en el punto de observación, los 3 siguientes componentes del vector contienen la data de tensión y los últimos 3 componentes contienen la data de corriente en las fases A, B y C del sistema en la entrada del motor de inducción.

El sistema de recolección de data se encendió 10 segundos anteriores al cierre de los interruptores de conexión de la red, con el objetivo de probar el sistema de lectura de los sistemas.

Se cerró los interruptores de conexión de la red y microrred, diez segundos posteriores al cierre e inicio de adquisición de datos, se encendió el motor y se conectaron las cargas.

Se generó una falla asimétrica balanceada, 20 segundos después del encendido del motor durante un periodo de tiempo de medio segundo, con el objetivo de no sobreesforzar al sistema. El sistema operó en modo normal después de la primera falla durante 15 segundos, y se generó una segunda falla asimétrica durante un segundo y medio. El sistema continuó operando en modo normal durante 30 segundos y se procedió a desconectar las cargas y el motor.

Se encendió por segunda vez el motor 40 segundos después de la última desconexión y se generó una falla asimétrica 15 segundos después del segundo encendido durante un segundo. Posterior a la última falla se operó el sistema en modo normal durante 5 segundos y se procedió a desconectar las cargas por segunda vez y apagar los interruptores de la red y microrred.

Se encendió por segunda vez los interruptores de conexión de la red y microrred, 80 segundos después de la última desconexión, y se encendió el motor y las Vargas de la red. Se generó una falla de tres fases a tierra durante medio segundos, 5 segundos después de la conexión del motor a la red. Se operó la red en modo normal durante 5 segundos posteriores a la falla trifásica, y se generó una segunda falla trifásica de una duración de 1 segundo, durante esta última falla se produjo el cierre de un interruptor termo-magnético de seguridad del motor, posteriormente se operó en modo normal el sistema durante 4 segundos y se concluyó el experimento.

La información pertinente al experimento fue almacenada en la base de datos WattsWorth, de la forma que se obtuvo a partir del sistema de recolección de data. Se

procedió a descargar la data experimental obtenida. Los datos adquiridos y procesados sobre la información de la corriente y tensión medidas en el punto de observación de la microrred, fueron utilizados para realizar una prueba de funcionamiento del algoritmo propuesto, sobre datos experimentales que asemejan condiciones reales de operación y falla.

La data obtenida a partir de los sensores de corriente fue normalizada a partir de la ecuación de escala (5.1), en la cual $I1$ es el valor proporcionado por el sensor e I es el valor real de la corriente, de igual manera la data de tensión fue normalizada utilizando la ecuación de escala (5.2), en donde $V1$ es el valor proporcionado por el sensor y V es el valor real de la tensión.

$$I = (I1 - 32768) * 0.00100905 \quad (5.1)$$

$$V = (V1 - 32768) * 0.0919 \quad (5.2)$$

6. Resultados

En esta sección de la tesis se muestran los resultados de las pruebas realizadas en la sección 5.

6.1. Resultados de Sensibilidad

En las figuras desde 6.1 hasta la 6.4 se muestran los resultados obtenidos por el algoritmo propuesto concernientes a las simulaciones descritas en la sección 5.2.4.1, considerando que la falla fue generada en el nodo ubicado a 1km de distancia del transformador TR1, un ángulo de fase de 0° respecto de la fase A y una frecuencia de 4khz. En las figuras se muestra el proceso realizado por el algoritmo propuesto sobre la señal de corriente trifásica, comenzando desde la adquisición de la señal en tiempo real tal y como se muestra en a). El algoritmo procede a calcular las componentes de los ejes de cuadratura, directo y cero como se muestra en b), seguidamente el algoritmo calculó el modulo del vector de Park de la corriente tal y como se muestra en c). En d) se muestra el resultado del subproceso de filtrado por la transformación de wavelet. Finalmente en e) se muestra la alarma de detección de fallas, la cual indica el inicio de la falla en el sistema.

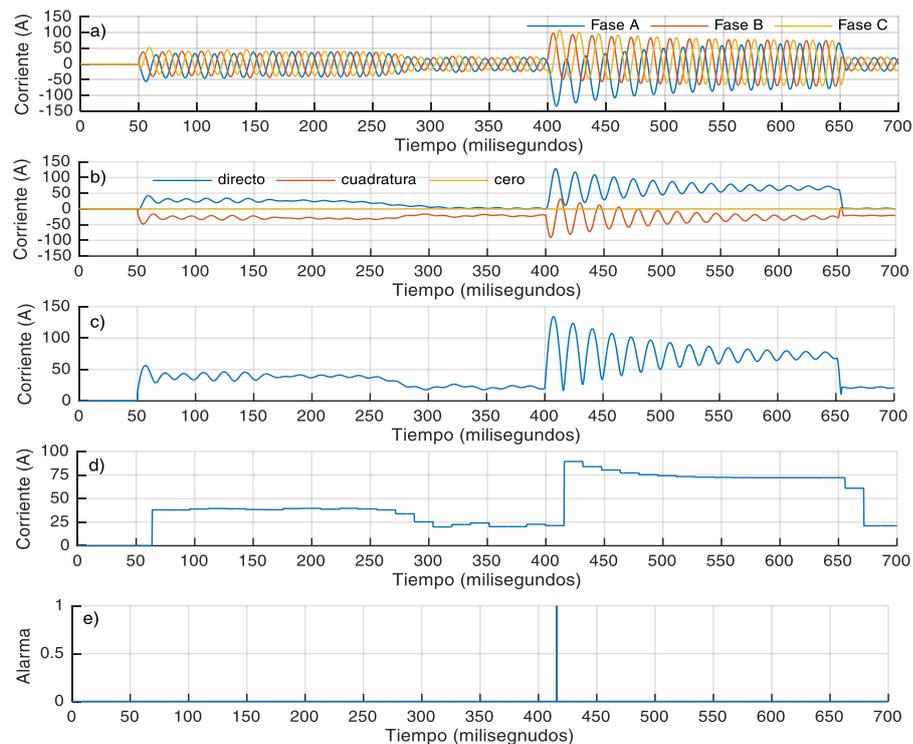


Figura 6.1. Resultado de simulación, corriente de energización de circuito y falla trifásica, a) Sistema trifásico, b) Sistema dq0, c) Modulo del vector de Park, d) Modulo del vector de Park filtrado y d) Alarma de detección de fallas.

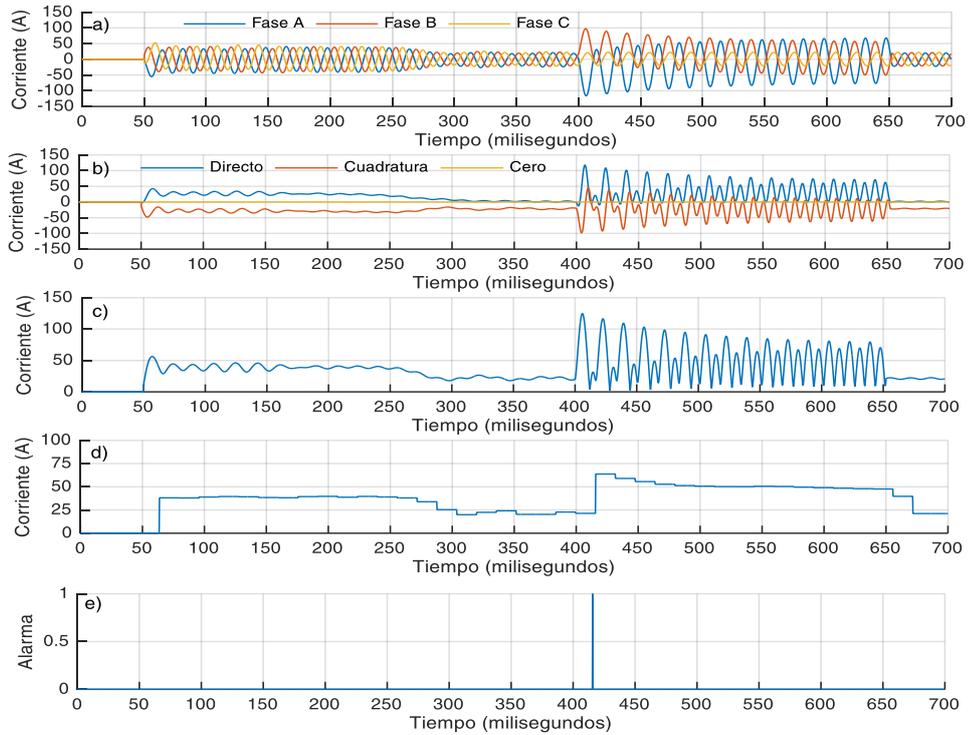


Figura 6.2. Resultado de simulación, corriente de energización de circuito y falla de dos líneas, a) Sistema trifásico, b) Sistema dq0, c) Modulo del vector de Park, d) Modulo del vector de Park filtrado y d) Alarma de detección de fallas.

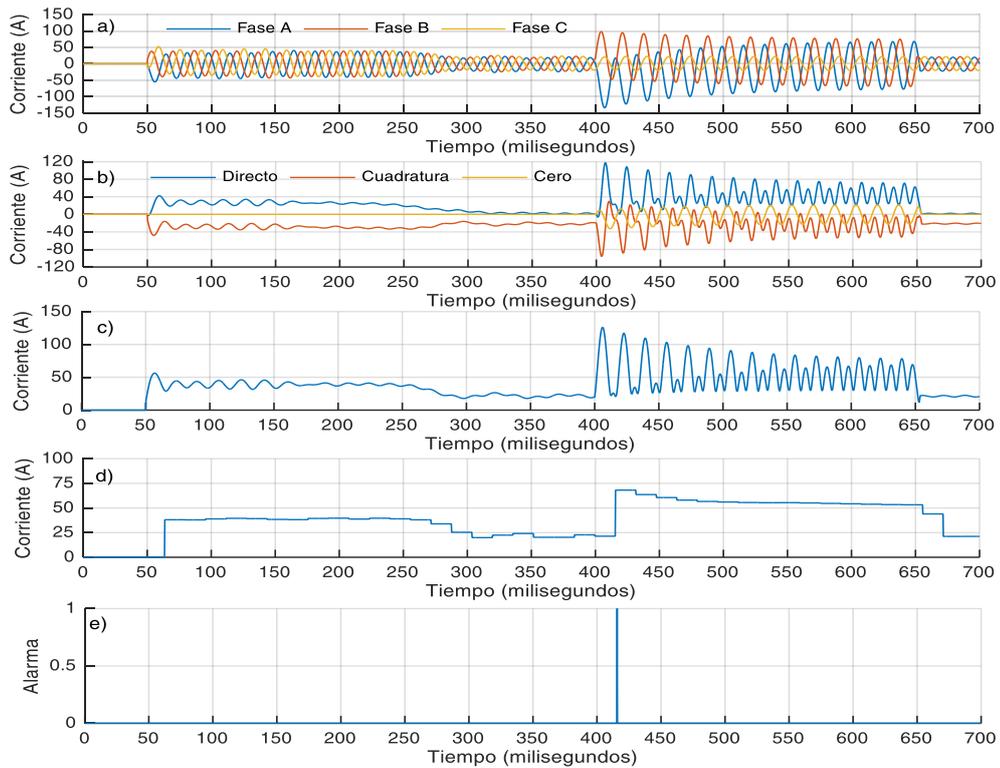


Figura 6.3. Resultado de simulación, corriente de energización de circuito y falla de dos líneas a tierra, a) Sistema trifásico, b) Sistema dq0, c) Modulo del vector de Park, d) Modulo del vector de Park filtrado y d) Alarma de detección de fallas.

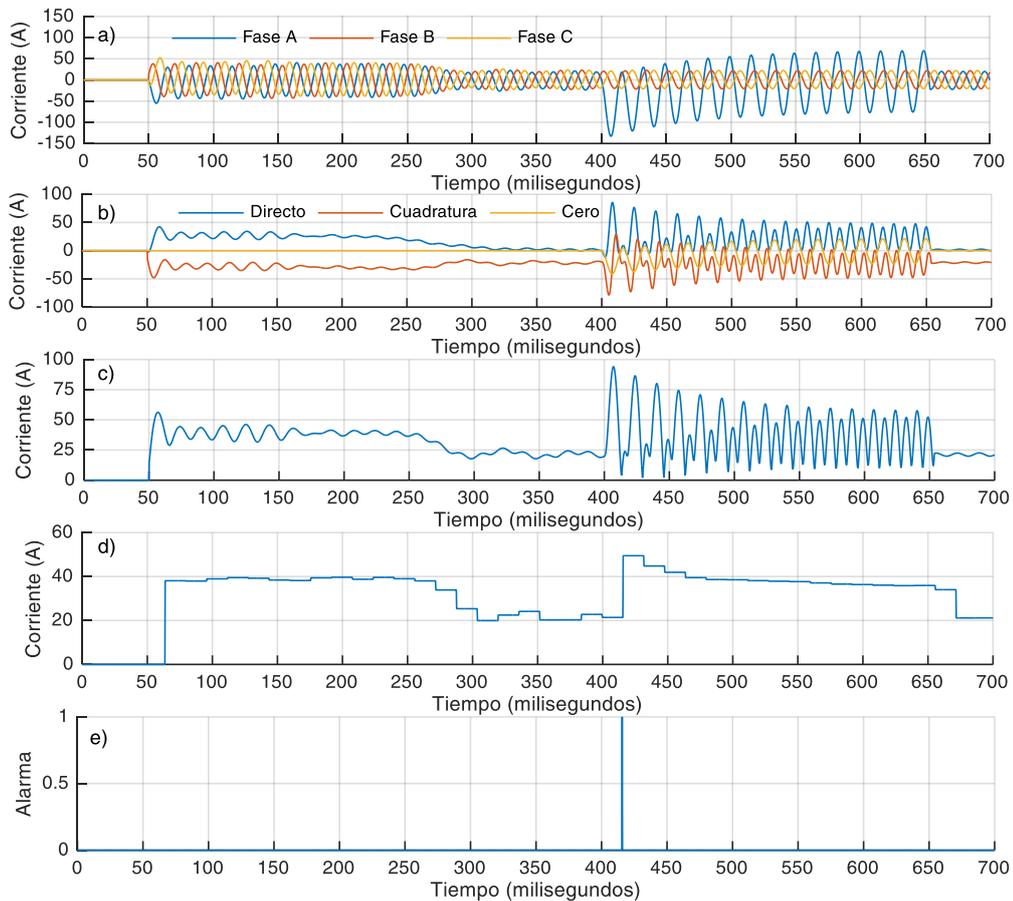


Figura 6.4. Resultado de simulación, corriente de energización de circuito y falla de una línea a tierra, a) Sistema trifásico, b) Sistema dq0, c) Modulo del vector de Park, d) Modulo del vector de Park filtrado y d) Alarma de detección de fallas.

En las figuras desde la 6.1-6.4 se puede apreciar un desfase entre las gráficas de los ítems c) y d). Se puede apreciar un cambio en los perfiles de las señales c) y d), mientras que el perfil de la señal en c) es el descrito por una función continua, el perfil de la señal en d) es descrito por una señal con múltiples discontinuidades. Se puede apreciar que el pico producido por la falla trifásica en d) es de mayor magnitud en comparación a las fallas de dos líneas a tierra y de una línea a tierra.

En la Figura 6.5 se muestra la sensibilidad por km del algoritmo de detección de fallas en cada una de las simulaciones para los casos planteados. La sensibilidad fue calculada como la razón entre el número de verdaderos positivos detectados por el algoritmo respecto del número de verdaderos positivos y falsos negativos. Se puede apreciar que a una menor frecuencia como en a) los resultados de sensibilidad poseen valores mayores comparados a b) y c) mostrando en c) la menor sensibilidad detectada. Se aprecia que

mientras más cerca se produce la falla del medidor, existe mayor probabilidad de ser detectada.

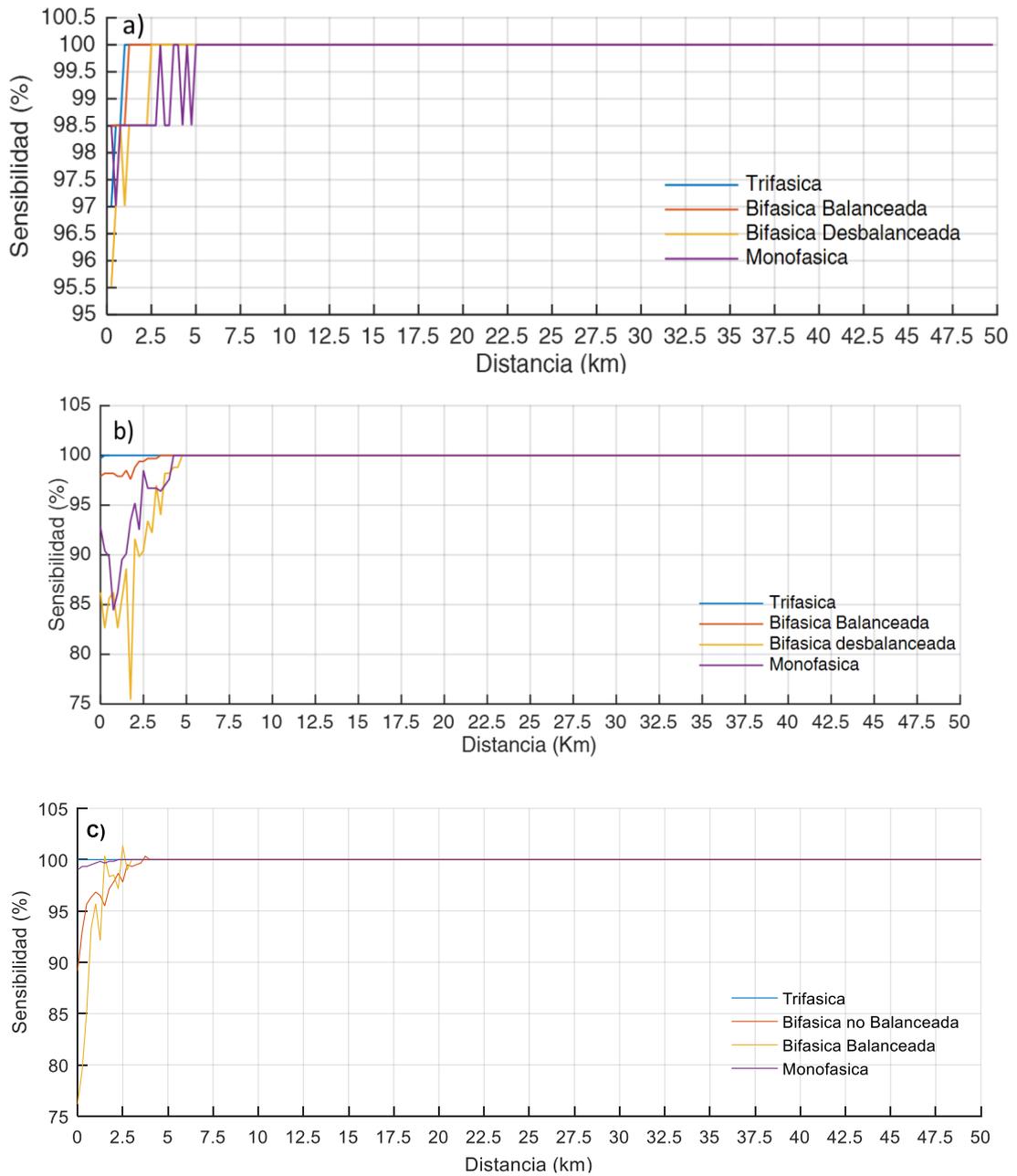


Figura 6.5 Sensibilidad en % en función de la distancia respecto del transformador de red para todos los tipos de fallas analizados a una frecuencia de a) 4kHz b) 10kHz y c) 20kHz.

De esta misma manera, se midió el tiempo de respuesta del algoritmo ante las fallas simuladas, obteniendo un rango de periodos de detección de entre 4 y 21.5 milisegundos, en la Figura 6.6 se puede apreciar un histograma del periodo de detección

sobre una muestra de 4288 simulaciones realizadas para el caso de la detección en fallas trifásicas.

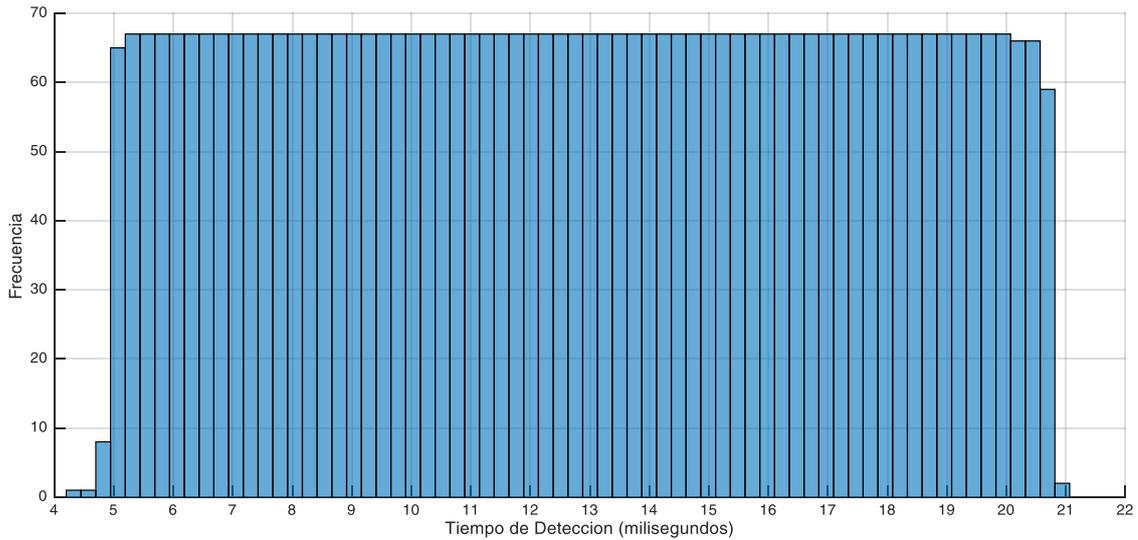


Figura 6.6 Histograma de tiempos de detección.

6.2. Resultados de Especificidad

6.2.1. Conexión de Banco de Condensadores

En la Figura 6.7 se muestran los resultados obtenidos por el algoritmo propuesto concernientes a las simulaciones descritas en la sección 5.2.4.2 ítem A , mostrando los resultados obtenidos a una frecuencia de 4khz y una potencia reactiva de 2kVAR del banco de condensadores. Se muestra el proceso realizado por el algoritmo propuesto sobre la señal de corriente trifásica, de igual manera a como se describe en la sección 6.1 comenzando desde la adquisición de la señal en tiempo real en a), el cálculo de los componentes de los ejes de cuadratura, directo y cero se muestra en b), el modulo del vector de Park de la corriente se muestra en c), en d) se muestra el resultado del subproceso de filtrado por la transformación de wavelet y finalmente en e) se muestra la alarma de detección de fallas, la cual indica el inicio de la falla en el sistema.

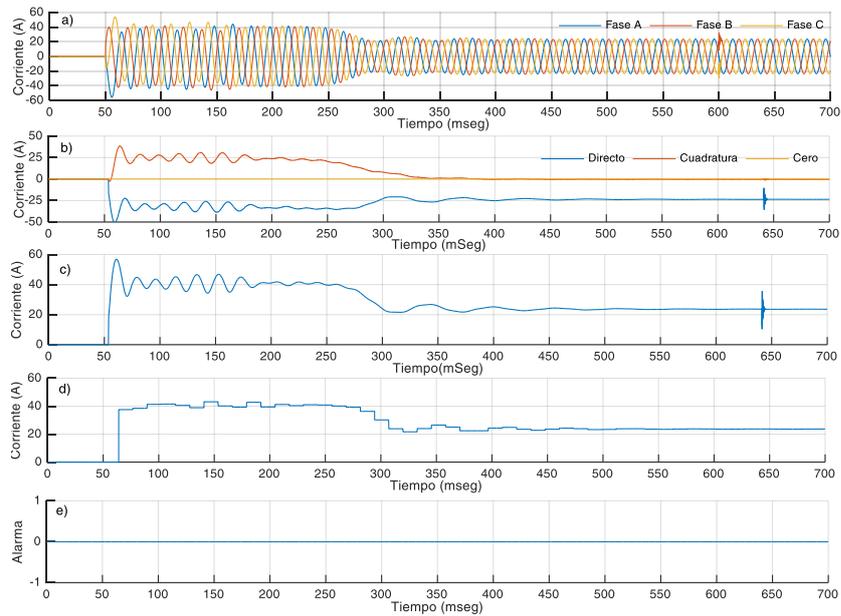


Figura 6.7. Resultado de simulación, corriente de energización de circuito y energización de banco de condensadores, a) Sistema trifásico, b) Sistema dq0, c) Modulo del vector de Park, d) Modulo del vector de Park filtrado y d) Alarma de detección de fallas.

En la Figura 6.8 se muestra la especificidad, para las condiciones descritas a los diferentes valores de potencia activa y reactiva, del algoritmo de detección de fallas en cada una de las simulaciones para los casos planteados. La especificidad es calculada como la razón entre el número de verdaderos negativos detectados por el algoritmo respecto del número de verdaderos negativos y falsos positivos. Se puede apreciar que existe una relación entre la especificidad y la potencia reactiva de los condensadores a partir de la Figura 6.8, se aprecia una disminución en la precisión de discriminación de fallas cuando el valor de la potencia reactiva es mayor.

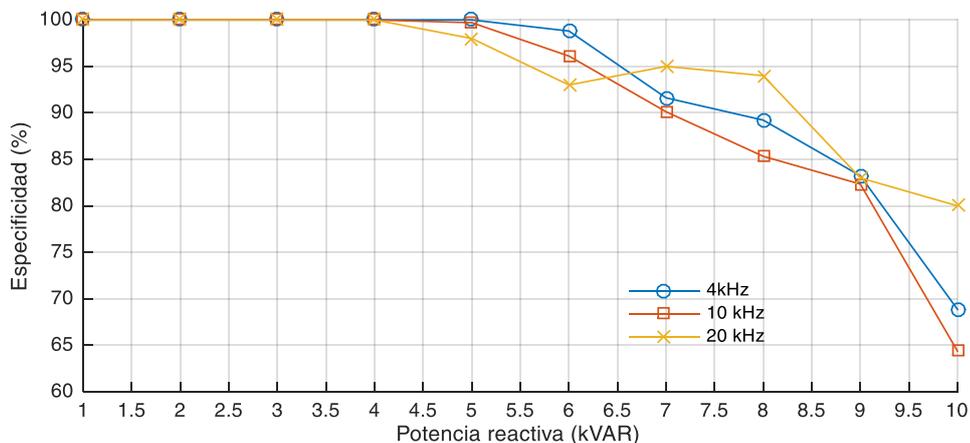


Figura 6.8 Especificidad en % respecto de la potencia reactiva del banco de condensadores a diferentes frecuencias de muestreo.

6.2.2. Perturbaciones por Cargas no Lineales

En las figuras 6.9 y 6.10 se muestran los resultados obtenidos por el algoritmo propuesto concernientes a las simulaciones descritas en la sección 5.2.4.2 ítem B, mostrando los resultados del proceso realizado por el algoritmo propuesto obtenidos a una frecuencia de 4kHz y una potencia reactiva de 5kVAR y una potencia activa de 5kVA tanto en las cargas trifásicas como monofásicas. Se muestra el proceso realizado por el algoritmo propuesto sobre la señal de corriente trifásica, de igual manera a como se describe en la sección 6.1 comenzando desde la adquisición de la señal en tiempo real en a), el cálculo de los componentes de los ejes de cuadratura, directo y cero se muestra en b), el modulo del vector de Park de la corriente se muestra en c), en d) se muestra el resultado del subproceso de filtrado por la transformación de wavelet y finalmente en e) se muestra la alarma de detección de fallas, la cual indica el inicio de la falla en el sistema.

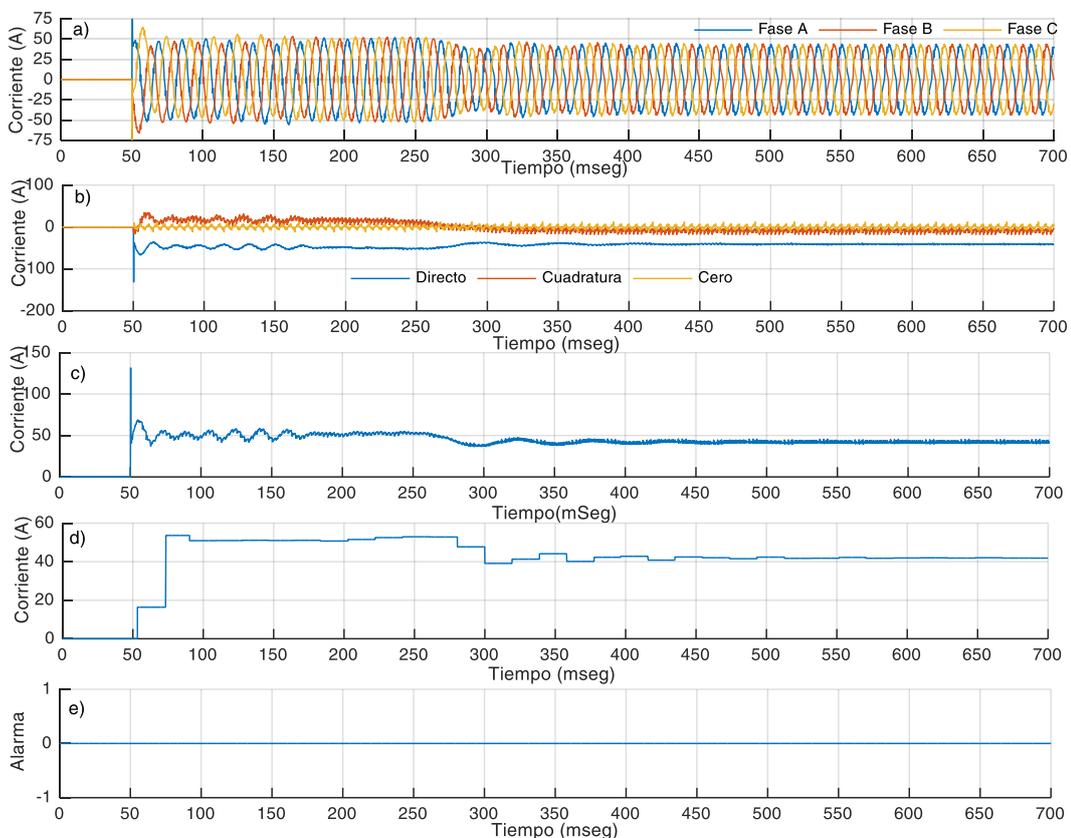


Figura 6.9. Resultado de simulación, corriente de energización de circuito y cargas no lineales monofásicas, a) Sistema trifásico, b) Sistema dq0, c) Modulo del vector de Park, d) Modulo del vector de Park filtrado y d) Alarma de detección de fallas.

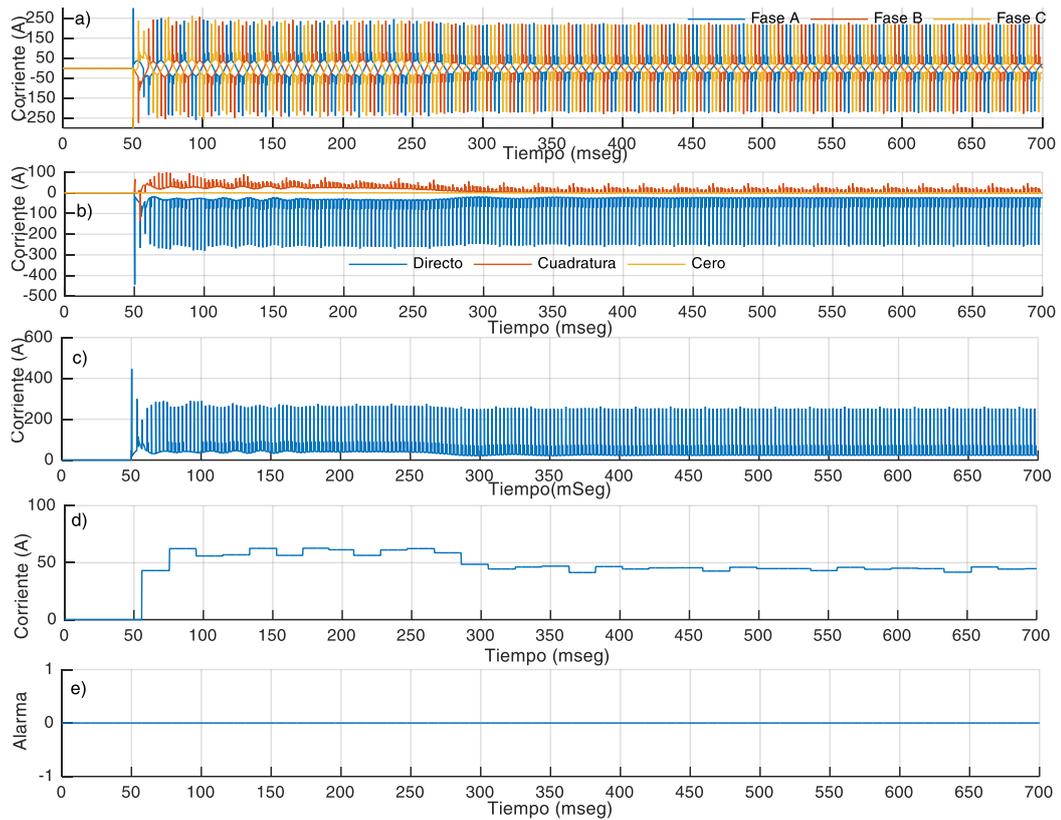


Figura 6.10 Resultado de simulación, corriente de energización de circuito y cargas no lineales trifásicas, a) Sistema trifásico, b) Sistema dq0, c) Modulo del vector de Park, d) Modulo del vector de Park filtrado y d) Alarma de detección de fallas.

Se puede apreciar en la Figura 6.9 que las perturbaciones armónicas generadas por las cargas no lineales monofásicas, son de mucha menor intensidad que las perturbaciones generadas por las cargas no lineales trifásicas en donde es fácil apreciar la presencia de picos de alta intensidad de manera periódica. De modo similar a la sección 6.2.1, se pudo observar que no se detectó ni un falso negativo en ninguno de los dos casos estudiados.

6.3. Resultados de la Prueba Experimental

La corriente y tensión medidas en el punto de observación durante el experimento se muestran en la Figura 6.11, en la cual se muestran ambos parámetros medidos debidamente escalados. La corriente y tensión medidas en la entrada de alimentación del motor se muestran en la Figura 6.12, en la cual se muestran ambos parámetros medidos, debidamente escalados.

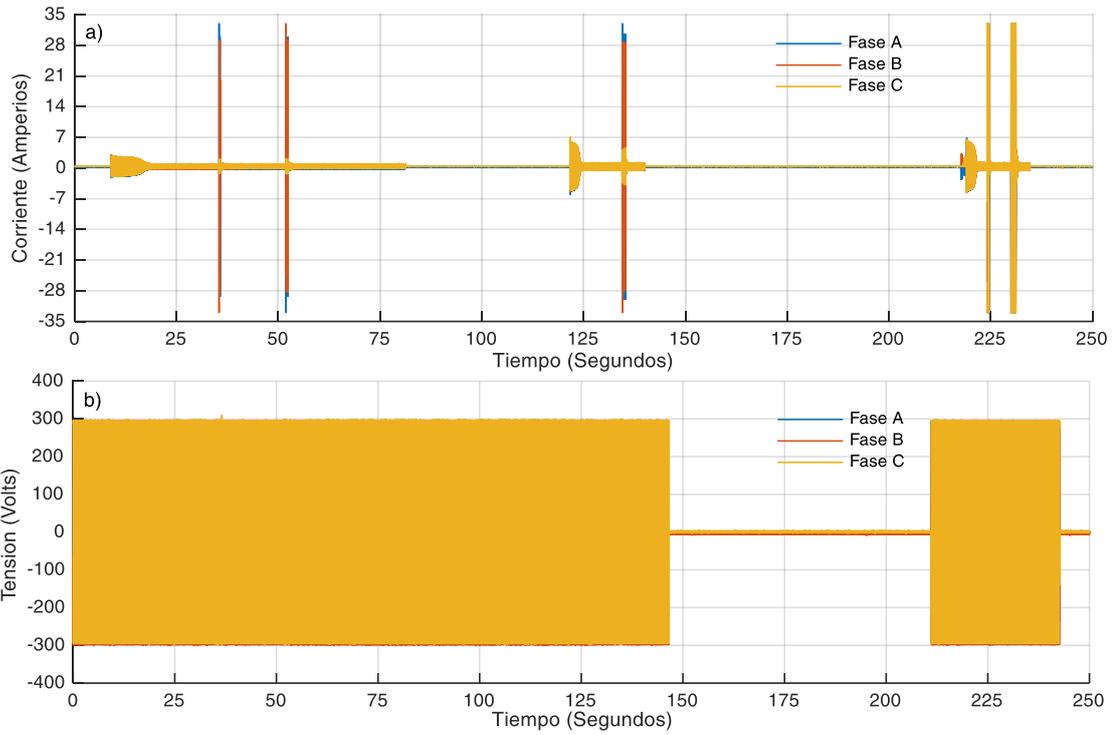


Figura 6.11 Resultados del experimento en emulador de microrredes, a) Corriente y b) Tensión en el punto de observación.

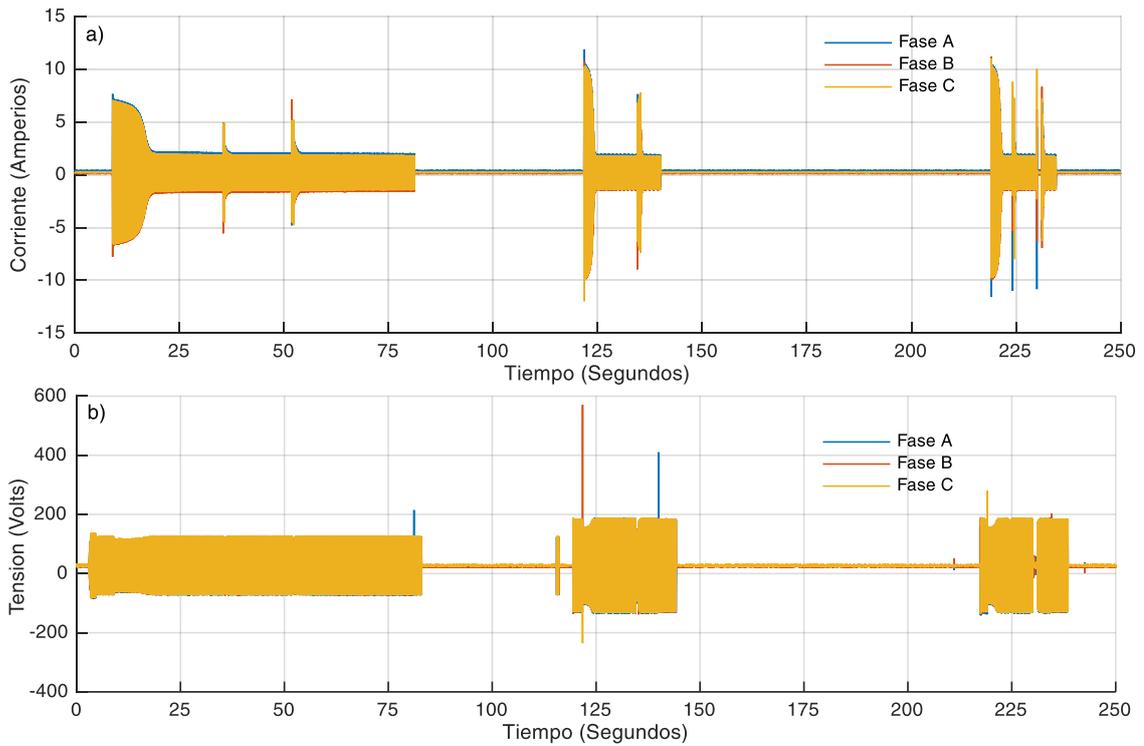


Figura 6.12 Resultados del experimento en emulador de microrredes, a) Corriente y b) Tensión en el punto de alimentación del motor.

En la Figura 6.13 se muestran los resultados obtenidos por el algoritmo propuesto concernientes a las simulaciones descritas en la sección 5.3, mostrando los resultados obtenidos a una frecuencia de muestreo del emulador de 4khz. En la figura se muestra el resultado final obtenido por el algoritmo propuesto sobre la señal de corriente trifásica, donde la señal en tiempo real se muestra en la Figura 6.13.a, y finalmente en la Figura 6.13.b se muestra la alarma de detección de fallas, la cual indica el inicio de la falla en el sistema.

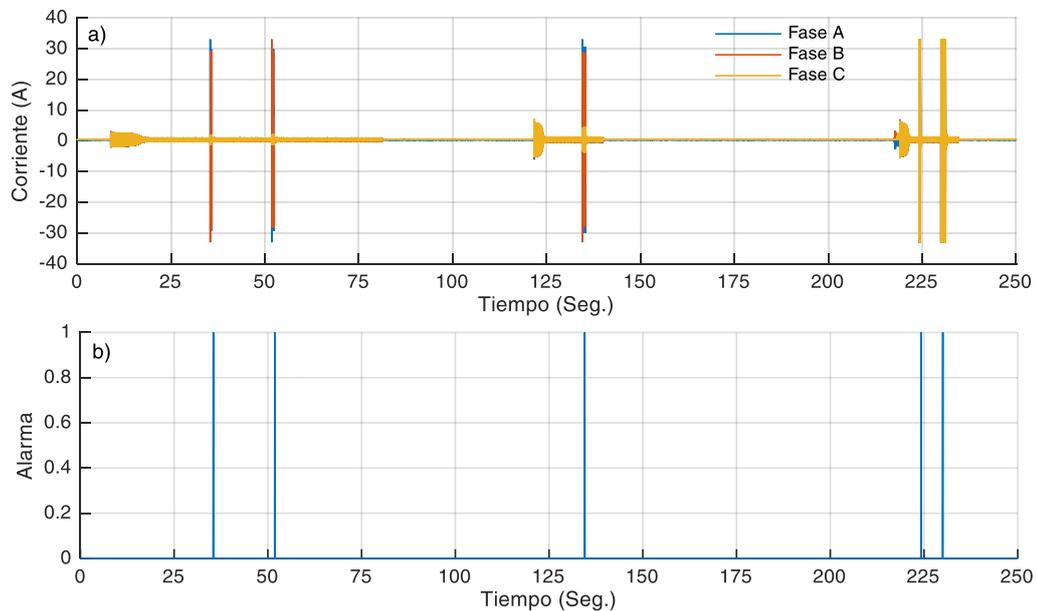


Figura 6.13. Resultados del análisis sobre data experimental.

En la tabla 6.1 se muestra el tiempo entre la generación de las fallas y la detección de las mismas por el algoritmo.

Falla	Tiempo (mseg)
Asimétrica 1	10
Asimétrica 2	11.25
Asimétrica 3	18
Simétrica 1	8.5
Simétrica 2	15.5

Tabla 6.1. Tiempo de detección de falla.

7. Discusiones

- Según los resultados expuestos en la Figura 6.5 encontramos una distribución de probabilidad asociada a la capacidad del algoritmo propuesto para detectar correctamente fallas en el sistema de microrred, se puede apreciar que esta distribución presenta valores relativamente bajos de sensibilidad a las fallas cuando estas mismas ocurren a una mayor distancia respecto del medidor de tensión y corriente, esto se debe a la impedancia, la cual al ser mayor genera una menor perturbación en la corriente.
- Se pudo observar que conforme la frecuencia de muestreo aumenta los valores de sensibilidad del algoritmo pueden ser más bajos, esto se debe a que existe un mayor número de casos posibles a revisar, cuando existe una mayor frecuencia de muestreo.
- En todos los casos el promedio de tiempo de detección de fallas máximo es de un ciclo de operación del sistema a la frecuencia de 60Hz, es decir 16,6 milisegundos, esto es debido a que en el algoritmo propuesto, el subproceso de filtrado, requiere un vector que debe ser llenado previamente con datos no procesados. Esto explica el desfase entre los ítems c) y d) de las Figuras 6.1-6.4.
- Según los resultados expuestos en la Figura 6.8 se puede apreciar que se detectan las perturbaciones cuando los valores de potencia reactiva superan los 5kVAR. Esto se debe a que al superar ese valor los picos de intensidad de corriente trifásica son 12 veces mayores al valor nominal de la corriente en operación estable. Sin embargo en sistemas de potencia normales, los relés de protección serían activados como medida de seguridad.
- Según los resultados expuestos en la sección 6.2.2, el algoritmo es capaz de discriminar eficientemente las perturbaciones armónicas generadas por la presencia de cargas no lineales tanto trifásicas como monofásicas en la red. Esto se da gracias al filtro de wavelet que atenúa las perturbaciones armónicas tal y como se muestra en las figuras 6.9 y 6.10.

- En la Figura 6.12 se muestra el perfil de la señal adquirida, en estos resultados se pudo apreciar una saturación en el sistema en el momento de las fallas, cuyos valores pico suelen ser de varias veces el valor nominal de la corriente en operación estable, esta saturación se debe al circuito de recopilación de datos el cual posee una protección, en casos de sobre corriente como este. La mayoría de los sistemas de recolección de datos tienen un punto de saturación el cual suele establecerse como el doble de la corriente nominal en operación estable. Se puede apreciar la existencia de perturbaciones armónicas en la señal de corriente, esto se debe a dos factores, la presencia del inversor y la carga conectada es una carga rectificadora con un puente de diodos. Es importante apreciar que bajo estas circunstancias el algoritmo propuesto trabaja correctamente detectando eficientemente las fallas con un retraso de 18 milisegundos como máximo tal y como se muestra en la tabla 6.1 y tal como es de esperarse según los resultados obtenidos por simulaciones de computadora, presentados en la Figura 6.6.
- Los relés de protección digitales comerciales suelen usar componentes simétricos y la descomposición discreta de Fourier para su cálculo. Sin embargo estos mismos métodos requieren mayor cantidad de datos por procesar y por ello mismo se generaría un mayor tiempo de retraso en la detección de fallas.
- El trabajo presentado en la referencia [13] incorpora la detección de fallas utilizando la transformación de wavelet y 5 estaciones de medición para poder localizar la misma falla, utilizando los componentes de alta frecuencia obtenidos de la transformada de wavelet, de la corriente y tensión, obtiene el componente de alta frecuencia de la potencia y en base a esta por un proceso de suma acumulativa detecta la falla. Si el sistema se encuentra en presencia de una perturbación de alta frecuencia no generada por una tal como la generada por la conexión de banco de condensadores, energización de circuitos o inclusive la presencia de cargas no lineales, el componente de alta frecuencia de potencia directa se ve afectado y causa la presencia de falsos positivos.
- En el trabajo presentado en la referencia [14], mencionada en los antecedentes, se puede apreciar que el tiempo de detección puede ser mayor a 30 milisegundos,

mientras que el tiempo de detección del algoritmo propuesto para una señal de operación de 60 Hz es como máximo 20.5 milisegundos.

- Una de las ventajas del algoritmo propuesto en este trabajo de investigación respecto de otros es su simplicidad, trabajos como el presentado en [15] utiliza métodos de clasificación y detección de fallas mediante la implementación de una red neuronal y lógica difusa.

8. Conclusiones y Sugerencias para Trabajos Futuros

8.1. Conclusiones

Se ha desarrollado un algoritmo para detección de fallas en tiempo real basado en el análisis del módulo del vector de Park de la señal de la corriente mediante el filtrado por transformación de wavelet de Haar a partir de uno de los medidores de corriente y tensión, sin la necesidad de implementar una red neuronal o utilizar lógica difusa.

Se ha verificado que el algoritmo de detección de fallas funcione de manera correcta, detectando fallas simétricas y asimétricas con una sensibilidad mayor a 95% hasta 47.5km de distancia del detector a frecuencias entre 4 y 20 kHz.

Se verifico además que el algoritmo tuviese la capacidad de discriminar perturbaciones no generadas por fallas en el sistema. Se verifico que la especificidad para diferenciar entre perturbaciones generadas por la conexión de bancos de condensadores era mayor a 95% para potencias reactivas menores al 60% de la potencia nominal de la red y a frecuencias de entre 4 y 20kHz. Se verifico la capacidad del algoritmo de amortiguar las perturbaciones armónicas generadas por cargas no lineales.

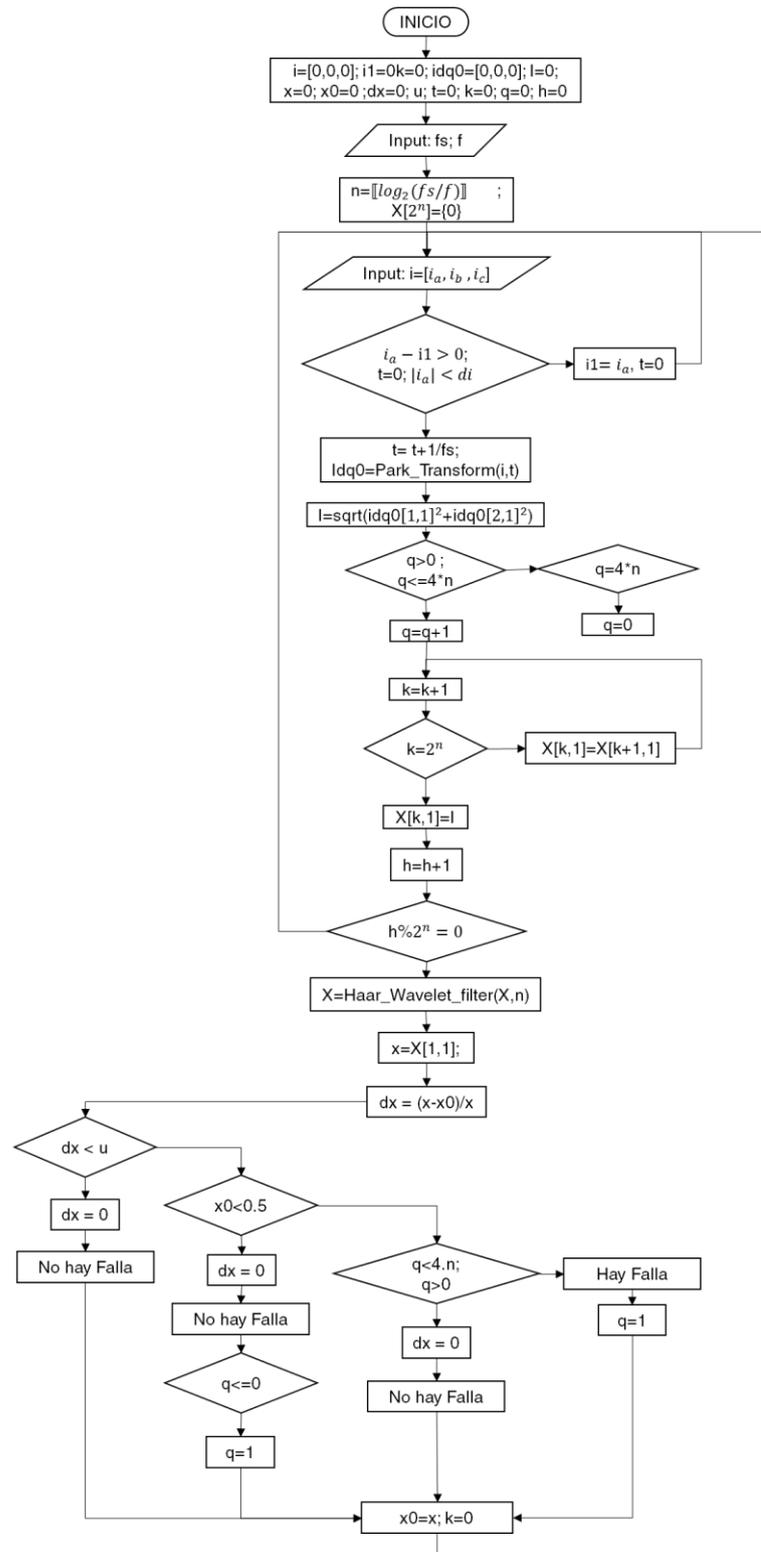
El tiempo de detección de fallas del algoritmo es de máximo 16.6milisegundos y como mínimo un periodo de muestreo. El algoritmo posee la capacidad de detectar fallas sobre datos de corriente saturada, o incompleta.

8.2. Sugerencias para Trabajos Futuros

Desarrollar un algoritmo para la recuperación de los sistemas de potencia automáticamente en situaciones de falla, desarrollando primero un algoritmo para la localización y caracterización de fallas, que de igual manera permitirá el despliegue de las medidas de corrección de la falla.

9. Anexo

A.



B.

```
function X = pm_haar(x,s)
%
% Esta función tiene como entrada N (una potencia de dos) valores
reales en x
% y el numero de niveles (escalas) de descomposición requeridas en s,
% Calcula la Transformada Discreta de Wavelet de Haar, y tiene como
salida
% los N coeficientes de la transformada en X.
%
%
N = length(x); % Longitud del vector de entrada
b = N;sq2 = sqrt(2);fac = 1;
for ns =1:s % bucle externo de cálculo de cada uno de los niveles
    p = 1;q = 1;
    while(p < b) % bucle interno de cálculo de cada uno de los
coeficientes y los detalles para los siguientes niveles
        r = p + 1;
        xmr(q) = x(p) - x(r); xpr(q) = x(p) + x(r);
        p = p + 2; q = q + 1;
    end
    fac = fac / sq2;
    x(1:b) = [xpr(1:b/2) xmr(1:b/2) * fac];
    b = b / 2;
end
x(1:b) = fac * x(1:b);
X=x;
```

C.

```
function x = pm_haar_inv(X,s)
%
% Esta función tiene como entrada N (una potencia de dos) coeficientes
en x
% y el número de niveles (escalas) s de descomposición,
% Calcula la Inversa de la Transformada Discreta de Wavelet de Haar, y
tiene como salida
% N valores reales de la transformada inversa en X.
%
%
N = length(X); % longitud del vector
b = N/2^s;sq2 = sqrt(2);fac=1/(sq2^s);
X(1:b) = X(1:b) * fac;
for ns =1:s % bucle externo de cálculo de cada uno de los niveles
    p = 1;q = 1;
    xpr(1:b) = X(1:b);
    xmr(1:b) = X(b+1:2*b) * fac;
    while(p <= b) % bucle interno
        X(q + 1) = xpr(p) - xmr(p); X(q) = xpr(p) + xmr(p);
        p = p + 1; q = q + 2;
    end
    fac = sq2 * fac;
    b = b * 2;
end
x = X;
```

D.

```
%*****Emulator Program for Microgrid*****
clear;
clc;
R=9/25e3*460/50;L=1/25e3*460/50;
f=60;Fs=4000;
R=R;L=L/10;
ll=inf;
%% (1) Timing
% These variables set the timing between events in the Simulation

Ts = 250e-6;

%% (2) Nominal quantities
% The base and nominal quantities are set here. These are used for
% performing all subsequent calculations in per unit

x = 0.5; % [-] Fraction of total power
corresponding to the synchronous source

Pnom = 10e3; % [VA] Microgrid nominal power
Vnom = 460; % [V] Microgrid nominal RMS line-line
voltage
Fnom = 60; % [Hz] Microgrid nominal frequency
wnom = 2*pi*Fnom; % [rad/s] Microgrid nominal frequency
w0 = wnom;

Vb = Vnom*sqrt(2/3); % [V] Microgrid nominal line-neutral
peak voltage
Ib = Pnom/(1.5*Vb); % [A] Microgrid nominal line peak
current

Pdgnom = x*Pnom; % [VA] Diesel Generator nominal power
Pinnom = (1-x)*Pnom; % [VA] Inverter nominal power

Inom = Pnom/(3*Vnom/sqrt(3)); % [A] Microgrid nominal current

Znom = Vnom/Inom; % [ohm] Microgrid nominal impedance

Lnom = Znom/wnom; % [H] Microgrid nominal inductance
Cnom = 1/(Znom*wnom); % [F] Microgrid nominal capacitance

%% (3) Inverter parameters
% Define the parameters of the inverter. The filter is the one
implemented
% in the Microgrid experimental set up.

R1 = 1e-1; % [ohm] Resistance of filter inductor
converter side
L1 = 1e-3; % [H] Inductance of filter inductor
converter side

R2 = 1e-1; % [ohm] Resistance of filter inductor
grid side
L2 = 0.75e-3; % [H] Inductance of filter inductor
grid side
```

```

C = 1e-6; % [F] Filter capacitor

Cd = 4e-6; % [F] Damper capacitor
Rd = 20;

r1 = R1/Znom;
l1 = L1/Lnom;

r2 = R2/Znom;
l2 = L2/Lnom;

c = C/Cnom;
cd = Cd/Cnom;

rd = Rd/Znom;

PWM_freq = 20e3; % [Hz] PWM frequency

Cs = Pnom/(1000*(2*pi*PWM_freq)*Vnom^2);
Rs = 2*Ts/Cs;

KP1 = 0.1;
KI1 = 50;

md = 1.5;
mq = -1.5;

%% (4) Synchronous source parameters
% The Diesel generator parameters are defined here and the machine is
% initialized.

Vibase = Vnom*sqrt(2)/sqrt(3);
Iibase = Pdgnom*sqrt(2)/(Vnom*sqrt(3));
Zibase = Vibase/Iibase;
Libase = Zibase/wnom;

% Machine parameters
p = 2; % [-] Number of pole pairs
ra = 0.07809; % [pu] Armature resistance
l1 = 0.083;
lmd = 1.97354;
lmq = 0.939;

rf = 0.05604;
llfd = 0.2078;

rkd = 0.1764;
llkd = 0.1666;

rkq = 0.229;
llkq = 0.1828;

ld = lmd + l1;
lq = lmq + l1;

lkd = lmd + llkd;
lfd = lmd + llfd;

```

```

lkq = lmq + llkq;

Ifbase = Isbase/lmd;           % Field current base value
Vfbase = rf/lmd*Vsbases;      % Field voltage base value

k1 = Ifbase/Isbase;
k2 = Vfbase/Vsbases;

Xd = [ ld,      k1*lmd,    k1*lmd; ...
      lmd,     k1*lkd,    k1*lmd; ...
      lmd,     k1*lmd,    k1*lf];

Xq = [ lq,      k1*lmq; ...
      lmq,     k1*lkq];

iXd = Xd^-1;
iXq = Xq^-1;

a11 = iXd(1,1);
a12 = iXd(1,2);
a13 = iXd(1,3);
a21 = iXd(2,1);
a22 = iXd(2,2);
a23 = iXd(2,3);
a31 = iXd(3,1);
a32 = iXd(3,2);
a33 = iXd(3,3);

b11 = iXq(1,1);
b12 = iXq(1,2);
b21 = iXq(2,1);
b22 = iXq(2,2);

H = 0.1608;

% Initialization procedure
Pdg0 = 0.05;           % [pu] Initial real power output
vdgd0 = 1;            % [pu] Maintain terminal voltage at 1 pu
vdgq0 = 0;
Qdg0 = 0;             % [pu] Reactive power is zero because there
is no transmission line
idgd0 = Pdg0;
idgq0 = 0;

idg0 = -sqrt(idgd0^2 + idgq0^2); % [pu] Magnitude of Diesel Generator
current
Sdg0 = sqrt(Pdg0^2 + Qdg0^2); % [pu] Diesel Generator apparent power

psi0 = -atan2(Qdg0,Pdg0); % [pu] Diesel generator power factor

xi0 = atan2(vdgq0,vdgd0); % [rad] Voltage angle at Diesel Generator
terminal
vdg0 = sqrt(vdgd0^2 + vdgq0^2); % [pu] Magnitude of Diesel Generator
terminal voltage

```

```

del0 = -atan2(lq*idg0*cos(psi0) + ra*idg0*sin(psi0), (vdg0 -
ra*idg0*cos(psi0) + lq*idg0*sin(psi0)));          % [rad] Diesel
Generator torque angle

vmd0 = vdg0*sin(del0);          % [pu] D-axis voltage in the generator
reference frame
vmq0 = vdg0*cos(del0);          % [pu] Q-axis voltage in the generator
reference frame

imd0 = idg0*sin(del0-psi0);      % [pu] D-axis current in the generator
reference frame
imq0 = idg0*cos(del0-psi0);      % [pu] Q-axis current in the generator
reference frame

ikd0 = 0;          % [pu] D-axis damper current
ikq0 = 0;          % [pu] Q-axis damper current

if0 = vmq0 - ld*imd0 - ra*imq0; % [pu] Field winding current
vf0 = (k1/k2)*rf*if0;          % [pu] Field winding voltage

D = Xd*[imd0, ikd0, if0]';
Q = Xq*[imq0, ikq0]';

psid0 = D(1);          % [pu] D-axis flux
psikd0 = D(2);         % [pu] D-axis damper flux
psif0 = D(3);          % [pu] Field flux

psiq0 = Q(1);          % [pu] Q-axis flux
psikq0 = Q(2);         % [pu] Q-axis damper flux

Te0 = (psid0*imq0 - psiq0*imd0); % [pu] Electromagnetic torque
Tm0 = Te0+ra*idg0^2;          % [pu] Mechanical torque

theta0 = (del0+xi0)*180/pi - 90; % [deg] Angle of the rotor with
respect to the grid
idg_angle = (psi0+xi0)*180/pi;   % [deg] Angle of the phase A current
with respect to grid

init = [0, theta0, -idg0, -idg0, -idg0, idg_angle, idg_angle+240,
idg_angle+120, vf0];

imds0 = -(sin(xi0+del0)*imd0 + cos(xi0+del0)*imq0); % [pu] D-axis
current in the microgrid reference frame
imqs0 = -(-cos(xi0+del0)*imd0 + sin(xi0+del0)*imq0); % [pu] Q-axis
current in the microgrid reference frame

% Define the governor constants / See page 64 of IEEE Std 421.5-2005
Td = 0.02;
K = 40;
T1 = 0.01;
T2 = 0.02*0.25;
T3 = 0.25;
T4 = 0.009;
T5 = 0.0384;
Tmax = 1.5;
Tmin = 0;

% Define the exciter constants
Ka = 300;

```

```
Ta = 0.01;
TB = 0.0;
TC = 0.0;
Ke = 1;
Te = 1.33;
Kf = 0.1;
Tf = 0.675;
Vrmax = 5;
Vrmin = -5;

% Define the PSS constants
Ks = 1.4;
Tp1 = 0.5;
Tp2 = 0.06;
Tp3 = 0.5;
Tp4 = 0.06;
Tp5 = 30;
Tp6 = 0.016;
Vstmax = 0.05;
Vstmin = -0.05;

Pm0 = Pdg0 + ra*idg0^2;
rs = ra;
Vf0 = vf0;
```

10. Bibliografía

- [1] R. H. Lasseter, "MicroGrids", IEEE Power Eng. Soc. Winter Meet., 1, 2002, 305-308.
- [2] J. J. Justo, F. Mwasilu, J. Lee, J. W. Jung, "AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review", Renewable and Sustainable Energy Reviews, 24, 2013, 387-405.
- [3] M. A. Pedrasa and T. Spooner, "A survey of techniques used to control microgrid generation and storage during islanded operation", Proceedingd of the Australian Universities Power Engineering Conference, 2006.
- [4] P. Basak, S. Chowdhury, S. Haladernee Dey, S. P. Chowdhury, "A literature review on integration of distributed energy resources in the perspective of control, protection and stability of microgrid" Renewable and Sustainable Energy Reviews, 16, 2012, 5545-5556.
- [5] Institute of Electrical and Electronics Engineers, "Recommended practice for monitoring electric power quality" std. 1159, IEEE Power Engineering Society, Nueva York 1995.
- [6] Saha M. M., Izykowski J., Rosolowski E., "Fault Location on Power Network", Springer-Verlag, Nueva York 2010.
- [7] A.G. Phadke and J.S. Thorp. "Computer Relaying for Power Systems" Research Studies Press Ltd., Somerset, Inglaterra, 1988.
- [8] Kim C. J., Russel B. D., "Harmonic Behavior During Arcing Faults on Power Distribution feeders", Electric Power Systems Research, Vol. 14, 1988, pp.:219-225.
- [9] Emanuel A. E., Gulachenski E. M., "High Impedance Fault Arcing on Sandy Soil in 15kV Distribution Feeders: Contribution to the evaluation of the frequency spectrum", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 5, No.2, 1990, pp.:676-686.
- [10] S. A. Gafoor, P. V. R. Rao, "Wavelet Based Fault Detection, Classification and Location in Transmission Line", IEEE International Power and Energy Conference, 2006, 114-118.
- [11] Lopes F. V., Santos W. C., Fernandes D., Jr., "An adaptive fault location method for smart distribution and transmission grids", IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America), Medellin, 19-21 Oct. 2011.

- [12] Ferraz R. G., Iurinic L. U., Filomena A. D., Bretas A. S., "Park's Transformation analytical approach of transient signal analysis for power systems", North American Power Symposium (NAPS), Urbana, 9-11 Sept. 2012.
- [13] P.Kanakasabapathy, Meenakshi Mohan, "Digital Protection Scheme for Microgrids Using Wavelet Transform", IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits, 2015, pp.:664-667.
- [14] S. Chandra Shekar, G. Ravi Kumar, SvnI Lalitha. (2016) Wavelet Based Transient Fault Detection and Analysis of Microgrid Connected Power System. International Journal of Power Systems, 1, 46-52.
- [15] Hong, Ying-Yi, Yan-Hung Wei, Yung-Ruei Chang, Yih-Der Lee, and Pang-Wei Liu. "Fault Detection and Location by Static Switches in Microgrids Using Wavelet Transform and Adaptive Network-Based Fuzzy Inference System." *Energies* 7.4 (2014): 2658-675.
- [16] Blondel A., "Synchronous Motors and Converters", McGraw-Hill Book Company, 1913.
- [17] Doherty R. E. and Nickle C. A., "Synchronous machines I- an extension of Blondel's two-reaction theory". *AIEEE Transactions*, vol. 45, 1926, pp.:912-947.
- [18] Grainger, "Power System Analysis" Capitulo 11, McGraw-Hill series in electrical and computer engineering: Power and energy.
- [19] Qianjin Guo, Xiaoli Li, Haibin Yu, Wei Hu, Jingtao Hu, "Broken Rotor Bars Fault Detection in Induction Motors Using Park's Vector Modulus and FWNN Approach". *Advances in Neural Networks - ISSN 2008*. Volume 5264 of the series *Lecture Notes in Computer Science* pp 809-821.
- [20] Mallat, S. (1989). A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 11(7), pp.674-693.
- [21] Donal, J. (2016). *Wattsworth: A Vision for Cyber Physical System Design*. B.S.E., Princeton University (2007), M.S., University of Maryland University College (2009), M.S., Massachusetts Institute of Technology (2013), Eng., Massachusetts Institute of Technology (2015). Massachusetts Institute of Technology.