

**METODOLOGÍAS PARA IDENTIFICAR FUENTES ARMÓNICAS EN
SISTEMAS ELÉCTRICOS**

JORGE MARIO RUIZ VALLEJO

FRANCISCO HERNANDO ORTÍZ QUINTERO

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
FALCUTAD DE INGENIERIAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, DE
FISÍCA Y CIENCIAS DE LA COMPUTACIÓN
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
PEREIRA
2007**

**METODOLOGÍAS PARA IDENTIFICAR FUENTES ARMÓNICAS EN
SISTEMAS ELÉCTRICOS**

**JORGE MARIO RUIZ VALLEJO
FRANCISCO HERNANDO ORTÍZ QUINTERO**

Trabajo de grado para optar el título de Ingeniero Electricista

Director

MS.c. CARLOS ALBERTO RIOS PORRAS

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
FALCUTAD DE INGENIERIAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, DE
FISÍCA Y CIENCIAS DE LA COMPUTACIÓN
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
PEREIRA
2007**

AGRADECIMIENTOS

A Dios por darnos fuerzas para vivir la vida.

Al Ingeniero Carlos Alberto Ríos Porras, Director del proyecto de grado, por su orientación y dedicación.

A la universidad Tecnológica de Pereira, en especial a los profesores del programa de Ingeniería Eléctrica, quienes transmitieron su conocimiento para nuestra formación profesional.

Jorge Mario Ruiz Vallejo

A mis padres por su gran amor y constante lucha para brindar a mis hermanos y a mi una maravillosa familia; a ellos, a quienes les debo todo lo que soy, ya que han sido para mi mas que mis maestros, mas que mis amigos y mas que un ejemplo de vida. Herney e Irma que Dios los colme de bendiciones.

A mis hermanos Ricardo y Tito por su incondicional amistad y cariño y a mi hermanita Laura por ser fuente de inspiración en el trajinar de mi día a día.

A Nelly Ruiz y Ruth Belly Agudelo, mujeres de tesón y temple quienes creyeron y depositaron su confianza en mí para obtener este logro.

Francisco Hernando Ortiz Quintero

Gracias al Dios de los cielos que junto con mi Padre Hernando han sido los maestros del alma para que éste, su hijo, alcance las metas con humildad. Gracias a mi madre Ayda Lucía, por su lucha interminable, por su sabiduría, pero sobre todo por su amor, por que finalmente fue ella quien dedico su vida para mi formación humana.

Gracias a mis hermanos Ayda y Darío, por su constante apoyo, por ser mi inspiración en la distancia.

CONTENIDO

INTRODUCCIÓN.....	13
CAPITULO 1	16
ARMÓNICOS Y CALIDAD DE ENERGÍA.....	16
1.1 HISTORIA.....	16
1.2 ¿QUE SE ENTIENDE POR CALIDAD DE LA ENERGÍA? (POWER QUALITY)	18
1.3 ARMÓNICOS.....	19
1.4 CÓMO SE PRODUCEN LOS ARMÓNICOS.....	20
1.5 MEDICIONES ARMÓNICAS.....	24
1.6 SITIOS DONDE DEBE REALIZARSE EL REGISTRO	26
1.7 MARCO REGULATORIO	27
1.7.1 NORMA IEEE 519 SOBRE CONTROL DE ARMÓNICOS	28
1.8 DISTORSIÓN ARMÓNICA Y SERIES DE FOURIER.....	29
1.9 DISTORSION ARMÓNICA TOTAL	31
1.10 FUENTES ARMÓNICAS	32
1.10.1 CONVERTIDORES DE POTENCIA MONOFÁSICOS	33
1.10.2 CONVERTIDORES DE POTENCIA TRIFÁSICOS	34
1.10.3 DISPOSITIVOS DE ARCO.....	36
1.10.4 DISPOSITIVOS SATURADOS	37
1.11 EFECTOS DE LOS ARMONICOS	38
1.11.1 RESONANCIA PARALELO	38
1.11.2 RESONANCIA SERIE.....	39
1.11.3 EFECTOS SOBRE LAS MAQUINAS ROTATIVAS.....	41
1.11.4 EFECTOS SOBRE LAS LINEAS Y CABLES.....	41
1.11.4.1 Los armónicos y el efecto piel.....	42
1.11.5 EFECTO SOBRE LOS TRANSFORMADORES	43
1.11.6 EFECTOS SOBRE LOS SISTEMAS DE PROTECCION	44
1.11.7 EFECTOS SOBRE LOS CIRCUITOS DE COMUNICACIÓN.....	45
1.11.8 EFECTOS SOBRE LA POTENCIA Y EL FACTOR DE POTENCIA.....	46
1.12 ANALISIS EN FRECUENCIA.....	48
1.12.1 BARRIDO EN FRECUENCIA	49
CAPITULO 2	52
RED DE IMPEDANCIA ARMÓNICA	52
2.1 COMPONENTES SIMÉTRICAS	52
2.1.1 COMPONENTE DE SECUENCIA CERO.....	56

2.2 PRINCIPIO BÁSICO.....	59
2.3 MÉTODOS EXISTENTES PARA LA DETERMINACIÓN DE LA RED DE IMPEDANCIAS.....	63
2.3.1 MÉTODOS INVASIVOS.....	64
2.3.1.1 Condensador de baja tensión (LV) y Transformador de media y baja tensión (MV/LV)	64
2.3.1.2 Transformador saturado	64
2.3.1.3 Generadores de corriente interarmónica	64
2.3.2 MÉTODOS NO INVASIVOS.....	65
2.3.2.1 Uso de fuentes armónicas preexistentes	65
2.3.2.2 Suicheo de un banco de condensadores	67
2.4. DETERMINACIÓN DE LA RED DE IMPEDANCIA ARMÓNICA UTILIZANDO LA TÉCNICA DE PRE- Y POST-PERTURBACIÓN EN ESTADO ESTABLE	69
2.4.1 PROBLEMÁTICA DE SU IMPLEMENTACIÓN Y SUS SOLUCIONES	72
2.4.1.1 Sincronización en las mediciones de pre- y post-perturbación.....	73
2.4.1.2 Problemática de la medición trifásica	73
2.4.2 TRANSFORMACIÓN DE CLARKE Ó TRANSFORMACIÓN $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$	76
2.5 MODELO ARMÓNICO DE NORTON.....	80
2.5.1 FUENTE DEPENDIENTE DE VOLTAJE Ó DE CORRIENTE FUNDAMENTAL	83
2.5.2 ADMITANCIA ARMÓNICA	84
CAPITULO 3	89
METODOLOGÍAS PARA LA DETECCIÓN DE FUENTES ARMÓNICAS MEDIANTE MEDICIONES EN UNA ÚNICA UBICACIÓN	89
3.1 MÉTODO PARA LA DETECCIÓN DE FUENTES ARMÓNICAS BASADO EN LOS ÍNDICES DE CORRIENTE EN EL PUNTO DE ACOPLE COMÚN (PCC).....	90
3.1.1 ÍNDICES DE CONTRIBUCIÓN ARMÓNICA	92
3.1.2 OBJETIVO DEL MÉTODO	95
3.1.2.1 Impedancia constante	95
3.1.2.2 Variando la impedancia del operador de red.....	98
3.1.2.3 Variando al impedancia de la carga	100
3.1.3 PASOS SECUENCIALES PARA LLEVAR A CABO EL MÉTODO	101
3.2 MÉTODO PARA LA DETECCIÓN DE FUENTES ARMÓNICAS BASADO EN LA DIRECCIÓN DE POTENCIA EN EL PUNTO DE ACOPLE COMÚN (PCC)	102
3.2.1 ANÁLISIS MATEMÁTICO	108
3.2.1.1 Circuito DC	108
3.2.1.2 Circuito AC con reactancia únicamente.....	110
3.2.1.3 Circuito AC con resistencia únicamente	114
3.3 MÉTODO PARA LA DETECCIÓN DE FUENTES ARMÓNICAS BASADO EN LA IMPEDANCIA CRÍTICA (CIM) EN EL PUNTO DE ACOPLE COMÚN (PCC)	117
3.3.1 FUNDAMENTACION DEL METODO.....	117
3.3.1.1 Impedancia netamente reactiva ($Z = jX$)	120
3.3.1.2 Impedancia inductiva ($Z = R + jX$)	122

3.3.2 DESARROLLO DEL METODO.....	124
3.3.3 OBJETIVO DEL METODO.....	126
3.3.4 ESTIMACIÓN DEL ERROR EN EL MÉTODO.....	131
3.3.5 GENERALIZACIÓN DEL MÉTODO.....	132
CAPITULO 4	136
METODOLOGÍA PARA LA DETECCIÓN DE FUENTES ARMÓNICAS MEDIANTE MEDICIONES EN MULTIPLES UBICACIONES	136
4.1 ESTIMACIÓN DE ESTADO ARMÓNICO	137
4.1.1 MODELO MATEMÁTICO GENERAL DE LA ESTIMACIÓN DE ESTADO ARMÓNICO (HSE).....	140
4.1.2 INCERTIDUMBRE EN LA MEDICIÓN	145
4.2 FILTRO DE KALMAN.....	146
4.2.1 DEFINICIÓN.....	146
4.2.2 FILTRO KALMAN DISCRETO.....	146
4.2.2.1 El proceso a ser estimado	146
4.2.2.2 Algoritmo del filtro Kalman discreto	153
4.2.2.3 Inicialización del filtro	156
4.3 REPRESENTACIÓN EN VARIABLES DE ESTADO DE UNA SEÑAL DISCRETA CON COMPONENTES ARMÓNICOS VARIANTES EN EL TIEMPO	156
4.3.1 MEDICIÓN DE ARMÓNICOS VARIANTES EN EL TIEMPO.....	157
4.3.2 ESTIMACIÓN DE ARMÓNICOS.....	159
4.3.2.1 Representación de las variables de estado de una señal con magnitud constante o variante en el tiempo.....	159
4.3.2.2 Representación de las variables de estado de una señal que incluye r armónicos (modelo 1)	160
4.3.2.3 Representación de las variables de estado de una señal con magnitud variando en el tiempo usando una referencia estacionaria (modelo 2)	162
4.4 METODOLOGÍA PARA LA IDENTIFICACIÓN DE FUENTES ARMÓNICAS EN SISTEMAS DE POTENCIA USANDO EL FILTRO DE KALMAN	165
4.4.1 FORMULACIÓN MATEMÁTICA.....	165
4.4.2 ALGORITMO DEL FILTRO DE KALMAN.....	171
CAPITULO 5	175
APLICACIÓN DE LA METODOLOGÍA PARA LA DETECCIÓN DE FUENTES ARMÓNICAS MEDIANTE MEDICIONES EN MULTIPLES UBICACIONES.....	175
5.1 CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA.....	176
5.2 MODELAMIENTO DEL SISTEMA PARA ANÁLISIS ARMÓNICO.....	178
5.3 OBTENCIÓN DE LA Z_{BUS} ARMÓNICA.....	181
5.4 MODELAMIENTO DEL MÉTODO.....	181
5.5 INICIALIZACIÓN DEL FILTRO DE KALMAN PARA LA APLICACION	184

5.6 DIAGRAMA DE FLUJO PARA LA IMPLEMENTACION DEL METODO	186
5.7 RESULTADOS.....	187
5.7.1 Comportamiento de las corrientes armónicas durante el periodo de medición (24 horas)	187
5.7.2 Estabilización de las variables de estado en el tiempo.....	188
5.7.3 Variaciones de corriente a lo largo del proceso iterativo	190
5.7.4 Ganancia de Kalman	192
5.7.5 Disminución del error V_k	193
5.7.6 Corrientes fundamentales	194
5.7.7 Corrientes armónicas.....	196
5.7.8 Fuente armónica.....	197
CONCLUSIONES	200
FUTURAS LINEAS DE INVESTIGACION	202
BIBLIOGRAFIA.....	203
ANEXO A.....	208
ANEXO B.....	211
ANEXO C.....	215
ANEXO D.....	227
ANEXO E.....	229
ANEXO F.....	234
ANEXO G.....	251

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1. DISTORSIÓN DE LA SEÑAL ELÉCTRICA.....	20
FIGURA 1.2. DIFERENCIA ENTRE UNA CARGA LINEAL Y NO LINEAL	21
FIGURA 1.3. DISTORSIÓN DE CORRIENTE CAUSADA POR UNA CARGA NO LINEAL.	21
FIGURA 1.4. FLUJO DE CORRIENTE ARMÓNICA A TRAVÉS DE LA RED DE IMPEDANCIA CAUSANDO UNA DISTORSIÓN DE VOLTAJE EN LA CARGA.....	22
FIGURA 1.5. ESTÁNDAR IEEE-519, ELECCIÓN DEL PUNTO DE ACOPLÉ COMÚN (PCC) EN LADO DE ALTA TENSIÓN DEL TRANSFORMADOR.....	28
FIGURA 1.6. ESTÁNDAR IEEE-519, ELECCIÓN DEL PUNTO DE ACOPLÉ COMÚN (PCC) EN LADO DE BAJA TENSIÓN DEL TRANSFORMADOR.....	29
FIGURA 1.7. ESQUEMA DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA MONOFÁSICO.	33
FIGURA 1.8. FORMA DE ONDA DE CORRIENTE Y ESPECTRO ARMÓNICO PARA UN CONVERTIDOR DE POTENCIA MONOFÁSICO.....	33
FIGURA 1.9. FORMA DE ONDA DE CORRIENTE Y ESPECTRO ARMÓNICO PARA UN CONVERTIDOR TRIFÁSICO.....	34
FIGURA 1.10. CONVERTIDOR DE FRECUENCIA VARIABLE.....	35
FIGURA 1.11. CIRCUITOS ESQUEMÁTICOS DE CONVERTIDORES DE FRECUENCIA VARIABLE.	36
FIGURA 1.12. CORRIENTE EN LÁMPARA FLUORESCENTE CON BALASTO MAGNÉTICO.	37
FIGURA 1.13. FORMAS DE ONDA DE VOLTAJE Y CORRIENTE Y ESPECTRO ARMÓNICO EN LA RAMA MAGNÉTICA DE UN TRANSFORMADOR SATURADO.	38
FIGURA 1.14. RESONANCIA PARALELO DE CONDENSADORES CON LA IMPEDANCIA DE CORTO-CIRCUITO.	39
FIGURA 1.15. CIRCUITO CON RESONANCIA SERIE.....	40
FIGURA 1.16. AUMENTO EN LAS PERDIDAS I^2R_{ac} POR EL EFECTO PIEL EN CONDUCTORES.	43
FIGURA 1.17. CORRIENTE DE MAGNETIZACIÓN CONTRA EL TIEMPO.....	44
FIGURA 1.18. FACTOR DE POTENCIA EN PRESENCIA DE ARMÓNICOS.	48
FIGURA 1.19. ESQUEMA CIRCUITAL DEL EJEMPLO.....	50
FIGURA 2.1. SUMA GRÁFICA DE LAS COMPONENTES SIMÉTRICAS PARA OBTENER TRES FASORES DESBALANCEADOS.	53
FIGURA 2.2. COMPORTAMIENTO FASORIAL DEL OPERADOR A.	55
FIGURA 2.3. TRANSFORMADOR DY0 CON CORRIENTE ASIMÉTRICA FASE A FASE SOBRE LA IMPEDANCIA ARMÓNICA.....	62
FIGURA 2.4. MEDICIÓN DE LA IMPEDANCIA ARMÓNICA TENIENDO EN CUENTA LA PRE-EXISTENCIA DE VOLTAJES ARMÓNICOS.....	66
FIGURA 2.5. SUICHEO DE UN CONDENSADOR EN UNA RED DE 11 KV. (VENTANA DE LA TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER FFT PARA UN TIEMPO DE 400 MS).....	68
FIGURA 2.6. ESQUEMA DE MEDICIÓN Y RED EQUIVALENTE.	70
FIGURA 2.7. MUESTRA DE LA FORMA DE ONDA.....	72

FIGURA 2.8. ESPECTRO ARMÓNICO DE LA MEDICIÓN DE CADA UNA DE LAS CORRIENTES DE FASE.	74
FIGURA 2.9. MODELO DE NORTON PARA UNA RED DE DISTRIBUCIÓN.....	81
FIGURA 2.10. MODELO DE NORTON DE UNA RED DE DISTRIBUCIÓN CON MODIFICACIÓN.....	83
FIGURA 2.11. INYECCIÓN ARMÓNICA PARA UNA RED DE DISTRIBUCIÓN APLICANDO UN VOLTAJE ARMÓNICO.....	85
FIGURA 3.1. CIRCUITO EQUIVALENTE BÁSICO PARA EL ANÁLISIS ARMÓNICO.....	92
FIGURA 3.2. DETERMINACIÓN DE LA CONTRIBUCIÓN DE LAS FUENTES PARA UN ARMÓNICO (H).....	93
FIGURA 3.3. DESCOMPOSICIÓN FASORIAL.....	93
FIGURA 3.4. FORMAS DE ONDA DE LA DESCOMPOSICIÓN.....	93
FIGURA 3.5. CONTRIBUCIÓN ARMÓNICA DE CADA FUENTE.....	96
FIGURA 3.6. DESCOMPOSICIÓN DE I_{PCC} EN SUS DOS COMPONENTES.....	97
FIGURA 3.7. CONVERSIÓN DE LA VARIACIÓN DE LA IMPEDANCIA EN UNA VARIACIÓN EQUIVALENTE DE CORRIENTE PARA EL LADO DEL OPERADOR DE RED.....	98
FIGURA 3.8. CIRCUITO EQUIVALENTE CONVERTIDO.....	99
FIGURA 3.9. CONVERSIÓN DE LA VARIACIÓN DE LA IMPEDANCIA EN UNA VARIACIÓN EQUIVALENTE DE CORRIENTE PARA EL LADO DEL CLIENTE....	100
FIGURA 3.10. CIRCUITO EQUIVALENTE CONVERTIDO.....	100
FIGURA 3.11. IMPLEMENTACIÓN DEL MÉTODO.....	103
FIGURA 3.12. CIRCUITO EQUIVALENTE.....	103
FIGURA 3.13. ALIMENTADOR DE UNA RED DE DISTRIBUCIÓN, ILUSTRANDO EL MÉTODO DE DIRECCIÓN DE POTENCIA.....	105
FIGURA 3. 14. POTENCIA ACTIVA ARMÓNICA Y DESCOMPOSICIÓN DE LAS COMPONENTES DE CORRIENTE.....	106
FIGURA 3.15. CIRCUITO DC PARA EL MÉTODO DE DIRECCIÓN DE POTENCIA (I_U E I_C TIENEN SIGNOS OPUESTOS).....	108
FIGURA 3.16. CIRCUITO DC PARA EL MÉTODO DE DIRECCIÓN DE POTENCIA (I_U E I_C TIENEN SIGNOS IGUALES).....	109
FIGURA 3.17. CIRCUITO AC CON ELEMENTOS RESISTIVOS ÚNICAMENTE.....	114
FIGURA 3.18. DETECCIÓN DE LA FUENTE ARMÓNICA CON EL CIRCUITO EQUIVALENTE DE THEVENIN.....	118
FIGURA 3.19. DETERMINACIÓN DE LA CONTRIBUCIÓN ARMÓNICA DE CADA FUENTE ($Z = Z_u + Z_c$).....	118
FIGURA 3.20. CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO.....	119
FIGURA 3.21. DIAGRAMA FASORIAL DE VOLTAJES. ($Z = jX$, $-180^\circ < \theta < 0^\circ$).....	121
FIGURA 3.22. DIAGRAMA FASORIAL DE VOLTAJES ($Z = R + jX$, $-90^\circ < \theta < 0^\circ$)....	123
FIGURA 3.23. CIRCUITO EQUIVALENTE DE THEVENIN.....	126
FIGURA 3.24. DETERMINACIÓN DEL VOLTAJE V_M A LO LARGO DE JX	127
FIGURA 3.25. REPRESENTACIÓN FASORIAL $Z = R + jX$	132
FIGURA 4.1. ESQUEMA DE MEDICIÓN ARMÓNICO.....	137
FIGURA 4.2. COMPONENTES PARA LA ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL DE VOLTAJE Y CORRIENTE.....	138
FIGURA 4.3. CICLO PROGRESIVO DEL FILTRO DE KALMAN DISCRETO.....	153

FIGURA 4.4. ESTRUCTURA PREDICCIÓN-CORRECCIÓN DEL FILTRO DE KALMAN.	155
FIGURA 5.1. SISTEMA DE DISTRIBUCIÓN CON TRES CARGAS INDUSTRIALES....	177
FIGURA 5.2. MODELAMIENTO DEL SISTEMA DE DISTRIBUCIÓN PARA ANÁLISIS ARMÓNICO.	179
FIGURA 5.3. REDUCCIÓN DEL SISTEMA.....	180
FIGURA 5.4. CORRIENTES ARMÓNICAS EN EL NODO 3.....	187
FIGURA 5.5. ESTABILIZACIÓN DE LAS CORRIENTES ARMÓNICAS EN EL NODO 3	188
FIGURA 5.6. ESTABILIZACIÓN DE LAS CORRIENTES ARMÓNICAS EN EL NODO 5	189
FIGURA 5.7. VARIACIONES DE CORRIENTE PARA EL TERCER ARMÓNICO EN EL NODO 3.....	190
FIGURA 5.8. VARIACIONES DE CORRIENTE PARA EL TERCER ARMÓNICO EN EL NODO 5.....	191
FIGURA 5.9. VARIACIONES DE CORRIENTE PARA EL TERCER ARMÓNICO EN EL NODO 6.....	191
FIGURA 5.10. GANANCIA DE KALMAN PARA LA COMPONENTE FUNDAMENTAL EN EL NODO 3.....	192
FIGURA 5.11. DISMINUCIÓN DEL ERROR (VK) EN LA MEDICIÓN PARA EL NODO 3	193
FIGURA 5.12. DISMINUCIÓN DEL ERROR (VK) EN LA MEDICIÓN PARA EL NODO 5	194
FIGURA 5.46. CORRIENTES FUNDAMENTALES EN LOS SEIS NODOS DEL SISTEMA PARA LAS 11:30, 17:30, 23:30 Y 5:30 HORAS.	195
FIGURA 5.14. INYECCIONES DE CORRIENTES ARMÓNICAS 3, 5 Y 7 EN LOS SEIS NODOS DEL SISTEMA PARA DIFERENTES HORAS	196
FIGURA 5.15. CORRIENTES PRODUCIDAS POR EL TERCER ARMÓNICO ENTRE LAS 8.5 Y 12 HORAS	198
FIGURA 5.16. CORRIENTES PRODUCIDAS POR EL QUINTO ARMÓNICO ENTRE LAS 16.5 Y 20 HORAS	198
FIGURA 5.17. CORRIENTES PRODUCIDAS POR EL SÉPTIMO ARMÓNICO ENTRE LAS 4.5 Y 8 HORAS.....	199

LISTA DE TABLAS

TABLA 2.1. ARMÓNICOS DE ORDEN H QUE PREDOMINAN EN CADA SECUENCIA.	63
Tabla 5.1. Longitudes de líneas.....	177
TABLA 5.2. PARÁMETROS TÍPICOS DE TRANSFORMADORES DE POTENCIA	178
TABLA 5.3. PARÁMETROS DE LAS LÍNEAS	178
TABLA 5.4. INICIALIZACIÓN DE LOS ELEMENTOS DE P_o	185
TABLA F.20. CORRIENTES DEL SISTEMA PARA LAS 21:00 HORAS	240

INTRODUCCIÓN

El incremento acelerado del uso de cargas no lineales en los sistemas eléctricos, debido principalmente al auge de la electrónica de potencia en estos últimos años, ha permitido un uso más eficiente de la energía eléctrica y aumentos considerables en la productividad de los procesos industriales, lo cual en contrapartida ha provocado una situación problemática, donde las corrientes armónicas generadas por los propios equipos eléctricos distorsionan considerablemente la onda de corriente sinusoidal original, si no se cuenta con filtros que controlen la emisión de armónicos.

Identificar las fuentes causantes de las perturbaciones que se propagan por la red es un apartado complejo que necesita siempre de una adecuada medición y análisis con el propósito de tomar decisiones correctivas. El problema radica en determinar el origen y la magnitud de las fuentes armónicas, las cuales no pueden ser identificadas a priori debido a la interconexión de los sistemas eléctricos. Dicha interconexión permite que los flujos armónicos se propaguen a lo largo de la red provocando efectos que pueden ocasionar mal funcionamiento y fallos destructivos de equipos de potencia. El problema no solo puede sufrirlo el usuario propietario de los equipos generadores de corrientes armónicas, sino que a través de las líneas de distribución y de transmisión puede propagarlo a otros usuarios de la red eléctrica, creando así una responsabilidad para sí mismo y para la compañía suministradora.

La propagación de armónicos en la red, es una responsabilidad que compete tanto al operador de red, como a los usuarios propietarios de cargas generadoras de corrientes armónicas. Por tal motivo es de gran importancia la identificación de

fuentes armónicas dominantes del sistema eléctrico, ya que conociendo los niveles de armónicos emitidos por cada una de las partes se podrá verificar el cumplimiento de los límites de distorsión armónica total (THD) expuestos por la CREG en las resoluciones 024-2005, 107-2006 y el estándar IEEE-519. Las mediciones de los armónicos presentes en la red pueden ser usadas para cuantificar la distorsión de las formas de onda de corriente y voltaje para uno o varios puntos del sistema de potencia. En las últimas décadas el interés por estudiar los orígenes e implicaciones de las fuentes armónicas en los sistemas eléctricos ha sido de gran incentivo por parte de los investigadores. Aunque actualmente no existe una propuesta que sea plenamente aceptada por la industria eléctrica, se han realizado diversos trabajos para solucionar el problema en cuestión, los cuales serán soportes para futuras investigaciones.

Este trabajo busca estudiar diferentes metodologías para la detección de fuentes armónicas a partir de mediciones realizadas a un sistema eléctrico y el conocimiento de sus impedancias. Los capítulos de este trabajo se encuentran distribuidos de la siguiente manera:

Capítulo 1: Se esboza de una manera muy general el surgimiento de los armónicos a lo largo de la historia, la importancia de las mediciones como parte del análisis armónico y el marco regulatorio para el tratamiento de estos. Se exponen brevemente el procedimiento de expansión en series de Fourier como herramienta matemática para el análisis armónico, los principales grupos de fuentes armónicas y sus efectos en sistemas eléctricos los cuales pueden ser analizados mediante el estudio en el dominio de la frecuencia.

Capítulo 2: Se presenta una metodología mediante la cual se pretende determinar la red de impedancia armónica mediante la técnica de pre- y post-perturbación, adicionalmente, se define el aprovechamiento del equivalente de Norton para este tipo de análisis.

Capítulo 3: Se estudian diferentes metodologías para la detección de fuentes armónicas a través de mediciones realizadas en una única ubicación, fundamentando su análisis en índices tales como; dirección de potencia, corriente e impedancia.

Capítulo 4: Se presenta una metodología para la detección de fuentes armónicas a través de la realización de mediciones en múltiples ubicaciones mediante la aplicación de estimación de estado armónico y el algoritmo del filtro de Kalman.

Capítulo 5: Este capítulo presenta la aplicación de la metodología expuesta en el capítulo 4, la cual se propone como una alternativa para determinar las inyecciones armónicas en cada uno de los nodos del sistema eléctrico de prueba, además se exponen los resultados de la programación los cuales se consiguen en tablas y graficas con su respectivo análisis.

CAPITULO 1

ARMÓNICOS Y CALIDAD DE ENERGÍA

1.1 HISTORIA

En 1882 fue instalado el primer sistema eléctrico por Thomas Alba Edison, para suministrar energía a la Estación de la calle Pearl en la ciudad de Nueva York. El sistema fue energizado en corriente directa, tres alambres, 220/110 V, las cargas de las lámparas incandescentes de Edison tenían una potencia total de 30 kW.

En 1885 William Stanley construye el primer transformador laminado de AC, y en los años 1890 la Compañía Westinhouse realiza las primeras experiencias con Corriente Alterna (AC). Esto aparentemente tiene muchas ventajas sobre la Corriente Directa:

- Con los transformadores de corriente alterna se puede realizar cambios en los niveles de voltaje y corriente.
- Los generadores de corriente alterna son más simples.
- Los motores de AC constructivamente son más económicos.

Con estas ventajas, los sistemas de corriente alterna se establecen firmemente, pero también a la par aparecen problemas técnicos, se utilizan muchas frecuencias (desde DC, 25, 50, 60, 125,133 Hz hasta los años 1900), sin embargo poco a poco las ventajas económicas hacen estandarizar la frecuencia y se adopta básicamente los 50 Hz en Europa y 60 Hz en América, por ser de características más aceptables de acuerdo a las velocidades de las turbinas de vapor que en esa época se construían (3600 – 1800 rpm), de esta forma los sistemas en AC se impusieron sobre los de DC, los cuales en la practica desaparecen del uso común [4].

Los primeros estudios de armónicos en sistemas de potencia se remontan al año de 1890, cuando se identificaron a los transformadores y motores como los principales elementos que distorsionaban las formas de onda de voltaje y corriente en las redes eléctricas

En 1893 C. P. Steimetz y Hartford Conn realizaron diversos estudios para resolver los problemas de sobrecalentamiento que presentaba un motor (utilizando un tipo de análisis armónico), valiéndose de un instrumento al cual llamó “medidor de ondas” (wave-meter). Este instrumento era capaz de reproducir la forma de onda del voltaje en determinados puntos de un sistema eléctrico. Una vez obtenida la forma de onda que generaba la máquina, Steimetz analizaba la señal por medio del análisis de Fourier. En aquella época, la distorsión armónica en los sistemas eléctricos fue reducida por medio de mejores diseños de generadores y transformadores [30].

En la década de 1960 se instalaron condensadores en derivación en muchas empresas con el fin de corregir el factor de potencia. Al mismo tiempo se empezaron a utilizar elementos electrónicos como diodos y tiristores con los cuales se obtenían rectificadores e inversores de señal. En la década de 1980 se empezaron a introducir los tiristores GTO (Tiristor bloqueable por puerta) y

tiristores IGBT (Tiristor bipolar de compuerta asilada) a los sistemas eléctricos de potencia. [32]

En el presente, el amplio uso de circuitos electrónicos, computadoras, etc. y con el desarrollo del acero, la industria de los servicios, la manufactura, y otras más, la necesidad de mejor calidad de energía en sistemas eléctricos ha sido requerida. Entonces el mercado energético se convirtió en un generador importante de la economía y cada día se construyen más y más potentes redes de energía. Para toda esta tecnología de avanzada es necesario de la mejor calidad de la energía, y nuevas formas de transformarla, que a su vez trae nuevos problemas y cambios a resolver por los Ingenieros Electricistas. Donde uno de los problemas es tomar el control sobre la Calidad de la Energía (Power Quality) y propagación de Armónicos.

1.2 ¿QUE SE ENTIENDE POR CALIDAD DE LA ENERGÍA? (POWER QUALITY)

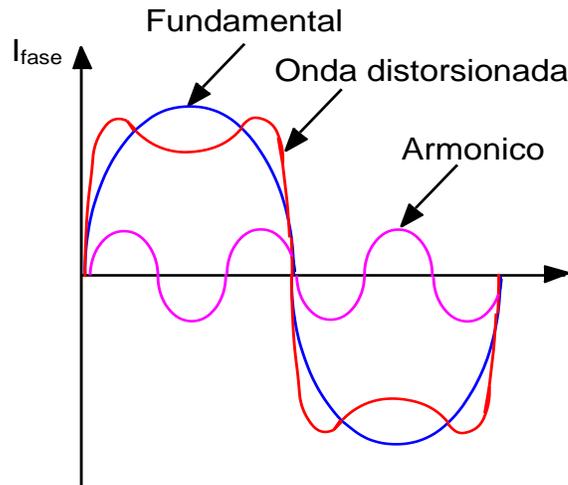
La medición y análisis de la potencia son de gran importancia tanto para el proveedor de energía eléctrica como para el usuario. La calidad de energía es interpretada por el proveedor de electricidad como la carga de penalidades para altas demandas, pésimos factores de potencia y algunas veces distorsión en la forma de onda. Los usuarios eléctricos por su parte entienden esto como el suministro de energía dentro de los parámetros contractuales es decir; amplitud y frecuencia determinada, con un porcentaje de error que no afecte sus instalaciones, que cubra por entero sus requerimientos en cuanto a cantidad y calidad. A frecuencia fundamental, el voltaje ideal es una función sinusoidal de amplitud y frecuencia constante. Sin embargo en la practica esta situación no existe, se necesita medir, calcular, predecir y comparar la imperfección de varios sistemas y establecer limites aceptables para distintas aplicaciones [4].

1.3 ARMÓNICOS

Idealmente tanto la tensión en una barra de suministro de energía eléctrica como la corriente resultante deben presentar formas de ondas sinusoidales. En la práctica estas formas de ondas están distorsionadas, expresando su desviación con respecto a la forma ideal en términos de distorsión armónica. En sistemas eléctricos un armónico puede ser definido como " *un componente sinusoidal de una onda periódica o cantidad que tiene una frecuencia que es un múltiplo entero de una frecuencia fundamental*". Es decir, un armónico se entiende como tensiones y corrientes presentes en un sistema eléctrico a un múltiplo de la frecuencia fundamental de la red (en el caso colombiano 60 Hz) [5]. Generalmente se presentan varias ondas de diferentes órdenes armónicos a la vez, constituyendo un espectro y dando una onda totalmente distorsionada como resultado. Los armónicos se definen habitualmente con los datos más importantes que les caracterizan, estos son:

- **Amplitud:** Hace referencia al valor de la tensión o de la intensidad del armónico, la amplitud de un armónico es generalmente un pequeño porcentaje de la fundamental.
- **Fase:** Hace referencia al valor del ángulo entre el armónico y la fundamental.
- **Orden:** Hace referencia al valor de su frecuencia referida a la fundamental. Así un armónico de orden 3 tiene una frecuencia tres veces superior a la fundamental, es decir, $3 \times 60 \text{ Hz}$ es igual a 180 Hz. El espectro es la distribución de la amplitud de varios armónicos como una función del número del armónico.

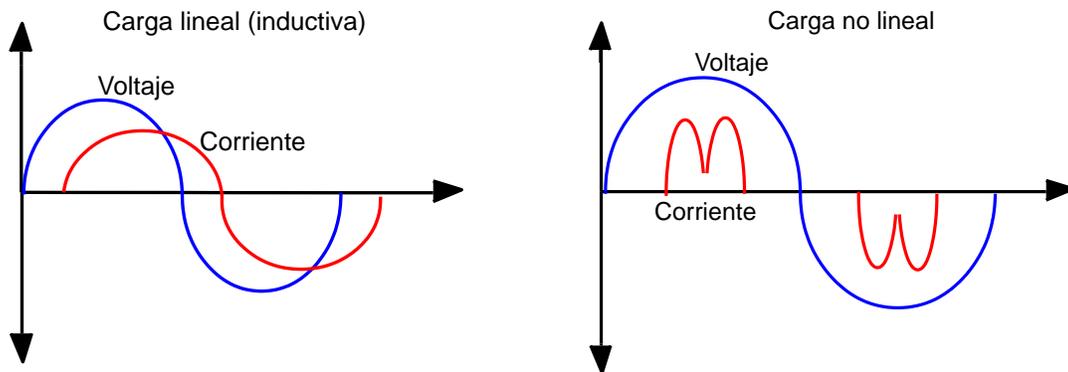
Figura 1.1. Distorsión de la señal eléctrica



1.4 CÓMO SE PRODUCEN LOS ARMÓNICOS

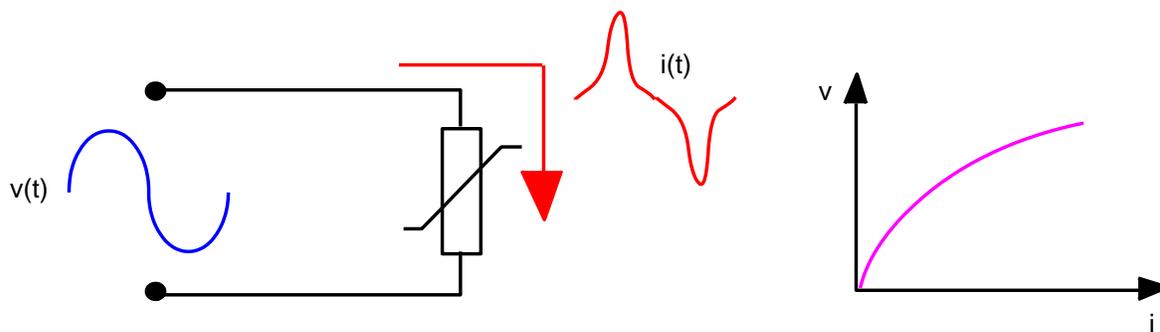
Aunque tradicionalmente los condensadores y los transformadores en condiciones de saturación generan distorsiones armónicas, en la actualidad existe una gran contribución de estas por parte de los modernos dispositivos electrónicos conectados al sistema de potencia. Generalmente estos ocurren cuando existe cargas conectadas tales como computadores personales, dispositivos variadores de frecuencia o convertidores (AC y DC) etc. Las cargas no lineales generan armónicos mediante unos cambios bruscos en la corriente sobre la forma de onda sinusoidal [14].

Figura 1.2. Diferencia entre una carga lineal y no lineal



El termino “lineal” y “no lineal” define la relación entre las formas de onda de voltaje y corriente [7]. La distorsión armónica es causada por cargas no lineales en el sistema de potencia. En un dispositivo no lineal o una fuente armónica, la corriente no es proporcional al voltaje aplicado. La Figura 1.2 ilustra este concepto mediante el caso de un voltaje sinusoidal monofásico aplicado a una carga no lineal, en la cual el voltaje y la corriente varían de acuerdo a la curva mostrada. Mientras el voltaje aplicado es perfectamente sinusoidal la corriente que circula esta distorsionada.

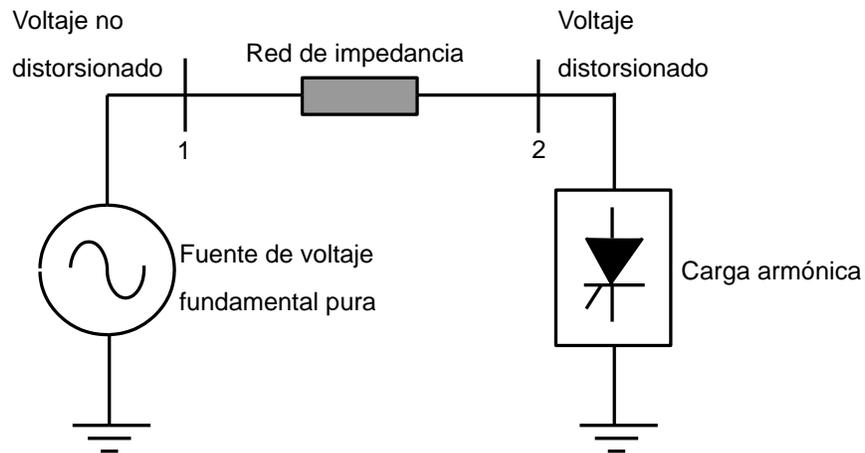
Figura 1.3. Distorsión de corriente causada por una carga no lineal.



Pequeños incrementos de voltaje pueden causar incrementos significantes en la corriente, generando así la distorsión. La no linealidad no debe ser confundida con la dependencia de la frecuencia; Por ejemplo, la impedancia de una línea de transmisión cambia con la frecuencia, pero esta es lineal para cada frecuencia, la dependencia de la frecuencia no causa distorsión en las formas de onda. En los sistemas de potencia, la mayoría de sus elementos de circuito son lineales (líneas, cables y transformadores), aunque los transformadores son elementos confusos ya que estos contienen características lineales y no lineales [23].

Los voltajes armónicos son el resultado de la presencia de una corriente armónica en la carga, ya que las impedancias de las líneas del sistema de potencia se pueden considerar lineal. La Figura 1.4 ilustra este principio.

Figura 1.4. Flujo de corriente armónica a través de la red de impedancia causando una distorsión de voltaje en la carga.



Se asume que la fuente de voltaje del sistema de potencia tiene únicamente componente fundamental, de tal manera que no existe distorsión en el nodo 1, la fuente entrega potencia a la carga no lineal conectada en el nodo 2 a través del sistema de potencia lineal representado mediante la red de impedancia. La corriente armónica que circula a lo largo de la red de impedancia ocasiona que el voltaje en el nodo 2 sea distorsionado.

Suponiendo que en el circuito de la Figura 1.4 la carga genera dos componentes armónicas (i y r) para el voltaje V_2 , el cual puede ser descompuesto en:

$$V_2 = V_i + V_r = V_1 + \sum_{h=2}^{\infty} V_h \quad (1.1)$$

Donde (1.1) es una ecuación fasorial, V_1 es el voltaje fundamental y V_h es el voltaje armónico de orden h para el nodo 2. De igual forma la corriente I_2 de la carga puede ser descompuesta en sus dos componentes I_i e I_r :

$$I_2 = I_i + I_r = I_1 + \sum_{h=2}^{\infty} I_h \quad (1.2)$$

Usando el voltaje y la corriente obtenidos en las ecuaciones (1.1) y (1.2), la potencia activa P_2 transmitida a la carga armónica en el nodo 2 es:

$$P_2 = P_i + P_r = P_1 + \sum_{h=2}^{\infty} P_h = \text{Re}(V_1 I_1^*) + \sum_{h=2}^{\infty} \text{Re}(V_h I_h^*) \quad (1.3)$$

Donde:

- P_2 es la potencia activa transmitida.
- P_i es la potencia inyectada a la carga por el sistema.
- P_r es la potencia activa de la carga al sistema.

De esta manera, la potencia activa fundamental es convertida en potencia activa armónica a causa de la carga armónica. La potencia activa armónica P_h puede ser positiva o negativa, es decir, la dirección puede ser la misma u opuesta a la dirección de P_2 . El aumento de la distorsión de voltaje en el nodo 2 es dependiente

de la red de impedancias, ya que si la red de impedancias es igual a cero, no existe distorsión de voltaje para el nodo 2, aunque la distorsión de corriente este presente. De esta manera dos cargas iguales para dos ubicaciones distintas en un sistema de distribución, presentan dos voltajes distorsionados diferentes. Los sistemas de potencia en algunas ocasiones pueden absorber corriente armónicas sin presentar problemas notables, siempre y cuando no existan condiciones de resonancia en la red [23].

Las cargas no lineales son generalmente caracterizadas por las corrientes armónicas, por consiguiente es preferible expresar las emisiones y sus límites en términos de las corrientes. Para obtener los voltajes armónicos por medio de las corrientes inyectadas es necesario conocer el sistema de impedancias.

1.5 MEDICIONES ARMÓNICAS

En general es bastante difícil predecir problemas de armónicos sin realizar mediciones, dado que el flujo y las respuestas del sistema pueden variar sustancialmente de un sistema a otro con pequeñas desviaciones tales como tolerancias de los equipos, desbalances, etc. La solución de problemas existentes debidos a la sensibilidad de equipos, altas perdidas, distorsiones grandes etc., manifestados como disparos persistentes, quema de fusibles, errores en la medida de kW-h y destrucción de equipos pueden ser afrontados con un estudio armónico fundamentado en medidas. Muchos problemas de armónicos pueden ser resueltos reubicando equipos, instalando filtros, o limitando algunos pasos de la compensación del factor de potencia. Sin embargo, antes de llegar a una solución viable se deben identificar plenamente las distorsiones armónicas y sus fuentes, lo cual puede hacerse con base en un análisis armónico y midiendo directamente en la instalación [3]. Las mediciones armónicas son una herramienta importante para la comprensión y el análisis armónico como también para propósitos de estandarización. Estas son importantes tanto para el operador de red como para

usuario final ya que permiten caracterizar el comportamiento de las redes y desarrollar soluciones a partir de los problemas armónicos encontrados.

Básicamente las mediciones armónicas pueden ser usadas para [23]:

- a) **Caracterizar el comportamiento del sistema y determinar si los niveles armónicos son aceptables.** La caracterización del comportamiento del sistema usualmente requiere que las mediciones sean realizadas durante un largo periodo de tiempo. Mediante el conocimiento de una referencia del comportamiento armónico del sistema, los problemas que surgen pueden ser rápidamente identificados.
- b) **Identificar y hacer un seguimiento de fuentes armónicas.** Esto puede ser implementado mediante un monitoreo para una(s) localización(es) específica(s) donde existan problemas, cuando sea posible identificar las distorsiones, se podrán desarrollar las soluciones pertinentes al caso. Si se sospecha que el consumidor es el responsable de la distorsión armónica, se requiere un monitoreo continuo para la elaboración de esquemas de facturación al consumidor, acordes a su contribución en la degradación de la onda eléctrica.
- c) **Verificar la calidad de potencia entregada al consumidor.** Algunos generadores y distribuidores de energía eléctrica tratan de mejorar los servicios de potencia ofrecida a los consumidores. Esto puede ser realizado con modificaciones en el sistema de potencia ó mediante la instalación de equipo apropiado en el predio del consumidor, en cada uno de los casos se requiere el monitoreo para verificar que el cumplimiento de los niveles de calidad de energía sean aceptables.

- d) Determinar el impacto de la distorsión armónica de voltaje y corriente (formas de onda de voltaje y corriente).** Algunos de los efectos de los armónicos no dependen únicamente de la magnitud del contenido armónico en la forma de onda, sino también de la fase entre los armónicos y la fundamental.
- e) Estimar y calibrar modelos computacionales.** Los modelos computacionales pueden ser usados para determinar voltajes y corrientes armónicas para nodos del sistema no medidos, esto se lleva a cabo mediante un correcto conocimiento de la red de impedancia armónica. A través de las mediciones es posible ajustar los modelos que describen el comportamiento del sistema.
- f) Estimar el estado de los modelos armónicos.** Algunos estudios involucran la estimación del nivel armónico después de experimentar cambios en las condiciones de operación del sistema, por ejemplo, después de la instalación de un filtro o una carga. El cambio en las condiciones de operación del sistema de potencia puede alterar las corrientes armónicas inyectadas por la carga a la red. Así, para estudiar el impacto de los niveles armónicos en el sistema, es importante que los modelos usados sean validos para diferentes condiciones de operación.

1.6 SITIOS DONDE DEBE REALIZARSE EL REGISTRO

Se deben escoger los sitios donde se encuentren cargas generadoras de armónicos o se tengan instalados elementos pasivos tales como condensadores que se puedan estar convirtiendo en sumideros para los armónicos generados en otros sitios. El conocimiento de estas características facilita la determinación de los sitios donde se deben efectuar mediciones y el tipo de mediciones que se debe realizar [3].

1.7 MARCO REGULATORIO

En 1981, el Instituto de Ingenieros en Electricidad y Electrónica (IEEE) elaboró el estándar IEEE-519 titulado “Prácticas Recomendadas y Requerimientos para control de armónicas en sistemas de potencia”. El documento establece los niveles de distorsión de voltaje aceptables en sistemas de distribución al mismo tiempo que los límites en la distorsión armónica de corriente que los usuarios pueden “inyectar” al sistema [31]. De acuerdo con la IEC 61000 2-2/4 (Internacional Electrotechnical Commission), la calidad de la energía es una característica física del suministro de electricidad, la cual debe llegar al cliente en condiciones normales, sin producir perturbaciones ni interrupciones en los procesos del mismo.

Dentro del ámbito nacional, para la CREG (Comisión reguladora de energía y gas en la resolución 070 de 1998) el término de calidad de la potencia suministrada se refiere a las perturbaciones y variaciones de estado estacionario de la tensión y la corriente suministrada por el operador de red. El código de distribución (resolución 070 de 1998) reglamenta entre otras actividades la prestación del servicio de energía eléctrica. Esta ley la deben cumplir los operadores y los usuarios de la red para asegurar la calidad de la energía eléctrica. Esta resolución eleva a norma de estricto cumplimiento la recomendación de la IEEE 519-92 y normaliza las obligaciones del usuario y la penalización por su no cumplimiento. Existen otras resoluciones mas actuales establecidas por la CREG que también se soportan en lo señalado por el estándar IEEE-519; La primera es la resolución 024-2005, por la cual se modifican las normas de calidad de la potencia eléctrica aplicables a los servicios de Distribución de Energía Eléctrica, dentro de esta se presentan estándares de calidad de la potencia suministrada y los plazos para corregir las deficiencias de la misma. La segunda, es la resolución 107-2006 por la cual se ordena hacer público un proyecto de resolución de carácter general, que pretende adoptar la CREG con el fin de modificar parcialmente la resolución CREG 024 de 2005.

1.7.1 NORMA IEEE 519 SOBRE CONTROL DE ARMÓNICOS

Los límites de distorsión que los armónicos pueden producir se miden en la frontera de la empresa suministradora de energía y el usuario (point of common coupling - PCC). La distorsión que el usuario produce a la empresa de energía depende de las corrientes armónicas que le inyecte y de la respuesta de impedancia del sistema a estas frecuencias. En ese sentido se ha establecido que los límites de distorsión armónica permitidos a los usuarios se midan en corrientes.

La distorsión que la empresa de energía le produce al usuario se mide en la forma de onda de la tensión en el punto de frontera existente entre ellos. Aunque se plantean varios índices para establecer el grado de contaminación armónica en un punto de frontera, los más usados son la distorsión armónica individual y la distorsión armónica total tanto de tensión como de corriente [3].

Figura 1.5. Estándar IEEE-519, Elección del punto de acople común (PCC) en lado de alta tensión del transformador.

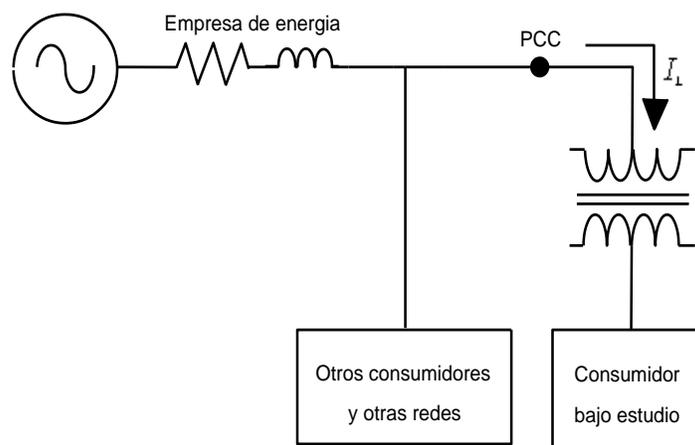
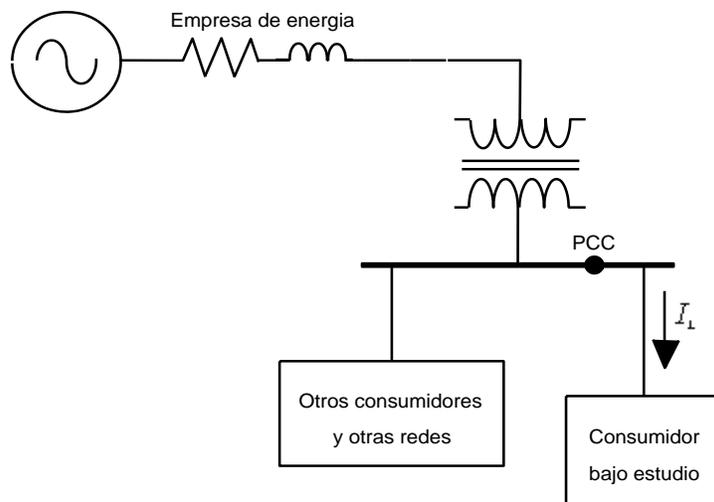


Figura 1.6. Estándar IEEE-519, Elección del punto de acople común (PCC) en lado de baja tensión del transformador.



1.8 DISTORSIÓN ARMÓNICA Y SERIES DE FOURIER

En el año de 1882 el matemático francés Jean Baptiste Fourier postuló que una función continua y periódica para un intervalo T puede ser representadas mediante la suma de la componente senoidal fundamental más una serie de componentes armónicos, las cuales son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental (mayores a la fundamental).

El análisis armónico es un proceso mediante el cual se calculan las magnitudes y fases de la componente fundamental y componentes armónicas de una onda periódica. El objetivo de la series de Fourier es establecer una relación entre el dominio en el tiempo y el dominio en la frecuencia. De una forma más general, la transformada de Fourier y su inversa son usadas para estudiar una función en todo el intervalo de tiempo $(-\infty, \infty)$ en el dominio del tiempo y la frecuencia. Por consiguiente las series de Fourier representan un caso especial de la transformada de Fourier aplicada a una señal periódica [23].

La serie de Fourier para una función periódica $x(t)$ de periodo T es definida así:

$$x(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \left[a_h \cos\left(\frac{2\pi ht}{T}\right) + b_h \text{sen}\left(\frac{2\pi ht}{T}\right) \right] \quad (1.4)$$

Esto constituye una representación en el dominio de la frecuencia para una señal periódica

En la expresión (1.4) a_0 es el promedio de la función $x(t)$, mientras que a_h y b_h representan los coeficientes de la serie, los cuales son las componentes rectangulares del armónico h . El correspondiente vector armónico h es:

$$A_h \angle \phi_h = a_h + jb_h \quad (1.5)$$

Con su magnitud:

$$A_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2}$$

y ángulo de fase:

$$\phi_h = \tan^{-1} \left(\frac{b_h}{a_h} \right)$$

Cada uno de los términos en la serie armónica de Fourier se refiere a un “armónico” de la frecuencia fundamental. El término que tiene la misma frecuencia que la fundamental es considerada como el primer armónico.

Cuando los semiciclos, positivo y negativo tienen igual forma y la función es simétrica $x(t) = -x(t + T/2)$ la serie de Fourier contiene únicamente armónicos impares. Las señales periódicas en las que el semiciclo positivo no tiene igual forma al semiciclo negativo la serie de Fourier contiene tanto armónicos pares

como impares. Las ondas también pueden tener un off-set respecto al eje horizontal, esto es conocido como off-set DC debido a que este muestra un aumento para el término a_0 de la serie de Fourier, lo cual es conocido en la ingeniería eléctrica como la corriente directa (DC). En muchos dispositivos del sistema de potencia, se observa el mismo comportamiento para ambas polaridades y no tienen off-set en estado estable [23], esto básicamente significa que la corriente fluyendo a través de estos dispositivos tiene las mismas características en la dirección positiva y negativa.

1.9 DISTORSION ARMÓNICA TOTAL

Las mediciones generalmente son usadas para estimar el contenido armónico en las formas de ondas. Un indicador comúnmente usado en la distorsión armónica total es el THD, el cual puede ser calculado para el voltaje ó la corriente así:

$$THD_M = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} M_h^2}}{M_1} \quad (1.6)$$

Donde M_h es el valor rms de la componente armónica h de la cantidad M que representa un voltaje o una corriente. El THD esta relacionado con el valor rms de la forma de onda mediante la siguiente expresión:

$$rms = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} M_h^2} = M_1 \sqrt{1 + THD^2} \quad (1.7)$$

En la ecuación (1.6) y (1.7) el límite superior de la sumatoria únicamente tiene un significado para el análisis matemático de las formas de onda, más no para las

mediciones o simulaciones del sistema de potencia, para efectos prácticos, el límite superior de la sumatoria típicamente esta entre 20 y 50 [23].

Puede existir alguna confusión entre varios estándares acerca de la definición de THD. En la ecuación (1.7) éste es definido como la relación entre el valor rms para todos los armónicos y el rms para la fundamental (esta es la definición más común). Sin embargo otros estándares usan la relación entre el valor rms para todos los armónicos y el verdadero valor rms, es decir:

$$THD_M = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} M_h^2}}{M_{rms}} \quad (1.8)$$

El THD es una medición del valor efectivo de las componentes armónicas de las ondas distorsionadas, además este representa el valor de las componentes armónicas relativas a la fundamental. Si una resistencia que actúa como carga la cual contiene un THD muy alto, presentará calentamientos excesivos (esto puede ser un indicador de presencia armónica).

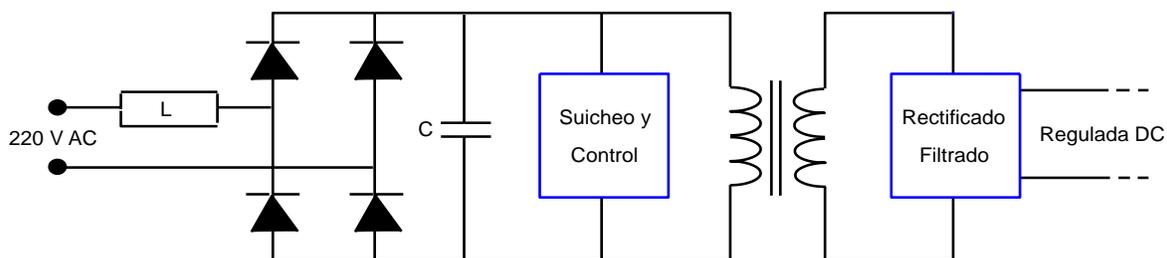
1.10 FUENTES ARMÓNICAS

Las cargas no lineales emisoras de corriente armónicas son instaladas cada vez en mayores proporciones en los nuevos montajes eléctricos, provocando altos niveles de distorsión armónica los cuales se deben tener en cuenta en las condiciones de operación, mantenimiento y diseño de las redes eléctricas alimentadoras. Dentro de este tipo de cargas se pueden enunciar los siguientes grupos.

1.10.1 CONVERTIDORES DE POTENCIA MONOFÁSICOS

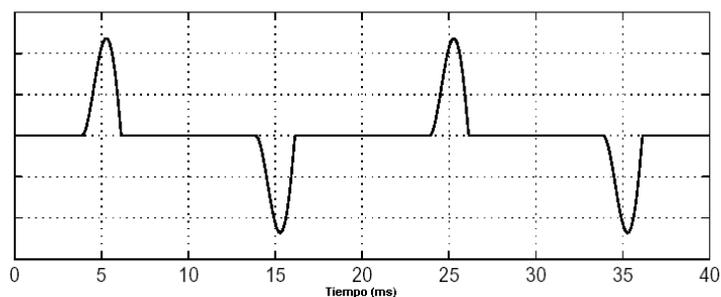
La corriente directa (DC) para los dispositivos modernos electrónicos y equipos de oficina normalmente se obtiene de un sistema monofásico rectificador y regulador a la salida (DC).

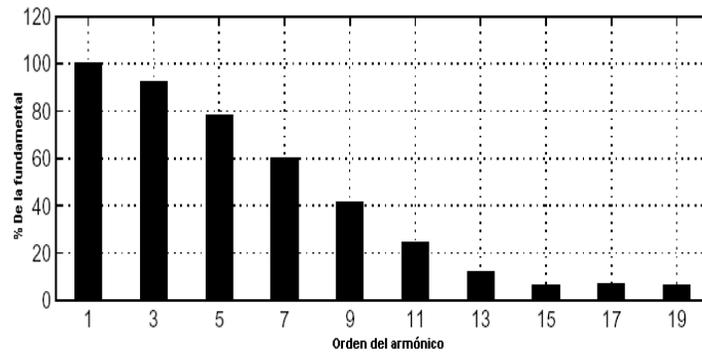
Figura 1.7. Esquema del convertidor de potencia monofásico.



La Figura 1.8 muestra un ejemplo de una forma de onda de corriente y su espectro armónico [23].

Figura 1.8. Forma de onda de corriente y espectro armónico para un convertidor de potencia monofásico.



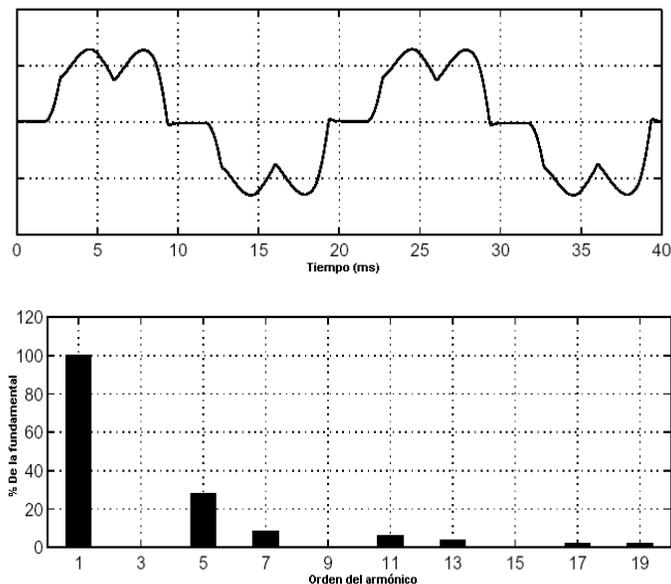


Una característica distintiva del suicheo de estos equipos electrónicos es que generan magnitudes altas de distorsión para el tercer armónico.

1.10.2 CONVERTIDORES DE POTENCIA TRIFÁSICOS

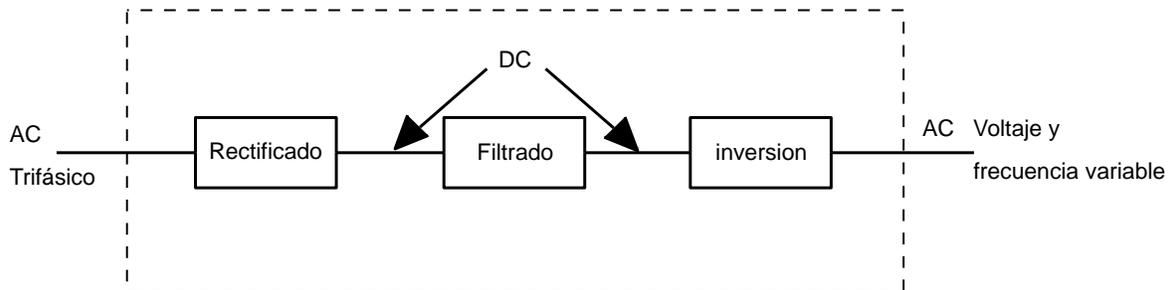
Los convertidores trifásicos se diferencian de los monofásicos principalmente porque estos no generan componentes armónicas múltiplos del tercer armónico, aunque esto es una gran ventaja, estos pueden ser significantes fuentes de armónicos. La Figura 1.9 muestra un ejemplo de una forma de corriente y su espectro para un convertidor trifásico [23].

Figura 1.9. Forma de onda de corriente y espectro armónico para un convertidor trifásico.



La Figura 1.10 ilustra el concepto básico; donde la entrada de la señal entregada por el operador de red es convertida en una señal DC mediante un proceso de rectificación y filtrado, luego la señal se somete a un proceso de inversión que proporciona voltajes y corrientes trifásicas ajustables en magnitud y frecuencia.

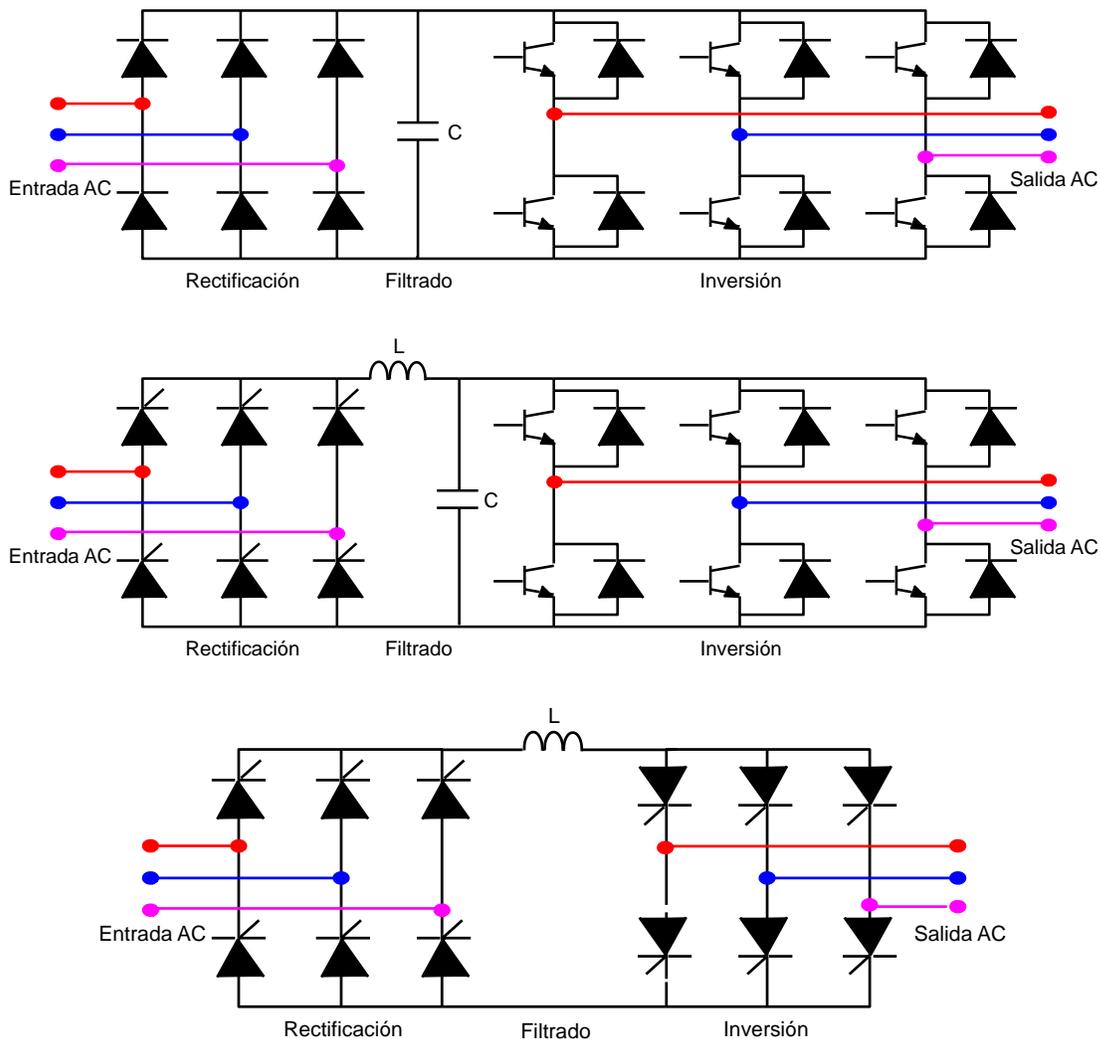
Figura 1.10. Convertidor de frecuencia variable.



Los convertidores pueden ser clasificados según el tipo de rectificador e inversor que utilicen [23]:

- a) **Modulación de ancho de pulso** inversor de fuente de voltaje (PWM-VSI) con un diodo rectificador.
- b) **Onda cuadrada** inversor de fuente de voltaje (onda cuadrada VSI) con tiristor rectificador.
- c) **Inversor de fuente de corriente** (CSI) con tiristor rectificador.

Figura 1.11. Circuitos esquemáticos de convertidores de frecuencia variable.

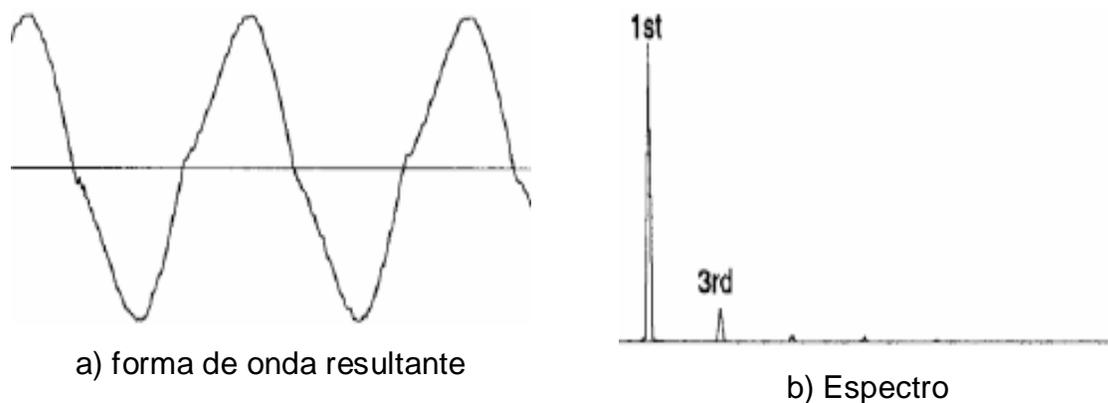


1.10.3 DISPOSITIVOS DE ARCO

Los dispositivos de arco incluyen hornos de arco, soldadores de arco y lámparas tipo descarga con balastos magnéticos; las características de voltaje y corriente de los arcos eléctricos son no lineales. Durante el proceso del arco el voltaje decrece mientras que la corriente aumenta limitada únicamente por la impedancia. En los hornos de arco eléctrico, la impedancia limitadora esta conformada principalmente por el cable del horno, el transformador del horno y la impedancia del sistema de potencia. Los arcos eléctricos son representados adecuadamente por fuentes de

voltaje armónico. En la aplicación de lámparas fluorescentes se requiere de una impedancia adicional para limitar la corriente a la capacidad del tubo fluorescente y estabilizar el arco, de esta manera este tipo de lámpara tienen un elemento de impedancia externa llamado balasto el cual actúa como un amortiguador para el arco de la carga, lo que produce que las fuentes de corriente armónica permanezcan relativamente estables [9].

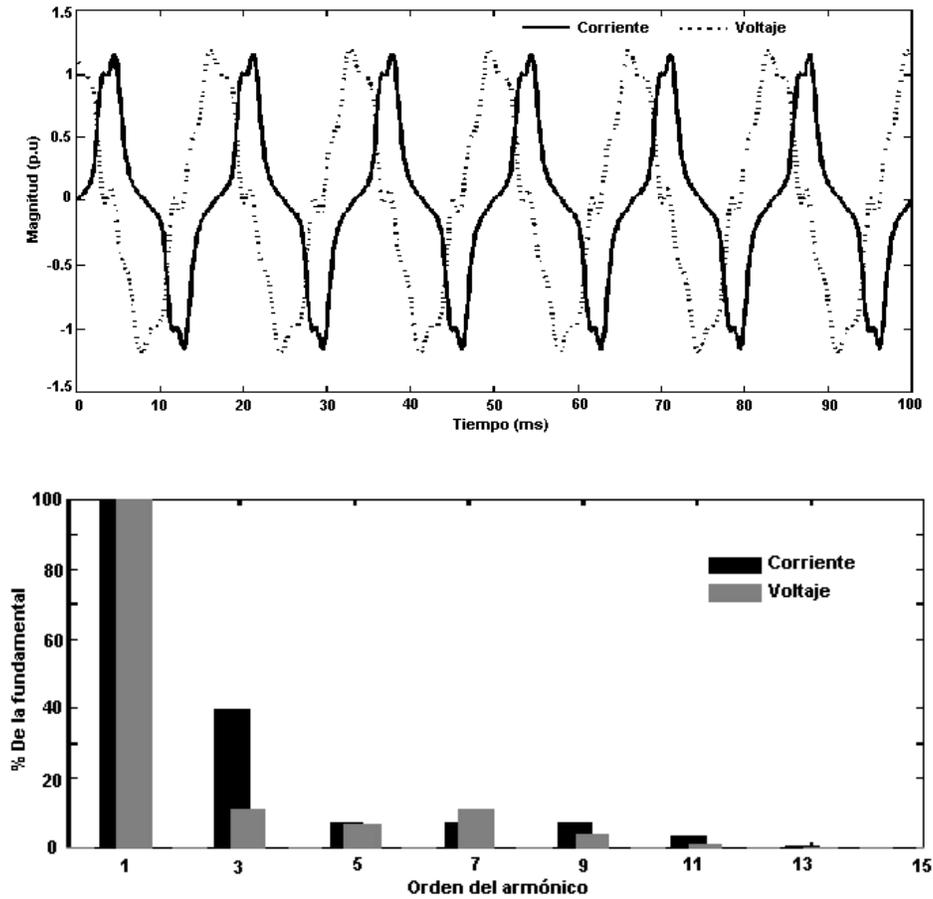
Figura 1.12. Corriente en lámpara fluorescente con balasto magnético.



1.10.4 DISPOSITIVOS SATURADOS

Los dispositivos saturados incluyen transformadores y otros dispositivos electromagnéticos como los motores. Los armónicos son generados debido a las características no lineales de la magnetización del material constructivo.

Figura 1.13. Formas de onda de voltaje y corriente y espectro armónico en la rama magnética de un transformador saturado.



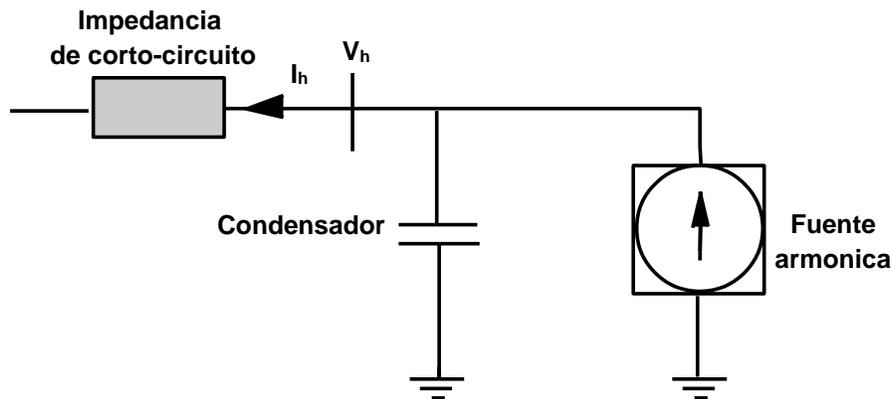
Los motores también generan algunas corrientes armónicas cuando son sobrecargados pero sus consecuencias usualmente no son considerables.

1.11 EFECTOS DE LOS ARMONICOS

1.11.1 RESONANCIA PARALELO

La resonancia paralela es, probablemente, una de las causas más importantes de los problemas armónicos. Los bancos de condensadores utilizados para corregir el factor de potencia se presentan en paralelo con la impedancia de corto-circuito del operador de red [23], como se muestra en la Figura 1.14.

Figura 1.14. Resonancia paralelo de condensadores con la impedancia de corto-circuito.



La frecuencia de resonancia de tales combinaciones paralelas puede, aproximadamente, ser calculada así:

$$f_r = \sqrt{\frac{S_{sc}}{Q_{cap}}} \times f_{FND} \quad (1.9)$$

Donde:

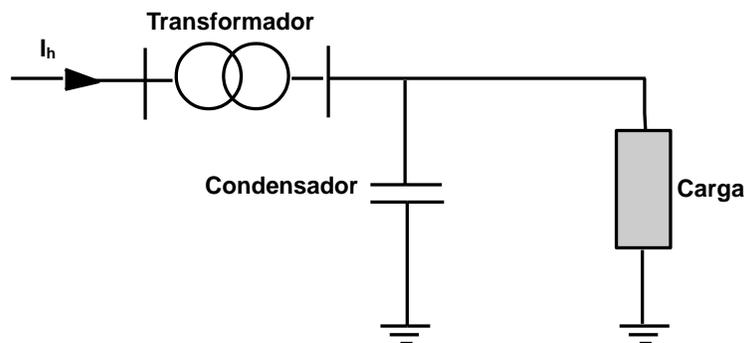
- S_{sc} MVA de corto-circuito en el banco de condensadores.
- Q_{cap} Mvar del banco de condensadores
- f_{FND} frecuencia fundamental, es decir, 60 Hz.

1.11.2 RESONANCIA SERIE

La resonancia serie ocurre cuando una reactancia inductiva y capacitiva que están en serie son iguales, para alguna frecuencia. Esta condición ocurre como resultado de la combinación serie de un banco de condensadores y una línea ó un transformador. La resonancia serie presenta una impedancia baja para las corrientes armónicas y suele atraer cualquier corriente armónica para la cual es sintonizada. La resonancia serie puede ocasionar grandes distorsiones de voltaje

entre los elementos inductivos y capacitivos del circuito. Un ejemplo típico de un posible circuito de resonancia es un transformador de una subestación el cual tiene bancos de condensadores conectados a su secundario como se muestra en la Figura 1.15.

Figura 1.15. Circuito con resonancia serie.



Para altas frecuencias la carga puede ser despreciada, debido a que la impedancia del condensador reduce. Bajo estas circunstancias una condición resonante serie existirá cuando:

$$f_r = \sqrt{\frac{S_t}{Q_{cap} Z_t} - \frac{S_l^2}{Q_{cap}^2}} \times f_{FND} \quad (1.10)$$

Donde:

- S_t relación de transformación.
- Z_t impedancia del transformador por unidad.
- Q_{cap} Mvar del banco de condensadores.
- S_l relación de carga (resistiva).
- f_{FND} frecuencia fundamental, es decir, 60 Hz.

1.11.3 EFECTOS SOBRE LAS MAQUINAS ROTATIVAS

El efecto de los armónicos en los motores es similar al de las corrientes de secuencia negativa a frecuencia fundamental. Los flujos adicionales inducen pérdidas adicionales. Las pérdidas en los conductores del motor son más grandes que las pérdidas asociadas con la resistencia DC generadas por las corrientes de Eddy y el efecto piel. Dichas pérdidas son el efecto más importante de los armónicos sobre los motores ya que disminuye la eficiencia, y aumenta el calentamiento. Si se tiene un devanado trifásico de una máquina rotativa suponiendo un entrehierro constante y la ausencia de saturación del acero, en un análisis de Fourier de la distribución de la fuerzas magnetomotrices (f.m.m.'s) se observa que la f.m.m. fundamental es una onda viajera moviéndose en la dirección positiva, los armónicos triples están ausentes [33]; y el quinto armónico es una onda viajera en la dirección negativa, el séptimo armónico viaja en la dirección positiva, etc.

Como resultado del contenido armónico de la distribución de la f.m.m. se producen armónicos en el tiempo que son dependientes de la velocidad. Estos armónicos inducen una f.e.m. (fuerza electromotriz) en el estator a una frecuencia igual al cociente de la velocidad entre la longitud de onda.

La vibración y el ruido son los síntomas típicos de las maquinas rotativas cuando se tienen armónicos inmersos en ellas.

1.11.4 EFECTOS SOBRE LAS LINEAS Y CABLES

El flujo de corrientes armónicas en una red produce pérdidas adicionales en las líneas y cables debido al incremento del valor rms de la corriente y el efecto piel.

El incremento en el desgaste del dieléctrico acorta la vida útil del cable, incrementa el número de fallas y además el costo de reparaciones. Como consecuencia del flujo de corrientes armónicas por los cables, se genera un incremento de temperatura en los mismos. Las causas de las pérdidas adicionales incluyen:

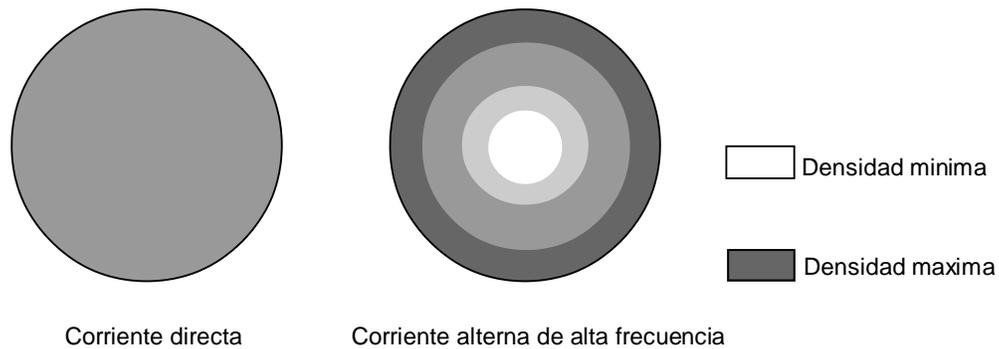
- Un incremento en la resistencia aparente del conductor con la frecuencia, debido al efecto piel.
- Un aumento del valor eficaz de la corriente para una misma potencia activa consumida.
- Un incremento de las pérdidas dieléctricas en el aislamiento con la frecuencia, si el cable es sometido a distorsiones de tensión no despreciables.
- El fenómeno relacionado con la proximidad de envolventes, de pantallas (conductores revestidos) puestas a tierra en ambos extremos, entre otros.

Para las líneas, los armónicos podrían ocasionar el efecto corona y niveles de excitación. El efecto corona y los niveles de excitación son función del voltaje pico a pico el cual depende de la relación entre los armónicos y la fundamental [19].

1.11.4.1 Los armónicos y el efecto piel

El efecto piel es el fenómeno donde las corrientes alternas de alta frecuencia tienden a fluir cerca de la superficie más externa de un conductor. Esto se debe al hecho de que las concatenaciones de flujo no son de densidad constante a través del conductor, sino que tienden a decrecer cerca de la superficie más exterior, disminuyendo la inductancia e incrementando el flujo de corriente. El resultado neto del efecto pelicular es que el área transversal efectiva del conductor es reducida a medida que la frecuencia es incrementada. Mientras mayor es la frecuencia, menor es el área transversal y mayor es la resistencia AC [9]. Cuando una corriente de carga armónica esta fluyendo en un conductor, la resistencia ante corriente alterna equivalente (R_{ac}) para el conductor es elevada, aumentando las pérdidas en el cobre $I^2 R_{ac}$.

Figura 1.16. Aumento en las pérdidas $I^2 R_{ac}$ por el efecto piel en conductores.

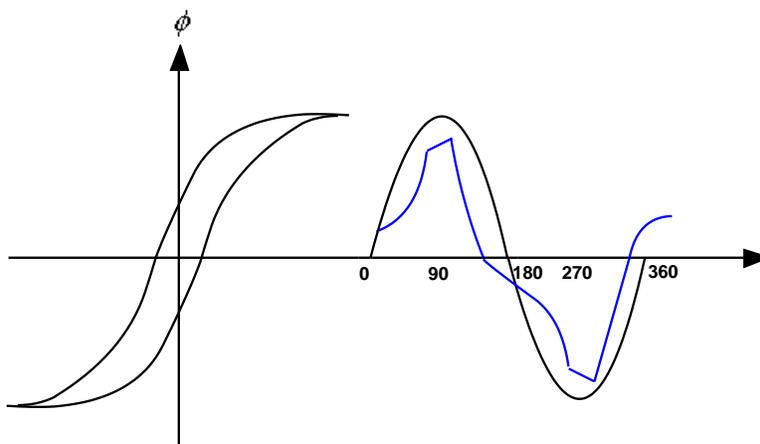


1.11.5 EFECTO SOBRE LOS TRANSFORMADORES

Los armónicos permiten el incremento de las pérdidas debidas a las corrientes de Eddy, las cuales son inducidas al transformador a través de flujos magnéticos causando pérdidas adicionales que generan el calentamiento del transformador. Los voltajes armónicos también incrementan el desgaste sobre los aislamientos del transformador.

Cuando se incluye el efecto de histéresis, la corriente de magnetización no sinusoidal no es simétrica con respecto a su valor máximo. La distorsión que se observa se debe a los armónicos triples (3° , 9° , 12° , etc.), pero principalmente al 3° por lo que para mantener una alimentación de voltaje es necesario proporcionar una trayectoria para estas armónicas triples, lo que generalmente se logra con el uso de devanados conectados en delta.

Figura 1.17. Corriente de magnetización contra el tiempo.



Los armónicos debidos a la corriente de magnetización se elevan a sus niveles máximos en las horas de la madrugada, cuando el sistema tiene muy poca carga y el nivel de tensión es alto [33].

1.11.6 EFECTOS SOBRE LOS SISTEMAS DE PROTECCION

Los armónicos son causantes de numerosos problemas de operación en los sistemas de protección. Entre ellos esta la operación incorrecta de fusibles, de interruptores (breakers) y equipos y sistemas digitales de protección.

Para el caso de equipos protegidos contra sobrevoltajes cuyos sistemas de protección también estén diseñados para operar con voltajes senoidales, estos consiguen operar incorrectamente ante la aparición de formas de onda no sinusoidales [19]. Esta operación incorrecta puede ir desde la sobreprotección del equipo hasta la desprotección del mismo por la no operación ante una forma de onda que podría dañarlo de forma severa. El caso típico se presenta ante formas de onda que presentan picos agudos. Si el dispositivo de medición esta diseñado para responder ante valores rms de la forma de onda, entonces estos cambios abruptos pudieran pasar sin ser detectados y conllevarían a la desprotección del equipo ante aquellos picos agudos dañinos, que no provoquen un aumento

notable de la magnitud media cuadrática censada. También pudiera ocurrir el caso contrario, el disparo ante valores no dañinos para el equipo protegido. En estos casos el ajuste de la protección deberá depender de las características de la forma de onda: voltajes pico y rms, tiempo de crecimiento de la onda, entre otros. En la actualidad las protecciones tienen en cuenta todos estos parámetros y lo toman como base del proceso de protección [23].

1.11.7 EFECTOS SOBRE LOS CIRCUITOS DE COMUNICACIÓN

Las corrientes armónicas que fluyen por los sistemas de potencia pueden ocasionar interferencia en los circuitos de comunicación. Dichas corrientes se acoplan con los circuitos de comunicación mediante inducción ó conducción directa. Los voltajes inducidos en los conductores paralelos mediante los armónicos, frecuentemente caen dentro del ancho de banda de la comunicación telefónica, lo cual genera un problema perjudicial. Esto sucede cuando se alimentan cargas productoras de armónicos relativamente grandes desde un sistema de distribución y las líneas telefónicas y de distribución comparten el mismo derecho de vía, lo cual se resuelve de mejor manera tomando acción sobre la fuente de los armónicos; aunque algunas veces se hace cambiando de lugar ó eliminando los condensadores instalados en la red de distribución. Está en función del acoplamiento entre las líneas eléctricas y telefónicas; pero, la mayoría de las veces, es muy poco lo que se logra respecto al arreglo físico de los conductores. Sin embargo, este contenido de alta frecuencia muchas veces identifica blindajes abiertos en los circuitos telefónicos. Una vez que el blindaje se corrige, el ruido normalmente, se reduce en gran medida. Sin embargo, los nuevos sistemas de comunicación emplean conductores especiales y técnicas digitales para disminuir los efectos de los armónicos.

El ruido de teléfono originado por voltajes y corrientes armónicas de los sistemas de potencia se denomina generalmente Factor de Influencia Telefónica (TIF). El sistema reconoce que el ruido inducido por las corrientes o voltajes armónicas tiene un efecto subjetivo sobre el usuario del teléfono [19].

1.11.8 EFECTOS SOBRE LA POTENCIA Y EL FACTOR DE POTENCIA

La distorsión armónica complica el cálculo de la potencia y el factor de potencia. Si no fuera por el hecho de que la potencia y el factor de potencia son usados para calcular el cobro de la demanda, aquel efecto no representaría un problema.

Existen tres cantidades estándares asociadas con la potencia eléctrica, la potencia aparente (S), la potencia activa (P), y la potencia reactiva (Q).

No existe desacuerdo sobre como definir la potencia activa (P) en el caso general ó en el caso especial de señales periódicas sinusoidales y no sinusoidales. Para el caso general la potencia eléctrica activa es:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt \quad (1.11)$$

Donde T es el tiempo de interés ó el tiempo de observación, ó para señales periódicas, el tiempo del periodo. Si el voltaje y la corriente son funciones periódicas con el mismo tiempo de periodo T , el voltaje y la corriente pueden ser expresados como series de Fourier y la potencia puede ser definida así:

$$P = \sum_h V_h I_h \cos \varphi_h \quad (1.12)$$

Donde h es un orden para el cual existen el voltaje y la corriente armónica, y φ_h es el ángulo de fase entre el voltaje y la corriente para el armónico de orden h . V_h e I_h son los valores rms del voltaje y la corriente para el armónico h . Para el caso especial donde el voltaje y la corriente se encuentran completamente a frecuencia fundamental, P puede ser expresada mediante la ecuación familiar:

$$P = V_1 I_1 \cos \varphi_1 \quad (1.13)$$

Por otro lado, la potencia reactiva y la potencia aparente no están basadas en un simple fenómeno físico como es la potencia activa. Ellas son cantidades definidas convencionalmente que se utilizan en situaciones sinusoidales ó aproximadamente sinusoidales. Para voltajes y corrientes (fundamental), la potencia aparente (S) y la potencia reactiva (Q) son definidas como:

$$S = V_1 I_1 = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (1.14)$$

$$Q = V_1 I_1 \text{sen} \varphi_1 = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (1.15)$$

Para situaciones no sinusoidales con voltajes y corrientes distorsionados existe, más o menos, un acuerdo general acerca de la potencia aparente:

$$S = V_{rms} I_{rms} \quad (1.16)$$

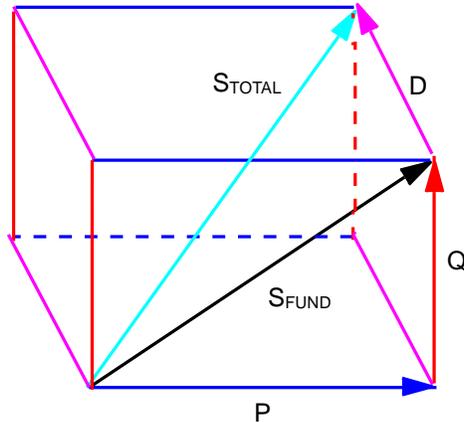
Donde V_{rms} y I_{rms} representan los valores rms (verdadero) del voltaje y la corriente. Para la potencia reactiva existe alguna convención sobre como extender la definición hacia situaciones donde la distorsión armónica esta presente. La definición que más se ha difundido ha sido la formulada por Budeanu. En esta definición Q consiste de la suma de la potencia reactiva tradicional evaluadas en cada frecuencia:

$$Q = \sum_h V_h I_h \text{sen} \varphi_h \quad (1.17)$$

El triangulo de potencia, las ecuaciones (1.16) y (1.17), generalmente no se satisfacen con esta definición. Una nueva cantidad D debe ser definida para

determinar la relación entre la potencia aparente, la potencia activa y la potencia reactiva. D representa todos los productos cruzados de voltaje y corrientes a frecuencias diferentes [23]. P , Q , D y S se relacionan así:

Figura 1.18. Factor de potencia en presencia de armónicos.



$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (1.18)$$

P y Q contribuyen a S las componentes sinusoidales tradicionales, mientras que D representa la contribución adicional a la potencia aparente debida a los armónicos [9].

1.12 ANALISIS EN FRECUENCIA

El análisis en el dominio de la frecuencia es usado ampliamente en ingeniería, y para este caso la técnica de inyección de corriente es generalmente aplicada dada su sencillez. El método de inyección de corriente asume que las corrientes armónicas generadas por las cargas no lineales son independientes de la distorsión de tensión y de las impedancias armónicas del sistema. En este caso, la carga no lineal es modelada como una fuente ideal de corrientes armónicas y el sistema de potencia es representado por la matriz de impedancias para cada

armónico de interés. La inyección de corriente se aplica en forma directa, y como su nombre lo indica, al tipo de cargas no lineales que originan armónicos de corriente, como es el caso de los convertidores de estado sólido. La mayor desventaja de esta técnica es la de no reflejar con precisión la naturaleza de las cargas no lineales, si el convertidor opera bajo condiciones ideales los resultados serán buenos, pero si por el contrario, el convertidor está sujeto a condiciones muy desbalanceadas esta técnica será inadecuada [16].

1.12.1 BARRIDO EN FRECUENCIA

Hacer un barrido de frecuencia es el primer paso para hacer un estudio de armónicos. Esto es básicamente un diagrama de Bode de la impedancia del sistema en el punto de inyección de corrientes armónicas, mostrando la impedancia a ser analizada (de Thevenin) en el nodo del sistema versus la frecuencia. El nodo de interés es aquel donde la fuente de armónicos existe. Para un sistema sencillo, la impedancia de Thevenin se calcula, colocando una fuente de corriente a la frecuencia de interés en el nodo analizado. Las otras fuentes de corriente son puestas a cero y luego la ecuación (1.19) es resuelta para encontrar las tensiones nodales. Estas tensiones son precisamente la función de transferencia o la impedancia buscada [5]. El cálculo se repite para cada frecuencia que se pretenda evaluar. Normalmente, este barrido de frecuencia se hace para la red de secuencia positiva y la red de secuencia cero. Si una fuente de armónicos se conecta a la barra de interés, la tensión armónica en esta barra estaría dada por la corriente armónica multiplicada por la impedancia armónica. De esta manera, el barrido de frecuencia permite visualizar el nivel de impedancia y el grado de distorsión en la tensión. Este método es comúnmente llamado método de inyección de corrientes [16].

$$I_h = Y_h V_h \quad (1.19)$$

Donde:

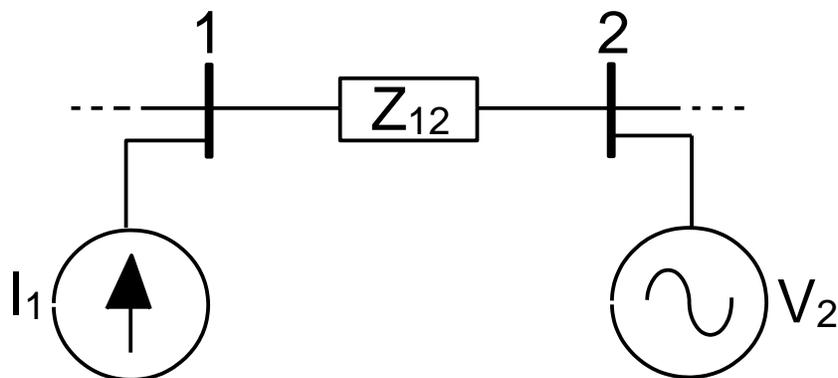
- I_h es vector de corrientes conocidas para las corrientes inyectadas en el barrido.
- V_h es el vector de voltaje nodal para ser resuelto.
- Y_h es la matriz de admitancia nodal (conocida) de la red para una frecuencia hf_0 . Cada una de las frecuencias de interés tienen su propio sistema de matriz de admitancia.

Usando el barrido en frecuencia pueden ser calculadas en un intervalo de tiempo la contribución de cada una de las fuentes armónicas para la distorsión en la red [5].

Ejemplo conceptual:

Un sistema que contiene voltajes armónicos para algunos nodos e inyecciones de corriente armónica para otros, es resuelto mediante la ecuación (1.19) correspondiente a la matriz de admitancia. De esta manera los voltajes y corrientes armónicas desconocidos en los nodos son encontrados [16].

Figura 1.19. Esquema circuital del ejemplo.



Si V_2 representa una fuente de voltaje conocida entonces, I_2 es una variable desconocida. El nodo sobrante (1) es representado como una inyección de corriente armónica I_1 (la cual puede ser cero o una fuente de corriente armónica especificada) y el voltaje armónico correspondiente vector V_1 , representa las variables desconocidas.

De la ecuación (1.19) se tiene:

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

El vector desconocido V_1 es encontrado a continuación:

$$Y_{11} V_1 = I_1 - Y_{12} V_2 \quad (1.21)$$

Las corrientes inyectadas por las fuentes de voltaje armónico son entonces encontradas resolviendo:

$$Y_{21} V_1 - Y_{22} V_2 = I_2 \quad (1.22)$$

Existe una diferencia entre las fuentes de corriente y de voltaje. Las fuentes de corriente inyectan su corriente en la red. Las fuentes de voltaje crean un voltaje en el nodo de red. Entre las fuentes con característica no lineal de corriente/voltaje se encuentran por ejemplo, los convertidores y los hornos de arco. Como regla general, estos equipos se representan como fuentes de armónicos. Las corrientes armónicas con sus frecuencias, amplitudes y ángulos de fase dependen de la construcción y operación de estos equipos.

CAPITULO 2

RED DE IMPEDANCIA ARMÓNICA

Las cargas no lineales generalmente son caracterizadas por corrientes armónicas, es por eso que frecuentemente se prefiere expresar los límites de emisión en términos de corrientes y no de voltaje. Para llevar la inyección de corrientes armónicas a voltajes armónicos, es necesario conocer la impedancia armónica del sistema. La evaluación de la red de impedancia armónica es importante para el diseño de filtros armónicos y para determinar condiciones de resonancia en el sistema.

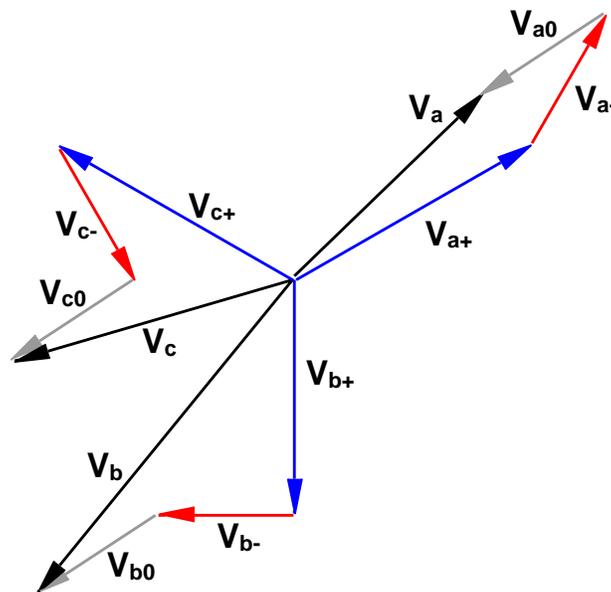
Calcular la red de impedancia armónica es una tarea muy compleja, adicional a esto representa un costo elevado, no existe una medición simple y universal o un método computacional disponible. Poderosos programas de computación podrían ser usados, pero haría falta conocer completamente las características de la red. Además la impedancia cambia continuamente con la carga, con los elementos de red y con las condiciones del sistema.

2.1 COMPONENTES SIMÉTRICAS

Fortescué definió la transformación lineal compleja para un conjunto de voltajes alternos sinusoidales, el cual prueba que un sistema desbalanceado de n fasores

relacionados, se puede resolver con n sistemas de fasores balanceados llamados componentes simétricos de los fasores originales. Es importante destacar que las componentes armónicas no se manifiestan de igual forma en cada una de las secuencias ya que la excitación de corriente armónica es insuficiente par algunas de ellas, realizada esta consideración es necesario conocer el equivalente simétrico de los fasores desbalanceados originales. En un sistema trifásico que esta normalmente balanceado y ocurren situaciones de desbalance aparecen corrientes y voltajes desbalanceados en cada una de las tres fases [17]. La transformación se define en forma general así:

Figura 2.1. Suma gráfica de las componentes simétricas para obtener tres fasores desbalanceados.



$$x = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \\ \vdots \\ x_k \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Donde x es el conjunto de voltajes o corrientes en forma fasorial. Este es el vector de cantidades a transformar.

$$x_s = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

x_s es un conjunto de fasores de las variables transformadas.

La transformación se define como:

$$x_s = cs \ x \quad (2.3)$$

Donde cs es la matriz de componentes simétricas, la cual se define a continuación:

$$cs = \frac{1}{\sqrt{n}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 & \dots & a^{n-2} & a^{n-1} \\ 1 & a^2 & a^4 & \dots & a^{2(n-2)} & a^{2(n-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 1 & a^{n-1} & a^{2(n-1)} & \dots & a^{(n-1)(n-2)} & a^{(n-1)(n-1)} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

La matriz cs es cuadrada de dimensión $n \times n$ (donde n es el número de fases del sistema eléctrico) y un elemento típico de la fila i y la columna k queda definido por:

$$a^{(i-1)(k-1)}$$

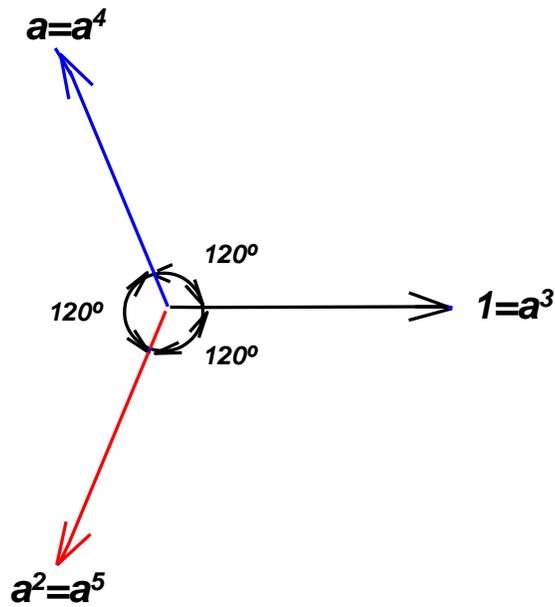
Siendo $a = e^{j\frac{2\pi}{n}}$

Para el caso de un sistema trifásico se tiene:

$$cs = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a^4 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

De acuerdo al siguiente diagrama fasorial se observa que:

Figura 2.2. Comportamiento fasorial del operador a .



$$cs = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$x = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$x_s = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Donde:

- x_0 es la componente de secuencia cero (x_0)
- x_1 es la componente de secuencia positiva (x_+) y tiene la misma secuencia del conjunto original.
- x_2 es la componente de secuencia negativa (x_-) y tiene secuencia contraria al conjunto original.

En el caso de los voltajes:

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_+ \\ V_- \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2.1.1 COMPONENTE DE SECUENCIA CERO

Si el sistema de ecuaciones se considera lineal con referencia a la matriz de impedancias, se puede aplicar superposición y remover la componente de secuencia cero. En estas condiciones:

$$\begin{aligned} V_a - \frac{1}{\sqrt{3}}V_0 &= \frac{1}{\sqrt{3}}(V_+ + V_-) \\ V_b - \frac{1}{\sqrt{3}}V_0 &= \frac{1}{\sqrt{3}}(a^2V_+ + aV_-) \\ V_c - \frac{1}{\sqrt{3}}V_0 &= \frac{1}{\sqrt{3}}(aV_+ + a^2V_-) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Sumando las ecuaciones anteriores se obtiene:

$$\left(V_a - \frac{1}{\sqrt{3}}V_0\right) + \left(V_b - \frac{1}{\sqrt{3}}V_0\right) + \left(V_c - \frac{1}{\sqrt{3}}V_0\right) = 0 \quad (2.11)$$

La anterior ecuación cumple con la segunda ley de Kirchhoff (sumatoria de voltajes igual a cero).

$$V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} = 0 \quad (2.12)$$

Donde:

$$\begin{aligned} V_{a0} &= V_a - \frac{1}{\sqrt{3}}V_0 \\ V_{b0} &= V_b - \frac{1}{\sqrt{3}}V_0 \\ V_{c0} &= V_c - \frac{1}{\sqrt{3}}V_0 \end{aligned} \quad (2.13)$$

En estas circunstancias se resuelven las ecuaciones para estos voltajes y luego se superpone el efecto de la componente de secuencia cero [11], entonces:

$$\begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ a^2 & a \\ a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_+ \\ V_- \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ a^2 & a \\ a & a^2 \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Debido a que la matriz V_{abc_0} cumple con la condición de la sumatoria de voltajes igual a cero, se le puede aplicar la transformación de tres fase a dos fases para encontrar el sistema bifásico equivalente:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Siendo V_1 y V_2 el sistema bifásico equivalente de voltajes (no las componentes de secuencia).

Reemplazando la ecuación (2.15) en la ecuación (2.16) y resolviendo el producto matricial se tiene:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Mediante el principio de superposición, se adiciona a la ecuación (2.17) la componente de secuencia cero, obteniendo una expresión que contiene toda la información para tratar problemas con voltajes desbalanceados.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

La anterior formulación es denominada la transformada de Clarke y será utilizada posteriormente en este trabajo para determinar la red de impedancia armónica.

2.2 PRINCIPIO BÁSICO

El principio básico para estimar la impedancia armónica del operador red y de la carga hace uso de las de corrientes armónicas (I_h), inyectadas en el punto donde la impedancia armónica (Z_h) será medida. Se asume que existe únicamente una fuente armónica presente en la red para la cual está siendo estimada la impedancia armónica, y mediante la ley de Ohm se tiene [1]:

$$Z_h = \frac{V_h}{I_h} \quad (2.19)$$

Donde Z_h , V_h e I_h son cantidades complejas y el subíndice h representa el armónico a analizar.

Para cada armónico h , las variables V_h e I_h de la ecuación (2.19) pueden ser obtenidos mediante la aplicación de la transformada rápida de Fourier a los registros de voltaje y corriente en el dominio del tiempo. En la práctica los sistemas de potencia son trifásicos y frecuentemente no son balanceados, es más, la inyección de corriente armónica en el punto de medición, en la mayoría de los casos es asimétrica.

Mediante la formulación matricial, para las fases se tiene:

$$\begin{aligned} [V_{hp}] &= \begin{bmatrix} V_{ha} \\ V_{hb} \\ V_{hc} \end{bmatrix} \\ [I_{hp}] &= \begin{bmatrix} I_{ha} \\ I_{hb} \\ I_{hc} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.20)$$

Donde el subíndice p representa la fase a , b ó c .

Si se supone que el sistema de potencia es simétrico, la matriz de impedancia trifásica para cada fase es:

$$[Z_{hp}] = \begin{pmatrix} Z_{hs} & Z_{hm} & Z_{hm} \\ Z_{hm} & Z_{hs} & Z_{hm} \\ Z_{hm} & Z_{hm} & Z_{hs} \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

Donde:

- Z_{hs} es la impedancia propia de cada fase para un armónico de orden h .
- Z_{hm} es la impedancia mutua entre las fases para el armónico de orden h .

La ecuación (2.19) puede ser:

$$[V_{hp}] = [Z_{hp}][I_{hp}] \quad (2.22)$$

La manera clásica de estudiar condiciones asimétricas es (como se mencionó en la sección 2.1) llevar estas a sus componentes simétricas:

$$a = e^{j120^\circ} = -0.5 + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

Matricialmente se tiene:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ha} \\ V_{hb} \\ V_{hc} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} V_{ha0} \\ V_{ha+} \\ V_{ha-} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_{ha0} \\ V_{ha+} \\ V_{ha-} \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} V_{ha} \\ V_{hb} \\ V_{hc} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$\begin{bmatrix} I_{ha} \\ I_{hb} \\ I_{hc} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} I_{ha0} \\ I_{ha+} \\ I_{ha-} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} I_{ha0} \\ I_{ha+} \\ I_{ha-} \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} I_{ha} \\ I_{hb} \\ I_{hc} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$\begin{bmatrix} Z_{hs \text{ equ}} \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{pmatrix} Z_{haa} & Z_{hab} & Z_{hac} \\ Z_{hba} & Z_{hbb} & Z_{hbc} \\ Z_{hca} & Z_{hcb} & Z_{hcc} \end{pmatrix} T \quad (2.26)$$

Cuando el sistema es simétrico y se considera la transposición en sus líneas, para las impedancias propias (Z_{hs}) y las impedancias mutuas (Z_{hm}) es posible realizar la siguiente aproximación [1]:

- $Z_{hs} = Z_{haa} = Z_{hbb} = Z_{hcc}$
- $Z_{hm} = Z_{hab} = Z_{hac} = Z_{hba} = Z_{hbc} = Z_{hca} = Z_{hcb}$

Para este caso, de la ecuación (2.26) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} Z_{hs \text{ equ}} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{hs} - Z_{hm} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{hs} - Z_{hm} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{hs} + 2Z_{hm} \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

Así de la ecuación (2.27) se obtiene las impedancias de secuencia positiva, negativa y cero para distintos órdenes armónicos:

$$Z_{h+} = Z_{hs} - Z_{hm} \text{ (Impedancia de secuencia positiva)}$$

$$Z_{h-} = Z_{hs} - Z_{hm} \text{ (Impedancia de secuencia negativa)}$$

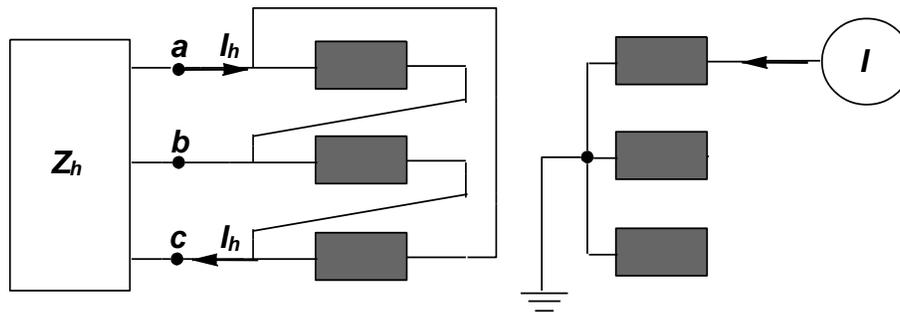
$$Z_{h0} = Z_{hs} + 2Z_{hm} \text{ (Impedancia de secuencia cero)}$$

Si se asume que el sistema es simétrico, las mediciones sobre la fase de interés entregarán una evaluación correcta de la red de impedancia positiva siempre y cuando no existan corrientes armónicas de secuencia cero.

Ejemplo:

Considerando el caso mostrado en la Figura 2.3 donde una fuente de corriente monofásica ubicada en el lado de baja tensión de un transformador *DY0* produce una inyección de corriente asimétrica fase a fase sobre la impedancia armónica a ser estimada [23].

Figura 2.3. Transformador DY0 con corriente asimétrica fase a fase sobre la impedancia armónica.



De la Figura 2.3 se tiene:

Corrientes inyectadas: $I_{ha} = -I_h$, $I_{hb} = 0$, $I_{hc} = I_h$

$$\begin{bmatrix} V_{ha} \\ V_{hb} \\ V_{hc} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{hs} & Z_{hm} & Z_{hm} \\ Z_{hm} & Z_{hs} & Z_{hm} \\ Z_{hm} & Z_{hm} & Z_{hs} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} -I_h \\ 0 \\ I_h \end{bmatrix}$$

$$V_{ha} = Z_{hs} \cdot (-I_h) + Z_{hm} \cdot I_h$$

$$Z_{h \text{ med}} = \frac{V_{ha}}{I_{ha}} = Z_{hs} - Z_{hm} = Z_{h+} = Z_{h-}$$

Cuando el sistema no es simétrico ($Z_{h+} \neq Z_{h-}$), midiendo los voltajes y corrientes en una sola fase no se encontrará una evaluación correcta de la impedancia armónica de secuencia positiva o negativa. Así, es recomendable realizar mediciones de voltaje y de corriente en todas las fases y hacer uso de las

componentes simétricas para estimar la impedancia armónica. Sin embargo, debido a las características de secuencia de los armónicos, estos no presentan igual comportamiento para distintos ordenes (h).

Tabla 2.1. Armónicos de orden h que predominan en cada secuencia.

ARMÓNICO (h)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
SECUENCIA	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0

2.3 MÉTODOS EXISTENTES PARA LA DETERMINACIÓN DE LA RED DE IMPEDANCIAS

En la práctica existen tres tipos de métodos que podrían ser clasificados de acuerdo al origen de las corrientes armónicas utilizadas en la determinación de la red de impedancia armónica [23]:

- Utilización de las corrientes armónicas provenientes de instalaciones existentes en la red.
- Uso de transitorios provocados por el proceso de suicheo de dispositivos de la red.
- Uso de inyección directa de corrientes armónicas.

Los dos primeros métodos mencionados anteriormente se refieren a métodos no invasivos, mientras que el tercero se considera como un método invasivo.

2.3.1 MÉTODOS INVASIVOS

Los métodos invasivos requieren de equipos generadores de corriente armónica para realizar una inyección directa de esta a la red. Estos métodos implican un costo muy elevado, lo cual es un fuerte limitante para su uso. Diversas propuestas han sido implementadas en este tema; aunque los métodos invasivos no serán tratados en detalle, se pueden mencionar los siguientes [1].

2.3.1.1 Condensador de baja tensión (LV) y Transformador de media y baja tensión (MV/LV)

Un condensador monofásico LV acoplado con un transformador MV/LV podría ser usado como fuente de corriente armónica para determinar la impedancia armónica en redes MV.

2.3.1.2 Transformador saturado

Una posible fuente armónica es un transformador de potencia saturado por la inyección de corriente directa a través del neutro. Las corrientes armónicas generadas por el transformador saturado no son simétricas debido a la asimetría geométrica de la construcción del transformador.

2.3.1.3 Generadores de corriente interarmónica

Los generadores de corriente interarmónica han sido especialmente diseñados para la medición de impedancias armónicas, este tipo de equipos pueden medir casi todo el espectro de frecuencia (0 - 2,5 kHz), además la preexistencia de armónicos tiene muy poco efecto sobre las mediciones a frecuencia interarmónica de modo que señales de niveles muy bajos pueden ser suficientes. Estos han sido satisfactoriamente aplicados en circuitos de baja tensión (LV), circuitos de media

tensión (MV) y en algunas ocasiones en circuitos de alta tensión (HV). Tales generadores se encuentran comercialmente disponibles únicamente para sistemas de baja tensión (LV).

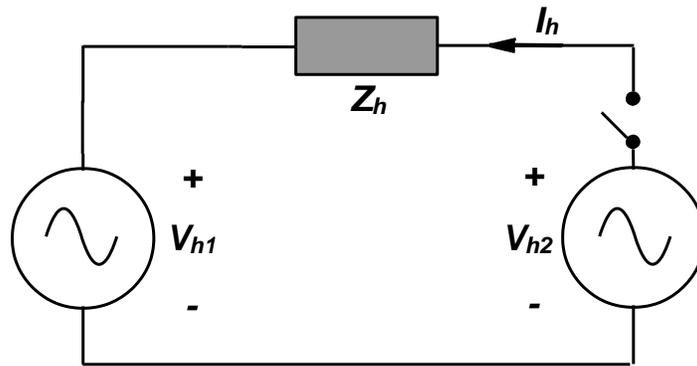
2.3.2 MÉTODOS NO INVASIVOS

En los métodos no invasivos la información requerida para la estimación de la impedancia armónica se obtiene netamente de las mediciones de las señales existentes, es decir, utilizando el contenido armónico presente en el sistema. Para obtener resultados confiables usando el principio básico, descrito por la ecuación (2.19), la fuente armónica en el punto de medición deberá tener un nivel de amplitud considerable tal que, el equipo de medida tome las muestras con un error mínimo. Además, ninguna otra fuente armónica puede estar presente en la red durante la medición. De lo contrario V_h e I_h de la ecuación (2.19) pueden ser reemplazados por un ΔV_h y un ΔI_h , donde estos son los cambios en el voltaje y la corriente armónica entre dos condiciones de operación. Por ejemplo, antes y después de la conexión de una carga armónica en el punto de medición.

2.3.2.1 Uso de fuentes armónicas preexistentes

Las mediciones para diferentes condiciones de operación antes y después de la conexión de una carga no lineal utilizada como fuente de corriente armónica, tienen como ventaja limitar el error debido a la preexistencia de fuentes armónicas.

Figura 2.4. Medición de la impedancia armónica teniendo en cuenta la pre-existencia de voltajes armónicos.



Antes de conectar la nueva carga, el voltaje armónico para el punto de conexión es V_{h1} , para un armónico h . cuando la nueva carga, lineal o no-lineal, es conectada, una corriente armónica I_h fluye y el voltaje armónico puede ser calculado así:

$$V_{h2} = V_{h1} + Z_h \cdot I_h \quad (2.28)$$

La impedancia armónica es:

$$Z_h = \frac{(V_{h2} - V_{h1})}{I_h} \quad (2.29)$$

Donde todas las cantidades son complejas.

Regularmente, es posible usar el método sin desconectar la carga perturbadora, registrando las variaciones en los voltajes y en las corrientes armónicas, haciendo uso de la formula general se tiene:

$$Z_h = \frac{\Delta V_h}{\Delta I_h} \quad (2.30)$$

La preexistencia de voltajes armónicos origina un flujo de corrientes armónicas por la carga lineal y el suicheo ó los cambios en la carga, causa una variación en dichas corrientes armónicas. El método más adecuado para obtener el valor de Z_h es desarrollar una regresión lineal para las muchas mediciones de V e I .

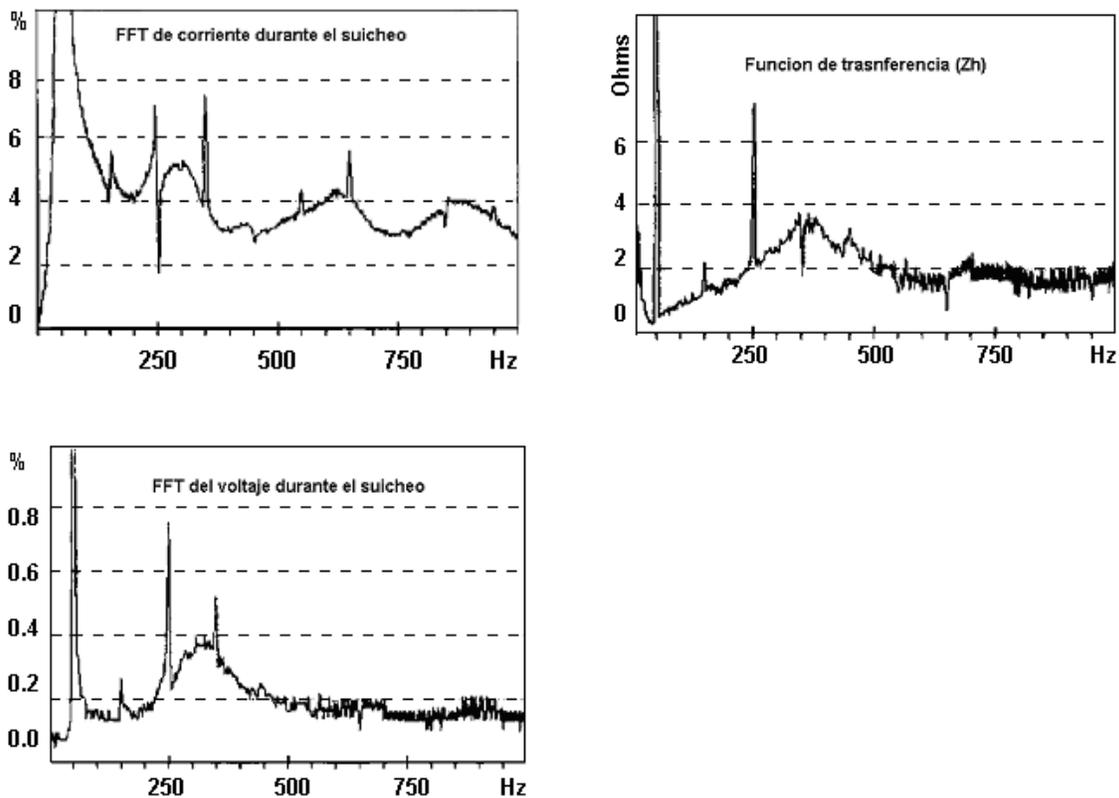
Por ejemplo, un banco de condensadores usado como carga, particularmente es apto para el propósito, ya que su impedancia decrece con los incrementos de frecuencia, en la Figura 2.4, la fuente armónica de corriente es reemplazada por un banco de condensadores. El registro de corrientes y voltajes armónicos con el banco de condensadores apagado y encendido, y aplicando la ecuación (2.29) permite medir las impedancias armónicas de la red para todas las frecuencias, esto se tratara con detalle en la sección 2.4.

2.3.2.2 Suicheo de un banco de condensadores

El suicheo de un banco de condensadores es equivalente a causar cortocircuitos instantáneos, resultando una corriente para la cual la FFT (Transformada Rápida de Fourier) entrega un espectro con buen contenido de información. Los registros de las señales de voltaje y corriente en una ventana de tiempo (incluyendo los transitorios) permitirán la evaluación de la impedancia armónica del sistema.

La Figura 2.5 muestra los ejemplos del espectro de voltaje y corriente obtenidos del suicheo de un banco de condensadores (conexión Y con neutro aislado) en un sistema de 11 kV a 50 Hz, además se presenta la función de transferencia asociada (Z_h) [1].

Figura 2.5. Suicheo de un condensador en una red de 11 kV. (Ventana de la Transformada Rápida de Fourier FFT para un tiempo de 400 ms).



Para la determinación de la red de impedancia armónica existe una técnica que emplea bancos de condensadores para generar perturbaciones, dicha técnica se denomina pre-y post-perturbación en estado estable y se tratará con detalle en la siguiente sección.

2.4. DETERMINACIÓN DE LA RED DE IMPEDANCIA ARMÓNICA UTILIZANDO LA TÉCNICA DE PRE- Y POST-PERTURBACIÓN EN ESTADO ESTABLE

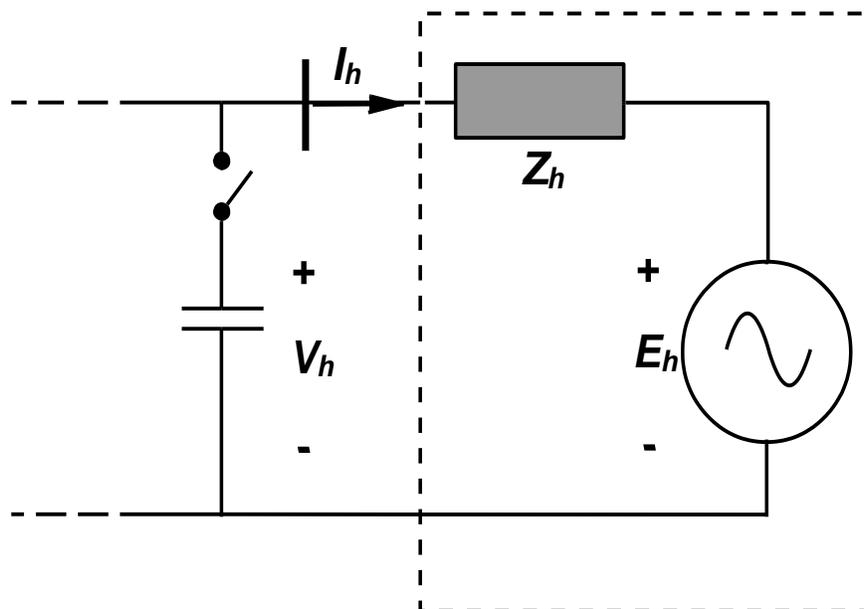
El conocimiento de la red de impedancias armónicas de un sistema eléctrico es de gran importancia, estos datos pueden ser utilizados para el diseño de filtros armónicos, para la verificación del cumplimiento del límite armónico y para determinar la resonancia en un punto del sistema, la cual aparece con la conexión de una reactancia inductiva y una capacitiva. Existirá una determinada frecuencia que hará cero la impedancia del conjunto L-C serie (resonancia serie), bajo estas condiciones, el sistema ofrece una impedancia muy baja a voltajes armónicos de frecuencia igual a la de resonancia. Por lo tanto, pequeños voltajes armónicos en el sistema pueden originar corrientes elevadas de armónicos en los equipos. Si el orden de una corriente armónica inyectada por la fuente perturbadora corresponde al orden de la resonancia paralelo, existe el riesgo de sobretensiones armónicas, particularmente cuando la red está poco cargada. Las corrientes armónicas son entonces intensas en los componentes de la red, y representan un cierto peligro para los condensadores. La visualización del nivel de impedancia y el grado de distorsión en la tensión permite detectar resonancias, las cuales se verán como picos (resonancia paralela) y valles (resonancia series) en el diagrama de magnitud de la impedancia [5].

En la identificación del origen de las perturbaciones armónicas en los sistemas eléctricos inicialmente es necesario modelar dichos sistemas en un circuito equivalente armónico de Norton o de Thevenin (El criterio lo define el método) los cuales constan de sus respectivas fuentes armónicas y de unas impedancias armónicas, son estas últimas las que serán determinadas mediante la técnica de pre- y post-perturbación en estado estable [28].

Los métodos desarrollados para medir la red de impedancias armónicas se pueden clasificar en dos grupos: los métodos basados en transitorios y los métodos basados en estado estable. Existen dos problemas en la implementación de los métodos que inyectan transitorios al sistema, el primero está asociado a la necesidad de disponer de un equipo de adquisición de datos de alta velocidad y el segundo se refiere a la fuente encargada de la perturbación. Las técnicas basadas en estado estable utilizan pre- y post-perturbación, lo cual se logra mediante la inyección de corriente armónica producida por una fuente externa o por el suicheo de un componente de la red. El método únicamente puede determinar la red de impedancias a frecuencias armónicas, adicional a esto, no requiere de alta velocidad en la adquisición de los datos.

La forma más simple de implementar el método de estado estable consiste en el suicheo de un componente del sistema en el punto donde será medida la red de impedancias.

Figura 2.6. Esquema de medición y red equivalente.



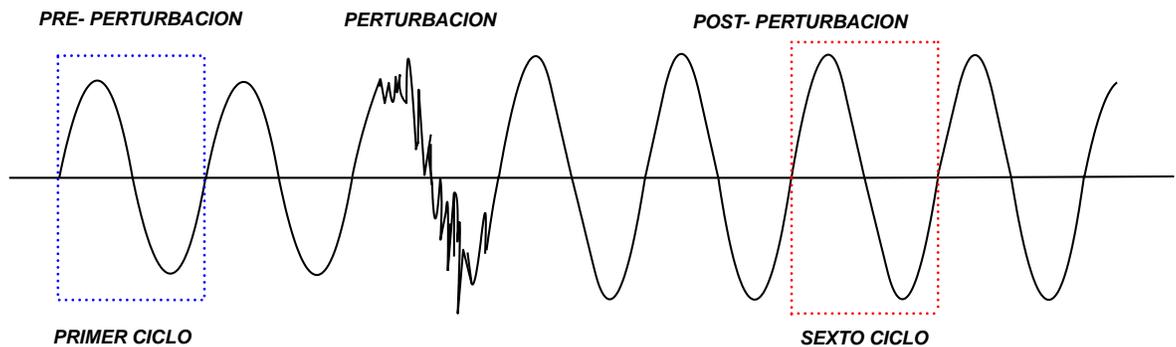
Por ejemplo, se puede asumir que sea un condensador aquel componente de la red que esta disponible para realizar el suicheo, la idea básica del método se describe a continuación:

- Registrar las formas de onda de voltaje y corriente del condensador en estado estable. Si el condensador esta desconectado, sus corrientes serán cero.
- Se realiza cambios al estado del condensador. Si este es un elemento de la red su capacidad se reduce al 50% para generar los cambios en las variables eléctricas, ahora, si este no es un elemento preexistente del sistema sino la fuente encargada de la perturbación se realizan cambios de estado (OFF – ON).
- Se registran las formas de onda de voltaje y corriente para la pre- y la post-perturbación en estado estable.
- Se aplica la transformada discreta de Fourier (DFT) a las formas de onda de la pre- y la post-perturbación. Para cada armónico de interés se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones.

$$\begin{aligned} V_{pre-h} &= E_h + I_{pre-h} Z_h \\ V_{post-h} &= E_h + I_{post-h} Z_h \end{aligned} \quad (2.31)$$

Donde I_{pre-h} y V_{pre-h} son la corriente y el voltaje armónico de orden h para la pre-perturbación, e I_{post-h} y V_{post-h} son la corriente y el voltaje armónico de orden h para la post-perturbación. E_h y Z_h son el voltaje y la impedancia del sistema interno respectivamente.

Figura 2.7. Muestra de la forma de onda.



- El sistema de impedancias armónico puede ser determinado despejando E_h de las ecuaciones (2.31) e igualándolas, obteniendo una expresión para Z_h , así:

$$Z_h = \frac{V_{h-post} - V_{h-pre}}{I_{h-post} - I_{h-pre}} = \frac{\Delta V_h}{\Delta I_h} \quad (2.32)$$

La impedancia Z_h calculada no incluye el condensador suicheado debido a que esta se encuentra aguas a bajo respecto a la impedancia del condensador.

2.4.1 PROBLEMÁTICA DE SU IMPLEMENTACIÓN Y SUS SOLUCIONES

Un monitor de calidad de potencia puede ser usado para tomar muestras de voltaje y corriente los cuales son requeridos por el método, dichos monitores pueden registrar de 64 a 128 muestras por ciclo con una resolución de 12 bits, esta exactitud es suficiente para determinar el sistema de impedancias armónicas para la frecuencia de interés. Esta sección presenta los problemas prácticos asociados con el método y sus soluciones.

2.4.1.1 Sincronización en las mediciones de pre- y post-perturbación

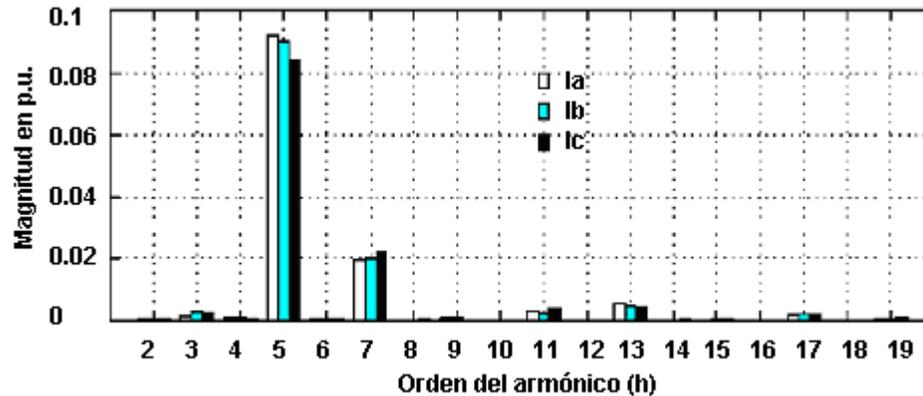
Aunque el método básico únicamente requiere de corrientes y voltajes en estado estable, las formas de onda de la pre- y la post-perturbación pueden ser sincronizadas para producir mejores resultados. La aclaración anterior se hace porque las ecuaciones (2.31) y (2.32), se obtienen de suponer que los fasores de la pre- y la post-perturbación están referenciados a un mismo ángulo. Una forma práctica de resolver este problema es registrando las formas de onda de la pre- y la post-perturbación continuamente, esto se puede observar en la Figura 2.7, donde se presenta una muestra, la cual consta de dos ciclos para la pre-perturbación y cuatro ciclos para la post-perturbación en estado estable.

Para obtener sincronización en sus formas de onda, el registro completo se divide en diversas ventanas con ciclos de 60 Hz partiendo de una referencia de tiempo (por ejemplo el primer punto de cruce por cero). Una ventana de la pre-perturbación y una ventana de la post-perturbación en estado estable son seleccionadas para posteriormente aplicarles análisis DFT. Si se quiere mejorar la exactitud del resultado es posible promediar inicialmente las formas de onda de pre-perturbación y luego las de post-perturbación, y al resultado de cada una se le aplicará análisis DFT.

2.4.1.2 Problemática de la medición trifásica

En un sistema trifásico los voltajes y las corrientes pueden tener grandes desbalances, esto hace que no sea posible obtener un resultado adecuado de impedancia en una medición monofásica [23]. Por esta razón se debe utilizar todas las formas de onda de voltaje y de corriente de la red trifásica. En la Figura 2.8 se puede observar que existen desbalances entre las fases, una aproximación común para manejar este problema se presenta a continuación:

Figura 2.8. Espectro armónico de la medición de cada una de las corrientes de fase.



- 1) Los fasores armónicos de corriente y voltaje de la pre- y la post-perturbación son determinados para las tres fases utilizando análisis DFT (transformada discreta de Fourier) ó FFT (transformada rápida de Fourier).
- 2) Luego estos fasores se descomponen en cada una de sus secuencias; positiva, negativa y cero.
- 3) Los cálculos de impedancia se desarrollan en la componente de secuencia s , como se muestra en la ecuación (2.33).

$$Z_{hs} = \frac{V_{hs-post} - V_{hs-pre}}{I_{hs-post} - I_{hs-pre}} = \frac{\Delta V_{hs}}{\Delta I_{hs}} \quad (2.33)$$

Donde el subíndice s representa las componentes de secuencia positiva, negativa y cero. Es común que haya insuficiente excitación armónica por parte de las fuentes del sistema para ciertos armónicos en algunas de las secuencias. Como resultado la corriente cambia, es decir, $\Delta I_{hs} = I_{hs-post} - I_{hs-pre}$ puede ser muy pequeño y el resultado de impedancia no tendrá la exactitud esperada. El siguiente principio puede ser usado para excluir datos que puedan entregar resultados inexactos.

$$\left| \frac{\Delta I_{hs}}{\Delta I_{1+}} \right| < 1\% \quad (2.34)$$

Donde ΔI_{1+} es la variación de la corriente en secuencia positiva para la frecuencia fundamental. Para utilizar la ecuación (2.33) no se tiene en cuenta ningún criterio de voltaje, las justificaciones son las siguientes:

- 1) Una pequeña variación del voltaje no ocasiona inexactitudes considerables en el resultado, siempre y cuando el delta de voltaje únicamente este asociado con el numerador.
- 2) Si las variaciones de voltaje son pequeñas, el valor de la impedancia también será pequeño (en comparación con impedancias de otras frecuencias). Por lo tanto el error relativo de la impedancia, normalizado al valor más grande de impedancia en todo el espectro de la frecuencia, igualmente será muy pequeño. El criterio que se aplica para las variaciones de corriente será reemplazado por un criterio de voltaje cuando se requiera determinar la red de admitancias.

$$\left| \frac{\Delta V_{hs}}{\Delta V_{1+}} \right| < 1\% \quad (2.35)$$

Frecuentemente es posible encontrarse con dificultades causadas por las características de los armónicos en cada una de las secuencias. Es bien conocido que el quinto armónico predomina en la secuencia negativa, debido a que la excitación de corriente para la secuencia positiva es insuficiente (Tabla 2.1), en otras palabras la variación de corriente para la secuencia positiva puede ser muy pequeña, lo cual hace que no proporcione un valor de impedancia confiable.

La ecuación (2.33) únicamente puede entregar un valor de impedancia (calculado de la componente de secuencia negativa) en este caso. El problema mencionado

anteriormente también se presenta para otros armónicos. Mientras se disponga únicamente de un valor de impedancia para un armónico dado, resultara imposible evaluar la exactitud o credibilidad de los resultados.

Para dar solución al problema mencionado anteriormente se hace uso de la transformación α - β -0 ó transformación de Clarke [28].

2.4.2 TRANSFORMACIÓN DE CLARKE Ó TRANSFORMACIÓN α - β -0

Una posible aproximación, la cual puede incrementar la confiabilidad de los resultados estimados para el cálculo de la impedancia armónica, es la transformación de Clarke para las mediciones trifásicas [23].

La transformación de Clarke convierte las mediciones trifásicas en unas componentes llamadas α , β y 0:

Formulación:

$$\begin{pmatrix} V_{\alpha}(t) \\ V_{\beta}(t) \\ V_0(t) \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{pmatrix} \quad y \quad \begin{pmatrix} I_{\alpha}(t) \\ I_{\beta}(t) \\ I_0(t) \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{pmatrix}$$

Donde:

$$T = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} & \sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (2.36)$$

Las impedancias armónicas pueden ser calculadas mediante los siguientes pasos [28]:

- 1) Un ciclo de la pre-perturbación y un ciclo de la post-perturbación son extraídos de los registros de las formas de onda, respectivamente.
- 2) Las formas de onda de voltaje y corriente α - β -0 se determinan utilizando la ecuación (2.36). Es importante destacar que la operación es desarrollada en el dominio del tiempo.
- 3) Las formas de onda resultantes son procesadas en fasores armónicos utilizando análisis DFT ó FFT.
- 4) Las impedancias α - β -0 se determinan utilizando la ecuación (2.37). La transformación de Clarke es real y evalúa directamente las formas de onda, las cuales son previamente analizadas en FFT. Usando la transformación de Clarke la impedancia armónica puede ser estimada así:

$$Z_{hc} = \frac{V_{hc-post} - V_{hc-pre}}{I_{hc-post} - I_{hc-pre}} = \frac{\Delta V_{hc}}{\Delta I_{hc}} \quad (2.37)$$

Donde:

- El subíndice c representa las componentes α , β o 0.
 - V_{hc-pre} e I_{hc-pre} representan las componentes de Clarke para un armónico h en la pre-perturbación.
 - $V_{hc-post}$ e $I_{hc-post}$ representan las componentes de Clarke para un armónico h en la post-perturbación.
- 5) Si se asume que el sistema de impedancia a ser medido es balanceado y simétrico, se puede realizar la siguiente aproximación:

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_s & Z_m & Z_m \\ Z_m & Z_s & Z_m \\ Z_m & Z_m & Z_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} = Z_{abc} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

La transformada α - β -0 proporciona:

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{pmatrix} = T Z_{abc} T^{-1} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_s - Z_m & 0 & 0 \\ 0 & Z_s - Z_m & 0 \\ 0 & 0 & Z_s + 2Z_m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

Se puede apreciar que $Z_\alpha = Z_\beta = Z_s - Z_m = Z_+ = Z_-$.

Como resultado, calcular Z_α o Z_β equivale a calcular Z_+ o Z_- . La impedancia Z_0 obtenida de la transformación α - β -0 es idéntica a la impedancia de secuencia cero. Se debería saber que los métodos basados en componentes simétricas y α - β -0 trabajan únicamente para sistemas balanceados, esta es la principal limitante del método propuesto. En cuanto a los sistemas desbalanceados son necesarias tres perturbaciones independientes.

Si se puede considerar la red simétrica y balanceada, $Z_{h\alpha}$ y $Z_{h\beta}$ son iguales a Z_{h+} y Z_{h-} . Adicionalmente Z_{h0} es igual a la impedancia de secuencia cero.

La transformación de Clarke presenta dos ventajas para el cálculo de la impedancia armónica. La primera es que la exactitud de los resultados no es afectada por las características de secuencia de la corriente armónica de excitación, es decir, las componentes α , β no tienen relación directa con la secuencia. La ecuación (2.37) puede entregar impedancias $Z_{h\alpha}$ y $Z_{h\beta}$ las cuales tienen valores comparables. Esto puede ser usado para verificar buenos resultados en el cálculo de la impedancia o ser promediados con el mismo

objetivo, ya que hay casos donde una de las impedancias (α o β) pueden ser incorrecta.

Esto ocurre cuando:

$$I_b(t) \approx I_c(t) \quad \text{o} \quad 2I_a(t) - I_b(t) \approx I_c(t)$$

Por lo que respecta a las componentes simétricas, existe un criterio que puede ser usado para excluir datos inexactos cuando el método utiliza un suicheo de condensador.

$$\left| \frac{\Delta I_{hc}}{\Delta I_{1c-max}} \right| < 1\% \quad (2.40)$$

Donde ΔI_{1c-max} es el mayor cambio de corriente a frecuencia fundamental de la componente de Clarke.

La segunda ventaja de la transformación de Clarke es que puede determinar impedancias para casos donde únicamente dos mediciones de voltaje de fase son disponibles; por ejemplo:

$$V_\beta(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [V_b(t) - V_c(t)]$$

De la expresión anterior se puede observar que la transformación de Clarke puede ser “extendida” para proporcionar mayor número *de valores de impedancia*, *estos valores pueden ser promediados para mejorar la calidad de los resultados*. Por ejemplo, La impedancia de la componente β puede ser obtenida del siguiente conjunto de mediciones [23]:

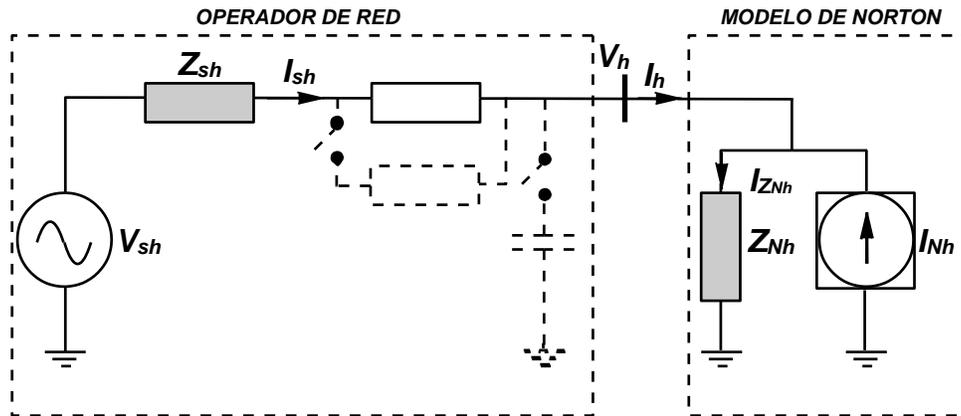
$$\begin{aligned}
V_{\beta\text{-conjunto1}}(t) &= \frac{V_b(t) - V_c(t)}{\sqrt{2}} , & I_{\beta\text{-conjunto1}}(t) &= \frac{I_b(t) - I_c(t)}{\sqrt{2}} \\
V_{\beta\text{-conjunto2}}(t) &= \frac{V_c(t) - V_a(t)}{\sqrt{2}} , & I_{\beta\text{-conjunto2}}(t) &= \frac{I_c(t) - I_a(t)}{\sqrt{2}} \\
V_{\beta\text{-conjunto3}}(t) &= \frac{V_a(t) - V_b(t)}{\sqrt{2}} , & I_{\beta\text{-conjunto3}}(t) &= \frac{I_a(t) - I_b(t)}{\sqrt{2}}
\end{aligned} \tag{2.41}$$

Cuando se aplica las ecuaciones (2.33) y (2.37) se asume que las mediciones están referidas al voltaje de Thevenin a frecuencia fundamental, E_1 en la Figura 2.6.

2.5 MODELO ARMÓNICO DE NORTON

Los cambios en las condiciones de operación para un sistema eléctrico pueden ser observados en el punto de acople común (PCC), como se mencionó en la sección 3.4, el suicheo de un banco de condensadores aumenta los cambios de las corrientes inyectadas por la carga hacia el sistema de distribución, los cuales están conectados en el PCC. En esa misma sección, la estimación de la impedancia armónica se basa en los cambios incrementales de voltaje y corriente armónica en el PCC mediante el suicheo de un banco de condensadores, las ecuaciones básicas (2.31) y (2.32), no solo permiten estimar la impedancia armónica (Z_h), sino también el equivalente de la fuente de voltaje armónica de excitación (E_h) (operador de red). Así, las mediciones de la pre y la post-perturbación proporcionan información, la cual hace posible estimar un equivalente de Thevenin para el operador de red. Las características de muchas redes de distribución sugieren modelar el sistema por medio de una aproximación de Norton, siempre y cuando la carga generadora de armónicos pueda ser representada por una fuente de corriente armónica. En la figura mostrada a continuación las mediciones hechas en el PCC de corriente y voltaje armónico (I_h) y (V_h) respectivamente, son realizadas para al menos dos condiciones diferentes de operación del sistema [23].

Figura 2.9. Modelo de Norton para una red de distribución.



En el circuito de la Figura 2.9 se puede observar que cuando ocurren cambios en las condiciones de operación del sistema el voltaje armónico V_h , la corriente armónica I_h y Z_{Nh} cambiarán. La corriente I_{Nh} generada por la carga hacia la red encuentra una trayectoria eléctrica que consiste en una combinación paralela de Z_{Nh} y la impedancia total del operador de red, generalmente Z_{Nh} es mayor que esta impedancia (operador de red), la mayor parte de I_{Nh} fluye hacia el operador de red. De la Figura 2.9 pueden escribirse las siguientes ecuaciones para las mediciones de corriente de la pre y la post-perturbación.

$$\begin{aligned} I_{h-pre} &= I_{Z_{Nh-pre}} - I_{Nh} \\ I_{h-post} &= I_{Z_{Nh-post}} - I_{Nh} \end{aligned} \quad (2.42)$$

Donde todas las cantidades son complejas.

Las corrientes a través de la impedancia de Norton armónica ($I_{Z_{Nh}}$) pueden ser calculadas antes y después de los cambios:

$$I_{Z_{Nh-pre}} = \frac{V_{h-pre}}{Z_{Nh}} \quad (2.43)$$

$$I_{Z_{Nh-post}} = \frac{V_{h-post}}{Z_{Nh}} \quad (2.44)$$

Usando las ecuaciones (2.42), (2.43) y (2.44) se tiene:

$$I_{h-pre} = \frac{V_{h-pre}}{Z_{Nh}} - I_{Nh} \quad (2.45)$$

$$I_{h-post} = \frac{V_{h-post}}{Z_{Nh}} - I_{Nh} \quad (2.46)$$

Igualando las ecuaciones anteriores se obtiene:

$$I_{h-post} - I_{h-pre} = \frac{V_{h-post} - V_{h-pre}}{Z_{Nh}} \quad (2.47)$$

Resolviendo para Z_{Nh} la ecuación (2.47) se encuentra la impedancia de Norton para cada uno de los armónicos:

$$Z_{Nh} = \frac{V_{h-post} - V_{h-pre}}{I_{h-post} - I_{h-pre}} = \frac{\Delta V_h}{\Delta I_h} \quad (2.48)$$

La fuente de corriente armónica de Norton puede ser calculada así:

$$I_{Nh} = \frac{V_{h-pre}}{Z_{Nh}} - I_{h-pre} = \frac{V_{h-post}}{Z_{Nh}} - I_{h-post} \quad (2.49)$$

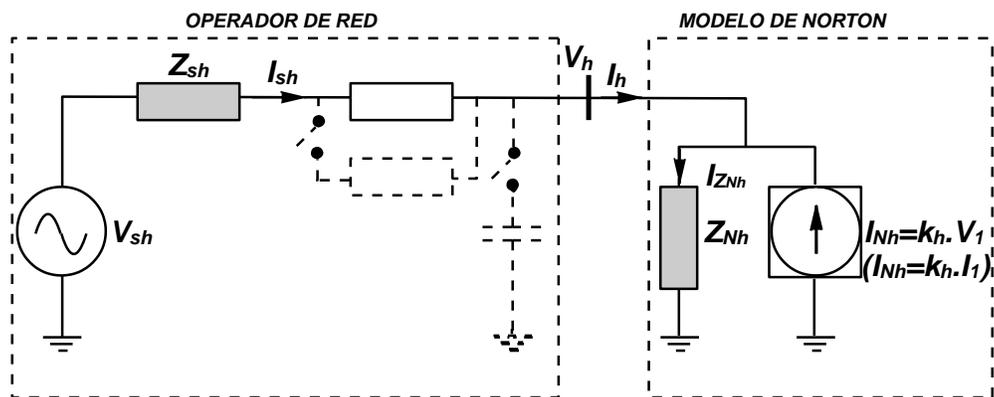
Comparando las ecuaciones (2.48) y (2.32) se puede observar que la impedancia de Norton es igual a la impedancia armónica de la carga. Como se discutió en la sección 2.4 la ecuación monofásica (2.48) usualmente no tiene valor práctico debido a los desbalances que presentan las fases. Las mediciones trifásicas necesitan ser transformadas de tal manera que la ecuación (2.48) pueda ser usada (mediante la aplicación de las componentes simétricas y la transformación de Clarke). Sin embargo los principios definidos en la sección 2.4 para excluir

datos que puedan entregar resultados inexactos no aplican en la carga, ya que usualmente las variaciones de corriente a frecuencia fundamental en la carga son muy pequeñas comparadas con las del operador de red.

2.5.1 FUENTE DEPENDIENTE DE VOLTAJE Ó DE CORRIENTE FUNDAMENTAL

Cuando cambian las condiciones de operación del operador de red, por ejemplo; suicheando un banco de condensadores, la corriente y el voltaje fundamental en el modelo de la carga cambiarán, dichos cambios afectan las corrientes generadas por las fuentes armónicas individuales de la red. Utilizando las mismas mediciones es posible remplazar la fuente de corriente armónica de Norton por una fuente que dependa del voltaje o de la corriente a frecuencia fundamental, la siguiente figura ilustra lo anterior.

Figura 2.10. Modelo de Norton de una red de distribución con modificación



Generalmente la variación del voltaje fundamental es mayor que la de la corriente fundamental, basado en esto, el siguiente análisis será realizado para el caso de una fuente de corriente de Norton dependiente del voltaje fundamental. Sin embargo, para otras redes podría resultar más apropiado utilizar una fuente de corriente de Norton dependiente de la corriente fundamental.

Utilizando una fuente de corriente de Norton como la descrita por la Figura 2.10, las ecuaciones (2.45) y (2.46) pueden ser rescritas así:

$$I_{h-pre} = \frac{V_{h-pre}}{Z_{Nh}} - k_h \cdot V_{1-pre} \quad (2.50)$$

$$I_{h-post} = \frac{V_{h-post}}{Z_{Nh}} - k_h \cdot V_{1-post} \quad (2.51)$$

Donde todas las cantidades son complejas. Las ecuaciones (2.50) y (2.51) pueden ser formuladas matricialmente:

$$\begin{bmatrix} I_{h-pre} \\ I_{h-post} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{h-pre} & -V_{1-pre} \\ V_{h-post} & -V_{1-post} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/Z_{Nh} \\ k_h \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

La impedancia de Norton armónica y la constante k_h , representan la dependencia de voltaje fundamental para el armónico h , estos parámetros se pueden encontrar así:

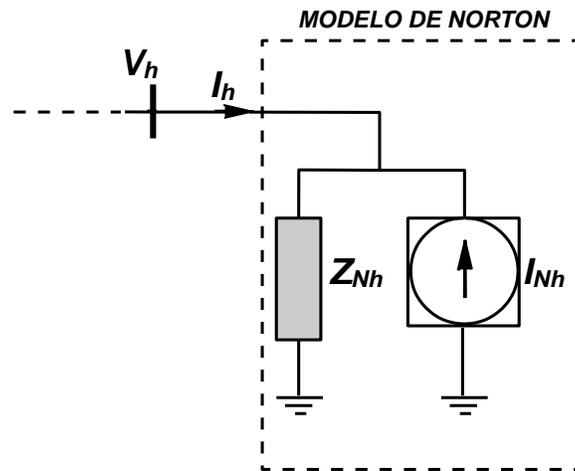
$$\begin{bmatrix} 1/Z_{Nh} \\ k_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{h-pre} & -V_{1-pre} \\ V_{h-post} & -V_{1-post} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_{h-pre} \\ I_{h-post} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

2.5.2 ADMITANCIA ARMÓNICA

El principal propósito del método de evaluación, empleando el equivalente de Norton, es entregar un modelo sencillo que permita estimar niveles armónicos para diferentes configuraciones del sistema. Para obtener modelos de Norton útiles para cada armónico es importante que las condiciones de operación del sistema no varíen durante el proceso de medición, también es importante que la

red no contenga interacción armónica, es decir; un cambio en el voltaje armónico de orden h afecta únicamente a la corriente armónica del mismo orden y viceversa. Para tales casos, los modelos de Norton estimados serán los mismos para diferentes cambios en las condiciones de operación [23].

Figura 2.11. Inyección armónica para una red de distribución aplicando un voltaje armónico.



Así, empleando una distorsión de voltaje armónico desde un orden h hasta un orden H en el nodo donde la red modelada es conectada (PCC) como se muestra en la Figura 2.11. Las corrientes armónicas inyectadas pueden ser calculadas así:

$$\begin{aligned}
 I_h &= Y_{Nh} \cdot V_h - I_{Nh} \\
 \vdots & \quad \quad \quad \vdots \\
 I_H &= Y_{NH} \cdot V_H - I_{NH}
 \end{aligned} \tag{2.54}$$

La anterior ecuación puede ser escrita de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} I_h \\ \vdots \\ I_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{Nh} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & Y_{NH} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_h \\ \vdots \\ V_H \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{Nh} \\ \vdots \\ I_{NH} \end{bmatrix} \tag{2.55}$$

Donde $Y_{Nh} = 1/Z_{Nh}$, $Y_{NH} = 1/Z_{NH}$ y I_{Nh}, \dots, I_{NH} son las admitancias de Norton y fuentes de corrientes estimadas respectivamente, usando la formulación básica del modelo de Norton. Las ecuaciones (2.48) y (2.49) pueden ser reformuladas para entregar la admitancia armónica de Norton y la fuente de corriente, así:

$$Y_{Nh} = \frac{I_{h-post} - I_{h-pre}}{V_{h-post} - V_{h-pre}} = \frac{\Delta I_h}{\Delta V_h} \quad (2.56)$$

$$I_{Nh} = Y_{Nh} \cdot V_{h-pre} - I_{h-pre} = Y_{Nh} \cdot V_{h-post} - I_{h-post} \quad (2.57)$$

Para la mayoría de los sistemas reales, las condiciones de operación de la carga varían cuando se conecta un nuevo elemento, por ejemplo un banco de condensadores por parte del operador de red; sin embargo el tiempo de medición entre la pre- y la post-perturbación es corto. El cambio en las condiciones de operación por parte del operador de red, trae como consecuencia cambios en el voltaje fundamental, además de los voltajes armónicos en el sistema, por consiguiente las corrientes armónicas generadas por las cargas no lineales también cambian. Si las corrientes armónicas generadas por las cargas no lineales únicamente son afectadas por el voltaje o corriente fundamental es posible realizar el análisis como lo describe la sección 2.5.1. Los voltajes armónicos aplicados a equipos electrónicos tales como rectificadores de puente de diodos, pueden afectar las corrientes armónicas generadas por las cargas. La matriz de admitancia (ó impedancia) para estas cargas no es diagonal a diferencia de la ecuación (2.55), pero puede tener elementos significativos fuera de la diagonal que representan acoples entre armónicos de diferente orden, Por ejemplo, al cambiar el voltaje del quinto armónico no afectara únicamente a la corriente generada por el quinto armónico si no que también afectara a otros armónicos. Para este tipo de cargas la ecuación (2.55) puede ser reevaluada:

$$\begin{bmatrix} I_h \\ \vdots \\ I_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{Nhh} & \cdots & Y_{Nhh} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{NHH} & \cdots & Y_{NHH} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_h \\ \vdots \\ V_H \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{Nh} \\ \vdots \\ I_{NH} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Donde los elementos fuera de la diagonal principal de la matriz de admitancias representan los acoplos entre diferentes armónicos. Conectando dichas cargas en una red de distribución aparecerán elementos fuera de la diagonal principal, se observa que la ecuación (2.58) sigue siendo lineal. Tomando en consideración los acoplos entre los diferentes armónicos, es decir los elementos fuera de la diagonal principal, las ecuaciones (2.56) y (2.57) son llevadas a la siguiente forma:

$$Y_{Nh} = \frac{I_{h-post} - I_{h-pre}}{V_{h-post} - V_{h-pre}} - \sum_{i \neq h} Y_{Nhi} \frac{V_{i-post} - V_{i-pre}}{V_{h-post} - V_{h-pre}} \quad (2.59)$$

$$\begin{aligned} I_{Nh} &= Y_{Nhh} \cdot V_{h-pre} + \sum_{i \neq h} Y_{Nhi} \cdot V_{i-pre} - I_{h-pre} \\ &= Y_{Nhh} \cdot V_{h-post} + \sum_{i \neq h} Y_{Nhi} \cdot V_{i-post} - I_{h-post} \end{aligned} \quad (2.60)$$

Se puede observar que en las ecuaciones (2.59) y (2.60) a diferencia de las ecuaciones (2.56) y (2.57) se introducen los elementos que están fuera de la diagonal principal, los cuales son producto del acoplamiento entre armónicos. El tamaño de la sumatoria de las admitancias acopladas para cada armónico depende del tamaño de los elementos que se encuentran fuera de la diagonal principal y de la variación en la medición de los voltajes armónicos para la pre- y la post-perturbación. La sumatoria de las admitancias acopladas para un armónico h es igual a cero si todos los elementos fuera de la diagonal principal (relativos al armónico h) son cero, o si la variación en la red únicamente afecta al voltaje armónico de orden h . En la mayoría de las redes reales el modelo de Norton estimado, utiliza las ecuaciones (2.56) y (2.57) siendo estas una aproximación

para realizar el análisis armónico, lo ideal sería considerar los acoples presentes entre los armónicos como lo describen las ecuaciones (2.59) y (2.60) ya que abarca gran parte de la información necesaria para analizar cualquier tipo de configuración de red. En los siguientes capítulos no se considerará el acople entre armónicos, este tipo de acoplamiento deberá ser tratado en futuras investigaciones.

CAPITULO 3

METODOLOGÍAS PARA LA DETECCIÓN DE FUENTES ARMÓNICAS MEDIANTE MEDICIONES EN UNA ÚNICA UBICACIÓN

Una medición armónica para una única ubicación es tal vez la forma más simple de medida. La diversa cantidad de información que se obtenga de tales medidas depende en gran parte del instrumento que se use. Un instrumento convencional de medición puede medir valores rms de voltaje o corriente, mientras que los más avanzados realizan mediciones armónicas de voltaje, corriente y ángulos de fase para cada una de las componentes armónicas inmersas en el sistema. Un uso típico de mediciones en una única ubicación es la de caracterizar, hacer un seguimiento de las fuentes armónicas y estudiar sus posibles problemas. Otro uso importante es la determinación de los niveles armónicos de voltaje o corriente. Las mediciones pueden ser monofásicas o trifásicas dependiendo del tipo de estudio realizado y del nivel de exactitud requerido. Cuando estas mediciones se realizan durante un intervalo de tiempo considerable (días, semanas, meses) se pueden observar los cambios en las condiciones de operación del sistema, las cuales pueden ser consecuencia de variaciones naturales ó forzadas.

La distorsión que los armónicos pueden producir en las formas de onda de la señal eléctrica se mide en el punto fronterizo entre la empresa suministradora de energía y el usuario (*point of common coupling - PCC*). La distorsión que el usuario produce a la empresa de energía depende de las corrientes armónicas que le inyecte y de la respuesta de la impedancia del sistema a frecuencias armónicas. En ese sentido, se ha establecido que los límites de distorsión armónica permitidos a los usuarios se midan en corrientes. Mientras que la distorsión generada por la empresa de energía al usuario se mida en la forma de onda de la tensión en el punto de frontera entre ambos. Aunque existen varios índices para establecer el grado de contaminación armónica en un punto de frontera, los índices más usados son la *distorsión armónica individual* y la *distorsión armónica total* tanto en tensión como en corriente [25].

3.1 MÉTODO PARA LA DETECCIÓN DE FUENTES ARMÓNICAS BASADO EN LOS ÍNDICES DE CORRIENTE EN EL PUNTO DE ACOPLE COMÚN (PCC)

Este método se desarrolla a partir de las mediciones continuas (para un intervalo de tiempo) realizadas en un punto de acople común (PCC) o también conocido como el punto en el cual se encuentra la frontera comercial entre el operador de red y el consumidor, el método en mención, utiliza el SPM (método de superposición y proyección) que permite separar la contribución armónica entre el cliente y la compañía de red como lo muestra la Figura 3.3 y la Figura 3.4, detectando la fuente armónica dominante. Adicionalmente, estos resultados pueden ser usados para determinar el nivel de contaminación armónica, dar cumplimiento al estándar IEEE Std. 519 y tomar medidas correctivas, siempre y cuando los límites especificados sean violados.

El método separa las corrientes ó voltajes armónicos en el punto de acople común (PCC) para dos componentes, la primer componente se debe al operador de red y la componente restante al consumidor [27].

El desarrollo de este método para el manejo de armónicos consta de dos grandes tareas:

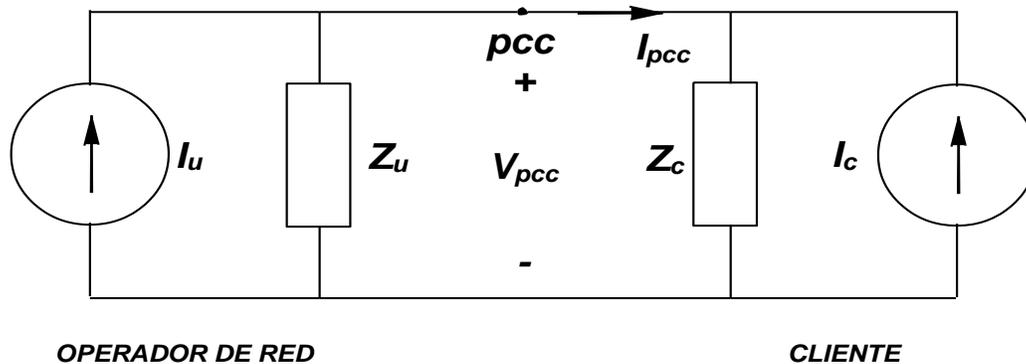
- La primera tarea es realizar un registro de mediciones para un armónico h , las cuales serán interpretadas posteriormente. (el objetivo de la primera tarea es encontrar señales confiables)
- La segunda tarea es encontrar un modelo que permita analizar el comportamiento del sistema cuando sus condiciones de impedancia varíen.

El problema técnico para el desarrollo del método consiste básicamente en:

- Separar la contribución armónica entre las fuentes del operador de red y el consumidor en el PCC. El consumidor únicamente se hará cargo de la polución armónica de la cual es responsable.
- Aislar el efecto de las variaciones en la impedancia y la fuente. La impedancia armónica del operador de red y las fuentes armónicas son resultado de los cambios en el sistema, por ejemplo, el suicheo de un condensador, la reconfiguración de la red y los cambios en las condiciones de carga de otros consumidores. De tales cambios puede resultar un incremento o decremento en la contribución armónica por parte del consumidor. En el desarrollo del método, el consumidor no se hará responsable de las consecuencias, que sean resultado de las acciones realizadas por la empresa de energía.

Normalmente el problema puede ser analizado usando el circuito equivalente de Norton de la Figura 3.1, aquí las fuentes perturbadoras del cliente y del operador de red están representadas por I_c e I_u respectivamente y Z_c y Z_u son las impedancias armónicas del sistema. El circuito es aplicable para diferentes frecuencias armónicas y cuando las fuentes son diferentes de cero se requiere separar en el PCC la contribución de corriente armónica de las fuentes de la carga y el operador de red.

Figura 3.1. Circuito equivalente básico para el análisis armónico.



3.1.1 ÍNDICES DE CONTRIBUCIÓN ARMÓNICA

Para determinar los índices de la contribución armónica se aplica el principio de superposición al sistema mostrado en la Figura 3.2. De acuerdo con este principio, la contribución de cada fuente a la corriente armónica de orden h (I_{pcc}) se puede determinar como se muestra en la Figura 3.3 y 3.4 y mediante las siguientes ecuaciones:

Donde:

- I_{u-pcc} e I_{c-pcc} son las contribuciones de las respectivas fuentes a la corriente en PCC para un armónico h .

Partiendo de la ecuación (3.3) se puede observar que existen ambigüedades para definir la fuente armónica, ya que dicha ecuación es una suma fasorial. Un método más preciso es descomponer I_{pcc} en dos componentes escalares como lo muestra la Figura 3.3 y la ecuación (3.4).

$$|I_{pcc}| = I_{pcc} = I_{cf} + I_{uf} \quad (3.4)$$

Donde:

- I_{uf} es la proyección de I_{u-pcc} sobre I_{pcc}
- I_{cf} es la proyección de I_{c-pcc} sobre I_{pcc}

De esta manera I_{pcc} es la suma algebraica de dos componentes escalares, una debido a la fuente armónica del consumidor y otra debido a la fuente del operador de red.

Ejemplo:

Si $I_{uf} = 3A$

$I_{cf} = 7A$ entonces $I_{pcc} = 10A$

Se puede observar que la contribución del consumidor es del 70% mientras que la del operador de red es del 30%. Ambas corrientes (I_{cf} , I_{uf}) son escalares y pueden tener signos opuestos.

- Si ellas tienen el mismo signo el consumidor y el operador de red aportan armónicos para formar I_{pcc} .
- Si ellas tienen signos opuestos la negativa tiende a reducir el flujo armónico en el PCC.

Se cree que los índices I_{ct} e I_{uf} caracterizan correctamente la contribución de las respectivas fuentes armónicas a la corriente I_{pcc} para un armónico h . mediante estos índices se puede determinar que tan valido es el método [26], como se vera en la siguiente sección.

3.1.2 OBJETIVO DEL MÉTODO

El principal objetivo del método es dar solución a los problemas causados por la variación de la impedancia y las fuentes armónicas en los sistemas eléctricos, dichas variaciones podrían violar los límites armónicos permitidos. Para analizar el método con mayor profundidad se consideran tres casos:

- impedancia constante.
- Variando la impedancia del operador de red.
- Variando la impedancia de la carga.

3.1.2.1 Impedancia constante

En este caso, no existe variación en la impedancia armónica en el lado del consumidor ni en el operador de red. La variación del flujo de corriente en el (PCC) es afectada únicamente por I_u e I_c . De la Figura 3.1 se observa que Z_u es la impedancia del operador de red la cual debe ser conocida y Z_c es la impedancia de la carga. Para este caso se asume que Z_u y Z_c no varían. Basados en esta información, las fuentes de corriente armónica del operador de red y del consumidor pueden ser calculadas usando las siguientes ecuaciones fasoriales:

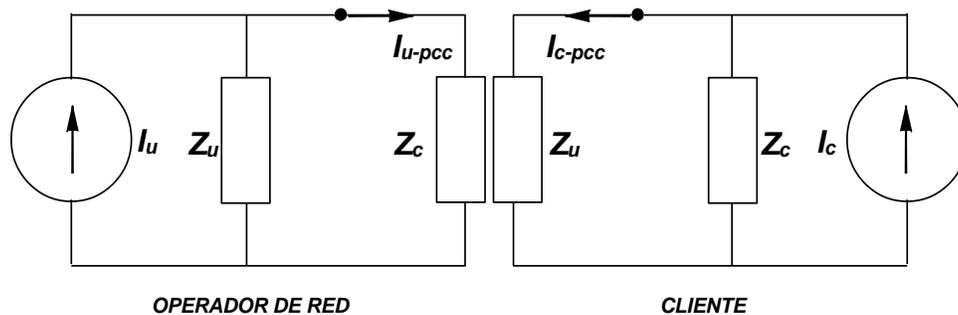
$$I_u = \frac{V_{pcc}}{Z_u} + I_{pcc} \quad , \quad I_c = \frac{V_{pcc}}{Z_c} - I_{pcc} \quad (3.5)$$

Donde V_{pcc} e I_{pcc} son las mediciones en el PCC de voltaje y corriente armónica de orden h respectivamente, la contribución de cada fuente a I_{pcc} puede ser determinada aplicando el principio de superposición (ver Figura 3.5):

$$I_{u-pcc} = \frac{Z_c}{Z_u + Z_c} I_u \quad (3.6)$$

$$I_{c-pcc} = \frac{Z_u}{Z_u + Z_c} I_c \quad (3.7)$$

Figura 3.5. Contribución armónica de cada fuente.

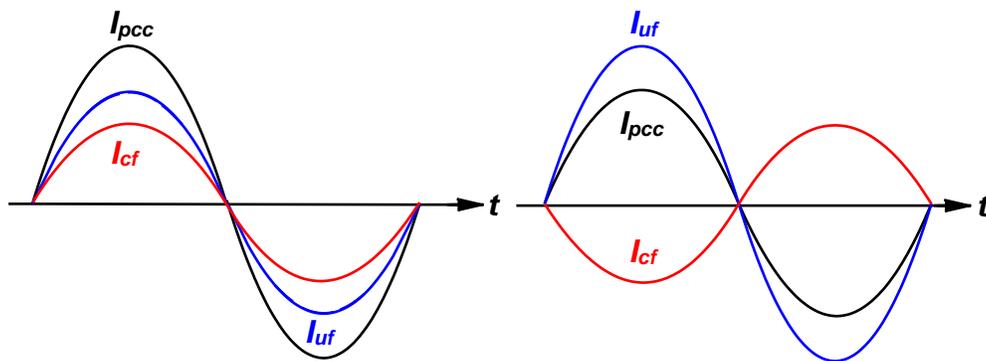
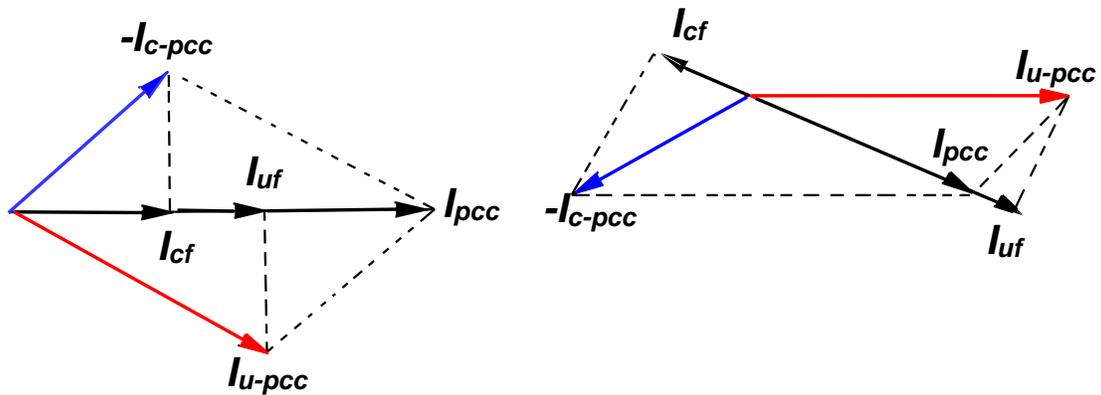


Donde:

$$I_{pcc} = I_{u-pcc} + (-I_{c-pcc}) \quad (3.8)$$

La corriente total (I_{pcc}) se puede descomponer en dos escalares como se observa en la Figura 3.6 y en la siguiente ecuación.

Figura 3.6. Descomposición de I_{pcc} en sus dos componentes.



$$|I_{pcc}| = I_{cf} + I_{uf} \quad (3.9)$$

Donde:

- I_{uf} es la proyección de I_{u-pcc} sobre el eje de I_{pcc} .
- I_{cf} es la proyección de I_{c-pcc} sobre el eje de I_{pcc} .

Por consiguiente la magnitud de I_{pcc} es la suma algebraica de las dos componentes, una debida a I_c y otra debida a I_u . Estas componentes pueden ser usadas como indicadores para determinar la contribución armónica del consumidor y del operador de red. I_{cf} e I_{uf} son escalares y de acuerdo a su signo se puede concluir:

- Si las corrientes tienen igual signo, el consumidor y la empresa de energía aportan corrientes armónicas para formar I_{pcc} .
- Si las corrientes tienen signos opuestos, la negativa tiene el efecto de reducir el flujo armónico en el PCC.

3.1.2.2 Variando la impedancia del operador de red

Una situación típica correspondiente a este caso es el suicheo de condensadores en el sistema eléctrico, lo que implica que Z_u aumente o disminuya. Cuando Z_u disminuye, ocasiona que el consumidor inyecte más armónicos al sistema (visto desde el PCC), por lo cual el consumidor no puede ser el único responsable del consecuente incremento de I_{pcc} o I_{cf} . Igualmente si Z_u incrementa la contribución del consumidor se reduce [27]. En otras palabras, el efecto del cambio de Z_u debe ser aislado cuando se considere que el consumidor es el responsable de la distorsión armónica, como se muestra en la siguiente figura:

Figura 3.7. Conversión de la variación de la impedancia en una variación equivalente de corriente para el lado del operador de red.

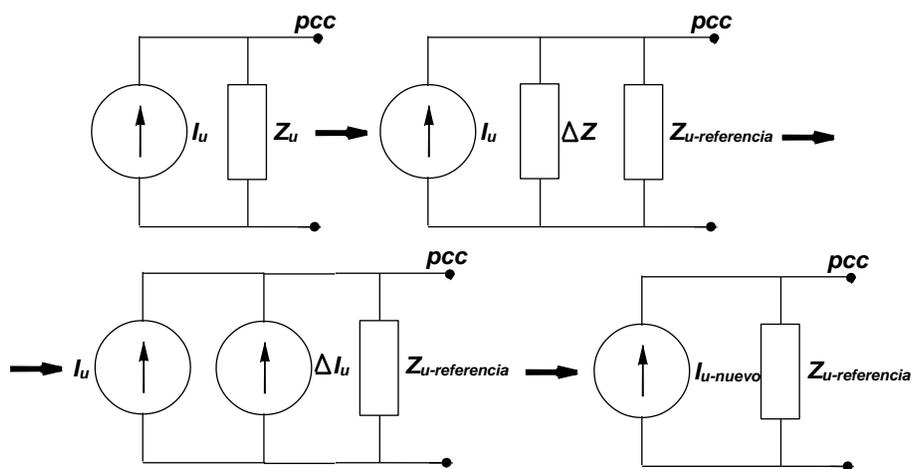
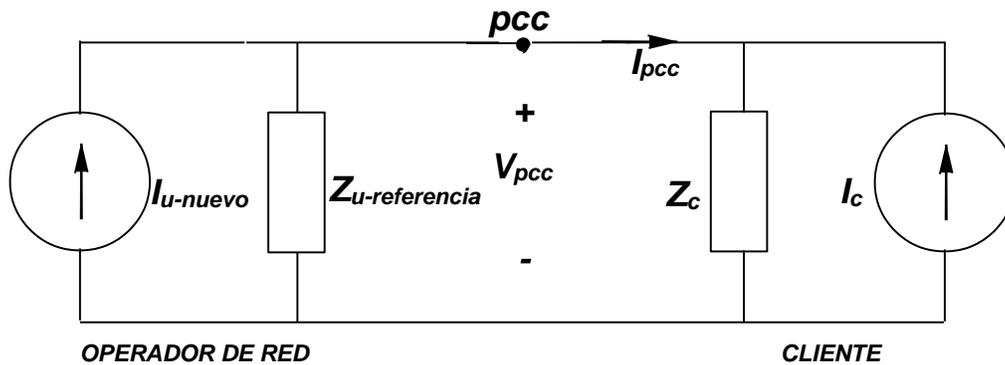


Figura 3.8. Circuito equivalente convertido.



La clave para llevar a cabo el método propuesto es convertir los cambios de Z_u en un equivalente de fuente armónica de corriente ΔI_u por parte del operador de red. Asumiendo que la referencia Z_u ahora será $Z_{u-referencia}$, la Figura 3.7 muestra como se realiza.

La ecuación de corriente para el circuito de la Figura 3.8 se desarrolla a continuación:

$$I_{pcc} = I_{u-nuevo} - \frac{V_{pcc}}{Z_{u-referencia}} \quad (3.10)$$

Donde, la nueva fuente de corriente $I_{u-nuevo}$ puede ser determinada así:

$$I_{u-nuevo} = \frac{V_{pcc}}{Z_{u-referencia}} + I_{pcc} \quad (3.11)$$

Esta conversión, hace posible el análisis para el caso cuando varía Z_u usando el mismo procedimiento de la sección 3.3.1.1 (impedancia constante), los nuevos valores de I_{cf} e I_{uf} pueden ser calculados utilizando el circuito mostrado en la Figura 3.8. El objetivo del método es mantener la misma responsabilidad en el consumidor independientemente de los cambios del operador de red.

3.1.2.3 Variando al impedancia de la carga

Un ejemplo típico de este caso, es cuando el consumidor suichea un filtro en su planta, la corriente en el PCC podrá ser incrementada o decrementada dependiendo de la impedancia del operador de red y de las condiciones de la fuente. En este caso el consumidor es el completo responsable de las consecuencias.

Figura 3.9. Conversión de la variación de la impedancia en una variación equivalente de corriente para el lado del cliente.

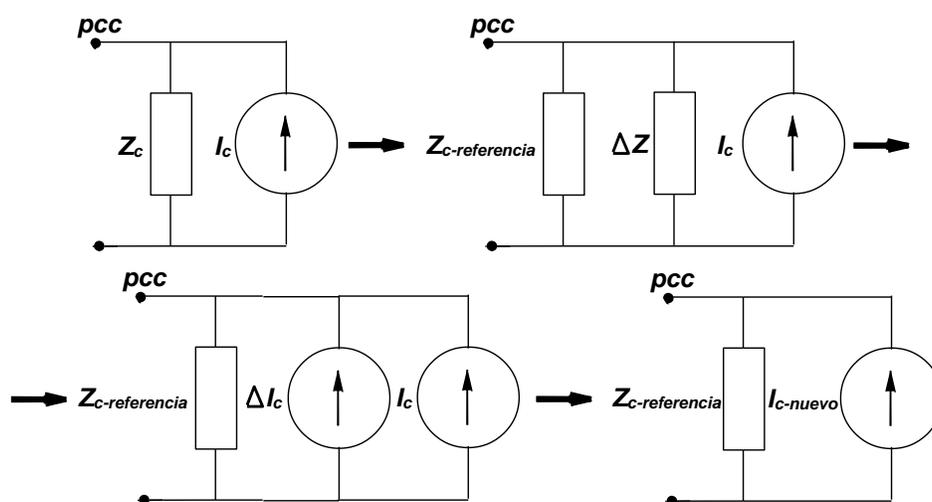
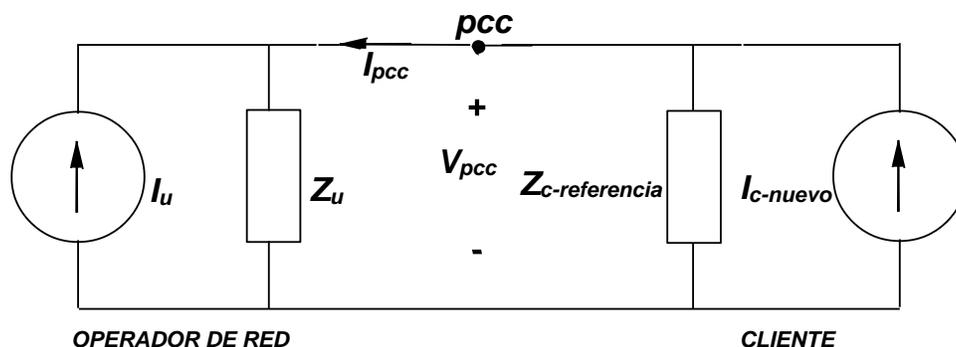


Figura 3.10. Circuito equivalente convertido.



Al igual que en el caso anterior, los cambios de Z_c se convierten en un equivalente de fuente armónica de corriente ΔI_c por parte de la carga. Asumiendo que la referencia Z_c ahora será $Z_{c-referencia}$, la Figura 3.9 ilustra lo anterior.

La ecuación de corriente para el circuito de la Figura 3.10 se desarrolla a continuación:

$$I_{pcc} = \frac{V_{pcc}}{Z_{c-referencia}} - I_{c-nuevo} \quad (3.12)$$

Donde la nueva fuente de corriente $I_{c-nuevo}$ puede ser determinada así

$$I_{c-nuevo} = \frac{V_{pcc}}{Z_{c-referencia}} - I_{pcc} \quad (3.13)$$

Esta conversión, hace posible el análisis para el caso cuando varía Z_c usando el mismo procedimiento de la sección 3.3.1.1 (impedancia constante), los nuevos valores de I_{cf} e I_{uf} pueden ser calculados utilizando el circuito mostrado en la Figura 3.10. El objetivo del método es mantener la misma responsabilidad del operador de red independientemente de los cambios en la carga.

3.1.3 PASOS SECUENCIALES PARA LLEVAR A CABO EL MÉTODO

En los sistemas reales Z_c y Z_u pueden variar por tal motivo I_c e I_u también. La variación entre la impedancia actual y la de referencia es una fuente de corriente que representa tales variaciones, (siempre que la variación de impedancia pueda ser convertida en una variación equivalente de corriente) por consiguiente la nueva fuente de corriente incluye las variaciones de impedancia (ver Figura 3.7 y Figura 3.9). El método completo puede resumirse a continuación:

1. Conocer las impedancias $Z_{U-referencia}$ y $Z_{C-referencia}$.
2. Tomar mediciones de voltaje y corriente en el PCC (V_{pcc} e I_{pcc}).
3. Determinar las fuentes equivalentes de corriente $I_{C-nuevo}$ e $I_{U-nuevo}$ utilizando la ecuación (3.11) y (3.13) respectivamente.
4. Determinar I_{C-pcc} e I_{U-pcc} usando las ecuaciones (3.6) y (3.7).
5. Realizar la proyección I_{U-pcc} e I_{C-pcc} sobre I_{pcc} , para encontrar los índices de contribución I_{uf} e I_{cf} .

3.2 MÉTODO PARA LA DETECCIÓN DE FUENTES ARMÓNICAS BASADO EN LA DIRECCIÓN DE POTENCIA EN EL PUNTO DE ACOPLE COMÚN (PCC)

Cada vez que distorsiones significantes de corriente y voltaje armónico son observados en el sistema de potencia, es posible utilizar estos parámetros para encontrar las fuentes de dichas distorsiones. La identificación y localización correcta de la fuente armónica es esencial en un diseño efectivo que de solución a los principales problemas armónicos y así determinar la responsabilidad entre las partes involucradas. La situación más común en la detección de la fuentes armónicas, es resolver la disputa acerca de quien es el responsable de las distorsiones en el punto de acople común (PCC), entre el operador de red y el consumidor ó entre dos de estos últimos [26].

Generalmente, el método de dirección de potencia ha sido el más usado para la detección de fuentes armónicas, este requiere de un buen monitor de calidad de energía. El método chequea la dirección del flujo de potencia activa; el lugar que genera potencia armónica es considerado como la fuente armónica dominante o como el sitio de mayor aporte en la distorsión armónica observada en el punto de

medición (PCC). La Figura 3.11 ayuda a entender mejor el método, esta muestra la conexión entre el consumidor y el operador de red para un armónico h .

Figura 3.11. Implementación del método.

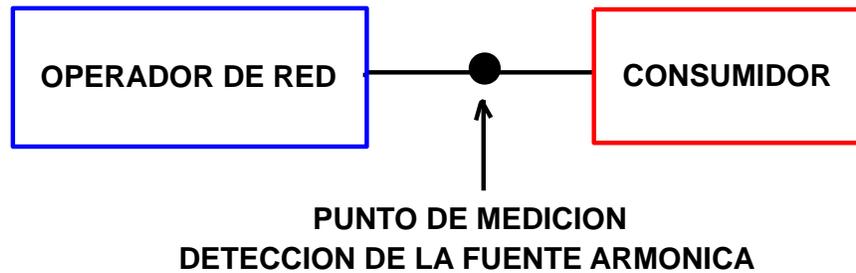
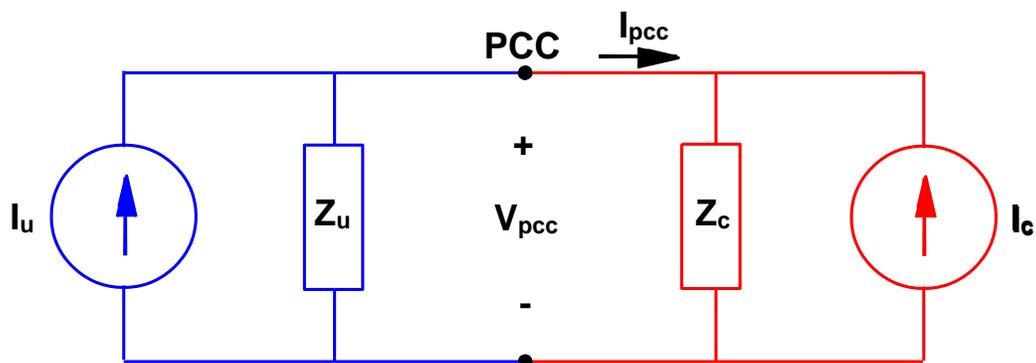


Figura 3.12. Circuito equivalente.



Donde:

I_c : Fuente de corriente armónica del consumidor.

I_u : Fuente de corriente armónica del operador de red.

Z_c y Z_u : son las impedancias armónicas de los respectivos lugares.

Para determinar que lugar contiene la fuente armónica dominante para un armónico h , el método de la dirección de potencia toma mediciones de V_h e I_h en el punto de acople común (PCC) [23], la potencia armónica se puede calcular:

$$P_h = \text{Re}(V_h \cdot I_h^*) = V_{h_{rms}} \cdot I_{h_{rms}} \cos(\varphi_{V_h} - \varphi_{I_h}) \quad (3.14)$$

Donde V_h e I_h son las mediciones de los fasores de voltaje y corriente.

La dirección de P_h es definida así:

- P_h es mayor que cero si el operador de red contiene la fuente armónica dominante responsable de la distorsión.
- P_h es menor que cero si el consumidor contiene la fuente armónica dominante responsable de la distorsión.

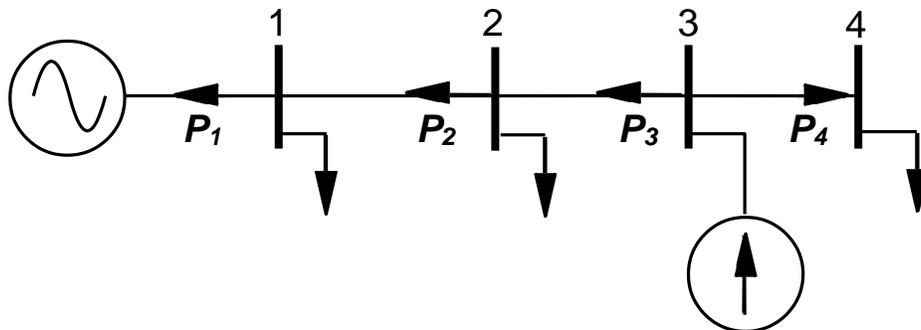
Siempre que el flujo de potencia armónico sea determinado por el ángulo de fase entre los fasores de voltaje y corriente, es importante realizar una medición precisa de estos. Para determinar las fuentes armónicas dominantes en sistemas de distribución, utilizando el método de dirección de potencia, se pueden seguir los siguientes pasos:

1. Partiendo de la cabeza del alimentador se mide la corriente armónica en cada una de las ramas y los voltajes armónicos en cada uno de los nodos.
2. Calcular la potencia armónica.
3. Tabular la potencia activa armónica para cada uno de los nodos.
4. Localizar la fuente armónica.

Si se dispone de un solo equipo de medición, este se deberá trasladar a cada uno de los barrajes para realizar las respectivas mediciones. Si las distancias entre un barraje y otro son lejanas es posible que las condiciones de la carga cambien, lo cual conlleva a encontrar resultados erróneos en la detección de la(s) fuente(s) armónica(s), especialmente si no existen fuentes armónicas dominantes [23].

La Figura 3.13 muestra un alimentador de distribución ilustrando el proceso. Mediante la dirección de la potencia activa armónica, la fuente armónica en el alimentador es localizada en el nodo 3.

Figura 3.13. Alimentador de una red de distribución, ilustrando el método de dirección de potencia.



Aunque el método de dirección de potencia es comúnmente el más utilizado para detección de fuentes armónicas; existen algunas discusiones en el análisis armónico. Los problemas podrían ocurrir por los desbalances y asimetrías de los sistemas trifásicos; la presencia de una carga desbalanceada podría producir componentes de corriente armónica desbalanceadas que generen potencia activa armónica la cual fluye desde la carga hacia el operador de red, para tales situaciones una carga lineal desbalanceada parece comportarse como una carga de distorsión.

Aunque el método es aparentemente correcto y ha sido usado en la industria como una herramienta en la detección de fuentes armónicas; se establece que no es conveniente usarlo debido a que éste entrega resultados teóricamente incorrectos [26]. En la siguiente sección los problemas asociados con el método son estudiados mediante un análisis matemático identificando las causas del problema.

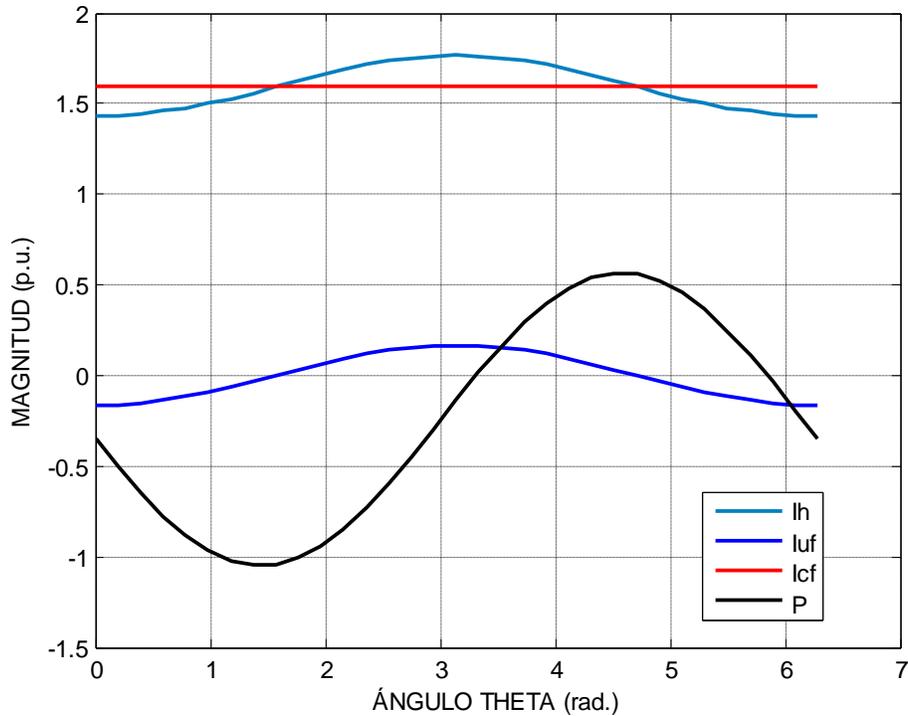
Ejemplo:

Para el sistema de la Figura 3.12 se tienen las siguientes características [23]:

- $I_u = 1.0 \angle 0^\circ \text{ p.u.}$
- $I_c = 2.0 \angle \theta \text{ p.u.} \quad (0 \leq \theta \leq 2\pi)$
- $Z_u = 1.0 + j5.0 \text{ p.u.}$
- $Z_c = 5Z_u = 5.0 + j25.0 \text{ p.u.}$

Es decir el ángulo de fase de I_u es la referencia y el ángulo de fase de I_c varia entre ($0^\circ - 360^\circ$). Los datos anteriores fueron analizados en MATLAB utilizando las ecuaciones propuestas en la sección 3.1.1 y la ecuación (3.14) del método de dirección de potencia, obteniendo la siguiente gráfica:

Figura 3. 14. Potencia activa armónica y descomposición de las componentes de corriente.



La Figura 3.14 muestra las corrientes I_h (ó I_{pcc}), I_{uf} e I_{cf} junto con la potencia normalizada P_h calculada mediante la ecuación (3.14), de allí se pueden analizar lo siguiente:

1. Para que el método de la dirección de potencia sea válido debe cumplir una de las siguientes dos condiciones:

a. si $P > 0 \Rightarrow I_{uf} > I_{cf}$ de lo cual se concluye que la potencia armónica fluirá desde el sistema del operador de red hacia la carga, observando que la fuente armónica dominante para un armónico h estará ubicada en lado del operador de red.

b. si $P < 0 \Rightarrow I_{uf} < I_{cf}$ de lo cual se concluye que la potencia armónica fluirá desde la carga hacia el sistema del operador de red, observando que la fuente armónica dominante para un armónico h estará ubicada en lado del consumidor.

2. De la Figura 3.14, la corriente I_{cf} siempre tiene mayor magnitud que la corriente I_{uf} , de lo cual se concluye parcialmente que la principal fuente armónica se detecta en el lado del consumidor.

3. De la Figura 3.14, para una variación de θ entre ($0^\circ - 190^\circ$) se tiene que $P < 0$ y cumple con la condición 1.b, por tanto, para este rango de ángulos el método de dirección de potencia es válido.

4. De la Figura 3.14, para una variación de θ entre ($190^\circ - 340^\circ$) se tiene que $P > 0$ y no cumple con la condición 1.a, por tanto, para este rango de ángulos el método de dirección de potencia no es válido.

5. Se puede concluir que el método de dirección de potencia presenta una confiabilidad aproximada del 50%.

3.2.1 ANÁLISIS MATEMÁTICO

En esta sección se demuestra matemáticamente la existencia de contradicciones en el método, el origen de estas es encontrado y expuesto a través de los siguientes casos:

- Circuito DC
- Circuito AC con reactancia únicamente
- Circuito AC con resistencia únicamente

3.2.1.1 Circuito DC

El primer caso es un circuito general DC presentado en las Figuras 3.15 y 3.16. Aunque el problema actual de detección de fuentes armónicas involucra circuitos AC, el caso de un circuito DC puede dar a conocer características claves del método de dirección de potencia. Un circuito DC es mucho más simple de analizar ya que no tiene componentes fasoriales, el caso DC puede ser considerado como un caso especial del AC donde el sistema únicamente contiene resistencias y las fuentes armónicas tienen el mismo ángulo de fase [26].

Figura 3.15. Circuito DC para el método de dirección de potencia (I_u e I_c tienen signos opuestos).

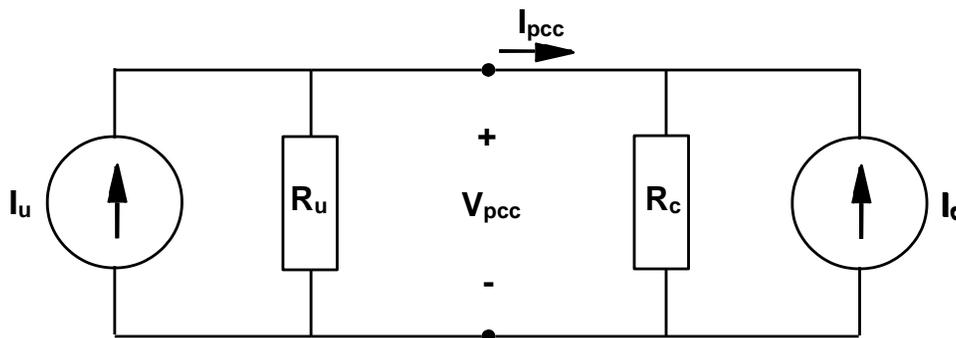
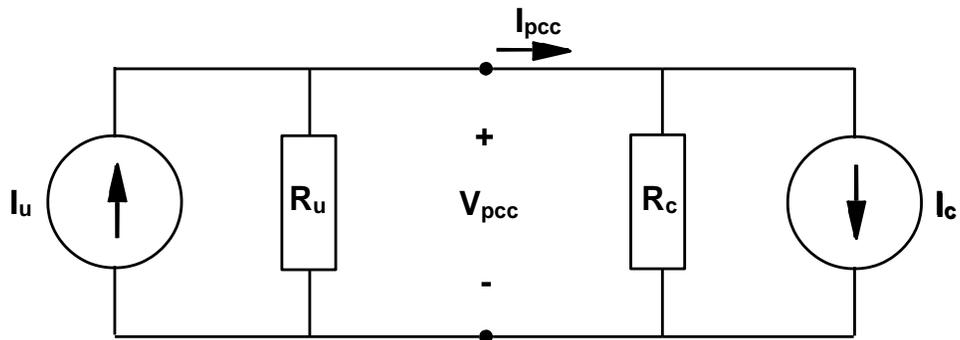


Figura 3.16. Circuito DC para el método de dirección de potencia (I_u e I_c tienen signos iguales).



El voltaje y la corriente en el PCC del circuito pueden ser determinados así:

$$I = I_{uf} + I_{cf} = \frac{R_u}{R_u + R_c} I_u - \frac{R_c}{R_u + R_c} I_c \quad (3.15)$$

$$V = \frac{R_c \cdot R_u}{R_u + R_c} (I_u + I_c) \quad (3.16)$$

Siempre y cuando el voltaje (V) sea positivo, la condición para la potencia ($P = V \cdot I$) fluyendo desde U hacia C es $I > 0$ ó:

$$R_u \cdot I_u > R_c \cdot I_c \quad (3.17)$$

Por otra parte, mediante el principio de superposición los índices de corriente muestran que:

Si

$$I_{uf} = \frac{R_u}{R_u + R_c} I_u > \frac{R_c}{R_u + R_c} I_c = I_{cf} \quad (3.18)$$

Ó

$$R_u \cdot I_u > R_c \cdot I_c \quad (3.19)$$

El lado del operador de red tiene mayor contribución de corriente que el lado de la carga. Las ecuaciones de la carga son por consiguiente consistentes, lo cual implica que el método de dirección de potencia trabaja bien para este caso.

Si la corriente de carga I_c cambia de polaridad como se muestra en la Figura 3.16, la corriente I se torna positiva todo el tiempo. La condición para que la potencia fluya desde U hacia C es que $V > 0$.

O también que:

$$I_u > I_c \quad (3.20)$$

Basados en la ecuación (3.16), la condición para que $I_{uf} > I_{cf}$, es aun la misma que la mostrada en la ecuación (3.19), esta ecuación no siempre coincide con (3.20), ya que depende de los valores relativos de R_u y R_c .

3.2.1.2 Circuito AC con reactancia únicamente

El segundo caso es un circuito AC como el que se muestra en la Figura 3.12, el circuito corresponde a un armónico h . Para simplificar el análisis se asume que las impedancias tienen únicamente parte imaginaria. Siguiendo la ecuación clásica que relaciona el ángulo y la potencia para dos fuentes de un circuito AC, el flujo de potencia desde U hacia C puede ser determinado así:

$$\begin{aligned}
S &= V \cdot I^* \quad , \quad Z = jX > 0 \\
S &= E_u \angle 0^\circ \left[\frac{E_c \angle \delta - E_u \angle 0}{jX} \right] \\
S &= E_u \left[\frac{E_c \cos \delta + jE_c \text{sen} \delta - E_u}{jX} \right] \\
S &= E_u \left[\frac{(E_c \cos \delta - E_u) + jE_c \text{sen} \delta}{jX} \right] \\
S &= \frac{E_u \cdot E_c \text{sen} \delta}{X} + j \frac{E_u^2 - E_u E_c \cos \delta}{X} = P + jQ
\end{aligned} \tag{3.21}$$

Donde $X = X_u + X_c$, por tal motivo la potencia activa será:

$$P = \frac{E_u \cdot E_c}{X_u + X_c} \text{sen} \delta = \frac{X_u \cdot X_c}{X_u + X_c} I_u \cdot I_c \text{sen} \delta \tag{3.22}$$

De la ecuación (3.22) se puede decir lo siguiente:

- $E_u = X_u I_u$ $E_c = X_c I_c$ son los voltajes armónicos de orden h del circuito abierto para los lugares de U y C respectivamente.
- δ es el ángulo de fase entre el operador de red y el consumidor, para las fuentes de corriente armónicas h .

La ecuación (3.22) muestra que la dirección de la potencia es controlada por el ángulo δ . Mediante el principio de superposición para índices de corriente se necesita demostrar para una primera condición que $I_{c-pcc} > I_{u-pcc}$, lo cual implica que $I_{cf} > I_{uf}$, mediante la Figura 3.3 y 3.4, junto con la ley de los cosenos, las corrientes de superposición I_{u-pcc} e I_{c-pcc} pueden ser determinadas así:

$$I_{u-pcc}^2 = I_{pcc}^2 + I_{c-pcc}^2 - 2(I_{pcc} \cdot I_{c-pcc}) \cos \theta_c \tag{3.23}$$

$$I_{c-pcc}^2 = I_{pcc}^2 + I_{u-pcc}^2 - 2(I_{pcc} \cdot I_{u-pcc}) \cos \theta_u \quad (3.24)$$

Por consiguiente:

$$I_{cf} = I_{c-pcc} \cos \theta_c = \frac{I_{pcc}^2 + I_{c-pcc}^2 - I_{u-pcc}^2}{2I_{pcc}} \quad (3.25)$$

$$I_{uf} = I_{u-pcc} \cos \theta_u = \frac{I_{pcc}^2 + I_{u-pcc}^2 - I_{c-pcc}^2}{2I_{pcc}} \quad (3.26)$$

Restando las ecuaciones (4.19) y (4.20) se obtiene:

$$I_{cf} - I_{uf} = \frac{I_{c-pcc}^2 - I_{u-pcc}^2}{I_{pcc}} \quad (3.27)$$

La ecuación muestra que si $I_{c-pcc} > I_{u-pcc}$ entonces $I_{cf} > I_{uf}$. Es importante resaltar que esta conclusión se obtuvo asumiendo que la impedancia tiene únicamente parte imaginaria. En el siguiente paso se determina la relación entre las corrientes de superposición y las fuentes de corriente. El principio de superposición muestra:

$$I_{u-pcc} = \frac{X_u}{X_u + X_c} |I_u| \quad (3.28)$$

$$I_{c-pcc} = \frac{X_c}{X_u + X_c} |I_c| \quad (3.29)$$

La condición para $I_{cf} > I_{uf}$ ó $I_{c-pcc} > I_{u-pcc}$ implica que:

$$X_c \cdot |I_c| > X_u \cdot |I_u| \quad (3.30)$$

La condición anteriormente mencionada no relaciona el ángulo de fase δ , como lo muestra la ecuación (3.22). Es por eso que el índice de dirección de potencia es inconsistente con el índice de corriente de superposición [26]; de aquí la invalidez del índice de dirección de potencia es demostrada analíticamente. El mismo proceso puede ser usado para demostrar las inconsistencias entre los índices de potencia y los índices de superposición de voltajes.

De la teoría de análisis de sistemas de potencia se conoce que los ángulos de fase en las barras de voltaje afectan principalmente el flujo de potencia activa, mientras que las magnitudes afectan el flujo de potencia reactiva. Existe un cuestionamiento acerca de la posibilidad de utilizar la dirección de la potencia reactiva como un indicador para determinar la contribución armónica entre dos fuentes. Esta cuestión puede ser analizada examinando el flujo de potencia reactiva de la fuente E_u , obtenida en la ecuación (3.21):

$$Q = \frac{E_u}{X_u + X_c} (E_u - E_c \cos \delta) \quad (3.31)$$

Donde δ es el ángulo entre las dos fuentes.

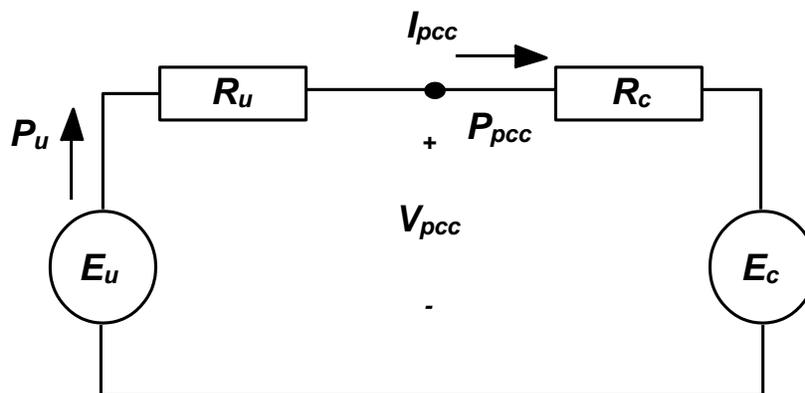
Siempre que el $\cos \delta$ sea menor que 1 y $X_u + X_c > 0$, la condición $E_u > E_c$ automáticamente implica que la dirección de potencia reactiva es de U hacia C . En otras palabras, la dirección de potencia reactiva puede ser usada como un indicador para determinar cual es la mayor fuente de voltaje armónico (este indicador es necesario pero no suficiente). La razón por la cual el indicador no es suficiente es por que la potencia reactiva sigue fluyendo desde U hacia C , si $E_c > E_u$, pero puede ocurrir que $E_c \cos \delta < E_u$. Por eso, el ángulo δ juega un papel importante en este caso. A pesar de esta restricción, la dirección de potencia reactiva es un indicador más confiable que la potencia activa [8].

Otro requisito importante para utilizar la dirección de potencia reactiva como un localizador de fuentes armónicas es $X_u + X_c > 0$. Se debe tener cuidado ya que mientras esta condición es generalmente verdadera a frecuencia fundamental, a frecuencias armónicas esto no podría ser verdad. Este es el principal problema asociado con el método de dirección de potencia reactiva.

3.2.1.3 Circuito AC con resistencia únicamente

Es interesante e importante examinar el caso hipotético donde el sistema y el consumidor tienen impedancias netamente resistivas, donde, $Z_u = R_u$ y $Z_c = R_c$.

Figura 3.17. Circuito AC con elementos resistivos únicamente.



En este caso la rama resistiva consume potencia, la cantidad y dirección de potencia activa que fluye por la rama dependen de la localización de la medición. Para simplificar el problema inicialmente se considerara la potencia generada o absorbida por la fuente armónica E_u , como se muestra en la Figura 3.17. Para este caso, la potencia activa entregada por la fuente E_u es:

$$P_u = \frac{E_u}{R_u + R_c} (E_u - E_c \cos \delta) \quad (3.32)$$

Se puede observar que la ecuación (3.32) es muy similar a la ecuación (3.31), lo cual significa que la dirección de potencia activa puede ser usada como un indicador (necesaria pero no suficiente) para determinar cual es la fuente de voltaje más grande para el circuito resistivo.

El flujo de potencia reactiva para este caso toma la siguiente forma:

$$Q = \frac{E_u \cdot E_c}{R_u + R_c} \text{sen} \delta \quad (3.33)$$

Esta ecuación es muy similar a (3.22).

Comparando (3.22) con (3.33) y (3.31) con (3.32) se puede concluir que las características de la impedancia del circuito ($Z_c + Z_u$) determinan que potencia (P ó Q) tiene mayor aporte en las magnitudes de las fuentes de voltaje.

- Si la impedancia del circuito esta dominada por reactancia, la dirección de la potencia reactiva es un mejor indicador de la magnitud relativa de las dos fuentes.
- Si la impedancia del circuito esta dominada por resistencia, la dirección de la potencia activa es un mejor indicador de la magnitud relativa de las dos fuentes.

El segundo análisis se encarga de un caso general donde el punto de medición es el (PCC) como se muestra en la Figura 3.17, el voltaje y la corriente en este punto pueden ser determinados así:

$$V_{pcc} = \frac{R_c}{R_u + R_c} E_u + \frac{R_u}{R_u + R_c} E_c \quad (3.34)$$

$$I_{pcc} = \frac{E_u - E_c}{R_u + R_c} \quad (3.35)$$

El flujo de potencia activa desde U hacia C se puede determinar así:

$$\begin{aligned} P_{pcc} &= \text{Re}(V_{pcc} \cdot I_{pcc}^*) = \left(\frac{R_c}{R_u + R_c} E_u + \frac{R_u}{R_u + R_c} E_c \right) \left(\frac{E_u^* - E_c^*}{R_u + R_c} \right) \\ &= \frac{R_c E_u^2 - R_u E_c^2 + (R_u - R_c) E_u E_c \cos \delta}{(R_u + R_c)^2} \end{aligned} \quad (3.36)$$

La ecuación anterior revela que la resistencia R_c y R_u pueden tener un gran impacto en el signo de la potencia medida en el PCC (P_{pcc}) lo cual determina su dirección. Considerando el caso donde $E_u = E_c$, en la ecuación (3.36), se obtiene:

$$P_{pcc} = \frac{E_u E_c (1 - \cos \delta)}{(R_u + R_c)^2} (R_c - R_u) \quad (3.37)$$

La ecuación (3.37) demuestra claramente que la potencia activa (P_{pcc}) es afectada por el tamaño relativo de R_c y R_u ó por la localización de las mediciones.

Si $R_c > R_u$, la potencia fluye desde U hacia C para el caso considerado [26].

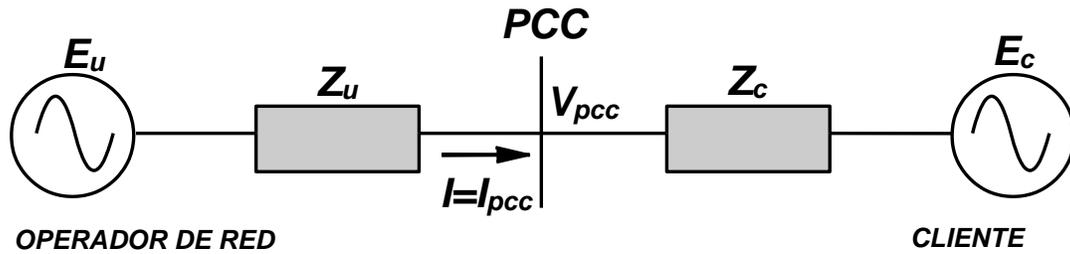
3.3 MÉTODO PARA LA DETECCIÓN DE FUENTES ARMÓNICAS BASADO EN LA IMPEDANCIA CRÍTICA (CIM) EN EL PUNTO DE ACOUPLE COMÚN (PCC)

Los métodos expuestos en las secciones anteriores emplean el circuito equivalente de Norton para realizar el análisis armónico de un sistema eléctrico, por otra parte, el método de la impedancia crítica utiliza un circuito equivalente de Thevenin para encontrar la relación entre la impedancia armónica y las fuentes de voltaje armónico a través de las mediciones realizadas en el PCC. El método de la impedancia crítica (CIM), a partir de mediciones, introduce una impedancia mediante la cual se pueden determinar las fuentes equivalentes de voltaje armónico.

3.3.1 FUNDAMENTACION DEL METODO

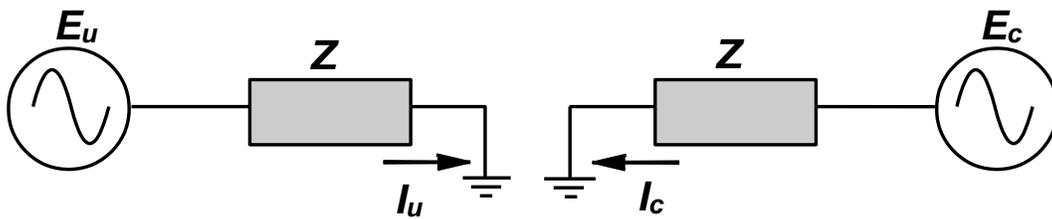
La Figura 3.18 representa un circuito equivalente de Thevenin utilizado para la detección de fuentes armónicas, en esta figura el lado del cliente es representado por una fuente de voltaje armónico E_c y una impedancia Z_c , mientras que el lado del operador de red es descrito por E_u y Z_u . Este circuito es aplicable para diferentes frecuencias armónicas y las mediciones están sujetas a ser realizadas únicamente en el PCC. La tarea en la detección de fuentes armónicas es determinar que lugar (operador de red ó cliente) tiene mayor contribución armónica en el PCC [6].

Figura 3.18. Detección de la fuente armónica con el circuito equivalente de Thevenin.



Para calcular la contribución de cada una de las fuentes armónicas en el PCC, se aplica el principio de superposición, como se ilustra en la Figura 3.19 y la corriente armónica será determinada:

Figura 3.19. Determinación de la contribución armónica de cada fuente ($Z = Z_u + Z_c$)



$$I = I_u - I_c \quad (3.38)$$

$$I_u = \frac{E_u}{Z} \quad (3.39)$$

$$I_c = \frac{E_c}{Z} \quad (3.40)$$

Donde:

- $Z = Z_u + Z_c$
- I_u e I_c son las corrientes cuando las fuentes de voltaje E_u y E_c son aplicadas individualmente.

Las magnitudes de I_u y de I_c pueden ser usadas como índices para indicar la contribución armónica [22], si $|I_u| > |I_c|$, significa que E_u tiene mayor aporte que E_c en las corrientes armónicas en el PCC.

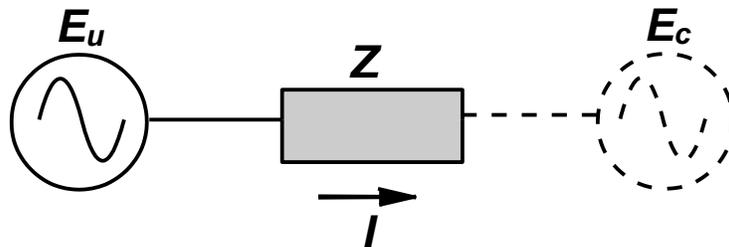
De las ecuaciones (3.38) y (3.40) se puede obtener:

$$\text{Si } |I_u| > |I_c|, \text{ entonces } |E_u| > |E_c| \quad (3.41)$$

Si fuese posible obtener el valor de E_u mediante una medición directa, este se compararía con E_c y las fuentes armónicas junto con sus contribuciones podrían ser detectadas correctamente. De acuerdo con la teoría de circuitos existe una impedancia equivalente Z_{cr} que hace que $|E_u| = |E_c|$, esta impedancia es la llamada “impedancia crítica” y se intentará encontrarla para usarla como un indicador el cual permita establecer el valor de E_u a lo largo del circuito equivalente.

Para simplificar el análisis únicamente se considera dos fuentes armónicas E_u y E_c , y una impedancia Z en el circuito equivalente de la Figura 3.20.

Figura 3.20. Circuito equivalente simplificado.



$$E_u = E_c + I.Z \quad (3.42)$$

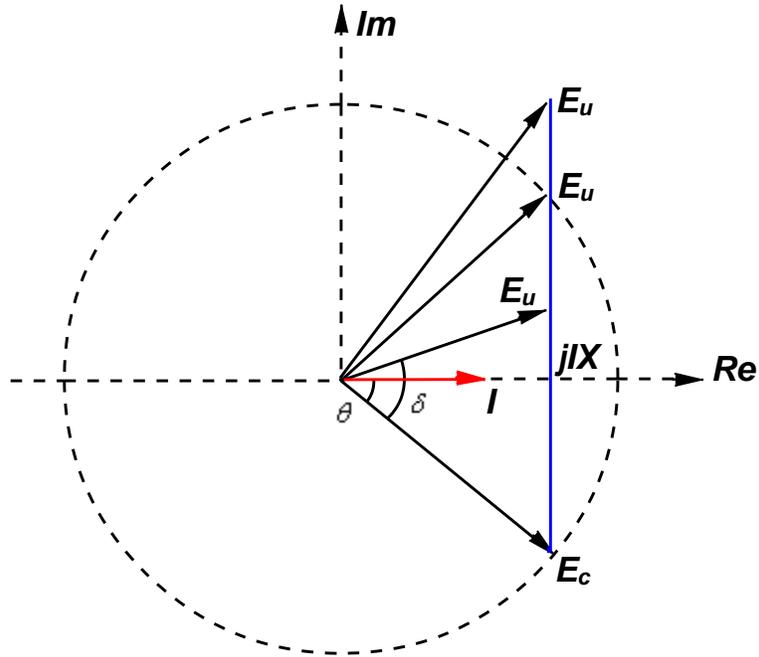
Suponiendo que E_c , I y θ son conocidos a través de las mediciones, donde θ es el ángulo de fase entre E_c e I , el valor de E_u dependerá de la impedancia Z . Ahora, considerando la ecuación (3.42) con diferentes tipos de impedancia, el voltaje E_u es analizado para dos casos.

- Impedancia netamente reactiva
- Impedancia inductiva

3.3.1.1 Impedancia netamente reactiva ($Z = jX$)

Asumiendo que $Z = jX$, el ángulo θ ($-180^\circ < \theta < 0^\circ$) es el desfase entre E_c e I . Tomando la corriente $I \angle 0^\circ$ como referencia, el diagrama fasorial de voltajes se puede ver en la Figura 3.21. Si se mantiene el voltaje E_c constante y se varía el valor de la reactancia X , entonces el voltaje E_u deberá cambiar a lo largo de la línea vertical de la Figura 3.21. Tomando $|E_c|$ como el radio del círculo, los valores de E_u y E_c pueden ser analizados directamente. Del diagrama fasorial se observa que los diversos valores que pueda tomar E_u dependen de la variación de la reactancia X ; lo anterior permite establecer los siguientes resultados:

Figura 3.21. Diagrama fasorial de voltajes. ($Z = jX$, $-180^\circ < \theta < 0^\circ$)



- Sí E_u esta sobre el círculo, lo cual implica una situación crítica, se tiene:

$$|E_u| = |E_c|, \text{ y } X = \left| 2 \frac{E_c}{I} \operatorname{sen} \theta \right| \quad (3.43)$$

- Sí E_u esta dentro del círculo, se tiene:

$$|E_u| < |E_c|, \text{ y } X < \left| 2 \frac{E_c}{I} \operatorname{sen} \theta \right| \quad (3.44)$$

- Sí E_u esta fuera del círculo, se tiene:

$$|E_u| > |E_c|, \text{ y } X > \left| 2 \frac{E_c}{I} \operatorname{sen} \theta \right| \quad (3.45)$$

Para $0^\circ < \theta < 180^\circ$, siempre se cumplirá $|E_u| > |E_c|$, independientemente de los valores de X .

3.3.1.2 Impedancia inductiva ($Z = R + jX$)

La Figura 3.22 muestra el diagrama fasorial de voltajes para una impedancia inductiva $Z = R + jX$, tomando la corriente $I \angle 0^\circ$ como referencia y el ángulo de fase entre E_c e I variando en el siguiente rango ($-90^\circ < \theta < 180^\circ$).

El ángulo de la impedancia es α :

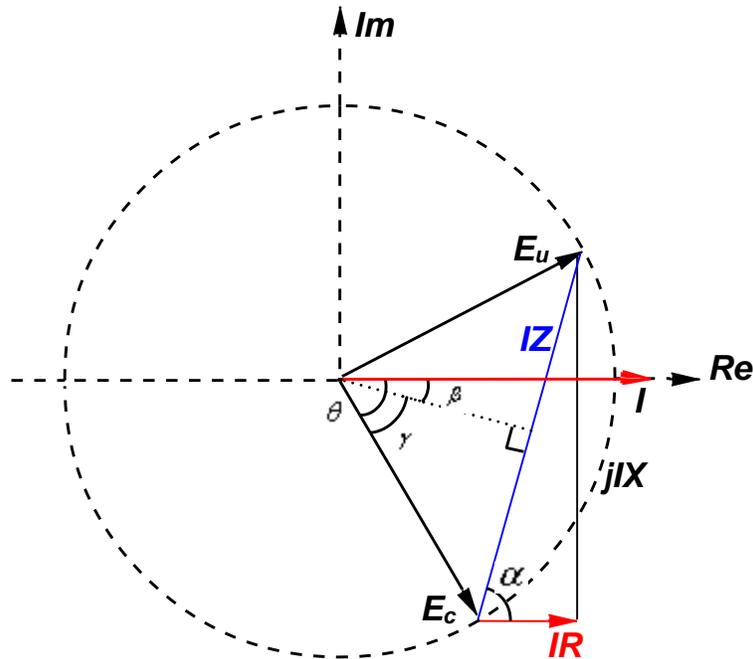
$$\alpha = \tan^{-1} \frac{X}{R}$$

Del diagrama fasorial de la Figura 3.22 se obtiene β , donde:

$$\beta = 90^\circ - \alpha$$

Para analizar la relación del voltaje E_u con la impedancia Z , en el diagrama fasorial de la Figura 3.22 se observa que los valores que pueda tomar E_u dependen de la variación de la impedancia inductiva Z . Además, también se puede obtener que $\gamma = \theta - \beta$ (donde θ es negativo), y se tiene:

Figura 3.22. Diagrama fasorial de voltajes ($Z = R + jX$, $-90^\circ < \theta < 0^\circ$)



- Cuando E_u está sobre el círculo, lo cual es una situación crítica, se tiene:

$$|E_u| = |E_c|, \text{ y } |Z| = \left| 2 \frac{E_c}{I} \operatorname{sen}(\gamma) \right| \quad (3.46)$$

- Cuando E_u está dentro del círculo, se tiene:

$$|E_u| < |E_c|, \text{ y } |Z| < \left| 2 \frac{E_c}{I} \operatorname{sen}(\gamma) \right| \quad (3.47)$$

- Cuando E_u está fuera del círculo, se tiene:

$$|E_u| > |E_c|, \text{ y } |Z| > \left| 2 \frac{E_c}{I} \text{sen}(\gamma) \right| \quad (3.48)$$

Para $0^\circ < \theta < 90^\circ$, siempre se cumplirá que $|E_u| > |E_c|$, independientemente de los valores de Z .

La ecuación (3.46) indica la situación crítica para cuando $|E_u| = |E_c|$, de tal modo que la impedancia correspondiente puede ser llamada “impedancia crítica”.

3.3.2 DESARROLLO DEL METODO

Los problemas que presenta el método de potencia activa fueron expuestos en la sección 3.2.1. La literatura especializada establece que la dirección de la potencia reactiva, actualmente, es un indicador más confiable para determinar la localización de la fuente armónica dominante, pero las características inductivas o capacitivas de la interacción de las impedancias del consumidor y del operador de red afectan la dirección de la potencia reactiva [24]. Del análisis de sistemas de potencia se conoce que el ángulo de fase de los voltajes afecta principalmente el flujo de potencia activa, mientras que las magnitudes de los voltajes afecta principalmente el flujo de potencia reactiva, debido a esto la dirección de potencia reactiva podría indicar las magnitudes relativas de las dos fuentes armónicas, esto puede ser analizado examinando el flujo de potencia reactiva hacia E_u .

$$Q = E_u I \text{sen}\theta = \frac{E_u}{X} (E_c \cos \delta - E_u) \quad (3.49)$$

Esta ecuación muestra que la dirección de potencia reactiva efectivamente relaciona las magnitudes de los voltajes. De la ecuación (3.49), si el operador de red absorbe potencia reactiva, entonces $Q > 0$, por tal motivo $E_u < E_c$. En otras palabras, se puede decir que el consumidor tiene un mayor aporte a la corriente

I_{pcc} . Esto se puede explicar con lo siguiente, la potencia reactiva absorbida por E_u debe provenir de E_c . Si la impedancia es reactiva, E_c deberá tener la suficiente magnitud para impulsar la potencia reactiva hacia E_u .

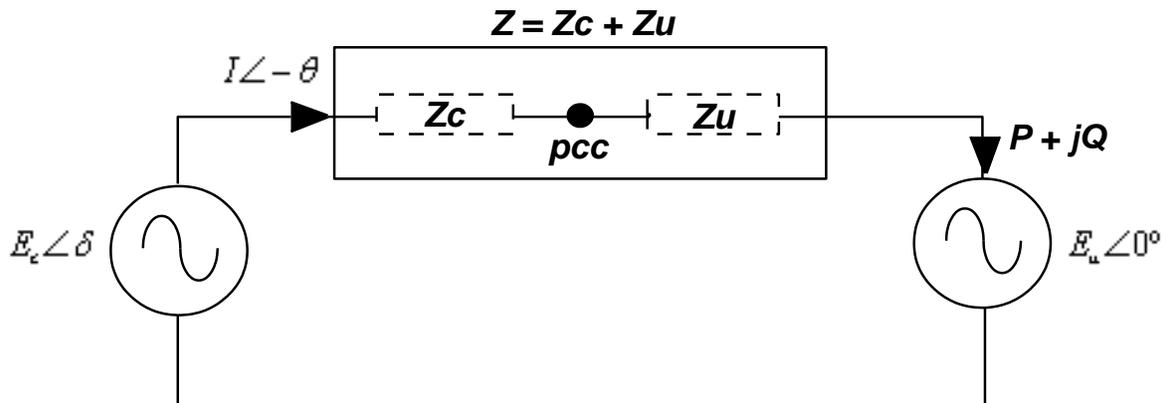
Si el operador de red genera potencia reactiva, entonces $Q < 0$. Sin embargo, esto no necesariamente implica que el operador de red sea la fuente dominante, esto es por que la generación de potencia reactiva no puede llegar al consumidor ya que es absorbida por las líneas. Un prerrequisito importante para el método de la dirección de potencia reactiva es $Z \approx jX$ y $X > 0$. Esta condición generalmente es verdadera a frecuencia fundamental, pero puede no cumplir para frecuencias armónicas.

La idea clave de este método se puede resumir a continuación:

1. Inicialmente se estima la potencia reactiva armónica generada por la fuente del operador de red.
2. Se determina un equivalente de impedancias (ó admitancias) que absorban la potencia reactiva.
3. Comparando la impedancia crítica (C) con la impedancia combinada (Z) entre el consumidor y el operador de red, se procede a localizar la fuente armónica dominante.

Como ya se ha dicho, el problema de la detección de las fuentes armónicas es determinar quien es el responsable (red ó carga) en la contribución de corrientes armónicas medidas en el punto de acople común (PCC). En este problema lo más común es asumir que el operador de red y el consumidor pueden ser representados por su respectivo circuito equivalente de Thevenin [24], como se muestra en la Figura 3.23.

Figura 3.23. Circuito equivalente de Thevenin.



En esta figura, $Z = Z_u + Z_c$, El ángulo de fase de E_u es cero (referencia) y el ángulo de fase de E_c se denota por δ . El problema en la detección de las fuentes armónicas, ahora, se centra en identificar cual fuente de voltaje (E_c ó E_u) tiene mayor magnitud.

3.3.3 OBJETIVO DEL METODO

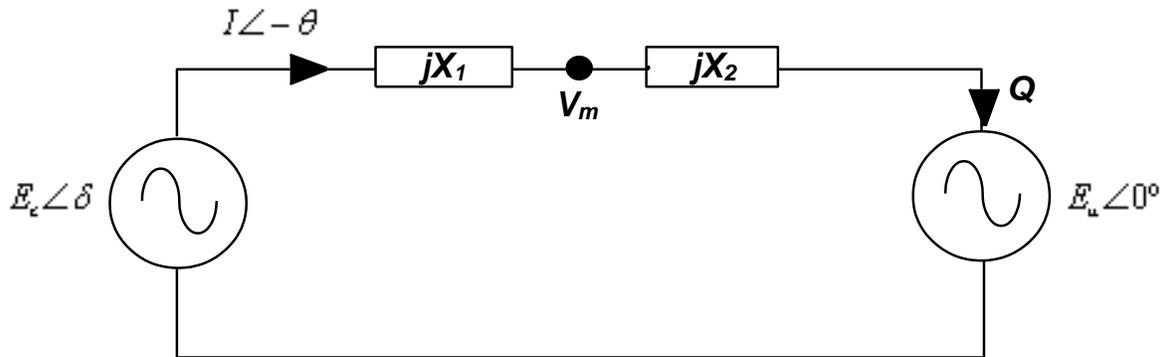
El objetivo de esta sección es desarrollar un método que permita determinar las magnitudes relativas de E_c y E_u dadas las condiciones anteriores. El método será capaz de proporcionar respuestas correctas, aun si el rango de la impedancia combinada del operador de red y del consumidor ($Z = Z_u + Z_c$) es muy grande. Es necesario enfocarse en el caso donde la potencia reactiva es generada únicamente por la fuente del operador de red ($Q < 0$), basándose en la condición de conocer (Z_u) [24] y partiendo del caso mas simple es decir, $Z = jX = j(X_c + X_u)$, la fuente E_u se puede determinar así:

$$E_u = V_{pcc} - I_{pcc} \cdot Z_u = V_{pcc} - I_{pcc} \cdot jX_u \quad (3.50)$$

La idea clave del método propuesto es encontrar que tan lejos puede viajar a lo largo de la impedancia jX la potencia reactiva generada por la fuente E_u , si se

asume que la impedancia es uniformemente distribuida entre E_c y E_u como una “impedancia de línea”, el voltaje en un punto arbitrario m a lo largo de dicha impedancia se puede determinar como lo ilustra la Figura 3.24.

Figura 3.24. Determinación del voltaje V_m a lo largo de jX .



$$V_m = \frac{X_1}{X_1 + X_2} E_u \angle 0^\circ + \frac{X_2}{X_1 + X_2} E_c \angle \delta \quad (3.51)$$

Donde:

$X_1 + X_2 = X$ (Impedancia combinada del cliente y el operador de red), siendo X_1 la impedancia vista desde la fuente E_c hasta el punto m y X_2 la impedancia vista desde la fuente E_u hasta el punto m .

El principio de operación del método se fundamenta en conocer un punto m sobre la impedancia Z , el cual es el punto de mínima tensión y el más lejano hasta donde E_u puede “empujar” la potencia reactiva hacia el cliente, para lograr esto se debe analizar la variación de la tensión en el punto m respecto a la impedancia (X_2) sobre la cual la potencia reactiva generada por E_u fluye hasta E_c . El desarrollo matemático de este principio se presenta detalladamente en la referencia [8]. Finalmente se obtiene la siguiente expresión:

$$X_2 = \frac{E_u^2 - E_u E_c \cos \delta}{E_u^2 + E_c^2 - 2E_u E_c \cos \delta} X \quad (3.52)$$

Considerando que la potencia reactiva (-Q) absorbida por X_2 es $I^2 \cdot X_2$, de las ecuaciones (3.49) y (3.53) se puede decir:

$$I^2 = \frac{-Q}{X_2} = \frac{E_u^2 + E_c^2 - 2E_u E_c \cos \delta}{X_2} \quad (3.53)$$

La ecuación (3.52) puede ser reevaluada así:

$$X_2 = \frac{-Q}{I^2} = -\frac{E_u}{I} \text{sen} \theta \quad (3.54)$$

De la ecuación (3.54) se concluye que toda la potencia reactiva producida por E_u es absorbida por la impedancia X_2 . En otras palabras, X_2 es el lugar mas lejano al que la potencia reactiva que sale de E_u puede llegar, y a su vez es el punto de mas baja tensión sobre la “impedancia de línea” entre E_u y E_c .

La hipótesis presentada en este método indica que si X_2 está localizada cerca al lado del cliente ($X_2 > X/2$), es de esperar que la fuente de la red tenga una magnitud la suficientemente grande para “impulsar” la potencia reactiva generada mas allá de la mitad de la “impedancia de línea” ($X/2$). De la misma forma si X_2 esta localizada cerca al lado de la red ($X_2 < X/2$), es probable que la fuente del cliente tenga una magnitud grande [8].

Para el caso particular del método en donde la potencia reactiva fluye de la red al cliente ($Q < 0$), se debe establecer la magnitud relativa de las fuentes del cliente y

la red, definiendo cual de las dos es mayor. Una forma de determinarlas se basa en la comparación de las magnitudes entre X_2 y $X/2$, de hecho un simple análisis matemático muestra que el criterio $X_2 > X/2$ o $2X_2 > X$ es suficiente para concluir si $E_u > E_c$.

La potencia reactiva generado o absorbida por la fuente E_u y la impedancia $2X_2$ son dos parámetros importantes durante el desarrollo del método, el cual consiste en determinar una impedancia ficticia que relacione estos dos parámetros entregando un único índice [8]. Ahora la impedancia crítica puede ser redefinida así:

$$CI = 2 \frac{Q}{I^2}$$

Donde Q es la potencia reactiva absorbida o generada por E_u (como se muestra en la Figura 3.23). Es notable que CI y Q tengan el mismo signo:

- Si $CI > 0$, implica que el operador de red absorbe potencia reactiva, de lo cual se puede concluir directamente que el consumidor contiene la fuente armónica dominante.
- Si $CI < 0$, el operador de red genera potencia reactiva, en este caso existe la necesidad de comparar el rango de X con el valor absoluto de CI para poder determinar la fuente armónica dominante.

En resumen, para el caso $Z = jX$, donde ($X = X_u + X_c$), el método propuesto puede ser determinado a continuación:

1. Calcular la fuente del voltaje del operador de red (E_u) así:

$$E_u = V_{pcc} - I_{pcc} \cdot Z_u$$

Donde se debe conocer el valor de la impedancia Z_u

2. Calcular la potencia reactiva absorbida por E_u utilizando:

$$Q = E_u I \sin \theta$$

Donde θ es ángulo de fase entre E_u e I , además $I = I_{pcc}$.

3. Calcular la impedancia crítica $CI = 2 \frac{Q}{I^2}$
4. Si $CI > 0$, el operador de red absorbe potencia reactiva, por tal motivo el consumidor contiene la fuente armónica dominante en el sistema.
5. Si $CI < 0$, el operador de red genera potencia reactiva al sistema, para este caso se deben considerar los siguientes aspectos:
 - 5.1 Si $|CI| > X_{max}$, donde X_{max} es el máximo valor posible de X , el operador de red contiene la fuente armónica dominante del sistema. Esto es debido a que el lado de la red tiene una magnitud de tensión tan grande que puede “empujar” la potencia reactiva hacia el cliente.
 - 5.2 Si $|CI| < X_{min}$, donde X_{min} es el mínimo valor posible de X , el consumidor contiene la fuente armónica dominante del sistema. Esto es debido a que el lado de la carga tiene una magnitud de tensión tan grande que puede “empujar” la potencia reactiva hacia la red.
 - 5.3 Si $X_{min} < |CI| < X_{max}$, no se puede establecer claramente cual es la fuente armónica dominante en el sistema, lo cual indica que el

operador de red o el consumidor tienen contribuciones armónicas comparables en el PCC.

3.3.4 ESTIMACIÓN DEL ERROR EN EL MÉTODO

En las aplicaciones prácticas el método de la impedancia depende de su robustez. En los sistemas reales la impedancia del consumidor puede presentar grandes variaciones, debido a esto el conocimiento de Z puede generar grandes errores. Este método maneja un buen margen de tolerancia frente a los errores [24].

Por ejemplo: si $|CI| \gg X$ o $|CI| \ll X$ puede ser obtenida una buena conclusión frente a la detección de la fuente armónica dominante, mientras que si $|CI| \approx X$ es difícil determinar cual lugar es el mayor contribuyente en la distorsión armónica para el PCC. Para cuantificar el impacto del error se define un índice de tolerancia de error en la impedancia (IET) de la siguiente manera:

$$IET = \frac{||CI| - X|}{X} \quad (3.55)$$

Del índice IET se puede decir:

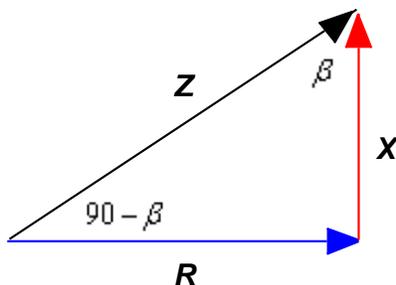
- Cuando el IET es muy grande se puede decir que el método posee un porcentaje de confiabilidad alto. Esto ocurre cuando un lugar genera potencia reactiva mientras el otro la absorbe.
- Si ambos lugares generan potencia reactiva la tolerancia del error será pequeña, esto se debe a que la impedancia crítica (C) es comparable con la impedancia del sistema (X), sin embargo la fuente armónica dominante aun puede ser detectada correctamente siempre y cuando se tenga un conocimiento preciso de (X).

3.3.5 GENERALIZACIÓN DEL MÉTODO

Hasta el momento se ha considerado que la impedancia entre el operador de red y el consumidor es netamente reactiva, si embargo en los sistemas de potencia reales estas impedancias son compuestas por parte resistiva y reactiva, para este caso existirá un cambio en los ángulos de fase debido a la componente resistiva de las impedancias [24].

Para un caso real $Z = R + jX$ se puede observar fasorialmente que:

Figura 3.25. Representación fasorial $Z = R + jX$.



Donde $\beta = \text{tg}^{-1}\left(\frac{R}{X}\right)$, el cual es el ángulo de rotación que modifica los ángulos de fase tanto en tensión como en corriente. De la Figura 3.24 se puede determinar la corriente $I = I_{pcc}$, así:

$$I = \frac{Ec - Eu}{Z} \quad (3.56)$$

Llevando la ecuación anterior a una forma fasorial se tiene:

$$I = \left(\frac{Ec \angle \delta}{Z \angle (90^\circ - \beta)} \right) - \left(\frac{Eu \angle 0^\circ}{Z \angle (90^\circ - \beta)} \right)$$

$$I = \frac{E_c}{Z} \angle(\delta + \beta - 90^\circ) - \frac{E_u}{Z} \angle(\beta - 90^\circ)$$

El desarrollo algebraico de la expresión anterior se describe de forma muy clara en la referencia [8], hasta finalmente obtener cada una de las componentes rectangulares.

$$I \cos \theta = \left[\frac{E_c}{Z} \operatorname{sen}(\delta + \beta) - \frac{E_u}{Z} \operatorname{sen}(\beta) \right]$$

$$I \operatorname{sen} \theta = \left[\frac{E_c}{Z} \cos(\delta + \beta) - \frac{E_u}{Z} \cos(\beta) \right]$$

Conociendo las componentes rectangulares de la corriente I se puede decir:

$$S = P + jQ = (E_u I \cos \theta) + j(E_u I \operatorname{sen} \theta)$$

$$= E_u \left[\frac{E_c}{Z} \operatorname{sen}(\delta + \beta) - \frac{E_u}{Z} \operatorname{sen}(\beta) \right] + jE_u \left[\frac{E_c}{Z} \cos(\delta + \beta) - \frac{E_u}{Z} \cos(\beta) \right] \quad (3.57)$$

De la ecuación (4.64) se puede obtener la potencia activa y reactiva respectivamente, entonces:

$$P = \frac{E_u E_c}{|Z|} \operatorname{sen}(\delta + \beta) - \frac{E_u^2}{|Z|} \operatorname{sen}(\beta) \quad (3.58)$$

$$Q = \frac{E_u E_c}{|Z|} \cos(\delta + \beta) - \frac{E_u^2}{|Z|} \cos(\beta) \quad (3.59)$$

Comparando las ecuaciones anteriores con la ecuación (3.22) y (3.49) se puede observar que se diferencian únicamente en un ángulo de rotación de β° . A partir de esto se puede introducir una matriz de rotación T que dependa del ángulo β :

$$T = \begin{bmatrix} \cos \beta & -\operatorname{sen} \beta \\ \operatorname{sen} \beta & \cos \beta \end{bmatrix}$$

Mediante esta matriz se obtiene las potencias transformadas cuando la impedancia del sistema esta compuesta por resistencia y reactancia, es decir $Z = R + jX$, por tanto las nuevas potencias serán:

$$\begin{bmatrix} P_t \\ Q_t \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} \frac{E_u E_c}{|Z|} \operatorname{sen} \delta \\ \frac{E_u E_c}{|Z|} \cos \delta - \frac{E_u^2}{|Z|} \end{bmatrix}$$

El sistema de ecuaciones es similar al obtenido para el análisis en el cual la impedancia era una reactancia pura $Z = jX$, por tal motivo, las consideraciones de este caso en particular pueden se utilizadas para el caso general cuando $Z = R + jX$ donde P_t , Q_t son las nuevas potencias del sistema obtenidas partir de la transformación del parámetro β . En resumen los pasos para la detección de fuentes armónicas para un caso general serán los siguientes:

1. Calcular el voltaje del operador de red (E_u) y la impedancia critica (CI):

$$E_u = V_{pcc} - I_{pcc} \cdot Z_u$$

$$CI = 2 \frac{E_u}{I} \operatorname{sen}(\theta + \beta)$$

2. Si $CI > 0$, el consumidor es el lugar de mayor contribución armónica en el PCC.
3. Si $CI < 0$, se toman en cuenta las siguientes consideraciones:
 - Si $|CI| > |Z|_{\max}$, el lado del operador de red es el lugar de mayor contribución armónica para el PCC.

- Si $|CI| < |Z|_{\min}$, el lado del cliente es el lugar de mayor contribución armónica para el PCC.
- Si $|Z|_{\min} < |CI| < |Z|_{\max}$, no se puede establecer claramente cual es la fuente armónica dominante en el sistema, lo cual indica que el operador de red y el consumidor tienen contribuciones armónicas comparables en el PCC.

CAPITULO 4

METODOLOGÍA PARA LA DETECCIÓN DE FUENTES ARMÓNICAS MEDIANTE MEDICIONES EN MULTIPLES UBICACIONES

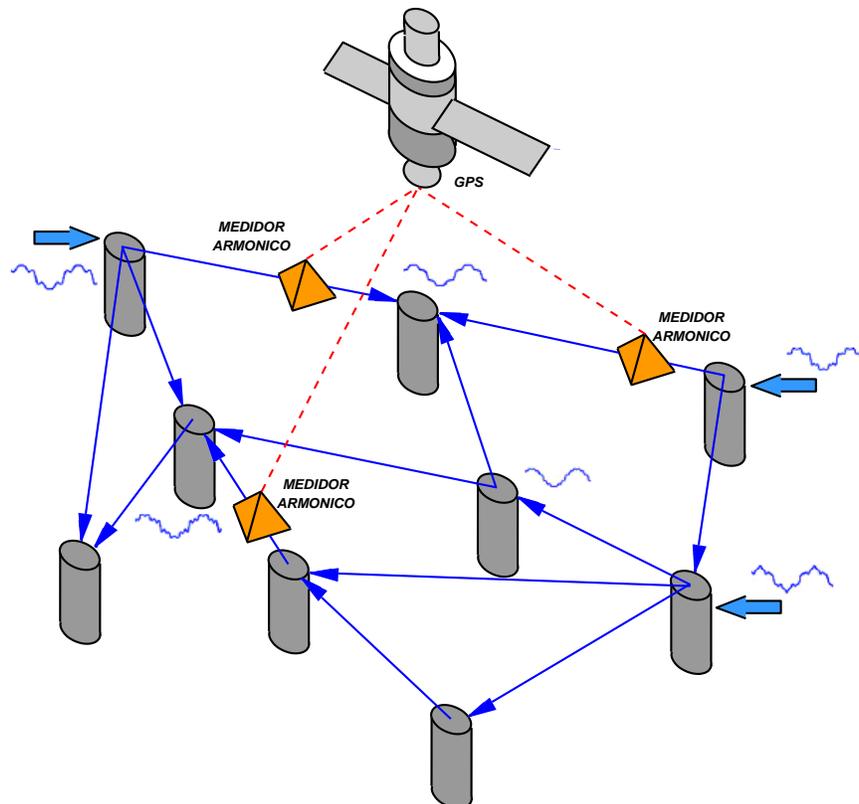
Cuando se realizan mediciones en múltiples ubicaciones, existe la posibilidad de identificar la localización de la inyección de corriente armónica en la red usando la técnica de estimación de estado armónico HSE. Si el número de instrumentos de medida es limitado (lo cual es normal en los sistemas reales) se puede usar diferentes aproximaciones para seleccionar la localización óptima de los instrumentos de medida. Para la producción de resultados confiables se debe tener un conocimiento de la topología de la red y de sus impedancias, adicionalmente a esto se requiere de una sincronización del equipo de medida. De esta manera, normalmente, la información obtenida en cada uno de los lugares de medición son las magnitudes de voltajes y corrientes armónicas, las cuales permiten modelar el sistema mediante HSE y a través de un proceso recursivo (en este caso el algoritmo del filtro de Kalman) se determina los mejores estimados de las variables de estado, visualizando las inyecciones armónicas presentes en el sistema.

4.1 ESTIMACIÓN DE ESTADO ARMÓNICO

La técnica de estimación de estado armónico utiliza pocas mediciones armónicas sincronizadas como entrada de datos para encontrar la penetración armónica en los nodos para toda la red que se encuentra en estudio. Un sistema de medición armónico típico (HMS) para estimación de estado armónico consta de unidades de medición, de un computador en la subestación y un centro de control, lo cual representa un costo muy elevado para su aplicación.

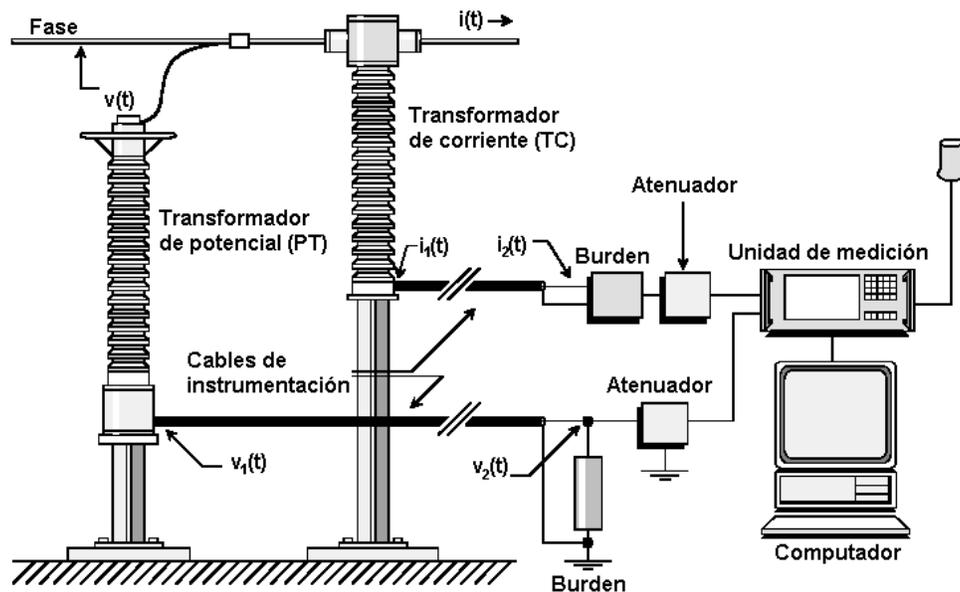
Todos los sistemas locales contienen un sistema de posicionamiento global (GPS) receptor para sincronizar las mediciones armónicas de fase [23]. Para estimar el ángulo de fase de un armónico h con una precisión de al menos un grado, la exactitud de la sincronización necesita ser al menos de $2 \mu s$. La medición de las señales de voltaje y corriente son procesadas por el computador local.

Figura 4.1. Esquema de medición armónico



Cuando las unidades de medición utilizan señales de entrada provenientes de los transformadores de corriente y voltaje, cables, atenuadores y burden se requiere que los errores introducidos por estos, sean compensados durante el proceso de medición [22].

Figura 4.2. Componentes para la adquisición de la señal de voltaje y corriente.



La función de transferencia característica de los diferentes dispositivos es medida y almacenada en una base de datos del computador local. Los algoritmos de corrección de error son aplicados a las mediciones de las señales de corriente y voltaje para obtener las formas de onda correctas; finalmente el contenido armónico es calculado y enviado al centro de control para procesar los datos de manera global y efectuar la estimación de estado armónico. Al usar las técnicas de HSE se incrementa la exactitud de las diversas aplicaciones de las mediciones armónicas [23].

Los resultados de la estimación de estado armónico pueden ser usados para:

- Caracterizar el comportamiento del sistema y determinar si los niveles armónicos son aceptables. Al usar las técnicas de (HSE) los niveles armónicos de los nodos no medidos pueden ser monitoreados.
- Caracterizar y hacer el seguimiento de fuentes armónicas, lo cual requiere sincronización múltiple y mediciones en distintas ubicaciones.
- Determinar el impacto de la distorsión armónica sobre las señales de corriente y voltaje, permitiendo hacer una evaluación en el nivel de calidad de energía ofrecida a los consumidores.
- Los resultados del HSE pueden ser usados para estimar y calibrar modelos computacionales. Dichos resultados usualmente son los voltajes armónicos e inyecciones de corriente armónica en los nodos de la red no monitoreados (esto es útil para la proyección de nuevas cargas y el diseño de filtros). Sin embargo en la implementación del HSE normalmente se asume que las impedancias armónicas de la red (matriz Y_{bus}) son conocidas. Si algunas impedancias armónicas son desconocidas, o aproximadamente conocidas, las mediciones desarrolladas para la estimación de estado armónico pueden ser usadas para calibrar los modelos de impedancia armónica [23].

Generalmente los problemas en la estimación de estado son clasificados como:

- **Sobredeterminado:** Cuando el número de mediciones es mayor que el número de variables de estado.
- **Completamente determinado:** Cuando el número de mediciones es igual al número de variables de estado.

- **Subdeterminado:** Cuando el número de mediciones es menor que el número de variables de estado.

Los problemas sobredeterminados y completamente determinados pueden tener única solución, mientras que los problemas subdeterminados pueden generar un número infinito de soluciones. Usualmente la estimación de estado armónico que usa mediciones parciales para un sistema de potencia es subdeterminado debido al limitado equipo de medición. Para transformar el problema subdeterminado en un problema completamente determinado ó sobredeterminado es necesario información extra acerca de las características del sistema de potencia [29].

4.1.1 MODELO MATEMÁTICO GENERAL DE LA ESTIMACIÓN DE ESTADO ARMÓNICO (HSE)

La idea en esta sección es plantear un modelo matemático para la estimación de variables de estado mediante ecuaciones de mediciones que caracterizan las lecturas de los medidores al añadir los términos de error en el modelo del sistema, por lo tanto se puede hacer la siguiente formulación [17]:

$$z = Hx + e = z_{verdadero} + e \quad (4.1)$$

Donde:

- z es el vector de la lectura de las mediciones.
- x es el vector de valores verdaderos de las variables de estado (desconocidas).
- $z_{verdadero}$ es el vector del valor verdadero de la cantidad medida z (desconocido).

- H es la matriz que relaciona las mediciones con las variables de estado, la cual esta asociada con la configuración topológica del sistema, la matriz de admitancia y la ubicación de las unidades de medición.

Debido a que no es posible calcular las cantidades verdaderas, se debe calcular sus estimados, las variables de estado que están siendo estimadas usualmente son los voltajes nodales (ó de barra) ó las corrientes inyectadas. Los parámetros medidos pueden ser voltajes nodales, corrientes nodales o corrientes armónicas de línea. Dichas mediciones están representadas por el vector z . La matriz de medición puede ser formulada como una matriz con elementos que relacionan el vector de mediciones con las variables de estado. Si las variables de estado que están siendo estimadas son los voltajes nodales se tiene [23]:

$$z_{corriente} = Y\hat{x} + e \quad (4.2)$$

$$z_{voltaje} = T\hat{x} + e \quad (4.3)$$

Donde:

- Y es una matriz de admitancia de dimensiones apropiadas al sistema analizado
- T es una matriz cuyos datos de entrada son uno o cero.
- Los vectores de medición $Z_{corriente}$ y $Z_{voltaje}$, y el vector de variables de estado \hat{x} son complejos.

Si las variables de estado medidas (voltajes nodales) se ordenan inicialmente en \hat{x} de la misma manera como $Z_{voltaje}$, la matriz T tiene la forma $[I|0]$ donde I es la matriz identidad. Las ecuaciones (4.2) y (4.3) pueden ser agrupadas en una sola expresión:

$$z = H\hat{x} + \tilde{e} \quad (4.4)$$

Donde las variables “capota” representan los estimados de las cantidades correspondientes.

Si los errores fuesen cero (el caso ideal) cualquiera de las lecturas de los medidores podría ser exacta y se podrían determinar lecturas consistentes de los valores verdaderos, lo cual no cumple en un caso real ya que en cualquier esquema de medición hay errores desconocidos que por lo general obedecen a un patrón estadístico el cual se manifiesta mediante una distribución normal [17].

En la sección 4.2 se describe un proceso recursivo llamado filtro de Kalman mediante el cual se minimiza el error medio cuadrático asociado a la medición.

$$e = z - z_{\text{verdadero}} = z - Hx \quad (4.5)$$

Debido a que no es posible calcular el error verdadero, se debe calcular su estimado por medio de la siguiente ecuación:

$$\hat{e} = z - H\hat{x} \quad (4.6)$$

Retomando la ecuación (4.1) se tiene que:

$$z = e + Hx \quad (4.7)$$

Reemplazando la ecuación (4.7) en (4.6) se obtiene:

$$\hat{e} = z - \hat{z} = z - H\hat{x} = e - H(\hat{x} - x) \quad (4.8)$$

No es deseable seleccionar que la suma algebraica de los errores se minimice porque los errores positivos y negativos se podrían desviar unos a otros y los estimados podrían ser no aceptables. Es preferible minimizar la suma directa de los cuadrados de los errores. Para un sistema observable, la ecuación de

estimación de estado subdeterminado usualmente es resuelta por la técnica de los mínimos cuadrados. De esta forma, el vector de variables de estado \hat{x} se puede determinar mediante la minimización de la suma de los cuadrados de los errores, es decir:

$$f = \sum_{j=1}^m e_j^2 = e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_m^2 \quad (4.9)$$

Donde m es el número de medidores. De acuerdo con las condiciones usuales que son necesarias para minimizar la función f , los estimados \hat{x} son aquellos valores de x que satisfacen la siguiente ecuación.

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial x_1} \Big|_{\hat{x}} &= 2 \left[e_1 \frac{\partial e_1}{\partial x_1} + e_2 \frac{\partial e_2}{\partial x_1} + \dots + e_m \frac{\partial e_m}{\partial x_1} \right] \Big|_{\hat{x}} = 0 \\ \frac{\partial f}{\partial x_2} \Big|_{\hat{x}} &= 2 \left[e_1 \frac{\partial e_1}{\partial x_2} + e_2 \frac{\partial e_2}{\partial x_2} + \dots + e_m \frac{\partial e_m}{\partial x_2} \right] \Big|_{\hat{x}} = 0 \\ &\vdots \\ \frac{\partial f}{\partial x_n} \Big|_{\hat{x}} &= 2 \left[e_1 \frac{\partial e_1}{\partial x_n} + e_2 \frac{\partial e_2}{\partial x_n} + \dots + e_m \frac{\partial e_m}{\partial x_n} \right] \Big|_{\hat{x}} = 0 \end{aligned} \quad (4.10)$$

La notación $\Big|_{\hat{x}}$ indica que las ecuaciones tienen que ser evaluadas de los estimados de estado $\hat{x} = \hat{x}_1 \ \hat{x}_2 \ \dots \ \hat{x}_n^T$ porque se desconocen los valores verdaderos de los estados. Los errores reales desconocidos e_j son remplazados por los errores estimados \hat{e}_j , que se pueden calcular una vez se conocen los estimados de estado \hat{x} .

Representando la ecuación (4.10) en forma matricial se tiene.

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial e_1}{\partial x_1} & \frac{\partial e_2}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial e_m}{\partial x_1} \\ \frac{\partial e_1}{\partial x_2} & \frac{\partial e_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial e_m}{\partial x_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial e_1}{\partial x_n} & \frac{\partial e_2}{\partial x_n} & \dots & \frac{\partial e_m}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{e}_1 \\ \hat{e}_2 \\ \vdots \\ \hat{e}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Las derivadas parciales que se tienen que sustituir en la ecuación (4.11) se encuentran mediante la ecuación (4.1) y son constantes dadas por los elementos de H .

$$H^T \begin{bmatrix} \hat{e}_1 \\ \hat{e}_2 \\ \vdots \\ \hat{e}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

La ecuación (4.12) puede ser rescrita en una forma compacta así:

$$\begin{aligned} H^T \hat{e} &= 0 \\ H^T e - H^T H(\hat{x} - x) &= H^T e - H^T H(\hat{x} - x) = 0 \\ H^T e &= H^T H(\hat{x} - x) = H^T H\hat{x} - H^T Hx \\ H^T e + H^T Hx &= H^T H\hat{x} \\ H^T (e + Hx) &= H^T H\hat{x} \\ (H^T H)^{-1} H^T (e + Hx) &= \hat{x} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Remplazando $z = e + Hx$ en la ecuación (4.13), se obtiene una expresión para las variables de estado estimadas.

$$\hat{x} = (H^T H)^{-1} H^T z \quad (4.14)$$

4.1.2 INCERTIDUMBRE EN LA MEDICIÓN

Las mediciones armónicas siempre son portadoras de algunas inexactitudes, las cuales son causadas principalmente por:

- Errores introducidos por transformadores de voltaje y corriente.
- Errores introducidos por cables de instrumentación, burden y atenuadores.
- Errores introducidos por los instrumentos de medición.
- Errores en la estimación de las componentes simétricas para los armónicos de voltaje y corriente.

Cuando se intenta usar las mediciones para calibrar y estimar modelos computacionales, o como entradas en los cálculos de los niveles armónicos de voltaje y corriente se debe tener en cuenta compensar la inexactitud.

De acuerdo al estándar IEC 1000-4-7 [23]:

- La exactitud de los transformadores de potencial (PT) y los transformadores de corriente (CT) no pondrá tener un error relativo que exceda el 5% (relacionado al valor medido).
- Si las mediciones de los ángulos de fase han sido desarrolladas adicionalmente, el respectivo error de los CT's y los PT's no deberá exceder cinco grados. (Especialmente en el caso del flujo de dirección de potencia activa armónica).

4.2 FILTRO DE KALMAN

4.2.1 DEFINICIÓN

El filtro de Kalman (KF) es un conjunto de ecuaciones matemáticas que proporcionan un método eficiente para estimar el estado de un proceso, minimizando además el error medio cuadrático. El filtro de Kalman proporciona el máximo filtrado posible del ruido, respondiendo de forma óptima a los cambios en el estado del sistema. Ha sido diseñado para estimar el estado en un sistema dinámico y discreto en el tiempo, basándose en observaciones ruidosas y en un modelado del sistema. El filtro es muy potente en varios aspectos: proporciona estimaciones del pasado, presente y futuro, e incluso puede hacerlo aunque no se conozca la naturaleza precisa del sistema modelado [20].

4.2.2 FILTRO KALMAN DISCRETO

En esta sección se describe el filtro en su formulación original, donde las mediciones hechas y los estados son estimados como puntos discretos en el tiempo.

4.2.2.1 El proceso a ser estimado

El problema general a resolver es el de estimar el estado $x \in \mathfrak{R}^n$ de un sistema discreto en espacio de estados, gobernado por la siguiente ecuación estocástica [10]:

$$x_k = \Phi_{k-1}x_{k-1} + w_{k-1} \quad (4.15)$$

Con una medición $z \in \mathfrak{R}^m$ en puntos discretos en el tiempo de la forma:

$$z_k = H_k x_k + v_k \quad (4.16)$$

De las ecuaciones (4.15) y (4.16) se tiene que:

- $\Phi \in \mathcal{R}^{n \times n}$ es la matriz de transición de estado que relaciona el estado previo para un conjunto $k-1$ con el estado actual para un conjunto k .
- $H \in \mathcal{R}^{m \times n}$ es la matriz que permite la relación entre las mediciones y el vector de estado.
- w_k es la variable aleatoria que representa el ruido del proceso.
- v_k es la variable aleatoria que representa el ruido de la medición.

En estos dos últimos parámetros se asume que son independientes el uno del otro y obedecen a una distribución normal y media cero [14].

$$E w_k = E v_k = 0 \quad (4.17)$$

Si se asume que no se presenta correlación en el tiempo, es decir que son ruido blanco, estas pueden ser descritas por matrices de covarianza ó de niveles de ruidos dados por:

$$E[w_k w_i^T] = \begin{cases} Q_k, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (4.18)$$

$$E[v_k v_i^T] = \begin{cases} R_k, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (4.19)$$

Donde las matrices de covarianza son simétricas y positivas semidefinidas.

Para iniciar el proceso recursivo del filtro de Kalman, se define $\hat{x}_k^- \in \mathfrak{R}^n$ como un estimado a priori del estado en el paso k , se puede entonces definir el error a priori y el actual [10].

$$\begin{aligned}\hat{e}_k^- &\equiv x_k - \hat{x}_k^- \\ \hat{e}_k &\equiv x_k - \hat{x}_k\end{aligned}\tag{4.20}$$

La matriz de covarianza asociada con el error estimado a priori será:

$$P_k^- = E[\hat{e}_k^- \hat{e}_k^{-T}] = E[(x_k - \hat{x}_k^-)(x_k - \hat{x}_k^-)^T]\tag{4.21}$$

Suponiendo que se tiene un estimado para \hat{x}_k^- al momento de la medición y su matriz de covarianza asociada (P_k^-) se puede mejorar óptimamente el estimado usando una combinación lineal del mismo y una diferencia entre la medición actual z_k y la predicción $H_k \hat{x}_k^-$ como lo muestra la siguiente ecuación.

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H_k \hat{x}_k^-)\tag{4.22}$$

Donde:

- \hat{x}_k es el estimado actualizado.
- La diferencia $(z_k - H_k \hat{x}_k^-)$ es llamada la medición de innovación.
- K es una matriz de $m \times n$ y es llamada la ganancia de Kalman.

La idea es encontrar un K_k que minimice el error medio cuadrático esperado entre los valores actuales de las variables de estado y los valores estimados. Partiendo de la matriz de covarianza asociada con el error se tiene [14]:

$$P_k = E[\hat{e}_k \hat{e}_k^T] = E[(x_k - \hat{x}_k)(x_k - \hat{x}_k)^T] \quad (4.23)$$

Esta minimización puede ser realizada sustituyendo la ecuación (4.22) en (4.23) y llevando a cabo las esperanzas matemáticas indicadas.

$$\begin{aligned} \hat{e}_k &= x_k - \hat{x}_k \\ x_k &= \Phi_k x_k^- + v_k \\ \hat{x}_k &= \Phi_k \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H_k \hat{x}_k^-) = \Phi_k \hat{x}_k^- + K_k [(H_k x_k + w_k) - H_k \hat{x}_k^-] \\ &= (\Phi_k - K_k H_k) \hat{x}_k^- + K_k (H_k x_k + w_k) \\ \hat{e}_k &= x_k - \hat{x}_k = \Phi_k x_k^- + v_k - [(\Phi_k - K_k H_k) \hat{x}_k^- + K_k (H_k x_k^- + w_k)] \\ &= \Phi_k x_k^- + v_k - \Phi_k \hat{x}_k^- + K_k H_k \hat{x}_k^- - K_k H_k x_k^- - K_k w_k \\ &= \Phi_k (x_k^- - \hat{x}_k^-) - K_k H_k (x_k^- - \hat{x}_k^-) - K_k w_k + v_k \\ &= (\Phi_k - K_k H_k)(x_k^- - \hat{x}_k^-) - K_k w_k + v_k \end{aligned}$$

Si: $(\Phi_k - K_k H_k) = \hat{\Phi}_k$ y $x_k^- - \hat{x}_k^- = e$ entonces la ecuación anterior puede ser rescrita:

$$\hat{e}_k = \hat{\Phi}_k e - K_k w_k + v_k \quad (4.24)$$

Reemplazando la ecuación (4.24) en (4.23), se obtiene:

$$\begin{aligned}
P_k &= E \left[(\hat{\Phi}_k e_k - K_k w_k + v_k)(\hat{\Phi}_k e_k - K_k w_k + v_k)^T \right] \\
&= E \left[(\hat{\Phi}_k e_k - K_k w_k + v_k)(e_k^T \hat{\Phi}_k^T - w_k^T K_k^T + v_k^T) \right] \\
&= E \left[\hat{\Phi}_k e_k e_k^T \hat{\Phi}_k^T \right] + E \left[\hat{\Phi}_k e_k (-w_k^T K_k^T + v_k^T) \right] + E \left[(-K_k w_k + v_k) e_k^T \hat{\Phi}_k^T \right] \\
&\quad + E \left[(-K_k w_k + v_k)(-w_k^T K_k^T + v_k^T) \right] \\
&= E \left[\hat{\Phi}_k e_k e_k^T \hat{\Phi}_k^T \right] + E \left[\hat{\Phi}_k e_k (-w_k^T K_k^T + v_k^T) \right] + E \left[(-K_k w_k + v_k) e_k^T \hat{\Phi}_k^T \right] + E \left[K_k w_k w_k^T K_k^T \right] \\
&\quad - E \left[K_k w_k v_k^T \right] - E \left[v_k w_k^T K_k^T \right] + E \left[v_k v_k^T \right] \\
&= \hat{\Phi}_k E \left[e_k e_k^T \right] \hat{\Phi}_k^T - \hat{\Phi}_k E \left[e_k w_k^T \right] K_k^T + \hat{\Phi}_k E \left[e_k v_k^T \right] - K_k E \left[w_k e_k^T \right] \hat{\Phi}_k^T + E \left[v_k e_k^T \right] \hat{\Phi}_k^T \\
&\quad + K_k E \left[w_k w_k^T \right] K_k^T - K_k E \left[w_k v_k^T \right] - E \left[v_k w_k^T \right] K_k^T + E \left[v_k v_k^T \right]
\end{aligned}$$

De las ecuaciones (4.18) y (4.19), se tiene que $R_k = E[w_k w_k^T]$ y $Q_k = E[v_k v_k^T]$. Los errores w_k y v_k son los procesos estocásticos de los ruidos del sistema y las mediciones respectivamente, que se consideran ruidos blancos de media cero e independientes y por lo tanto cumplen:

$$\begin{aligned}
E[v_k] &= E[w_k] = 0 \\
E[v_k w_k^T] &= E[w_k v_k^T] = 0
\end{aligned}$$

$$P_k = \hat{\Phi}_k P_k^- \hat{\Phi}_k^T + K_k R_k K_k^T + Q_k$$

Reemplazando $(\Phi_k - K_k H_k) = \hat{\Phi}_k$ en la ecuación anterior, se tiene:

$$\begin{aligned}
P_k &= (\Phi_k - K_k H_k) P_k^- (\Phi_k - K_k H_k)^T + K_k R_k K_k^T + Q_k \\
&= \Phi_k P_k^- \Phi_k^T - \Phi_k P_k^- H_k^T K_k^T - K_k H_k P_k^- \Phi_k^T + K_k H_k P_k^- H_k^T K_k^T + Q_k + K_k R_k K_k^T
\end{aligned} \tag{4.25}$$

Derivando la ecuación (4.25) con respecto a K , igualando a cero y despejando K se obtiene:

$$\begin{aligned}
\frac{dP_k}{dK_k} &= 0 \\
&= -2\Phi_k P_k^- H_k^T + 2K_k H_k P_k^- H_k^T + 2K_k R_k \\
K_k H_k P_k^- H_k^T + K_k R_k &= \Phi_k P_k^- H_k^T \\
K_k &= \Phi_k P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1}
\end{aligned} \tag{4.26}$$

Si $\Phi_k = I$ (matriz idéntica), entonces la expresión para la ganancia de Kalman (K_k) que minimiza la covarianza del error es:

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \tag{4.27}$$

El diseño del filtro de Kalman esta basado en las propiedades estadísticas de la señal que esta siendo procesada. Los coeficientes del filtro variantes en el tiempo, llamados ganancias de Kalman, son calculados para minimizar el cuadrado del error esperado entre los valores actuales de las variables de estado y los valores estimados [18].

Reemplazando la ecuación (4.26) en (4.25) se calcula el valor mínimo de la matriz de covarianza del error.

$$\begin{aligned}
P_k &= Q_k + \Phi_k P_k^- \Phi_k^T - \Phi_k P_k^- H_k^T \left[H_k P_k^- H_k^T + R_k \right]^{-1} \Phi_k P_k^- H_k^T - \\
&\quad \Phi_k P_k^- H_k^T \left[H_k P_k^- H_k^T + R_k \right]^{-1} \Phi_k P_k^- H_k^T + \\
&\quad \Phi_k P_k^- H_k^T \left[H_k P_k^- H_k^T + R_k \right]^{-1} H_k P_k^- H_k^T \left[H_k P_k^- H_k^T + R_k \right]^{-1} H_k P_k^- \Phi_k^T + \\
&\quad \Phi_k P_k^- H_k^T \left[H_k P_k^- H_k^T + R_k \right]^{-1} R_k \left[H_k P_k^- H_k^T + R_k \right]^{-1} \Phi_k P_k^- H_k^T \\
P_k &= Q_k + \Phi_k P_k^- \Phi_k^T - 2\Phi_k P_k^- H_k^T \left[H_k P_k^- H_k^T + R_k \right]^{-1} H_k P_k^- \Phi_k^T + \\
&\quad \Phi_k P_k^- H_k^T \left[H_k P_k^- H_k^T + R_k \right]^{-1} \left[H_k P_k^- H_k^T + R_k \right] \left[H_k P_k^- H_k^T + R_k \right]^{-1} H_k P_k^- \Phi_k^T \\
&= Q_k + \Phi_k P_k^- \Phi_k^T - 2\Phi_k P_k^- H_k^T \left[H_k P_k^- H_k^T + R_k \right]^{-1} H_k P_k^- \Phi_k^T + \\
&\quad \Phi_k P_k^- H_k^T \left[H_k P_k^- H_k^T + R_k \right]^{-1} H_k P_k^- \Phi_k^T \\
&= Q_k + \Phi_k P_k^- \Phi_k^T - \Phi_k P_k^- H_k^T \left[H_k P_k^- H_k^T + R_k \right]^{-1} H_k P_k^- \Phi_k^T \\
&= Q_k + \Phi_k P_k^- \Phi_k^T - K_k H_k P_k^- \Phi_k^T
\end{aligned}$$

$$P_k = [\Phi_k - K_k H_k] P_k^- \Phi_k^T + Q_k$$

Si se asume que $Q_k = 0$ y $\Phi_k = I$ (matriz identidad), [14] entonces la matriz de covarianza asociada con los estimados óptimos puede ser calculada por:

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \tag{4.28}$$

En el siguiente paso \hat{x}_k^- se actualiza para tener \hat{x}_{k+1}^- , por lo tanto:

$$\hat{x}_{k+1}^- = \Phi_k \hat{x}_k \tag{4.29}$$

Donde Φ_k es la matriz de transición de estados.

La matriz de covarianza asociada con \hat{x}_{k+1}^- se obtiene entonces a partir de la expresión para el error a priori.

$$\hat{e}_{k+1}^- = \hat{x}_{k+1} - \hat{x}_{k+1}^- = \Phi_k e_k + w_k \quad (4.30)$$

$$P_{k+1}^- = E[\hat{e}_{k+1}^- \hat{e}_{k+1}^{-T}] = \Phi_k P_k \Phi_k^T + Q_k \quad (4.31)$$

Donde Q_k es la matriz de covarianza del error del proceso.

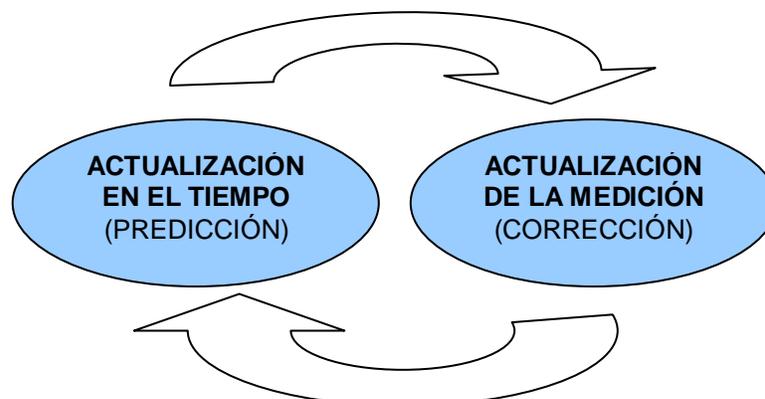
4.2.2.2 Algoritmo del filtro Kalman discreto

El proceso de estimación del filtro de Kalman tiene una forma de control realimentado. El filtro estima los estados del proceso en algún tiempo y después es realimentado en forma de mediciones, de tal manera que las ecuaciones del filtro de Kalman se dividen en dos grupos:

- Ecuaciones de actualización en tiempo.
- Ecuaciones de actualización por la medición.

El algoritmo de la estimación final del filtro se asemeja al algoritmo de un *predictor-corrector* para resolver problemas numéricos, donde las ecuaciones de actualización en tiempo pueden ser vistas como un predictor y las de actualización por la medición como un corrector.

Figura 4.3. Ciclo progresivo del filtro de Kalman discreto.



De la Figura 4.3 la actualización proyecta hacia delante la estimación del estado actual en el tiempo y la actualización de las mediciones ajustan la estimación proyectada mediante una medición actual en dicho tiempo [10].

El proceso de realimentación del filtro Kalman puede llevarse a cabo mediante los siguientes pasos.

1. El filtro estima el estado en el instante k (ecuaciones de actualización), proyectando el estado actual \hat{x}_k^- y la covarianza del error estimado P_k^- para obtener las estimaciones a priori.

Ecuación de predicción:

$$\hat{x}_k^- = \Phi_k \hat{x}_{k-1} \quad (4.32)$$

Estimación de la covarianza del error:

$$P_k^- = \Phi_{k-1} P_{k-1} \Phi_{k-1}^T + Q_{k-1} \quad (4.33)$$

2. El filtro realiza la realimentación de la medida (ecuaciones de medida), incorporando la nueva medida para obtener la estimación a posteriori.

Calculo de la ganancia:

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (4.34)$$

Corrección de la estimación:

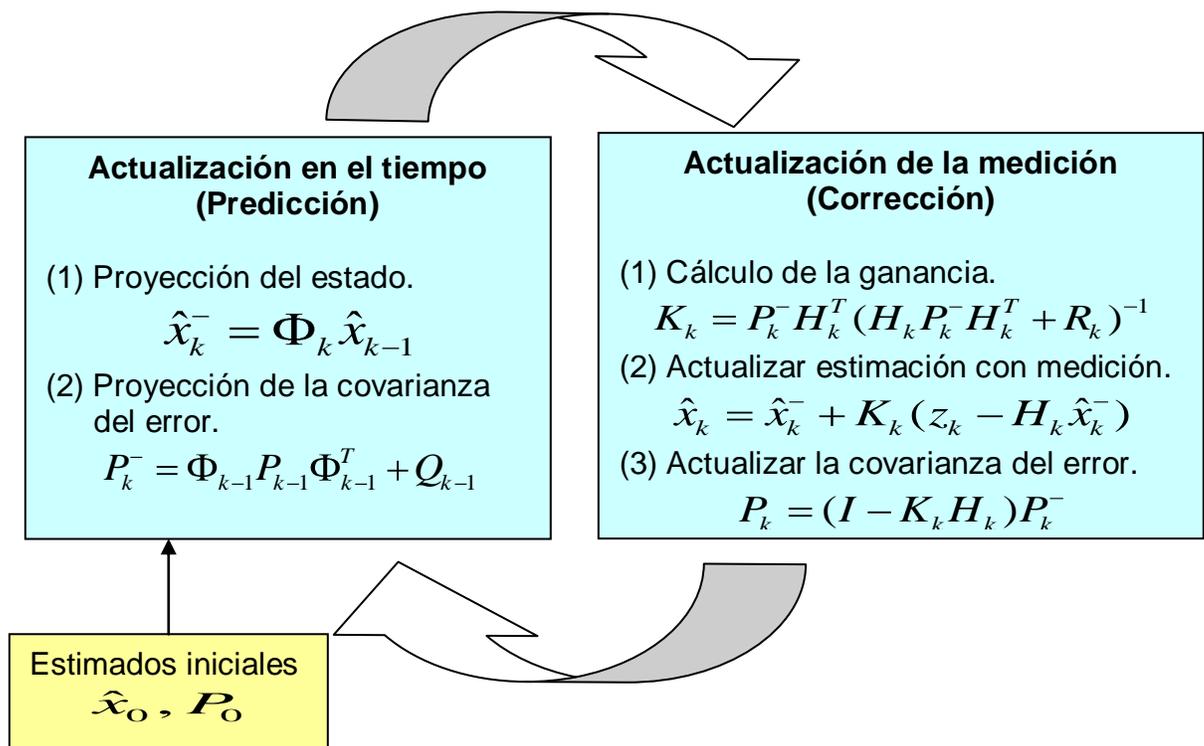
$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H_k \hat{x}_k^-) \quad (4.35)$$

Corrección de la covarianza del error asociado:

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (4.36)$$

El algoritmo del filtro Kalman es un proceso del tipo predicción-corrección, como se ve en la Figura 4.4. El diseño del filtro se fundamenta en las propiedades estadísticas de las muestras a procesar. La ganancia del filtro de Kalman, se determina de forma que sea mínimo el error medio cuadrático esperado entre los valores actuales de las variables de estado y los valores estimados. Cada muestra que se obtiene en tiempo real se utiliza para mejorar la estimación previa del filtro, hasta alcanzar una condición estacionaria a partir de la cual ya no se observa ninguna mejora [20].

Figura 4.4. Estructura predicción-corrección del filtro de Kalman.



4.2.2.3 Inicialización del filtro

El filtro requiere de unos valores de inicialización para las variables de estado, la covarianza del error P y la covarianza del ruido Q y R . El rendimiento del filtro puede ser mejorado ajustando la covarianza del ruido del proceso Q y la covarianza del ruido de la medida R . Los valores de las covarianzas Q y R determinan el peso relativo de la información del modelo y de las medidas, actuando como parámetros que permiten hacer un balance entre la respuesta dinámica del filtro frente a la sensibilidad al ruido.

El cálculo de estas magnitudes puede no ser una tarea trivial y los valores teóricos no siempre producen los resultados más exactos. Las inexactitudes a la hora de modelar el sistema, los errores en las medidas, la correlación entre unos y otros o el modelado del ruido se deben tener en cuenta y no son fáciles de estimar. Normalmente Q y R son constantes y se eligen de forma que el filtro converja lo más rápidamente posible. De esta forma las matrices P y K se estabilizan rápidamente y permanecen constantes, independientes de las medidas [20].

4.3 REPRESENTACIÓN EN VARIABLES DE ESTADO DE UNA SEÑAL DISCRETA CON COMPONENTES ARMÓNICOS VARIANTES EN EL TIEMPO

La medición de armónicos es un tópico importante dentro del área de calidad de la energía. Aunque en las últimas décadas se ha incrementado el interés por generar mejores algoritmos para su detección y extracción, su naturaleza variante en el tiempo dificulta este trabajo. Los dispositivos de medición convencionales operan basados en la suposición de condiciones estacionarias y, generalmente hacen uso de la FFT (Transformada Rápida de Fourier). Sin embargo, la variedad de disturbios presentes en un sistema eléctrico puede afectar la variación de la

amplitud y la frecuencia de las formas de onda de voltaje y corriente. Como consecuencia; bajo estas condiciones el uso de la FFT se ve limitada.

Actualmente, para mejorar la medición de armónicos variantes en el tiempo, se emplean varios métodos que provienen principalmente del área de procesamiento digital de señales. Todos ellos presentan ventajas y desventajas. En este capítulo se discute un esquema basado en la teoría del filtrado de Kalman. La implementación del filtro de Kalman es un trabajo apropiado para el seguimiento de fuentes armónicas y su eficiencia depende de que las ecuaciones de estado, las ecuaciones de medición y las matrices de covarianza sean definidas correctamente [14].

4.3.1 MEDICIÓN DE ARMÓNICOS VARIANTES EN EL TIEMPO

Cuando la técnica de la FFT se usa para calcular armónicos, sólo se obtienen resultados correctos bajo las siguientes condiciones:

1. La señal es estacionaria (constante en magnitud) y periódica.
2. La frecuencia de muestreo es mayor que dos veces la frecuencia más alta contenida en la señal.
3. El número de periodos muestreados es un entero.
4. Las formas de onda no contienen frecuencias que no son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental (frecuencias interarmónica).

Cuando se satisfacen estas suposiciones, los resultados de la DFT o la FFT son exactos. Para mostrar esto se considera la siguiente señal descrita en la ecuación (4.37) en la cual las componentes de frecuencia son 60 Hz, 180 Hz y 300 Hz.

$$s(t) = A_1 \cos(\omega_0 t + \theta_1) + A_3 \cos(3\omega_0 t + \theta_3) + A_5 \cos(5\omega_0 t + \theta_5) \quad (4.37)$$

La FFT entrega valores de A_1 , A_3 y A_5 para las frecuencias especificadas, esto porque la señal analizada satisface todas las condiciones asumidas para el algoritmo de la FFT. La aplicación directa de la FFT introduce errores principalmente debidos a los efectos de *aliasing*, *leakage*, y *picketfence*. [10].

El fenómeno *aliasing* se debe a una frecuencia baja de muestreo, y puede ser mitigado por filtros *anti-aliasing* o satisfaciendo el teorema de muestreo de *Nyquist* (la frecuencia de muestreo debe satisfacer la suposición 2). *Leakage* se refiere a una propagación aparente de energía de una frecuencia hacia las adyacentes, y va a ocurrir si el intervalo de truncamiento no es un múltiplo entero del periodo de la fundamental.

El fenómeno de *Picket-fence* ocurre si la forma de onda analizada incluye frecuencias que no son múltiplos enteros de la fundamental. Ya que la FFT es discreta, sólo las amplitudes de frecuencias que caen exactamente en esos puntos discretos en el dominio de la frecuencia son calculadas exactamente [14].

Los errores mencionados anteriormente crean la necesidad de aplicar una técnica de estimación óptima capaz de hacer un seguimiento de armónicos con magnitudes variantes en el tiempo. Los conceptos de modelamiento de señales y el algoritmo de estimación se basan en el filtro de Kalman. El modelamiento de las variables de estado de las formas de onda de voltaje y corriente y los principios del algoritmo de estimación se desarrollan en la siguiente sección.

4.3.2 ESTIMACIÓN DE ARMÓNICOS

La aproximación del filtro de Kalman entrega la estimación de fasores y realiza un seguimiento de los parámetros variantes en el tiempo. Las ecuaciones del filtro de Kalman intentan familiarizar un sistema eléctrico con la representación de variables de estado de cantidades fasoriales, el modelo del sistema y las ecuaciones de medición del algoritmo recursivo del filtro de Kalman [2].

4.3.2.1 Representación de las variables de estado de una señal con magnitud constante o variante en el tiempo

Considerando una señal con una frecuencia ω y una magnitud de $A(t)$, donde $A(t)$ representa una combinación de un valor constante positivo o una componente variante en el tiempo. Considerando una referencia rotacional para ω , la señal libre de ruido puede ser expresada:

$$s(t) = A(t) \cos(\omega t + \theta) = A(t) \cos \theta \cos \omega t - A(t) \sin \theta \sin \omega t \quad (4.38)$$

Si:

$$\begin{aligned} x_1 &= A(t) \cos \theta \\ x_2 &= A(t) \sin \theta \end{aligned}$$

Por consiguiente, cada x_1 y x_2 incluye dos componentes. Una componente es constante pero desconocida, la otra componente puede variar en el tiempo. Las variables x_1 y x_2 representan las componentes en fase y en cuadratura respectivamente, las cuales hacen referencia a las variables de estado. Por tal motivo las ecuaciones de estado pueden ser formuladas así:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix}_k \quad (4.39)$$

Donde w_1 y w_2 modelan las variaciones en el tiempo para las variables de estado x_1 y x_2 .

Las ecuaciones de medición incluyen la señal y el ruido, las cuales se representan de la siguiente forma:

$$z_k = \begin{bmatrix} \cos(\omega t_k) & -\sin(\omega t_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + v_k \quad (4.40)$$

Donde v_k representa el ruido de alta frecuencia asociado a la medición.

4.3.2.2 Representación de las variables de estado de una señal que incluye r armónicos (modelo 1)

Una señal de corriente o de voltaje libre de ruido $s(t)$ que incluye r armónicos se representa a continuación:

$$s(t) = \sum_{h=1}^r A_h(t) \cos(h\omega t + \theta_h) \quad (4.41)$$

Donde:

- $A_h(t)$ es la amplitud de la cantidad fasorial que representa el armónico h para un tiempo t .
- θ_h es el ángulo de fase del armónico h con respecto a la referencia de rotación $h\omega$.
- h es el orden del armónico.

Como se indico en la sección previa cada componente de frecuencia requiere de dos variables de estado. De tal forma que el número total de variables de estado es $2r$. Estas variables de estado son definidas así:

$$\begin{aligned}
 x_1(t) &= A_1(t) \cos \theta_1 & x_2(t) &= A_1(t) \text{sen} \theta_1 \\
 x_3(t) &= A_2(t) \cos \theta_2 & x_4(t) &= A_2(t) \text{sen} \theta_2 \\
 &\dots & &\dots \\
 &\dots & &\dots \\
 x_{2r-1}(t) &= A_r(t) \cos \theta_r & x_{2r}(t) &= A_r(t) \text{sen} \theta_r
 \end{aligned} \tag{4.42}$$

Estas variables de estado representan las componentes de fase y cuadratura de los armónicos con respecto a la referencia de rotación respectivamente. Esto es la referencia para el modelo 1. Así las ecuaciones de variables de estado pueden ser representadas como:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2r-1} \\ x_{2r} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2r-1} \\ x_{2r} \end{bmatrix}_k + w_k \tag{4.43}$$

La ecuación de medición puede ser expresada así:

$$z_k = H_k x_k + v_k = \begin{bmatrix} \cos(\omega k \Delta t) \\ -\text{sen}(\omega k \Delta t) \\ \vdots \\ \cos(h\omega k \Delta t) \\ -\text{sen}(h\omega k \Delta t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2r-1} \\ x_{2r} \end{bmatrix} + v_k \tag{4.44}$$

En la ecuación (4.44) se puede indicar que H_k para este caso es un vector variante en el tiempo. La amplitud y la fase de cada componente pueden ser calculadas a partir del estimado con las siguientes ecuaciones [20]:

$$A_h = \sqrt{x_{2r-1}^2 + x_{2r}^2} \quad (4.45)$$

$$\theta_h = \tan^{-1} \left(\frac{x_{2r}}{x_{2r-1}} \right) \quad (4.46)$$

Un vector constante de H_k puede ser obtenido si una referencia estacionaria es usada en la representación de las variables de estado, lo cual es explicado a continuación.

4.3.2.3 Representación de las variables de estado de una señal con magnitud variando en el tiempo usando una referencia estacionaria (modelo 2)

Considerar una señal libre de ruido:

$$s(t_k) = A(t_k) \cos(\omega t + \theta) \quad (4.47)$$

Nuevamente si:

$$x_{1_k} = A(t_k) \cos(\omega t_k + \theta)$$

$$x_{2_k} = A(t_k) \text{sen}(\omega t_k + \theta)$$

$$t_{k+1} = t_k + \Delta t$$

Ahora la señal puede ser expresada como:

$$\begin{aligned}
s(t_{k+1}) &= A(t_{k+1}) \cos(\omega t_{k+1} + \theta) = A(t_{k+1}) \cos(\omega t_k + \omega \Delta t + \theta) \\
s(t_{k+1}) &= A(t_{k+1}) \cos(\omega(t_k + \Delta t) + \theta) = A(t_{k+1}) \cos(\omega t_k + \theta) = x_{1_{k+1}}
\end{aligned} \tag{4.48}$$

Si se supone que la amplitud y la fase no varían apreciablemente entre muestra y muestra, se puede decir:

$$\begin{aligned}
x_{1_{k+1}} &\approx x_{1_k} \\
x_{2_{k+1}} &\approx x_{2_k}
\end{aligned}$$

Realizando el desarrollo algebraico para la ecuación (4.48) se tiene:

$$\begin{aligned}
s(t_{k+1}) &= A(t_{k+1}) \cos(\omega t_{k+1} + \theta) = A(t_{k+1}) \cos(\omega t_k + \omega \Delta t + \theta) \\
&= A(t_{k+1}) \cos(\omega t_k + \theta) \cos(\omega \Delta t) - A(t_{k+1}) \text{sen}(\omega t_k + \theta) \text{sen}(\omega \Delta t) \\
&= x_{1_k} \cos(\omega \Delta t) - x_{2_k} \text{sen}(\omega \Delta t) = x_{1_{k+1}}
\end{aligned} \tag{4.49}$$

De igual forma se resuelve para x_2 :

$$x_{2_{k+1}} = A(t_{k+1}) \text{sen}(\omega t_{k+1} + \theta) = A(t_{k+1}) \text{sen}(\omega t_k + \omega \Delta t + \theta)$$

Si:

$$A(t_{k+1}) \approx A(t_k)$$

$$\begin{aligned}
x_{2_{k+1}} &= A(t_k) \text{sen}(\omega t_k + \theta) \cos(\omega \Delta t) + A(t_k) \cos(\omega t_k + \theta) \text{sen}(\omega \Delta t) \\
&= x_{1_k} \text{sen}(\omega \Delta t) + x_{2_k} \cos(\omega \Delta t)
\end{aligned}$$

De esta forma la representación de las variables de estado es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega \Delta t) & -\text{sen}(\omega \Delta t) \\ \text{sen}(\omega \Delta t) & \cos(\omega \Delta t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix}_k \tag{4.50}$$

La ecuación de mediciones puede ser:

$$z_k = 1 \quad 0 \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + v_k \quad (4.51)$$

Ahora, si la señal incluye r armónicos donde la frecuencia fundamental es $h = 1$, la representación en variables de estado puede ser expresada así:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2r-1} \\ x_{2r} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} M_1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \cdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & M_i & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2r-1} \\ x_{2r} \end{bmatrix}_k + w_k \quad (4.52)$$

Donde las submatrices M_i se muestran a continuación:

$$M_i = \begin{bmatrix} \cos(i\omega\Delta t) & -\text{sen}(i\omega\Delta t) \\ \text{sen}(i\omega\Delta t) & \cos(i\omega\Delta t) \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

La ecuación de mediciones puede ser expresada por:

$$z_k = 1 \quad 0 \quad \cdots \quad 1 \quad 0 \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2r-1} \\ x_{2r} \end{bmatrix}_k + v_k \quad (4.54)$$

Este último puede ser referido como el modelo 2, el cual tiene constante los estados de transición y la matriz de medición, para dicho modelo se asume una referencia estacionaria. De esta manera los componentes en fase y en cuadratura

representan los valores instantáneos de las formas de onda cosenoidales y sinusoidales respectivamente [2].

4.4 METODOLOGÍA PARA LA IDENTIFICACIÓN DE FUENTES ARMÓNICAS EN SISTEMAS DE POTENCIA USANDO EL FILTRO DE KALMAN

Mediante el análisis de la covarianza del error, el filtro de Kalman asocia la inyección armónica estimada para determinar la medida de los límites armónicos. Basados en una medida y localización apropiada de las señales armónicas el filtro de Kalman produce una estimación de inyecciones armónicas las cuales son portadoras de ruido en las mediciones armónicas, el método es dinámico y tiene la capacidad de identificar y analizar cada una de las inyecciones armónicas en todas los nodos del sistema de potencia el cual puede presentar condiciones desbalanceadas.

4.4.1 FORMULACIÓN MATEMÁTICA

A partir de los desarrollos obtenidos en la sección 5.4 se puede considerar una inyección de corriente con frecuencia ω y magnitud I ; la cual se expresa en función del tiempo así [12]:

$$c(t) = I \cos(\omega t + \theta) = I \cos \omega t \cos \theta - I \sin \omega t \sin \theta \quad (4.55)$$

Definiendo las variables de estado como se hizo en la sección anterior, se tiene:

$$x^R = I \cos \theta$$

$$x^I = I \sin \theta$$

Remplazando x^R y x^I en la ecuación (4.55) se obtiene:

$$c(t_k) = x^R \cos \omega t - x^I \text{ sen} \omega t$$

Las ecuaciones de las dos variables de estado para una inyección de corriente puede ser expresada como:

$$\begin{bmatrix} x^R \\ x^I \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^R \\ x^I \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} w^R \\ w^I \end{bmatrix}_k \quad (4.56)$$

Donde w^R y w^I modelan las variaciones en el tiempo para las variables estado x^R y x^I .

La inyección de corriente $c(t)$ libre de ruido puede ser representada matricialmente, así:

$$c(t_k) = \begin{bmatrix} \cos(\omega t_k) & -\text{sen}(\omega t_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^R \\ x^I \end{bmatrix}_k$$

Para un sistema de potencia con n nodos (barras), todas las corrientes inyectadas son tratadas como variables de estado, de tal forma que la ecuación de estados y la ecuación de mediciones se describen a continuación.

Ecuación de estados:

$$\begin{bmatrix} x_1^R \\ x_1^I \\ x_2^R \\ x_2^I \\ \vdots \\ x_n^R \\ x_n^I \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1^R \\ x_1^I \\ x_2^R \\ x_2^I \\ \vdots \\ x_n^R \\ x_n^I \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} w_1^R \\ w_1^I \\ w_2^R \\ w_2^I \\ \vdots \\ w_n^R \\ w_n^I \end{bmatrix}_k \quad (4.57)$$

El vector w en la ecuación (4.57) representa las variaciones aleatorias de las variables de estado. Los voltajes en las barras son relacionados con las inyecciones de corriente mediante la matriz Z_{BUS} , de tal forma que los voltajes nodales pueden ser representados así:

$$\mathbf{V}_i = \sum_{j=1}^n \mathbf{Z}_{ij} \mathbf{I}_j = \sum_{j=1}^n (Z_{ij} \angle \theta_{Z_{ij}})(I_j \angle \theta_j) = \sum_{j=1}^n Z_{ij} I_j \angle (\theta_{Z_{ij}} + \theta_j)$$

$$V_i(t_k) = \sum_{j=1}^n Z_{ij} I_j \cos(\omega t_k + \theta_j + \theta_{Z_{ij}})$$

$$= \sum_{j=1}^n Z_{ij} I_j \left[\cos(\omega t_k + \theta_j) \cos \theta_{Z_{ij}} - s \operatorname{en}(\omega t_k + \theta_j) s \operatorname{en} \theta_{Z_{ij}} \right]$$

$$= \sum_{j=1}^n Z_{ij}^R I_j \cos(\omega t_k + \theta_j) - Z_{ij}^I I_j s \operatorname{en}(\omega t_k + \theta_j)$$

$$= \sum_{j=1}^n Z_{ij}^R I_j \left[\cos(\omega t_k) \cos \theta_j - s \operatorname{en}(\omega t_k) s \operatorname{en} \theta_j \right] - Z_{ij}^I I_j \left[s \operatorname{en}(\omega t_k) \cos \theta_j + s \operatorname{en} \theta_j \cos(\omega t_k) \right]$$

$$= \sum_{j=1}^n Z_{ij}^R I_j \cos(\omega t_k) \cos \theta_j - Z_{ij}^R I_j s \operatorname{en}(\omega t_k) s \operatorname{en} \theta_j - Z_{ij}^I I_j s \operatorname{en}(\omega t_k) \cos \theta_j - Z_{ij}^I I_j s \operatorname{en} \theta_j \cos(\omega t_k)$$

$$= \sum_{j=1}^n I_j \cos \theta_j \left[Z_{ij}^R \cos(\omega t_k) - Z_{ij}^I s \operatorname{en}(\omega t_k) \right] - I_j s \operatorname{en} \theta_j \left[Z_{ij}^R s \operatorname{en}(\omega t_k) + Z_{ij}^I \cos(\omega t_k) \right]$$

La sumatoria anterior es formulada en forma matricial, así:

$$V_i(t_k) = \sum_{j=1}^n \left[Z_{ij}^R \cos(\omega t_k) - Z_{ij}^I s \operatorname{en}(\omega t_k) \quad -Z_{ij}^R s \operatorname{en}(\omega t_k) - Z_{ij}^I \cos(\omega t_k) \right] \begin{bmatrix} I_j \cos \theta \\ I_j s \operatorname{en} \theta \end{bmatrix}$$

$$V_i(t_k) = \sum_{j=1}^n \left[Z_{ij}^R \cos(\omega t_k) - Z_{ij}^I s \operatorname{en}(\omega t_k) \quad -Z_{ij}^R s \operatorname{en}(\omega t_k) - Z_{ij}^I \cos(\omega t_k) \right] \begin{bmatrix} x_j^R \\ x_j^I \end{bmatrix}$$

Donde:

- $x_j^R = I_j \cos \theta_j$
- $x_j^I = I_j s \operatorname{en} \theta_j$

- $Z_{ij}^R = Z_{ij} \cos \theta_{Z_{ij}}$ es la parte real de la matriz Z_{BUS} para un armónico de interés.
- $Z_{ij}^I = Z_{ij} \text{sen} \theta_{Z_{ij}}$ es la parte imaginaria de la matriz Z_{BUS} para un armónico de interés.
- I_j es la magnitud de la inyección de la corriente en el nodo j .
- θ_j es el ángulo inicial de la inyección de corriente para el nodo j .

$$V_i(t_k) = \begin{bmatrix} h_{i1}^R & h_{i1}^I & h_{i2}^R & h_{i2}^I & \cdots & h_{in}^R & h_{in}^I \end{bmatrix}_k \begin{bmatrix} x_1^R \\ x_1^I \\ x_2^R \\ x_2^I \\ \vdots \\ x_n^R \\ x_n^I \end{bmatrix}_k \quad (4.58)$$

Donde:

$$h_{ij}^{(h)R} = Z_{ij}^{(h)R} \cos(h\omega t_k) - Z_{ij}^{(h)I} \text{sen}(h\omega t_k)$$

$$h_{ij}^{(h)I} = -Z_{ij}^{(h)R} \text{sen}(h\omega t_k) - Z_{ij}^{(h)I} \cos(h\omega t_k)$$

$Z_{ij}^{(h)R}$ es el elemento ij real de la matriz Z_{bus} para un armónico h .

$Z_{ij}^{(h)I}$ es el elemento ij imaginario de la matriz Z_{bus} para un armónico h .

Asumiendo que se dispone de m mediciones y que estas son valores muestreados de las formas de onda de las inyecciones de corriente y los voltajes para m barras. Después de realizar lo anterior, la ecuación de mediciones para una frecuencia ω es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ c_m \\ v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix}_k = \begin{bmatrix} \cos \omega t_k & -s \operatorname{en} \omega t_k & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cos \omega t_k & -s \operatorname{en} \omega t_k & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cos \omega t_k & -s \operatorname{en} \omega t_k \\ h_{11}^R & h_{11}^I & \cdots & \cdots & h_{1n}^R & h_{1n}^I \\ h_{21}^R & h_{21}^I & \cdots & \cdots & h_{2n}^R & h_{2n}^I \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{m1}^R & h_{m1}^I & \cdots & \cdots & h_{mn}^R & h_{mn}^I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1^R \\ x_1^I \\ \vdots \\ \vdots \\ x_n^R \\ x_n^I \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \eta_m \\ \mu_1 \\ \mu_2 \\ \vdots \\ \mu_m \end{bmatrix}_k \quad (4.59)$$

Donde:

- c_i es la medición de corriente.
- v_i es la medición de voltaje.
- η_i es el ruido de la medición de corriente con varianza R_{ci} .
- μ_i es el ruido de la medición de voltaje con varianza R_{vi} .

Una inyección de corriente armónica $i(t)$ la cual incluye r armónicos puede ser representada como se indicó en la sección anterior.

$$i(t) = \sum_{h=1}^r I^h \cos(h\omega t + \theta^h) \quad (4.60)$$

Donde:

- r es el número de armónicos.
- h es el orden del armónico.

Debe notarse según lo descrito en la sección 4.4, que esta aproximación de las mediciones es únicamente cierta si se evitan los efectos del *aliasing*, *leakage*, *picketfence* y variaciones demasiados bruscas de las magnitudes y ángulos de fases de los armónicos.

Para un sistema de potencia de n nodos (barras), las ecuaciones de las variables de estado para de las inyecciones de corrientes están representadas por la siguiente formulación:

$$\begin{bmatrix} X^{(1)} \\ X^{(2)} \\ \vdots \\ X^{(h)} \\ \vdots \\ X^{(r)} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} I^{(1)} & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & I^{(2)} & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & I^{(h)} & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & I^{(r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X^{(1)} \\ X^{(2)} \\ \vdots \\ X^{(h)} \\ \vdots \\ X^{(r)} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} W^{(1)} \\ W^{(2)} \\ \vdots \\ W^{(h)} \\ \vdots \\ W^{(r)} \end{bmatrix}_k \quad (4.61)$$

Donde:

- $X^{(h)}$ subvector de $2n \times 1$, representa el vector de estados para un armónico de orden h .
- $I^{(h)}$ matriz identidad.
- W_k es un vector de $2nr \times 1$, vector de ruido blanco con conocimiento de la covarianza.

El sistema de ecuaciones de mediciones armónicas estará representado por la siguiente formulación:

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_i \\ \vdots \\ z_{2m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H^{(1)} & H^{(2)} & \dots & H^{(h)} & \dots & H^{(r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X^{(1)} \\ X^{(2)} \\ \vdots \\ X^{(h)} \\ \vdots \\ X^{(r)} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \vdots \\ \xi_i \\ \vdots \\ \xi_{2m} \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

Donde:

- z_i representa las mediciones armónicas para el nodo i (muestras de voltaje o corriente).
- ξ_i representa el ruido de la medición armónica (corrientes o voltajes) para el nodo i .
- $H^{(h)}$ submatriz de medición de $2m \times 2n$.

Las ecuaciones (4.61) y (4.62) entregan un modelo matemático sobre el cual se basa el filtro de Kalman para realizar la estimación y el análisis de la covarianza del error de las inyecciones de corriente. Para un sistema trifásico desbalanceado la matriz Z_{BUS} por cada fase es de vital importancia para la aplicación de las ecuaciones anteriores. Al modelo del sistema de potencia es incorporado el filtro de Kalman el cual realiza una descomposición armónica y analiza el estado de las variables del sistema mediante una estimación de estado armónico subdeterminado variante en el tiempo (dinámica).

4.4.2 ALGORITMO DEL FILTRO DE KALMAN

El filtro de Kalman es un estimador dinámico ideal para sistemas que pueden ser descritos mediante variables de estado, las cuales son una herramienta que permiten identificar la localización de la inyección armónica realizando una estimación y un seguimiento en el tiempo. En esta sección se realizará de una forma compacta la formulación de las ecuaciones de estado del sistema, las ecuaciones de medición y el algoritmo del filtro de Kalman [15].

Por simplicidad, la ecuación (4.61) y (4.62) pueden ser rescritas así:

- Ecuación de estados:

$$X_{k+1} = \phi_k X_k + W_k \quad (4.63)$$

Donde:

- Φ_k es la matriz idéntica que representa la transición de estados, de tamaño $2nr \times 2nr$.
- $X_k = \begin{bmatrix} X^{(1)} & X^{(2)} & \dots & X^{(h)} & \dots & X^{(r)} \end{bmatrix}_k^T$ vector de estados para el paso k , de tamaño $2nr \times 1$.

➤ Ecuación de medición:

$$Z_k = H_k X_k + V_k \quad (4.64)$$

Donde:

- Z_k es el vector de mediciones armónicas para el paso k , de tamaño $2m \times 1$.
- H_k representa la matriz que relaciona las mediciones armónicas con las variables de estado, de tamaño $2m \times 2nr$.
- V_k vector que representa el error en las mediciones armónicas, de tamaño $2m \times 1$.

El sistema para las matrices de covarianza W_k y V_k es:

$$\begin{aligned} E[W_k W_k^T] &= Q_k \\ E[V_k V_k^T] &= R_k \end{aligned} \quad (4.65)$$

La inicialización de las variables puede ser asumida como cero:

$$\hat{X}_{(0)} = 0 \quad (4.66)$$

La matriz de covarianza inicial esta dada por:

$$P_0^- = E[(\hat{X} - \hat{X}_{(0)}) (\hat{X} - \hat{X}_{(0)})^T] = E[(\hat{X})(\hat{X})^T] = \sigma \quad (4.67)$$

La determinación de la matriz de covarianza inicial depende del conocimiento a priori de la probabilidad de ocurrencia de las fuentes armónicas y el promedio de los niveles de carga para ciertos nodos. Al suponer que no existe correlación entre las inyecciones armónicas de los diversos nodos del sistema, se puede decir que la matriz de covarianza es diagonal.

Los pasos secuenciales para la computación recursiva de la inyección armónica estimada en el filtro de Kalman son:

1. Proyección del estado.

$$\hat{x}_k^- = \Phi_k \hat{x}_{k-1}$$

2. Proyección de la covarianza del error.

$$P_k^- = \Phi_{k-1} P_{k-1} \Phi_{k-1}^T + Q_{k-1}$$

3. Calculo de la ganancia de Kalman.

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1}$$

4. Actualización de la estimación con la medición

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

5. Actualizar la covarianza del error.

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^-$$

CAPITULO 5

APLICACIÓN DE LA METODOLOGÍA PARA LA DETECCIÓN DE FUENTES ARMÓNICAS MEDIANTE MEDICIONES EN MULTIPLES UBICACIONES

El presente capítulo fue desarrollado con el fin de llevar a cabo una demostración práctica de la metodología para la detección de fuentes armónicas mediante mediciones en múltiples ubicaciones expuesta en el capítulo 4. Para la aplicación de la metodología en cuestión se tomó como objeto de estudio un sistema de distribución radial y sus respectivas mediciones armónicas realizadas por un periodo de 24 horas en [8] para dos nodos de este circuito. En este documento dichas mediciones son utilizadas para desarrollar un ejercicio académico donde se muestra el poderío del filtro de Kalman asociado con la estimación de estado armónico para el análisis de sistemas eléctricos.

El objetivo de la aplicación es encontrar buenos estimados para las inyecciones de corriente en todos los nodos del sistema para los armónicos 3, 5 y 7 más la componente fundamental, a partir de mediciones armónicas de voltaje. Para la implementación del método se utilizó la técnica de estimación de estado armónico

asociada al algoritmo del filtro de Kalman como herramienta para la reducción del error presente en la medición y el proceso de estimación.

La elaboración de este capítulo se fundamenta básicamente en las siguientes etapas:

- Caracterización del sistema a analizar

- Modelos utilizados
 - ✓ Modelos de los elementos del circuito para la obtención de la matriz Z_{bus} armónica
 - ✓ Modelo matemático para procesamiento del método

- Inicialización del filtro

- Programación

- Resultados

5.1 CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA

El sistema al cual se le aplicó la metodología desarrollada en el capítulo 4 consta de tres cargas industriales, cuatro transformadores de potencia y cinco líneas de distribución, además, está compuesto por nueve nodos y sus niveles de tensión corresponden a: 115 kV - 34,5 kV - 11,4 kV - 231 V como lo muestra la Figura 5.1.

Figura 5.1. Sistema de distribución con tres cargas industriales

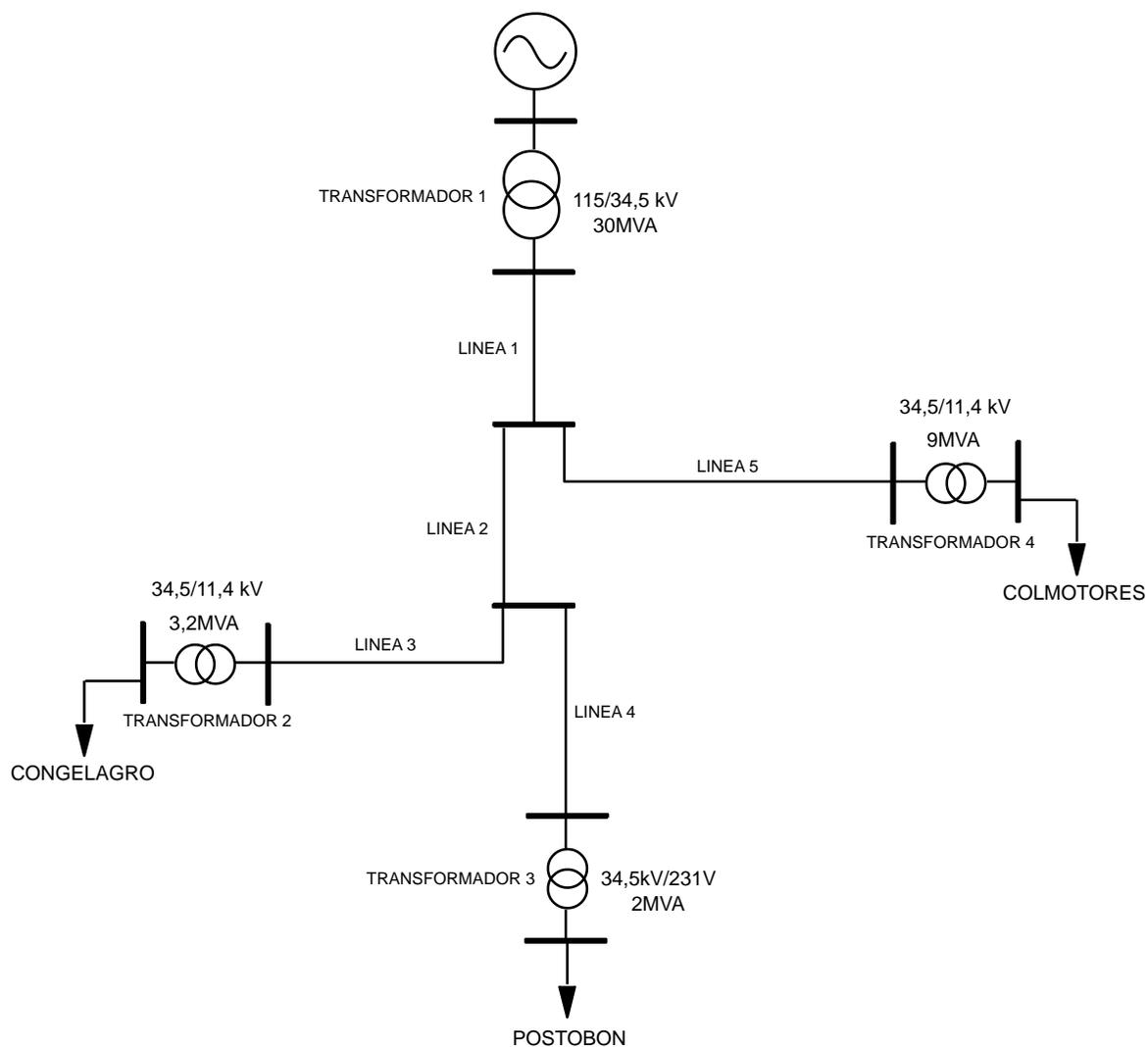


Tabla 5.1. Longitudes de líneas

LINEA	Longitud [m]
LINEA 1	613
LINEA 2	1330
LINEA 3	60
LINEA 4	814
LINEA 5	3510

5.2 MODELAMIENTO DEL SISTEMA PARA ANÁLISIS ARMÓNICO

Los modelos utilizados para realizar el análisis armónico para los transformadores y las líneas se tomaron de [21], mientras que los modelos de las cargas fueron obtenidos por medio de las mediciones realizadas en [8]. El modelamiento del sistema se presenta en la Figura 5.2.

Debido a que no se conocía las características reales de los transformadores y las líneas, se asumieron valores típicos para estos elementos los cuales están consignados en las tablas 5.2 y 5.3 respectivamente.

Tabla 5.2. Parámetros típicos de transformadores de potencia

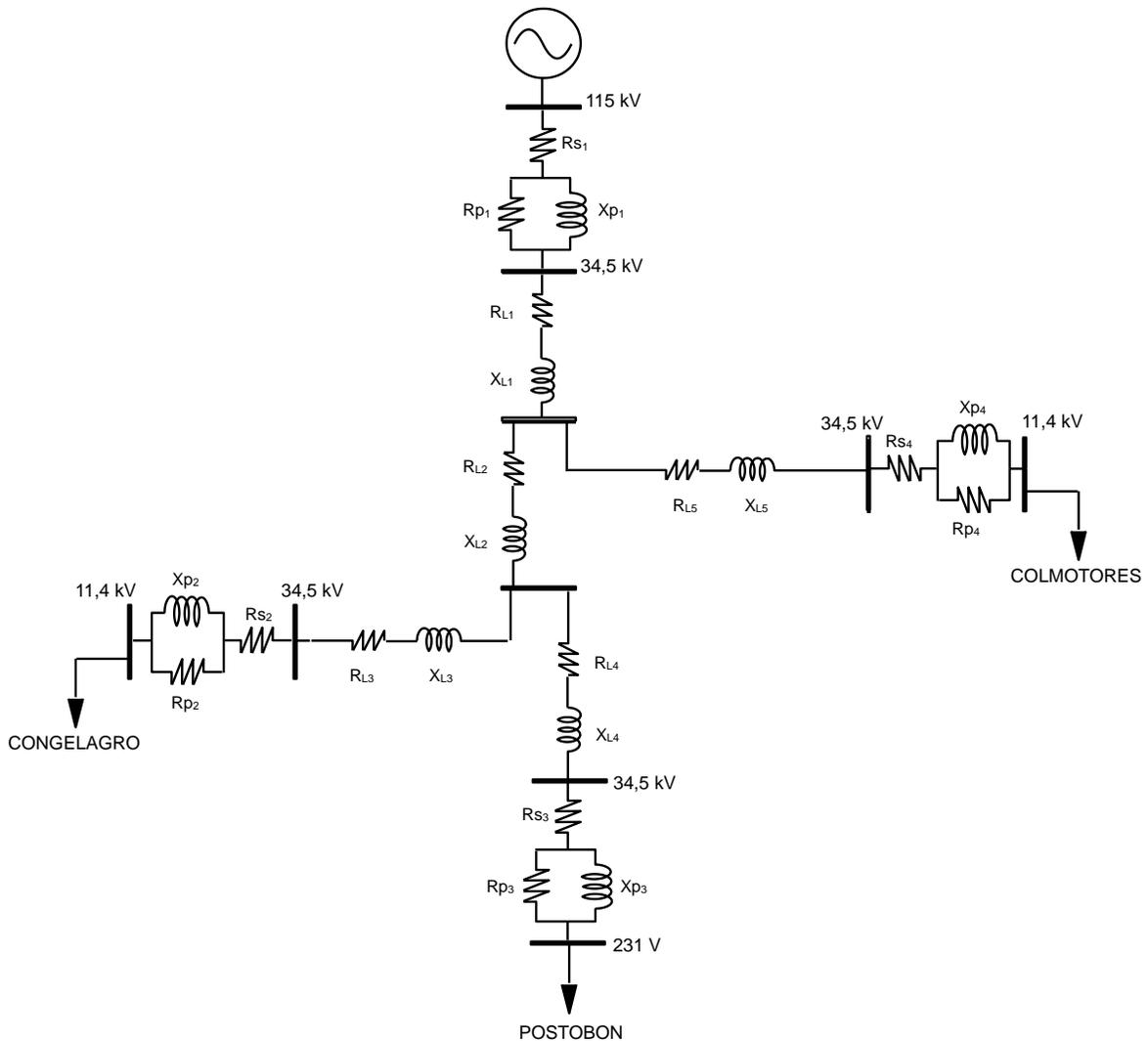
	POTENCIA DEL TRANSFORMADOR	
	< 1MVA	> 1MVA
U _{cc}	3 - 6 %	6 - 13 %
X	2,5 - 6 %	5 - 13 %
R	1,1 – 2,5 %	0,4 – 1,3 %

Tabla 5.3. Parámetros de las líneas

CONDUCTOR	R [Ω/km]	X [Ω /km]
1/0	0,654	0,394
2/0	0,53	0,384

Después de conocer los parámetros, el sistema es modelado como lo muestra la Figura 5.2

Figura 5.2. Modelamiento del sistema de distribución para análisis armónico.

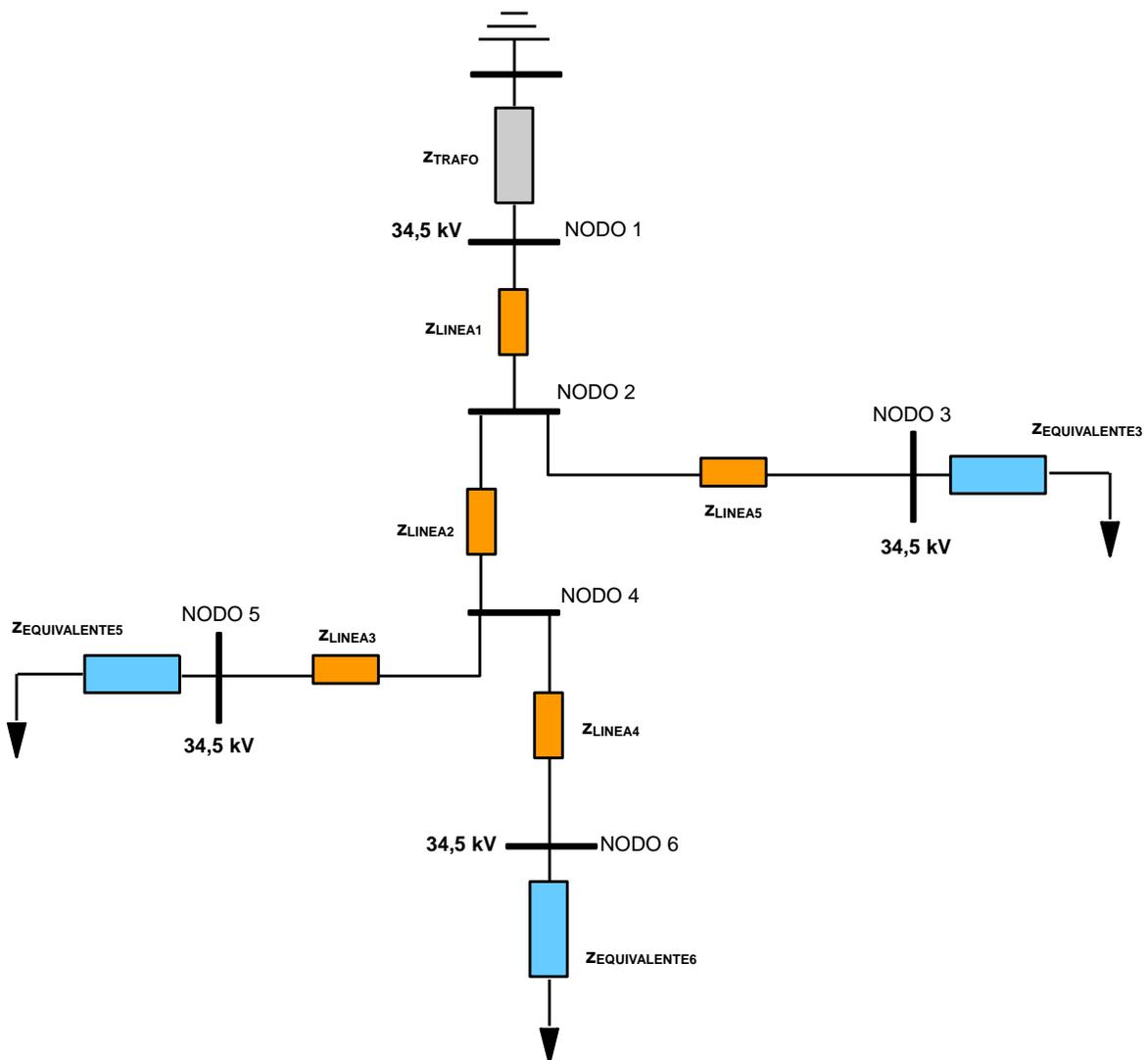


El análisis del sistema se realizó a un mismo nivel de tensión, por tal motivo todas las variables del sistema son referidas al lado de 34,5 kV. En consecuencia a ello se tomaron los siguientes valores base para el análisis en por unidad:

- ✓ $V_{base} = 34,5 \text{ kV}$
- ✓ $S_{base} = 10 \text{ MVA}$

Después de modelar el sistema en por unidad (p.u.), este se reduce a seis nodos concentrando transformador y carga en una sola impedancia como lo muestra la Figura 5.3. Se asumió que el sistema de potencia que suministra energía al sistema de distribución se comporta como una barra infinita de impedancia cero.

Figura 5.3. Reducción del sistema



5.3 OBTENCIÓN DE LA Z_{BUS} ARMÓNICA

Después de haber modelado y reducido el sistema se procede a obtener la matriz Z_{bus} a partir de la inversión de la matriz Y_{bus} del sistema, la cual se encuentra en función de cada una de las componentes armónicas. Esto se llevo a cabo mediante el software Matlab.

5.4 MODELAMIENTO DEL MÉTODO

Los armónicos que se estudian en este ejercicio son el tercero, quinto, séptimo y la componente fundamental. Se utilizo el modelo 1 en variables de estado propuesto en la sección 4.3.2.2, mediante el cual se pretende determinar las inyecciones de corriente en sus componentes rectangulares para dichos armónicos en los 6 nodos del sistema reducido a partir de mediciones armónicas de voltaje en los nodos 3 y 5.

Como se tienen 6 nodos, tres armónicos (3, 5 y 7) más la componente fundamental, el modelamiento del sistema en variables de estado, finalmente es el siguiente:

$$X_{k+1} = \phi_k X_k + W_k$$

$$Z_k = H_k X_k + V_k$$

El vector de variables a estimar X_k esta compuesto por 4 subvectores correspondientes a la fundamental, tercero, quinto y séptimo armónico; cada uno de ellos en sus componentes rectangulares, es decir:

$$X_k = \begin{bmatrix} X^{(1)} \\ X^{(3)} \\ X^{(5)} \\ X^{(7)} \end{bmatrix}_k$$

Donde, para este caso:

$$X^{(1)} = \begin{bmatrix} X_1^{(1)R} \\ X_1^{(1)I} \\ X_2^{(1)R} \\ X_2^{(1)I} \\ X_3^{(1)R} \\ X_3^{(1)I} \\ X_4^{(1)R} \\ X_4^{(1)I} \\ X_5^{(1)R} \\ X_5^{(1)I} \\ X_6^{(1)R} \\ X_6^{(1)I} \end{bmatrix} \quad X^{(3)} = \begin{bmatrix} X_1^{(3)R} \\ X_1^{(3)I} \\ X_2^{(3)R} \\ X_2^{(3)I} \\ X_3^{(3)R} \\ X_3^{(3)I} \\ X_4^{(3)R} \\ X_4^{(3)I} \\ X_5^{(3)R} \\ X_5^{(3)I} \\ X_6^{(3)R} \\ X_6^{(3)I} \end{bmatrix} \quad X^{(5)} = \begin{bmatrix} X_1^{(5)R} \\ X_1^{(5)I} \\ X_2^{(5)R} \\ X_2^{(5)I} \\ X_3^{(5)R} \\ X_3^{(5)I} \\ X_4^{(5)R} \\ X_4^{(5)I} \\ X_5^{(5)R} \\ X_5^{(5)I} \\ X_6^{(5)R} \\ X_6^{(5)I} \end{bmatrix} \quad X^{(7)} = \begin{bmatrix} X_1^{(7)R} \\ X_1^{(7)I} \\ X_2^{(7)R} \\ X_2^{(7)I} \\ X_3^{(7)R} \\ X_3^{(7)I} \\ X_4^{(7)R} \\ X_4^{(7)I} \\ X_5^{(7)R} \\ X_5^{(7)I} \\ X_6^{(7)R} \\ X_6^{(7)I} \end{bmatrix}$$

El subíndice representa el nodo de interés y los superíndices (h), R e I hacen referencia al armónico, la parte real e imaginaria respectivamente.

La matriz H que permite relacionar las variables medidas (en este caso voltajes) con las variables estimadas (corrientes inyectadas) es obtenida de un análisis nodal como se muestra en la sección 4.4.1 del capítulo 4.

Para este caso, la matriz H es formulada de la siguiente manera:

$$H_k = \left[H^{(1)} \quad H^{(3)} \quad H^{(5)} \quad H^{(7)} \right]_k$$

Donde:

$$H^{(1)} = \begin{bmatrix} h_{11}^{(1)R} & h_{11}^{(1)I} & h_{12}^{(1)R} & h_{12}^{(1)I} & h_{13}^{(1)R} & h_{13}^{(1)I} & h_{14}^{(1)R} & h_{14}^{(1)I} & h_{15}^{(1)R} & h_{15}^{(1)I} & h_{16}^{(1)R} & h_{16}^{(1)I} \\ h_{31}^{(1)R} & h_{31}^{(1)I} & h_{32}^{(1)R} & h_{32}^{(1)I} & h_{33}^{(1)R} & h_{33}^{(1)I} & h_{34}^{(1)R} & h_{34}^{(1)I} & h_{35}^{(1)R} & h_{35}^{(1)I} & h_{36}^{(1)R} & h_{36}^{(1)I} \\ h_{51}^{(1)R} & h_{51}^{(1)I} & h_{52}^{(1)R} & h_{52}^{(1)I} & h_{53}^{(1)R} & h_{53}^{(1)I} & h_{54}^{(1)R} & h_{54}^{(1)I} & h_{55}^{(1)R} & h_{55}^{(1)I} & h_{56}^{(1)R} & h_{56}^{(1)I} \end{bmatrix}$$

$$H^{(3)} = \begin{bmatrix} h_{11}^{(3)R} & h_{11}^{(3)I} & h_{12}^{(3)R} & h_{12}^{(3)I} & h_{13}^{(3)R} & h_{13}^{(3)I} & h_{14}^{(3)R} & h_{14}^{(3)I} & h_{15}^{(3)R} & h_{15}^{(3)I} & h_{16}^{(3)R} & h_{16}^{(3)I} \\ h_{31}^{(3)R} & h_{31}^{(3)I} & h_{32}^{(3)R} & h_{32}^{(3)I} & h_{33}^{(3)R} & h_{33}^{(3)I} & h_{34}^{(3)R} & h_{34}^{(3)I} & h_{35}^{(3)R} & h_{35}^{(3)I} & h_{36}^{(3)R} & h_{36}^{(3)I} \\ h_{51}^{(3)R} & h_{51}^{(3)I} & h_{52}^{(3)R} & h_{52}^{(3)I} & h_{53}^{(3)R} & h_{53}^{(3)I} & h_{54}^{(3)R} & h_{54}^{(3)I} & h_{55}^{(3)R} & h_{55}^{(3)I} & h_{56}^{(3)R} & h_{56}^{(3)I} \end{bmatrix}$$

$$H^{(5)} = \begin{bmatrix} h_{11}^{(5)R} & h_{11}^{(5)I} & h_{12}^{(5)R} & h_{12}^{(5)I} & h_{13}^{(5)R} & h_{13}^{(5)I} & h_{14}^{(5)R} & h_{14}^{(5)I} & h_{15}^{(5)R} & h_{15}^{(5)I} & h_{16}^{(5)R} & h_{16}^{(5)I} \\ h_{31}^{(5)R} & h_{31}^{(5)I} & h_{32}^{(5)R} & h_{32}^{(5)I} & h_{33}^{(5)R} & h_{33}^{(5)I} & h_{34}^{(5)R} & h_{34}^{(5)I} & h_{35}^{(5)R} & h_{35}^{(5)I} & h_{36}^{(5)R} & h_{36}^{(5)I} \\ h_{51}^{(5)R} & h_{51}^{(5)I} & h_{52}^{(5)R} & h_{52}^{(5)I} & h_{53}^{(5)R} & h_{53}^{(5)I} & h_{54}^{(5)R} & h_{54}^{(5)I} & h_{55}^{(5)R} & h_{55}^{(5)I} & h_{56}^{(5)R} & h_{56}^{(5)I} \end{bmatrix}$$

$$H^{(7)} = \begin{bmatrix} h_{11}^{(7)R} & h_{11}^{(7)I} & h_{12}^{(7)R} & h_{12}^{(7)I} & h_{13}^{(7)R} & h_{13}^{(7)I} & h_{14}^{(7)R} & h_{14}^{(7)I} & h_{15}^{(7)R} & h_{15}^{(7)I} & h_{16}^{(7)R} & h_{16}^{(7)I} \\ h_{31}^{(7)R} & h_{31}^{(7)I} & h_{32}^{(7)R} & h_{32}^{(7)I} & h_{33}^{(7)R} & h_{33}^{(7)I} & h_{34}^{(7)R} & h_{34}^{(7)I} & h_{35}^{(7)R} & h_{35}^{(7)I} & h_{36}^{(7)R} & h_{36}^{(7)I} \\ h_{51}^{(7)R} & h_{51}^{(7)I} & h_{52}^{(7)R} & h_{52}^{(7)I} & h_{53}^{(7)R} & h_{53}^{(7)I} & h_{54}^{(7)R} & h_{54}^{(7)I} & h_{55}^{(7)R} & h_{55}^{(7)I} & h_{56}^{(7)R} & h_{56}^{(7)I} \end{bmatrix}$$

Donde:

$$h_{ij}^{(h)R} = Z_{ij}^{(h)R} \cos(h\omega t_k) - Z_{ij}^{(h)I} \sin(h\omega t_k)$$

$$h_{ij}^{(h)I} = -Z_{ij}^{(h)R} \sin(h\omega t_k) - Z_{ij}^{(h)I} \cos(h\omega t_k)$$

$Z_{ij}^{(h)R}$ es el elemento ij real de la matriz Z_{bus} para un armónico h .

$Z_{ij}^{(h)I}$ el elemento ij imaginario de la matriz Z_{bus} para un armónico h .

El vector Z representa las mediciones de voltaje en los nodos 3 y 5 más una medición teórica en el nodo 1 obtenida a partir de un flujo de carga radial a frecuencia fundamental para el sistema en estudio, esto con el ánimo de obtener mejores resultados en la estimación de todas las corrientes del sistema (fundamental y armónicas) por medio de tres voltajes nodales, en consecuencia a ello el vector de mediciones Z puede ser formulado de la siguiente manera:

$$Z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix}$$

Donde z_1 , z_2 y z_3 representan la suma de las componentes armónicas para dichos voltajes.

De acuerdo al modelo 1 descrito en la sección 4.3.2.2, ϕ es definida como una matriz idéntica de dimensiones apropiadas.

Después de tener el sistema representado en variables de estado se procede a evaluar el algoritmo del filtro de Kalman a dicha representación.

5.5 INICIALIZACIÓN DEL FILTRO DE KALMAN PARA LA APLICACION

Del capítulo anterior, el sistema de matrices de covarianza para W_k y V_k puede ser asumido como:

$$R_k = E[w_k w_k^T] \text{ y } Q_k = E[v_k v_k^T]$$

Asumiendo que el método ofrece una confiabilidad del 95%, entonces Q_k representa el ruido asociado al proceso de estimación, esta es una matriz diagonal de 48 elementos (numero de variables de estado) donde cada uno de ellos es igual a 0,05. R_k es el ruido asociado a la medición, el cual es representado por la desviación estándar de cada uno de los medidores. Para este caso R_k es una matriz diagonal de tres elementos (medidores) donde cada elemento de la diagonal es $\sigma_{medición} = 0,1$

Debido a que en el modelo utilizado Q_k y R_k permanecen constantes durante todo el proceso de estimación, se hará referencia a ellos como Q y R respectivamente.

Los valores iniciales de las variables de estado pueden ser considerados como cero, ya que este valor representa el momento justo antes de empezar la medición, entonces:

$$X_0 = 0 \text{ (Vector columna de ceros)}$$

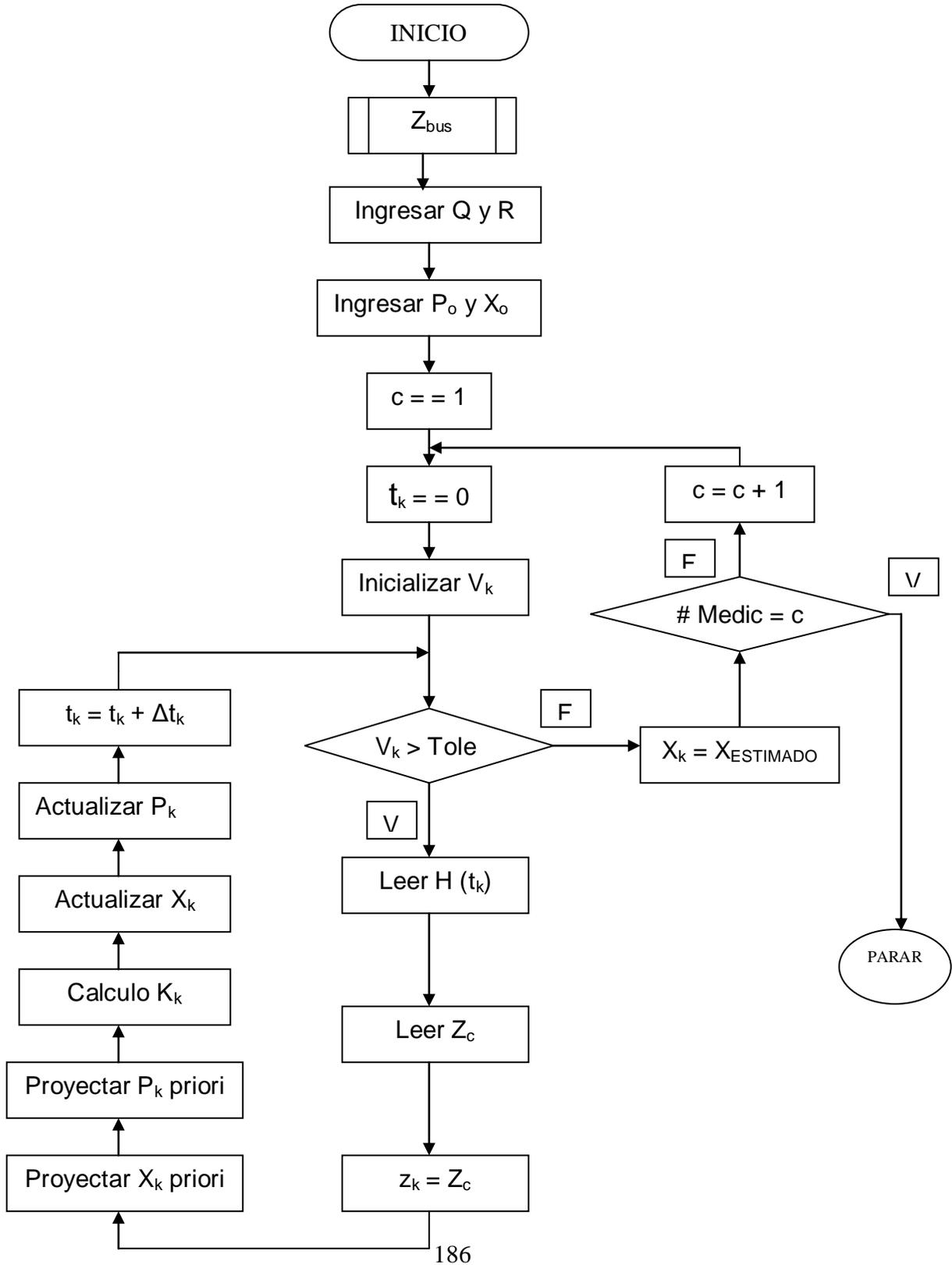
Los valores iniciales de la matriz de covarianza se asignan de acuerdo a la probabilidad de ocurrencia de alguna fuente armónica en algún nodo donde exista conexión directa de una carga, por tal razón, a los nodos que contengan mayor carga instalada se les asignara un σ_P con mayor peso en la matriz P_0 .

La probabilidad de ocurrencia es igual para todos los armónicos en su respectivo nodo como lo muestra la tabla 5.4

Tabla 5.4. Inicialización de los elementos de P_0 .

	NODO 1				NODO 2				NODO 3				NODO 4				NODO 5				NODO 6			
Armónico	1	3	5	7	1	3	5	7	1	3	5	7	1	3	5	7	1	3	5	7	1	3	5	7
σ_P	0,1				0,1				3,5				0,1				2				1,5			

5.6 DIAGRAMA DE FLUJO PARA LA IMPLEMENTACION DEL METODO



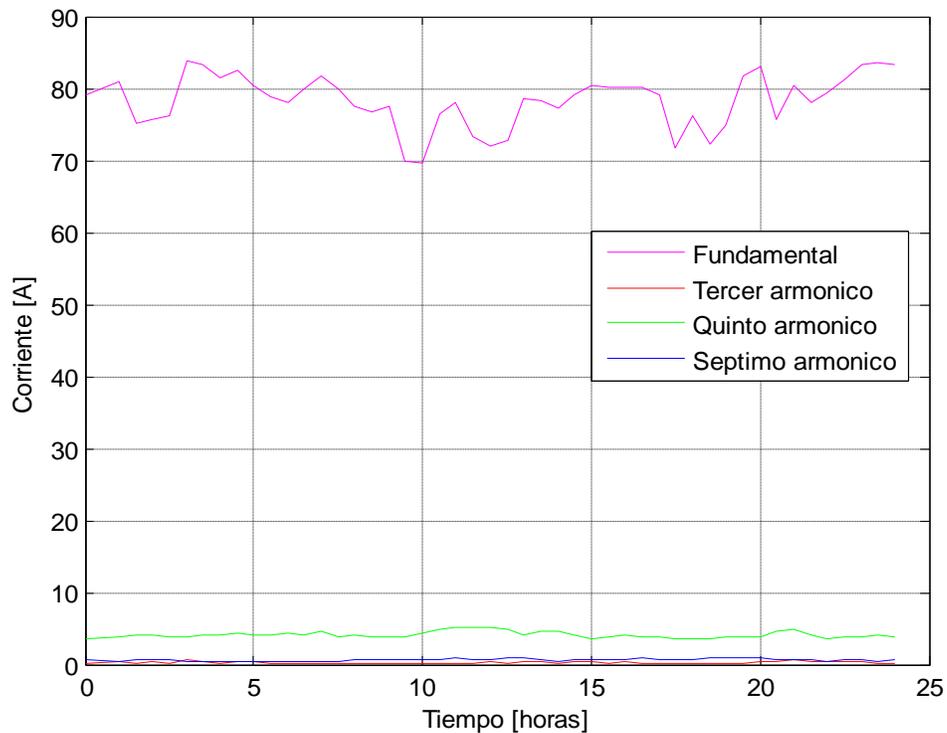
5.7 RESULTADOS

La programación del algoritmo fue realizada en el software MATLAB obteniendo los siguientes resultados:

5.7.1 Comportamiento de las corrientes armónicas durante el periodo de medición (24 horas)

Las mediciones proporcionadas para la aplicación de la metodología entregan un valor promedio cada treinta minutos. Los resultados presentados a continuación corresponden a un periodo de 24 horas en los cuales se presenta el comportamiento de cada una de las inyecciones de corriente en el nodo 3 del sistema reducido para las cuatro componentes armónicas de interés.

Figura 5.4. Corrientes armónicas en el nodo 3



De la Figura 5.4 y las graficas presentadas en el anexo A. se puede observar que la corriente correspondiente al quinto armónico presenta la mayor magnitud a lo largo del periodo de medición.

5.7.2 Estabilización de las variables de estado en el tiempo

Sabiendo que las variables de estado son inicializadas en cero, los resultados presentados a continuación permiten observar que cada medición que se obtiene se utiliza para mejorar la estimación previa del filtro, hasta alcanzar una condición estacionaria (a lo largo del proceso iterativo) a partir de la cual ya no se observa ninguna mejora.

Figura 5.5. Estabilización de las corrientes armónicas en el nodo 3

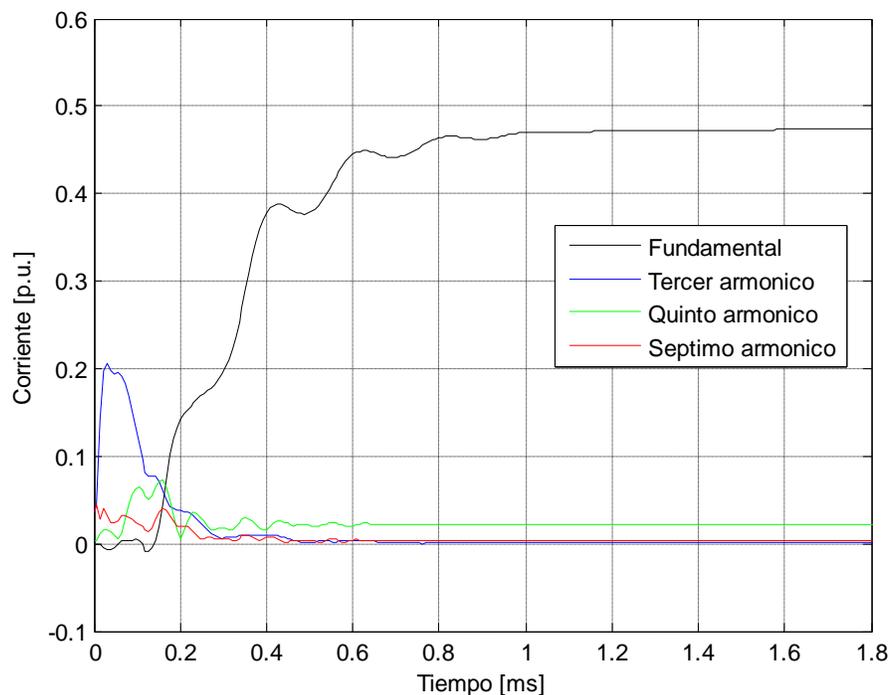
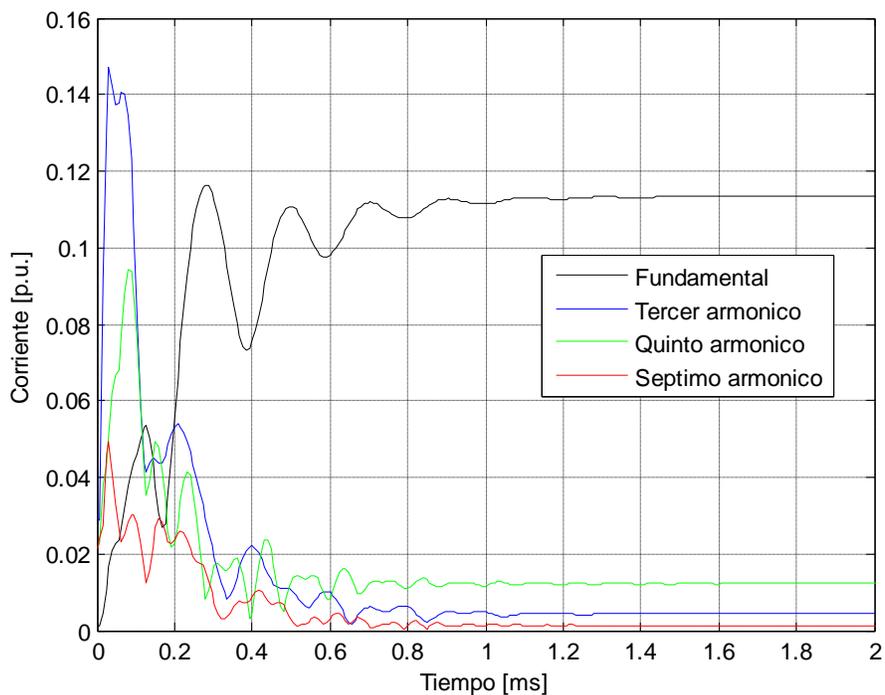


Figura 5.6. Estabilización de las corrientes armónicas en el nodo 5



Los resultados de la estabilización de la corriente presentados anteriormente, muestran el proceso inicial del método, en el cual las variables de estado alcanzan su valor estimado para una primera medición después de ser inicializadas en cero. A lo largo de todo el periodo de medición, estas se comportan de forma análoga al proceso de inicialización, es decir, cada vez que el método censa una medición las variables de estado nuevamente buscan estabilizarse.

En el anexo B. aparecen los resultados de estabilización de las corrientes armónicas para los nodos 1, 2, 4, y 6, donde las variables presentan un comportamiento similar al analizado para las Figuras 5.5 y 5.6.

5.7.3 Variaciones de corriente a lo largo del proceso iterativo

Durante el proceso recursivo del algoritmo de Kalman se observó el comportamiento de las variaciones de corriente, notando que después de cierto número de iteraciones esta variación tiende a cero, de donde se puede observar:

$$X_k + \Delta X_k = X_{k+1}$$

Si $\Delta X_k \rightarrow 0$ entonces $X_k \cong X_{k+1}$.

De igual forma que en la sección anterior, las variaciones de corriente son presentadas en el tiempo, mediante un proceso iterativo para la primera medición, aquí se observa que después de cierto número de iteraciones el delta de corriente se estabiliza, haciendo que estas variaciones sean casi nulas. Cada vez que una nueva medición sea detectada por el método, dichas variaciones de corriente sufrirán un estado transitorio, el cual a lo largo de las iteraciones tenderá nuevamente a estabilizarse en el eje cero.

Figura 5.7. Variaciones de corriente para el tercer armónico en el nodo 3

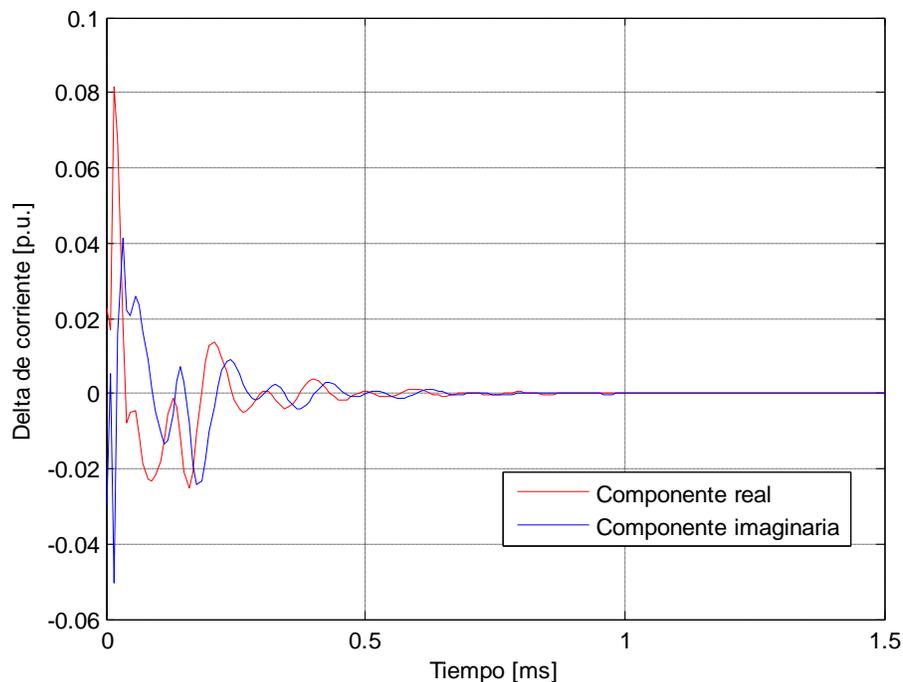


Figura 5.8. Variaciones de corriente para el tercer armónico en el nodo 5

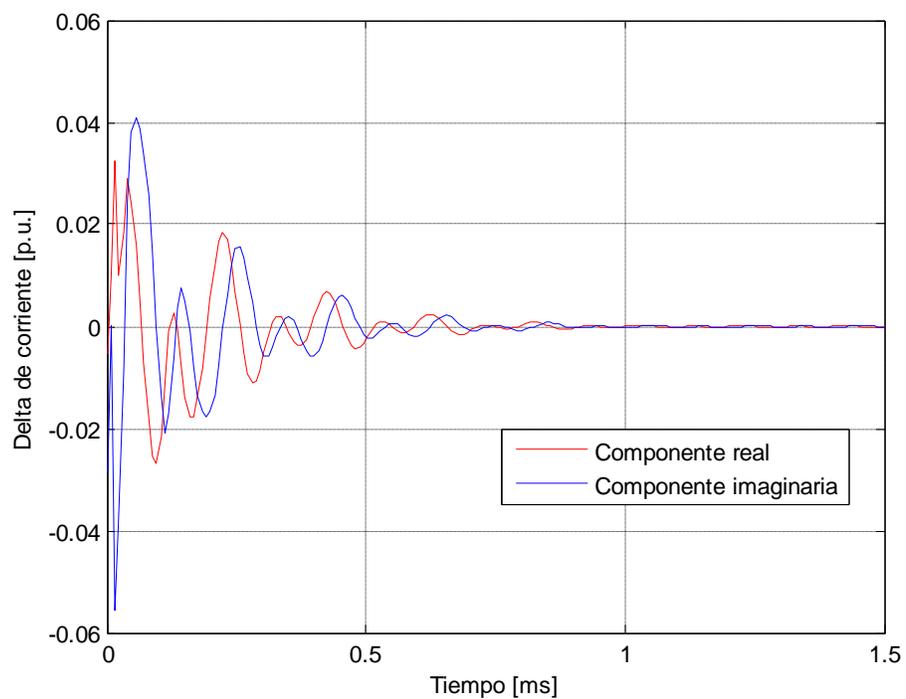
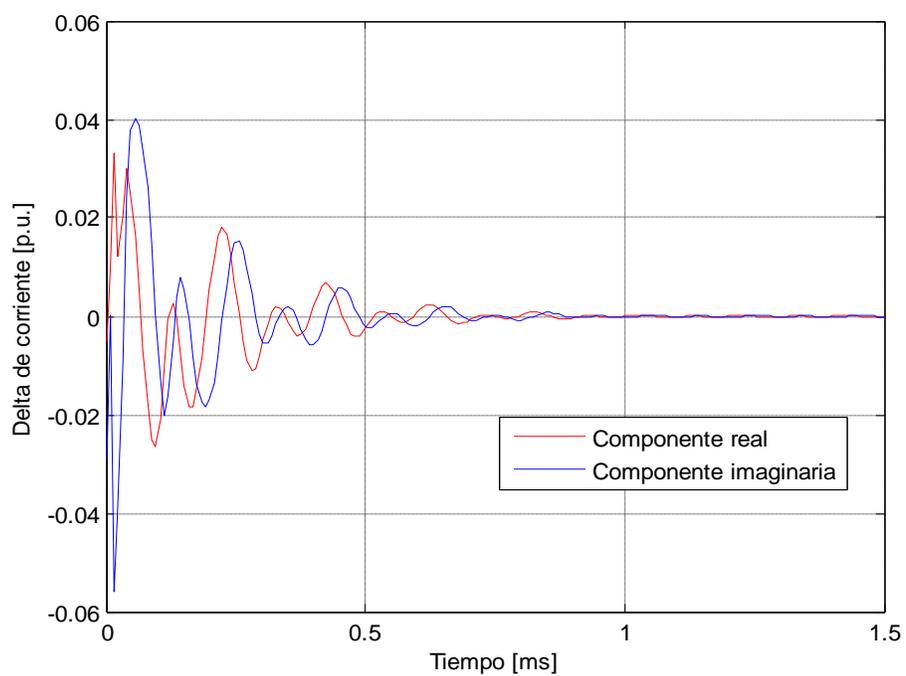


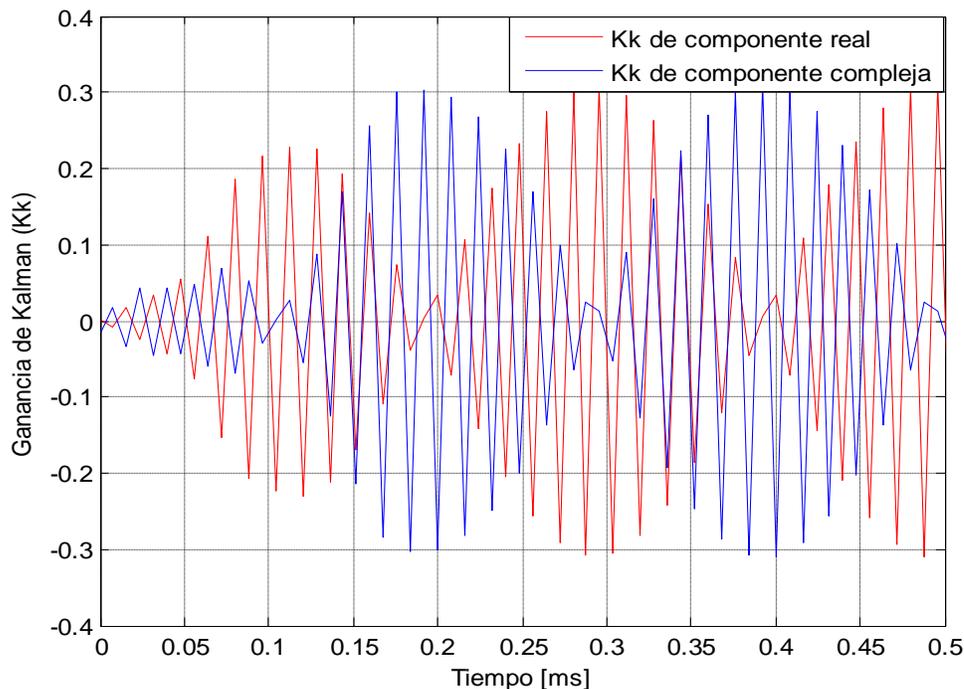
Figura 5.9. Variaciones de corriente para el tercer armónico en el nodo 6



5.7.4 Ganancia de Kalman

A continuación se presenta el comportamiento de la ganancia de Kalman en el nodo 3 para la componente fundamental. Esta ganancia permite determinar los coeficientes del filtro variantes en el tiempo los cuales son calculados para minimizar el cuadrado del error esperado entre los valores actuales de las variables de estado y los valores estimados.

Figura 5.10. Ganancia de Kalman para la componente fundamental en el nodo 3



Cada vez que el método detecta una nueva medición, la ganancia de Kalman nuevamente ajusta su coeficiente con el fin de reducir el nuevo error de la medida entrante hasta encontrar el mejor estimado para las variables de interés.

En el anexo D. se presenta la ganancia de Kalman (K_k) para la componente fundamental y el quinto armónico en los nodos 3 y 5.

5.7.5 Disminución del error V_k

Del modelamiento en variables de estado se tiene que $Z_k = H_k X_k + V_k$, ahora si V_k tiende a cero el valor verdadero es aproximadamente igual al valor estimado. Mediante el algoritmo del filtro de Kalman se pretende reducir este error (V_k) por medio del proceso iterativo hasta cumplir con el criterio de convergencia para V_k y así alcanzar unos buenos estimados para las variables que se encuentren en estudio.

Para las siguientes dos graficas, V_k representa la diferencia entre la medición y el valor verdadero. El criterio de convergencia para esta aplicación se tomó del orden ($1e-9$) entregando los siguientes resultados.

Figura 5.11. Disminución del error (V_k) en la medición para el nodo 3

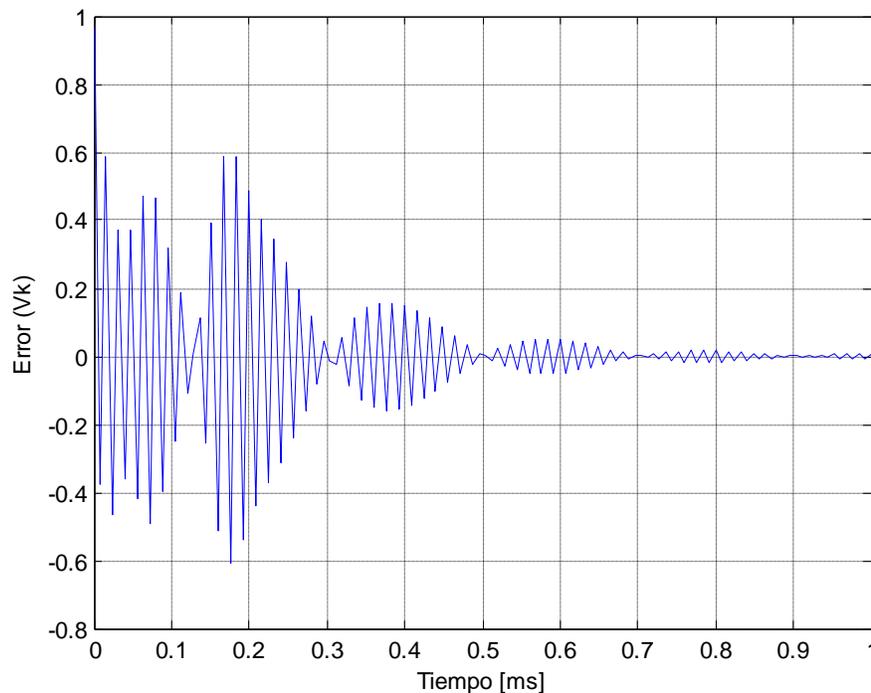
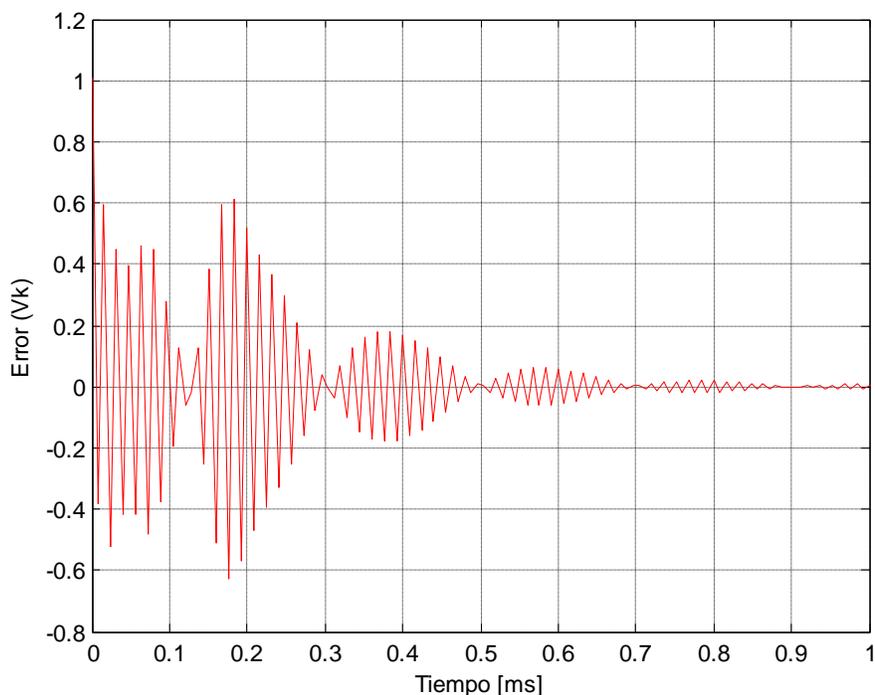


Figura 5.12. Disminución del error (V_k) en la medición para el nodo 5



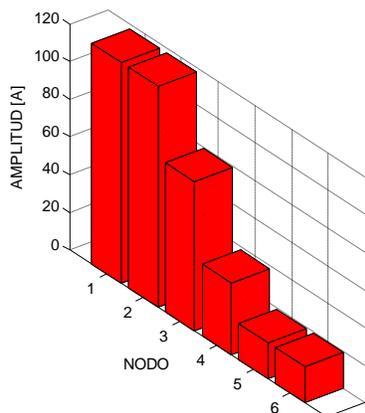
Las dos figuras anteriores representan el error para una primera medición, aquí se observa como el error a través del proceso iterativo del filtro de Kalman se va reduciendo en el tiempo. Durante el ingreso de cada una de las mediciones al método, el error manifiesta un estado transitorio, el cual a lo largo del proceso se aproxima al criterio de convergencia.

5.7.6 Corrientes fundamentales

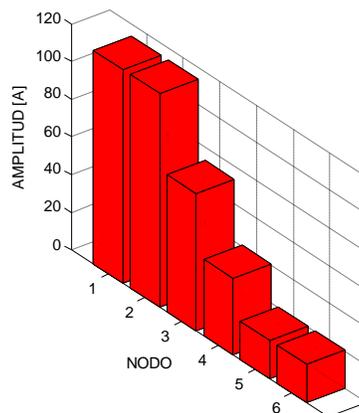
Dentro del análisis de las componentes fundamentales se estimaron magnitudes de corriente en todos los nodos cada media hora. En la siguiente figura se observa las corrientes fundamentales en los seis nodos del sistema para cuatro horas distintas.

Figura 5.13. Corrientes fundamentales en los seis nodos del sistema para las 11:30, 17:30, 23:30 y 5:30 horas.

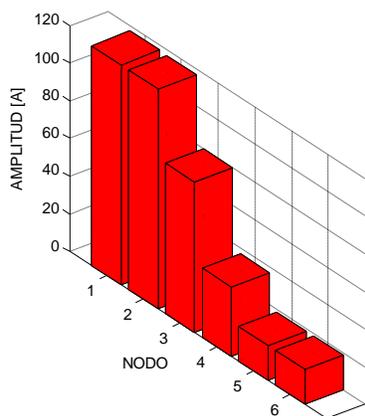
Hora 11:30



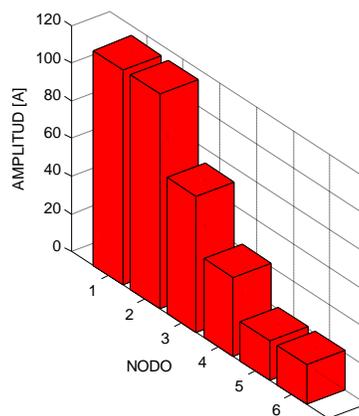
Hora 23:30



Hora 17:30



Hora 05:30



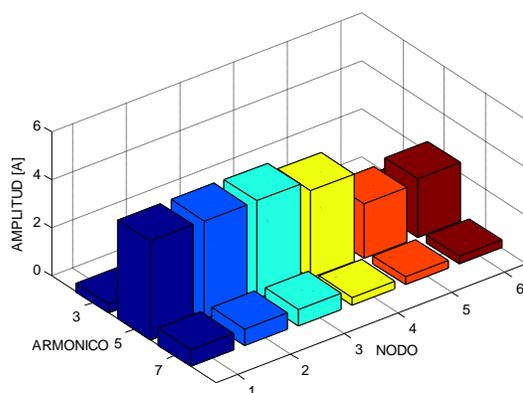
Las tablas presentadas en el anexo F. muestran los valores de las corrientes fundamentales para todo el periodo de medición.

5.7.7 Corrientes armónicas

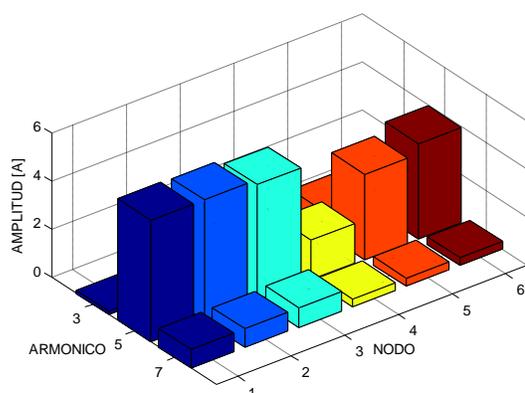
Las inyecciones armónicas encontradas corresponden a las variables estimadas; en la siguiente figura se presentan las corrientes del tercero, quinto y séptimo armónico en los seis nodos del sistema para dos horas del periodo de medición. De los espectros mostrados en la Figura 5.14 en relación con cada uno de los nodos, se observa que el contenido armónico del sistema obedece a un comportamiento dinámico en el tiempo, es decir para algunos instantes unos nodos presentan inyecciones de corrientes altas, mientras que para otros instantes las inyecciones son menores.

Figura 5.14. Inyecciones de corrientes armónicas 3, 5 y 7 en los seis nodos del sistema para diferentes horas

Hora 12:30



Hora 23:30



De la Figura 5.14 se puede decir que existe una propagación de armónicos a lo largo de todo el sistema ya que en los nodos 1, 2 y 4 no se encuentra conectada ningún tipo de carga, sin embargo se observa la existencia de contenido armónico en cada uno de estos, por lo cual se podría llegar a suponer la existencia de fuentes armónicas en dichos nodos, lo cual es algo ilógico ya que las cargas se encuentran conectados en los nodos 3, 5 y 6.

En el anexo E. se presenta el estado del sistema de acuerdo a la medición efectuada para la correspondiente hora. En las tablas del anexo F. aparecen consignados los valores estimados de las inyecciones de corriente en cada uno de los nodos del sistema reducido para los armónicos 3, 5, 7 más la componente fundamental.

5.7.8 Fuente armónica

Determinar una fuente armónica absoluta en el sistema puede llevar a obtener una conclusión errada, ya que las contribuciones armónicas obedecen a un comportamiento dinámico en el tiempo, lo cual implica que el estado de las fuentes armónicas para diferentes horas pueda ser distinto. Sin embargo, es posible observar el comportamiento armónico del sistema mediante intervalos de tiempo y tomar una conclusión para dicho intervalo.

Las graficas presentadas a continuación relacionan un armónico en particular con los nodos donde se encuentran conectadas las cargas (nodo 3, 5 y 6), logrando observar la corriente armónica en estos tres puntos del sistema. Estas graficas están distribuidas en intervalos de ocho horas para obtener una adecuada visualización de las fuentes de corriente armónicas.

Figura 5.15. Corrientes producidas por el tercer armónico entre las 8.5 y 12 horas

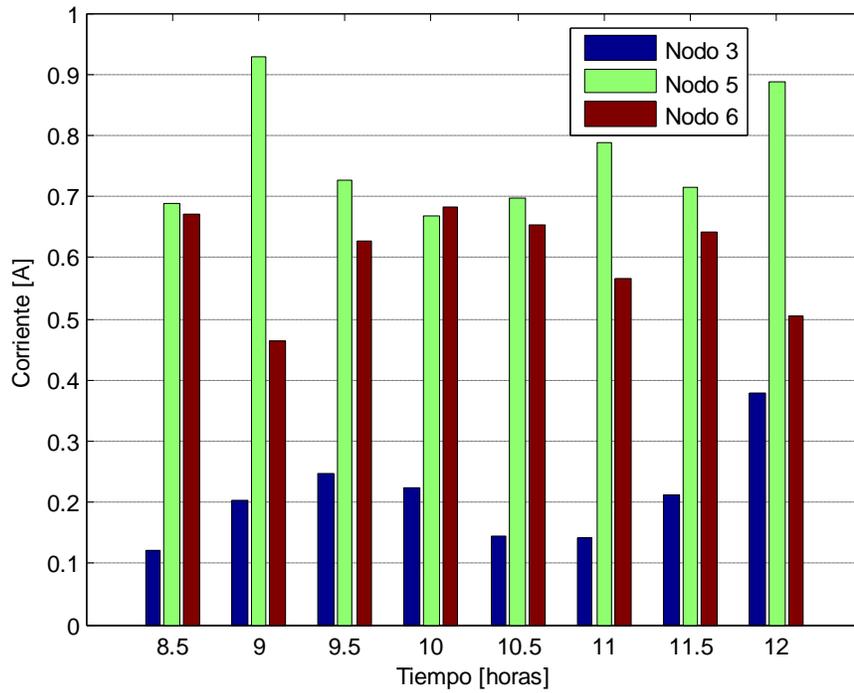


Figura 5.16. Corrientes producidas por el quinto armónico entre las 16.5 y 20 horas

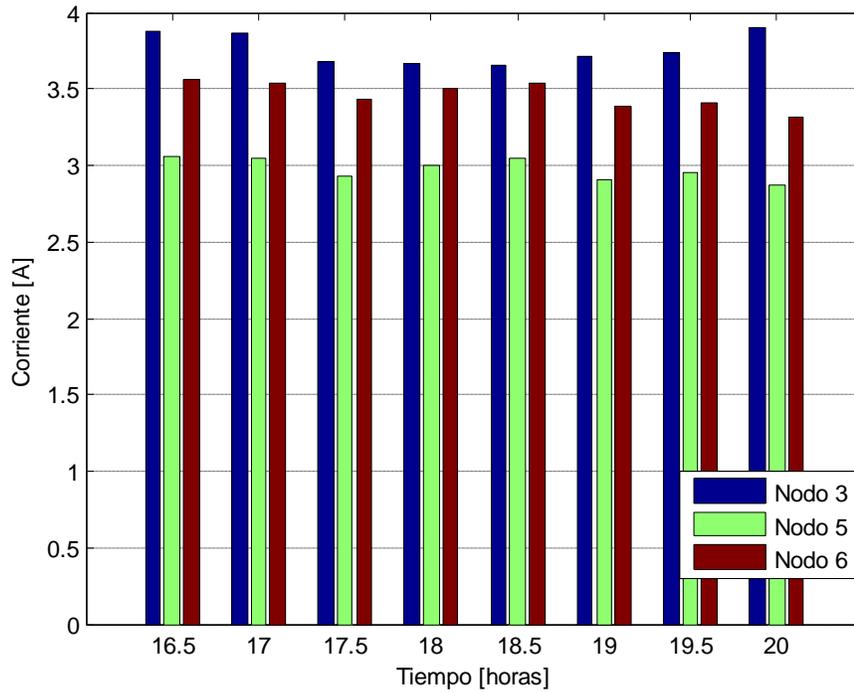
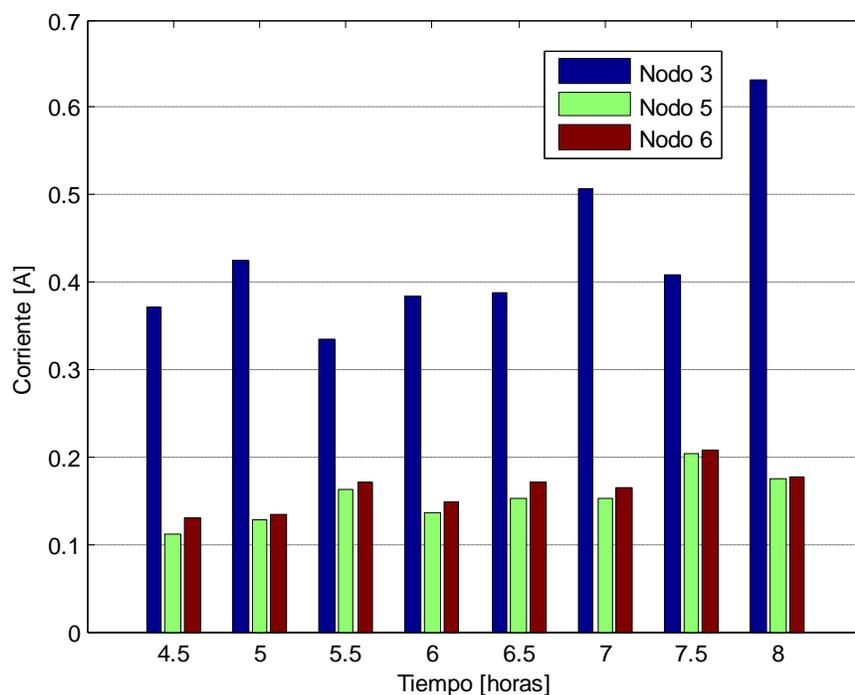


Figura 5.17. Corrientes producidas por el séptimo armónico entre las 4.5 y 8 horas



En el anexo F. se muestra el comportamiento de las inyecciones de corriente en los nodos 3, 5 y 6 para los armónicos 3, 5 y 7 en todo el periodo de medición (24 horas).

CONCLUSIONES

- Las mediciones representan una importante alternativa que permite dar solución a la compleja tarea de identificar el origen de las distorsiones armónicas que degradan la calidad de la onda eléctrica. Mediante registros continuos de las señales, es posible conocer aproximadamente el comportamiento del sistema para diversas condiciones de operación.
- Mediante variaciones de voltaje y corriente generadas por el suicheo de una carga se puede determinar con mayor precisión la red de impedancia armónica, el registro de las señales eléctricas antes y después de la perturbación permite encontrar mejores resultados, los cuales son consecuencia del corto tiempo de duración de la distorsión donde el sistema no alcanza a observar los errores introducidos por el desbalance y las asimetrías de la naturaleza eléctrica de la red. La probabilidad de encontrar datos erróneos en la estimación de la impedancia es relativamente alta, por esta razón es recomendable emplear diferentes métodos de cálculo que conlleven a la obtención adecuada de este parámetro.
- Mediante el conocimiento de la impedancia armónica es posible modelar un sistema eléctrico en un circuito equivalente de Norton o de Thevenin, los cuales son utilizados para realizar el análisis armónico en las distintas metodologías que fundamentan su operación a través de mediciones en una única ubicación (PCC).
- Aplicando el principio de superposición a un circuito equivalente de Norton que representa al operador de red y la carga, es posible separar las contribuciones armónicas que cada uno de ellos genera al punto de acople

común (PCC) y mediante la proyección de cada una de dichas contribuciones sobre la corriente medida en el PCC, se puede encontrar índices de aporte armónico.

- Aunque el método de dirección de potencia activa es intuitivamente correcto para la localización de fuentes armónicas, existen casos donde este no determina con claridad el origen de la fuente, ya que la dirección de potencia activa es afectada principalmente por el ángulo existente entre ellas y no por sus magnitudes. Por otra parte, se ha establecido que la dirección de potencia reactiva puede ser un indicador más confiable en la detección de las fuentes armónicas debido a que esta relaciona las magnitudes de las fuentes de voltaje.
- Mediante la técnica de estimación de estado armónico es posible determinar las variables eléctricas en los nodos no medidos del sistema; observando el comportamiento de la propagación de los armónicos a lo largo de la red ya que esta técnica no reduce el sistema en un circuito equivalente, lo cual representa una ventaja frente a las metodologías que realizan mediciones en el PCC. Los costos asociados en la implementación de la técnica de estimación de estado son muy elevados debido a que la cantidad de medidores aumenta y a su vez estos requieren de una sincronización de alta precisión la cual se consigue con sistemas de posicionamiento global (GPS).
- Cuando se aplica el algoritmo del filtro de Kalman a la estimación de estado armónico es posible obtener buenos resultados de las variables estimadas, ya que mediante un proceso iterativo el filtro reduce el error asociado a la medición, lo cual permite calcular valores cercanos a los verdaderos.
- Los resultados presentados en el capítulo cinco muestran que el comportamiento armónico del sistema de distribución de prueba es

dinámico en el tiempo, adicionalmente a esto, para ciertas cargas unas frecuencias armónicas predominan mas que otras, por esta razón resulta complicado proponer un veredicto absoluto acerca del responsable de la distorsión armónica. Sin embargo existe la posibilidad de analizar el contenido armónico y su comportamiento para un tiempo específico.

FUTURAS LINEAS DE INVESTIGACION

Para futuras líneas de investigación se propone lo siguiente:

- Desarrollar un método que permita realizar un análisis de la impedancia armónica del sistema donde se considere el acople entre armónicos, las condiciones de desbalance y de asimetría.
- Realizar una metodología la cual procese en línea las mediciones efectuadas en el punto de acople común para lograr observar el comportamiento en el tiempo de las distintas condiciones de operación del sistema eléctrico.
- Aplicar la metodología fundamentada en la estimación de estado armónico y el filtro de Kalman mediante un flujo de carga armónico que permita relacionar las variables de estado para un sistema mallado.

BIBLIOGRAFIA

[1] A. Robert, and T, Deflandre, "Guide For Assessing The Network Harmonic Impedance," Joint CIGRE/CIRED Working Group CC02 2, Paper 23, 1997.

[2] ADLY, Girgis, W, Bin Chang and MAKRAM, Elham B., "A Digital Recursive Measurement Scheme for on-line Tracking of Power System Harmonics," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No. 3, July 1991.

[3] ARCILA José Dariel, "Armónicos En Sistemas Eléctricos," Ingeniería Especializada (IEB) S.A.

[4] TOLEDO, Norman, "Calidad de energía," Manandes S.C.C.I.,

[5] CASTAÑO RAMÍREZ, Samuel y CANO PLATA, Eduardo Antonio, "Calidad del servicio de energía eléctrica," Universidad Nacional de Colombia, Sede Manizales, Primera edición, 2003.

[6] CHEN, Chaoying, LIU, Xiuling, DON, Koval, XU, Wilsun, and THAVATCHAI, Tayjasant, "Critical impedance method - A new detecting harmonic sources method in distribution systems," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 19, No. 01, January, 2004.

[7] D. Square, "Causes and Effects of Variable Frequency Drives," Power System Harmonics, Relative to the IEEE 519-1992 Standard, Bulletin No. 8803PD9402, August, 1994 Raleigh, NC, U.S.A.

[8] GARCÍA MEJÍA Pavel Julián y RODRÍGUEZ ESTUPIÑÁN Lucien Arlette, "Metodología para determinar la fuente armónica dominante en circuitos de media

tensión,” Disertación, Facultad de ingeniería eléctrica, Universidad Tecnológica de Pereira, Pereira 2004.

[9] “Generalidades sobre la distorsión armónica,” Departamento de ingeniería eléctrica, Universidad Tecnológica de Monterrey, Mexico, Jul. 2004.

[10] GREG, Welch and BISHOP, Gary, “An introduction to the Kalman Filter,” Department of Computer Science, University of North Carolina at Chapel Hill, February 8, 2001.

[11] GUTIÉRREZ Jorge Juan, ARANGO Luís Enrique, “Maquinas rotativas”, Programa de Ingeniería Eléctrica, Universidad Tecnológica de Pereira.

[12] HAILI, Ma and ADLY, Girgis, “Identification and tracking of harmonic sources in a power system using a Kalman Filter,” IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, No. 03, 1996.

[13] HAMMAD, Morched and MEDINA, Carpinelli, “Modeling and Simulation of the Propagation of Harmonics in Electric Power Networks,” Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings, Vol. 146, No. 01, 1999.

[14] HERNÁNDEZ DECANINI Dayan Giovanni, “Simulación de la evolución dinámica de armónicos y su estimación en tiempo real utilizando un Filtro de Kalman,” Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del I.P.N. Unidad Guadalajara, Jalisco, Sept. 2005.

[15] HUSAM, M., BEIDES and G., Heydt, “Dynamic State Estimation of Power System Harmonics Using Kalman Filter Methodology,” IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No. 04, October 1991.

[16] J., ARRILLAGA, D.A. Bradley and P.S., Bodger, "Power System Harmonics," John Wiley and Sons, 1995.

[17] J. Grainger, W. Stevenson, "Análisis de Sistemas de Potencia," McGraw Hill, 1996.

[18] M. S., Sachdev, WOOD, H. C. and JOHNSON, N. G., "Kalman Filtering Applied to Power System Measurements for Relaying", IEEE Transactions, Vol. PA&S - 104, No. 12, December 1985.

[19] NORIEGA STEFANOVA, Ernesto, "Generalidades sobre los armónicos y su influencia en los sistemas de distribución de energía," Empresa Eléctrica Matanzas, Matanzas-Cuba, 2000.

[20] PÉREZ FERNÁNDEZ, Enrique, "Nuevo Método de Detección y Análisis en Tiempo Real de Eventos en la Tensión de Suministro de Energía Eléctrica Empleando un Modelo Combinado Wavelets - Filtro de Kalman Extendido," Ph.D. disertación, Departamento de Electrónica y Computadores, Universidad de Cantabria-Santander, Marzo de 2006.

[21] RÍOS PORRAS Carlos, ARISTIZABAL NARANJO Marcelo, "Modelamiento de sistemas eléctricos y empleo del software Digsilent Power Factory en el análisis de armónicos," Disertación, Facultad de ingeniería eléctrica, Universidad Tecnológica de Pereira, Pereira 2001.

[22] SAKIS, Meliopoulos, FARDANESH, Bruce and ZELINGHER, Shalom, "Power System State Estimation: Modeling Error Effects and Impact on System Operation," IEEE Published in the proceedings of the Hawaii International Conference on Systems Sciences, Maui Hawaii, January 2001.

[23] THUNBERG, Erik, "On the benefit of harmonic measurements in power system," Ph.D. dissertation, Department of engineering electrical, Royal Institute of technology, Stockholm 2001.

[24] XU, Wilsun, LI, Chun and THAVATCHAI, Tayjasant, "A critical impedance-based method for identifying harmonic sources," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 19, No. 02, April, 2004.

[25] XU, Wilsun and LI, Chun, "On defining harmonic contributions at the point of common coupling," IEEE Transactions on Power Engineering Review, July, 2002.

[26] XU, Wilsun, LIU, Xian and LIU, Yilu, "An investigation on the validity of power-direction method for harmonic source determination," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, No. 01, January, 2003.

[27] XU, Wilsun and LIU, Yilu, "A method for determining customer and utility harmonic contributions at the point of common coupling," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, No. 02, 2000.

[28] XU, Wilsun, AHMED, Emad, LIU, Xian and, XIQIN, Zhang "Measurement of network harmonic impedances: practical implementation issues and their solutions," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 17, No. 01, 2002.

[29] Z.-P. Du, ARRILLAGA, J. and N. Watson, "Continuous harmonic state estimation of power systems," IEEE Proc- Gener. Transm. Distrib., Vol. 143, No. 04, 1996.

[30] MACK, Grady. Understanding Power System Harmonics. June 2005, University of Texas at Austin. <http://www.4shared.com>

[31] Electrotek Concepts is a Global Power Technology. Harmonic Studies 2002-2007. [http://www.electrotek.com /Interpretation and Aplication of standart IEEE-519](http://www.electrotek.com/Interpretation%20and%20Application%20of%20standart%20IEEE-519)

[32] DEL VALLE, Juan Luis. Introducción al análisis armónico, CINVESTAV. UNIDAD GUADALAJARA. México 2002.

http://www.gdl.cinvestav.mx/jcinv/minisitiosadmin/modulos/MInisitios/Files/Tesis_chuy.pdf

[33]PGIIE, Causas y Efectos de los Armónicos, Programas de Graduados e Investigación en Ingeniería Eléctrica, Febrero DE 2002.

<http://www.elec.itmorelia.edu.mx/armónico>

[34] GREG, Welch and GARY, Bishop. An Introduction to the Kalman Filter, University of North Carolina at Chapel Hill, Department of Computer Science. Thursday, March 8, 2006. <http://www.cs.unc.edu/~welch/kalman/>

ANEXO A

CORRIENTES ARMONICAS Y FUNDAMENTAL PARA LOS NODOS DEL SISTEMA DURANTE EL PERIODO DE MEDICION

Figura A.1. Corrientes armónicas en el nodo 1

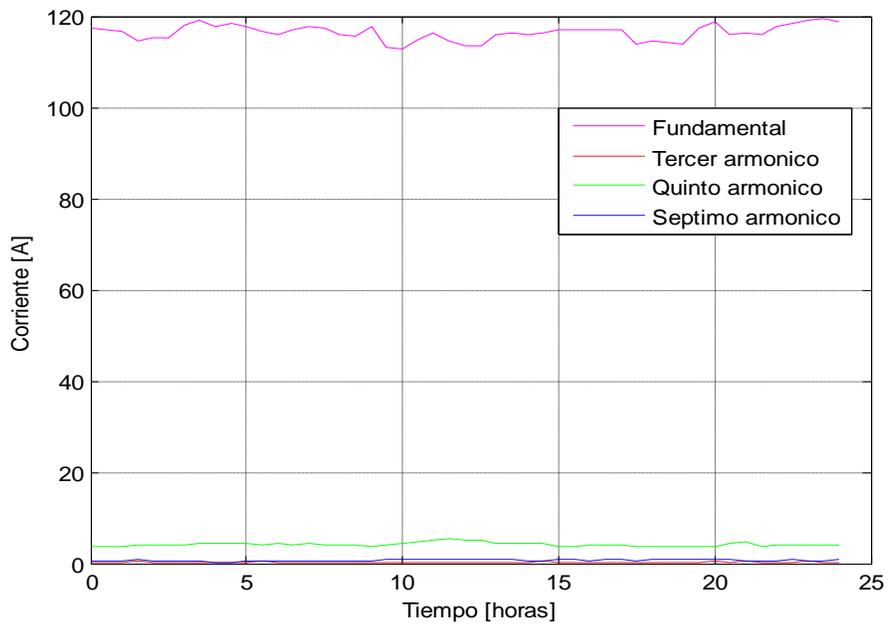


Figura A.2. Corrientes armónicas en el nodo 2

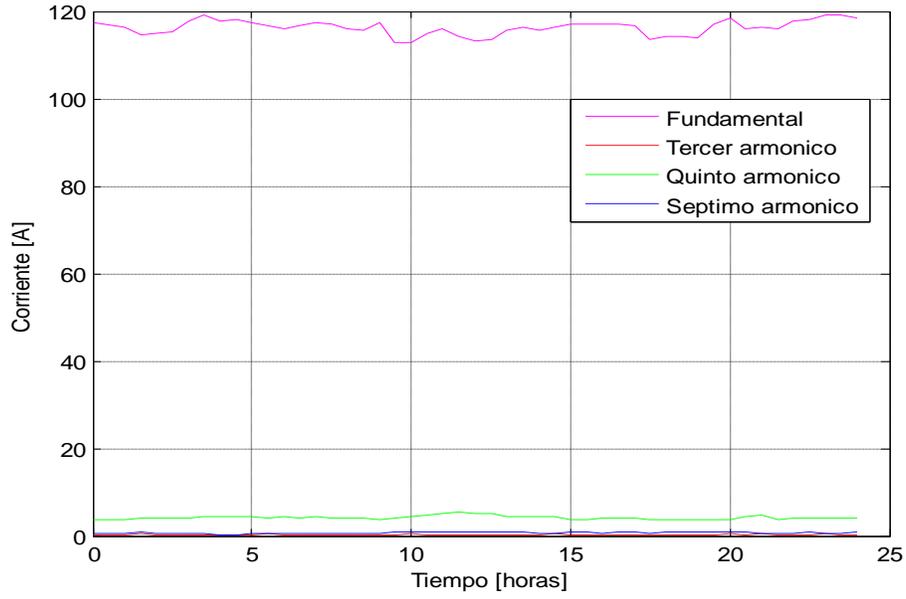


Figura A.3. Corrientes armónicas en el nodo 3

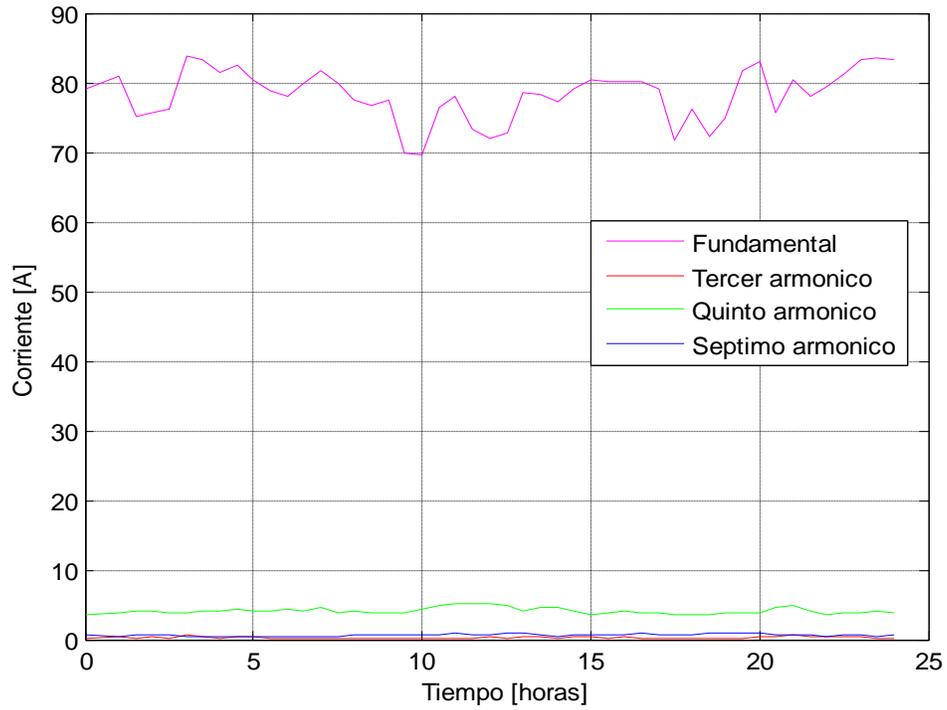


Figura A.4. Corrientes armónicas en el nodo 4

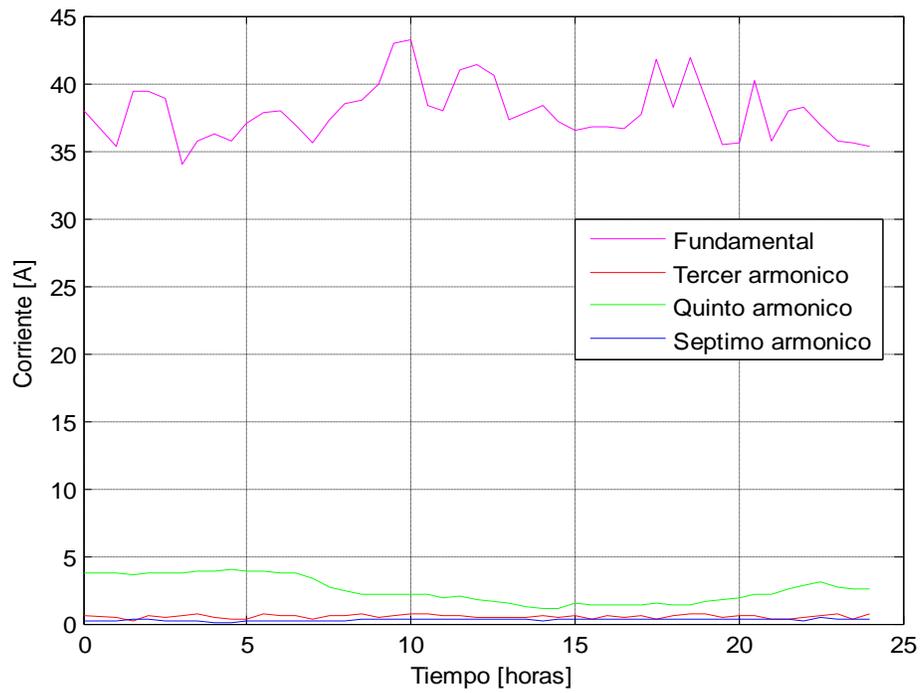


Figura A.5. Corrientes armónicas en el nodo 5

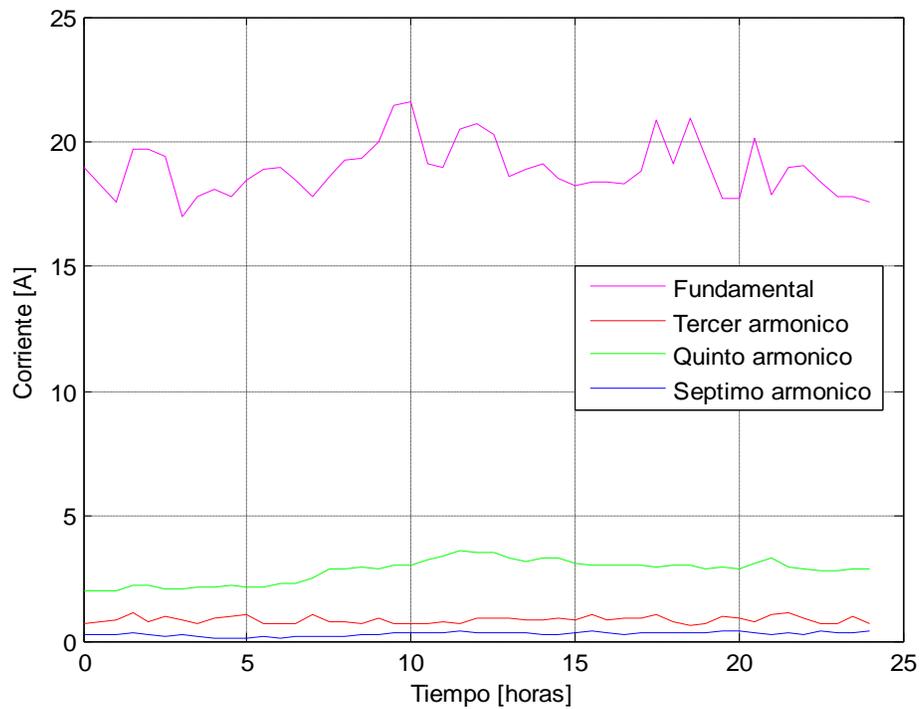
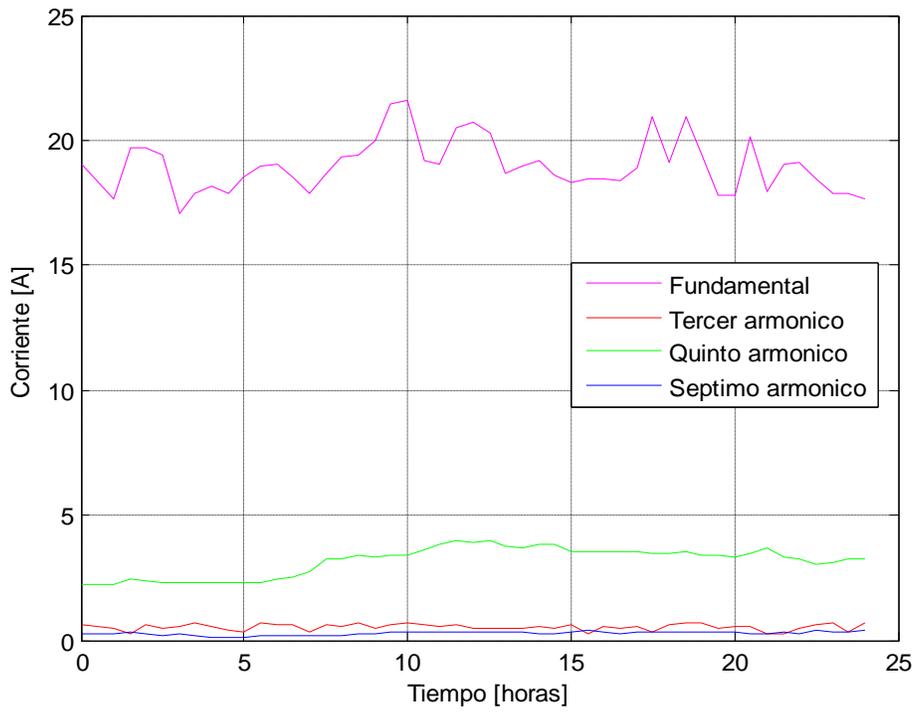


Figura A.6. Corrientes armónicas en el nodo 6



ANEXO B

ESTABILIZACION DE LAS CORRIENTES ARMONICAS EN LOS NODOS DEL SISTEMA

Figura B.1. Estabilización de las corrientes armónicas en el nodo 1

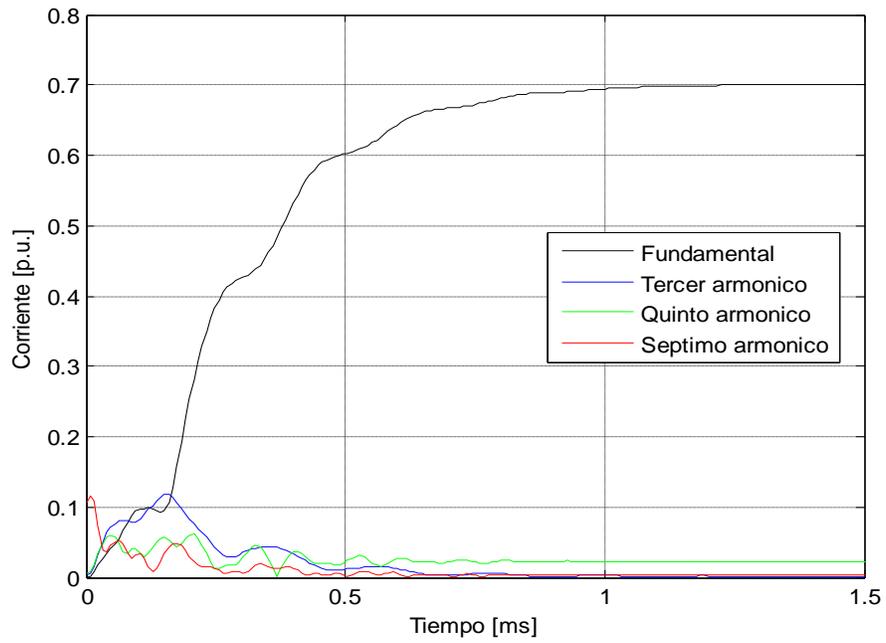


Figura B.2. Estabilización de las corrientes armónicas en el nodo 2

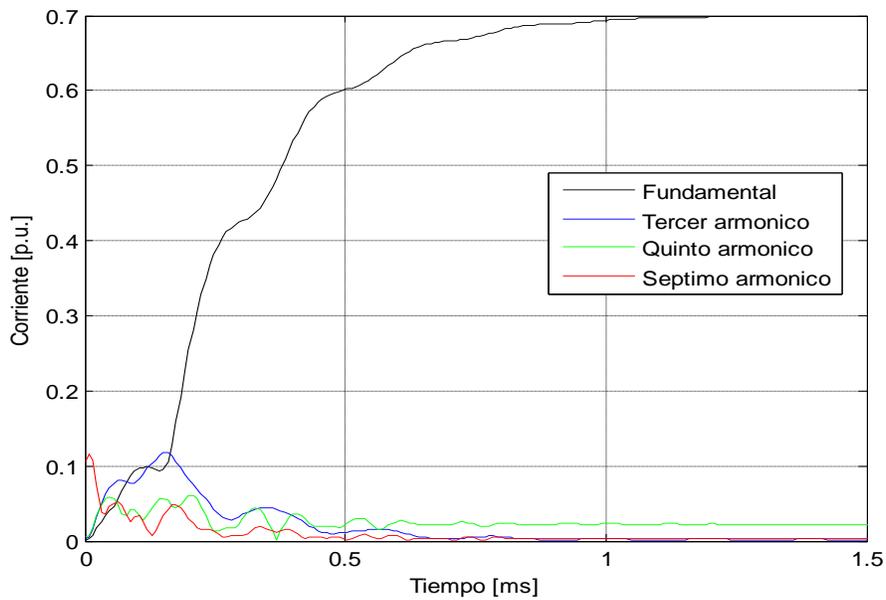


Figura B.3. Estabilización de las corrientes armónicas en el nodo 3

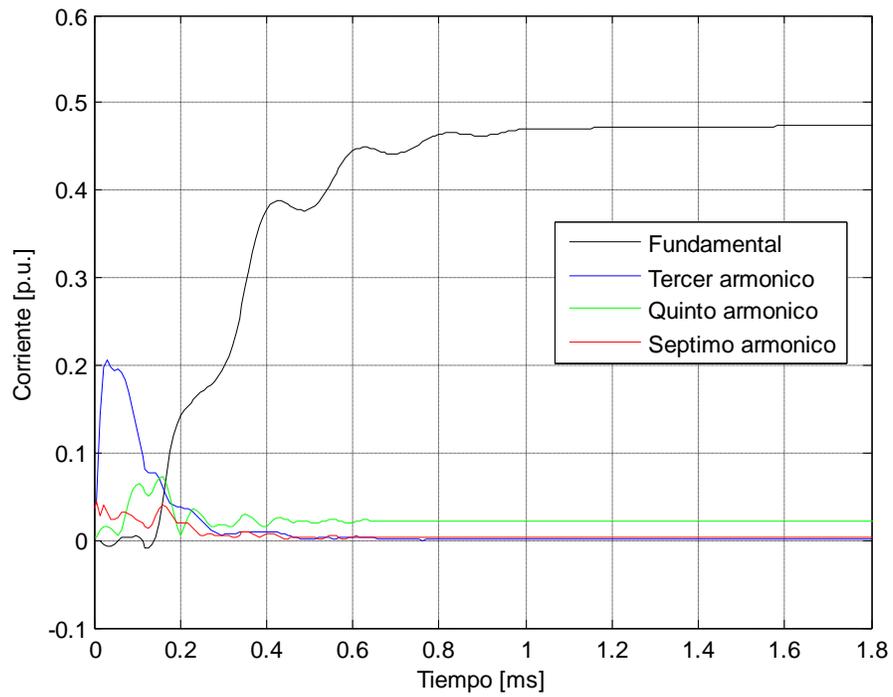


Figura B.4. Estabilización de las corrientes armónicas en el nodo 4

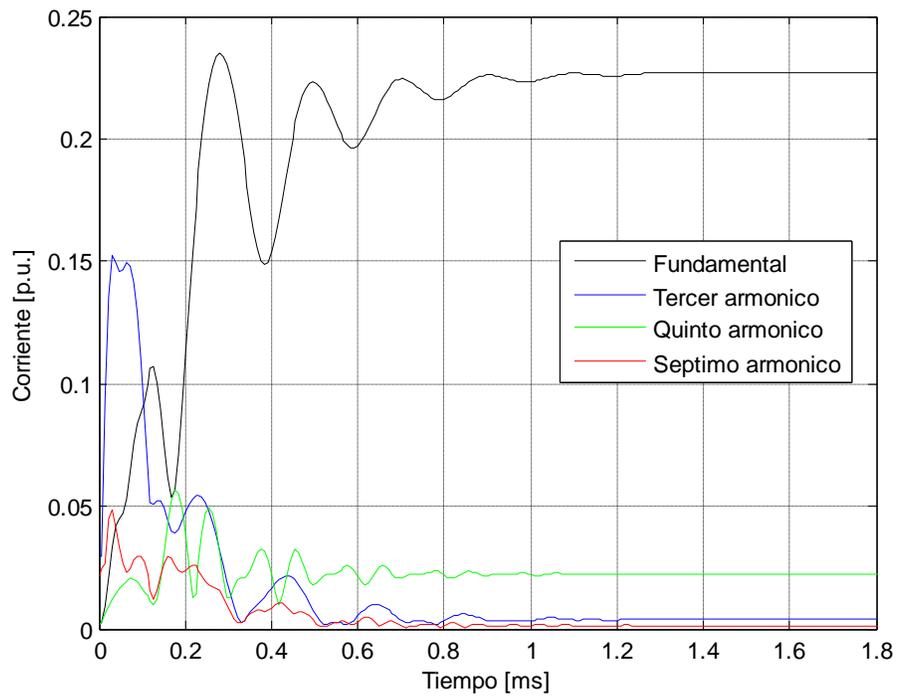


Figura B.5. Estabilización de las corrientes armónicas en el nodo 5

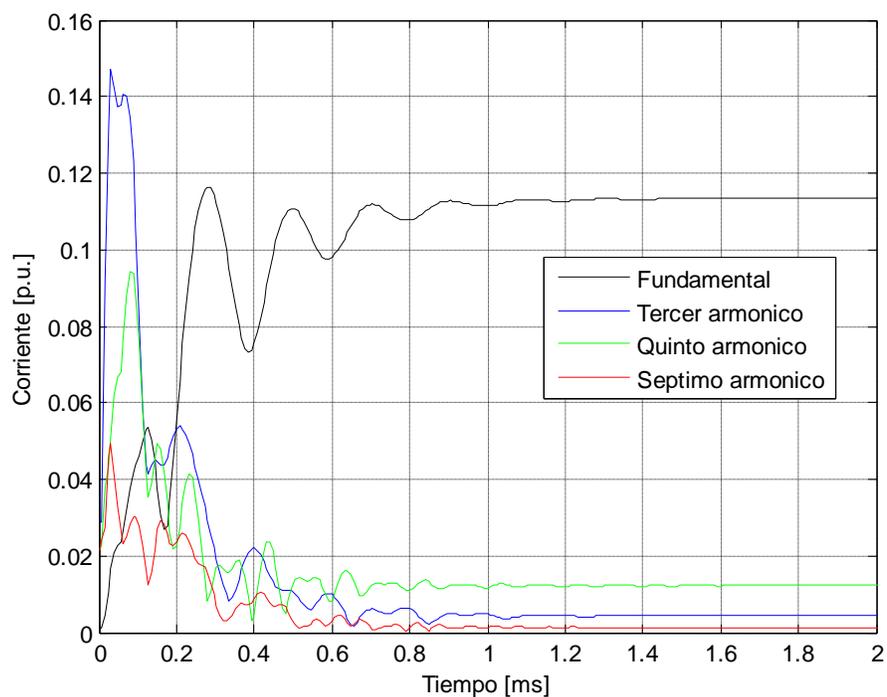
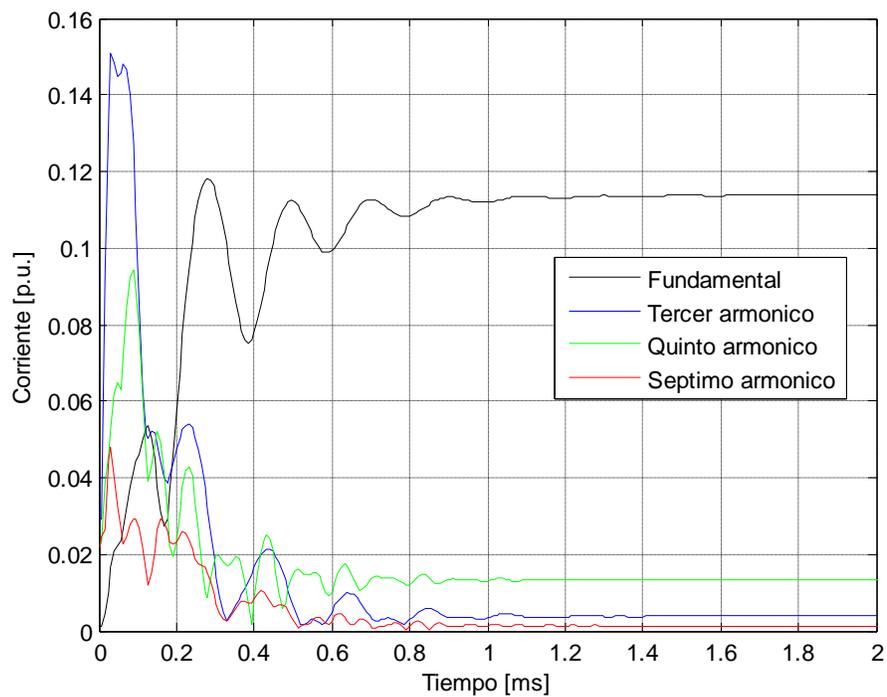


Figura B.6. Estabilización de las corrientes armónicas en el nodo 6



ANEXO C

VARIACIONES DE CORRIENTE DURANTE EL PROCESO ITERATIVO

Figura C.1. Variaciones de corriente para la componente fundamental en el nodo 1

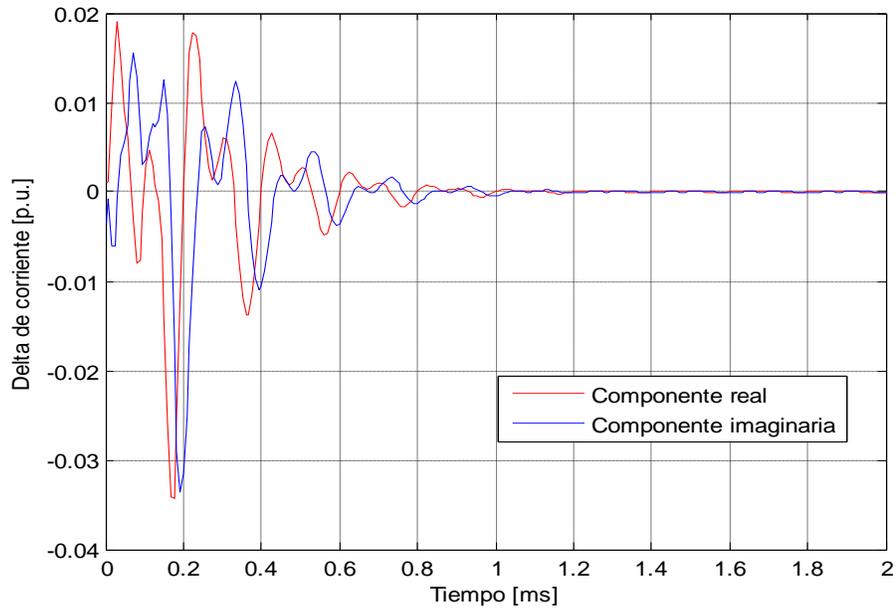


Figura C.18. Variaciones de corriente para el tercer armónico en el nodo 1

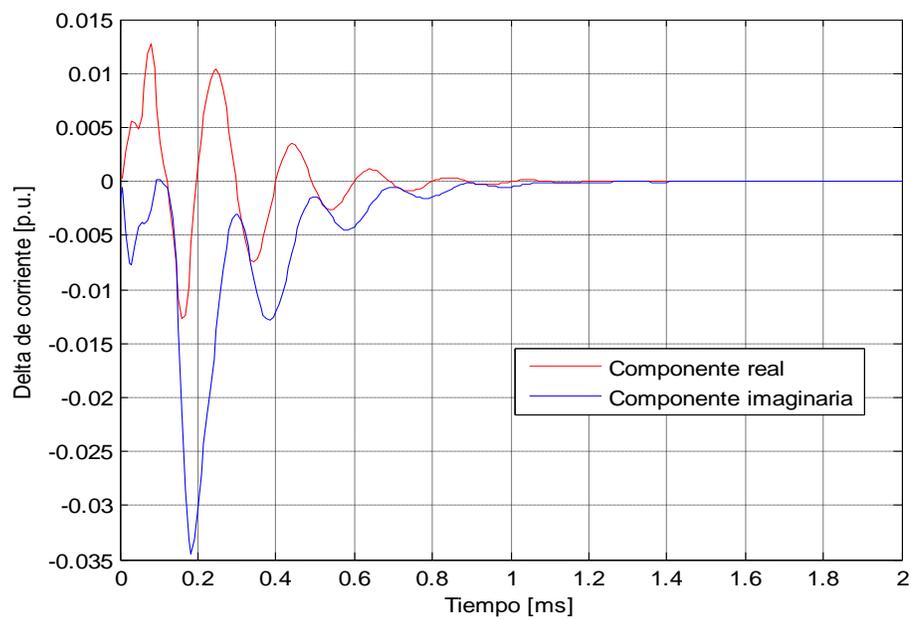


Figura C.19. Variaciones de corriente para el quinto armónico en el nodo 1

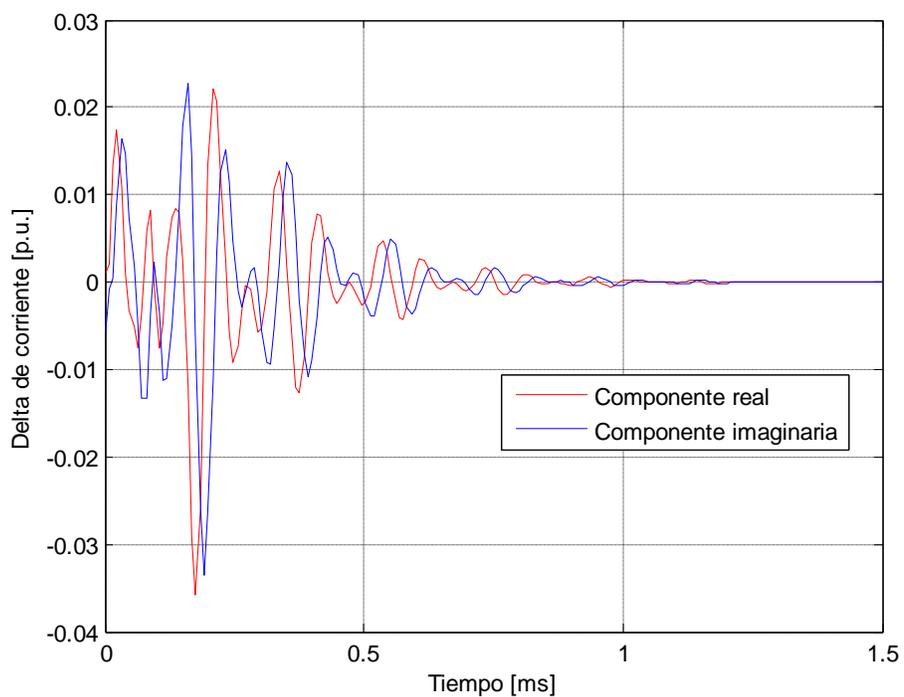


Figura C.20. Variaciones de corriente para el séptimo armónico en el nodo 1

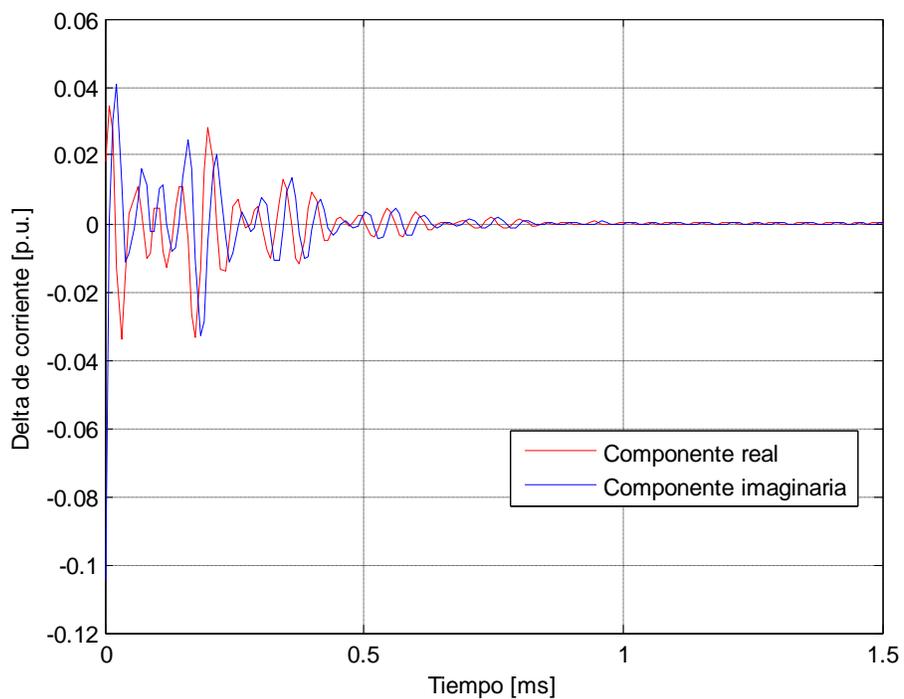


Figura C.21. Variaciones de corriente para la componente fundamental en el nodo 2

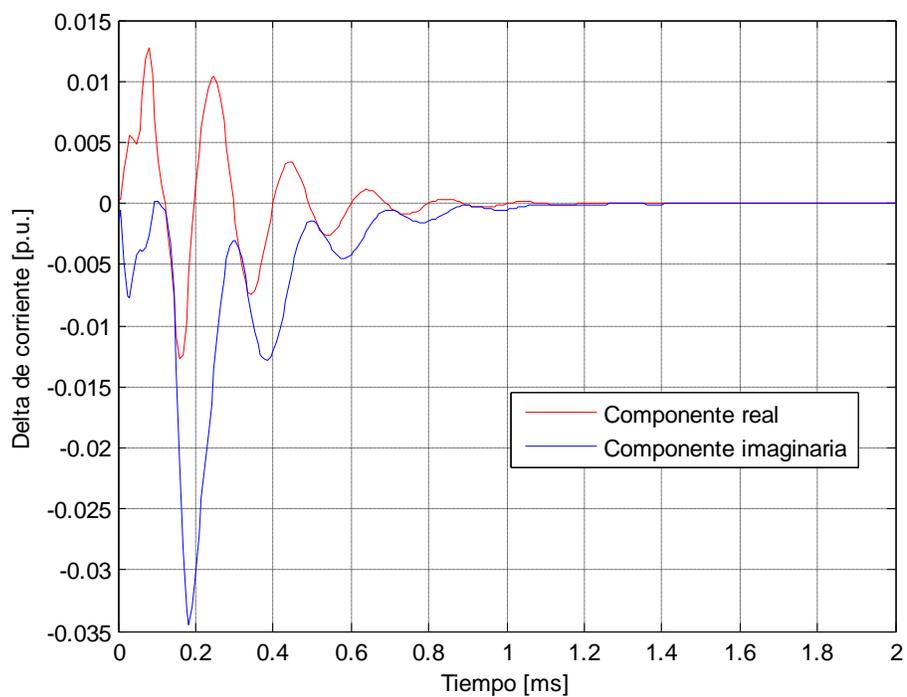


Figura C.22. Variaciones de corriente para el tercer armónico en el nodo 2

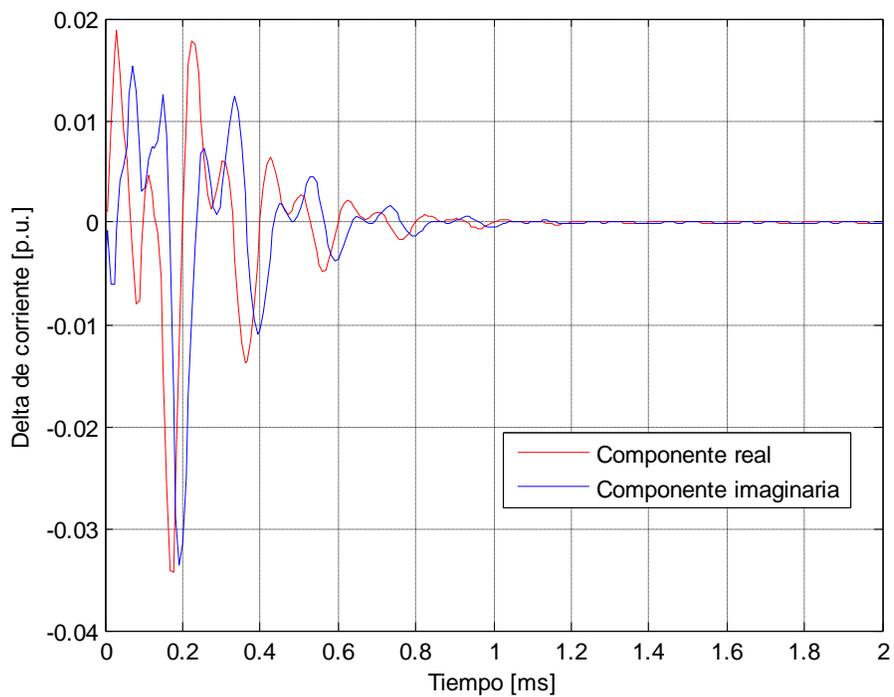


Figura C.23. Variaciones de corriente para el quinto armónico en el nodo 2

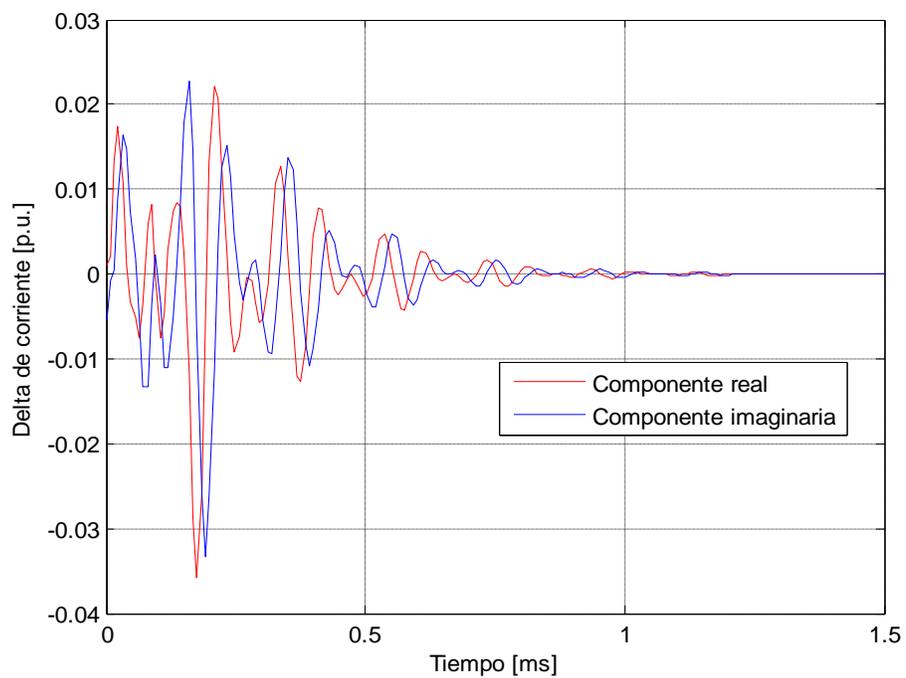


Figura C.24. Variaciones de corriente para el séptimo armónico en el nodo 2

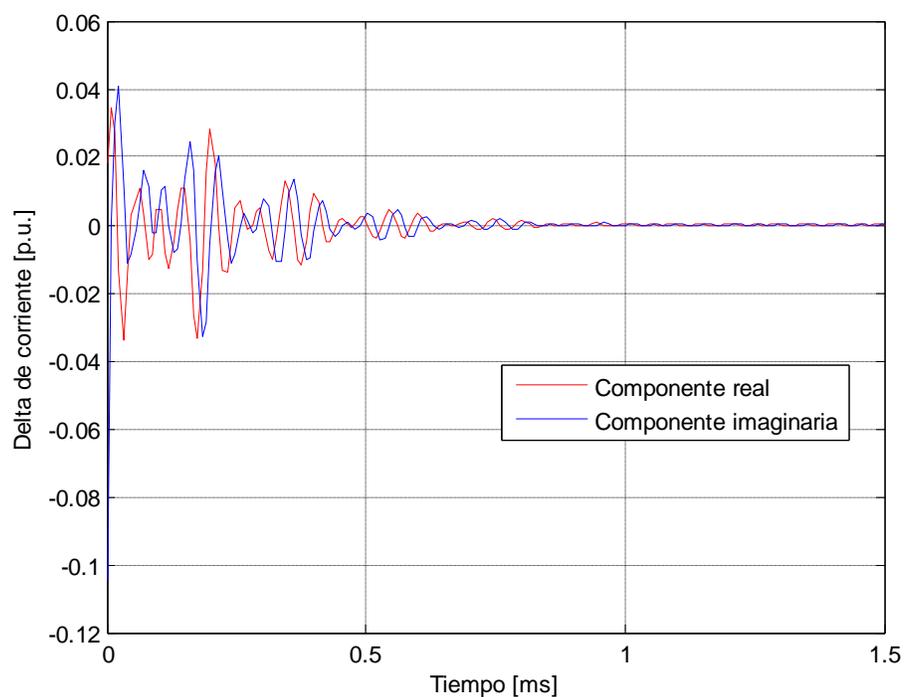


Figura C.25. Variaciones de corriente para la componente fundamental en el nodo 3

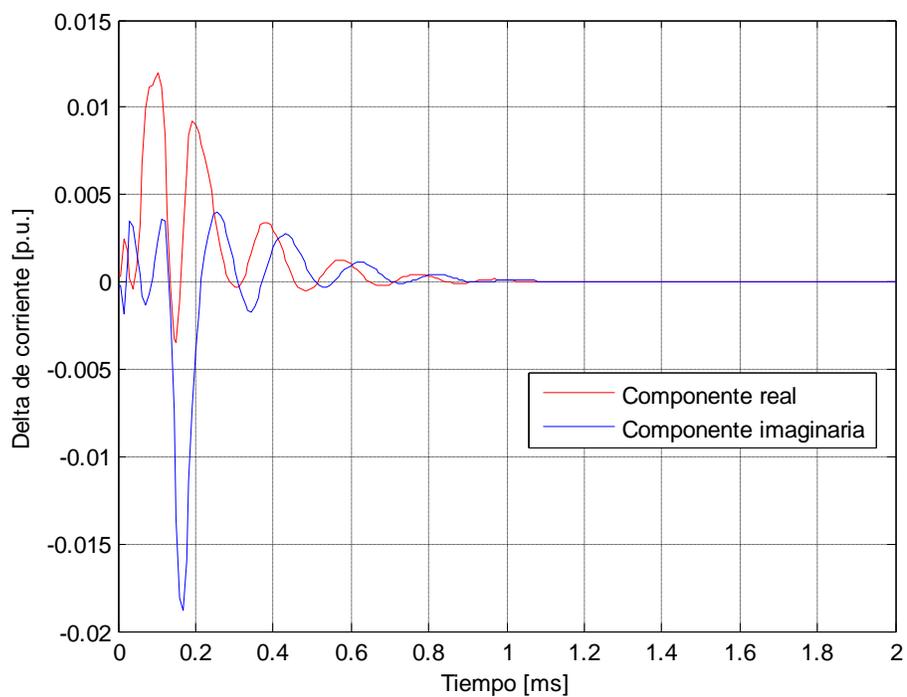


Figura C.26. Variaciones de corriente para el tercer armónico en el nodo 3

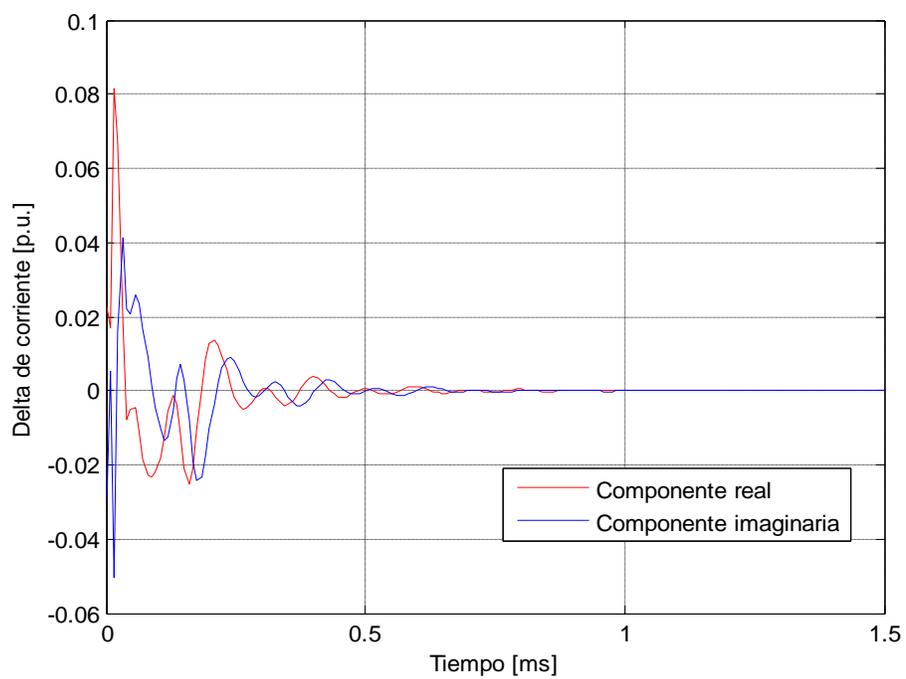


Figura C.27. Variaciones de corriente para el quinto armónico en el nodo 3

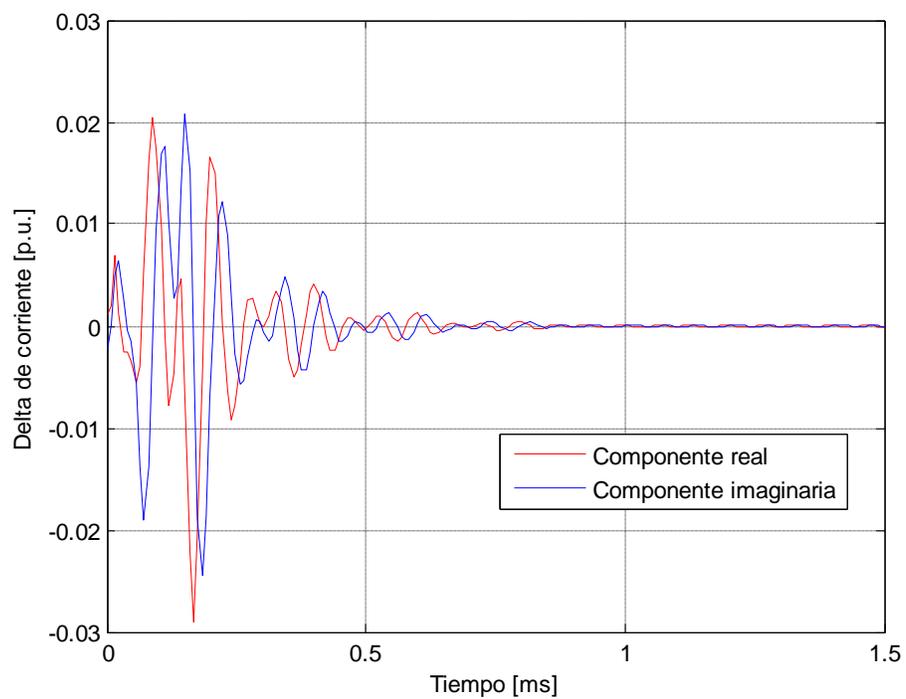


Figura C.28. Variaciones de corriente para el séptimo armónico en el nodo 3

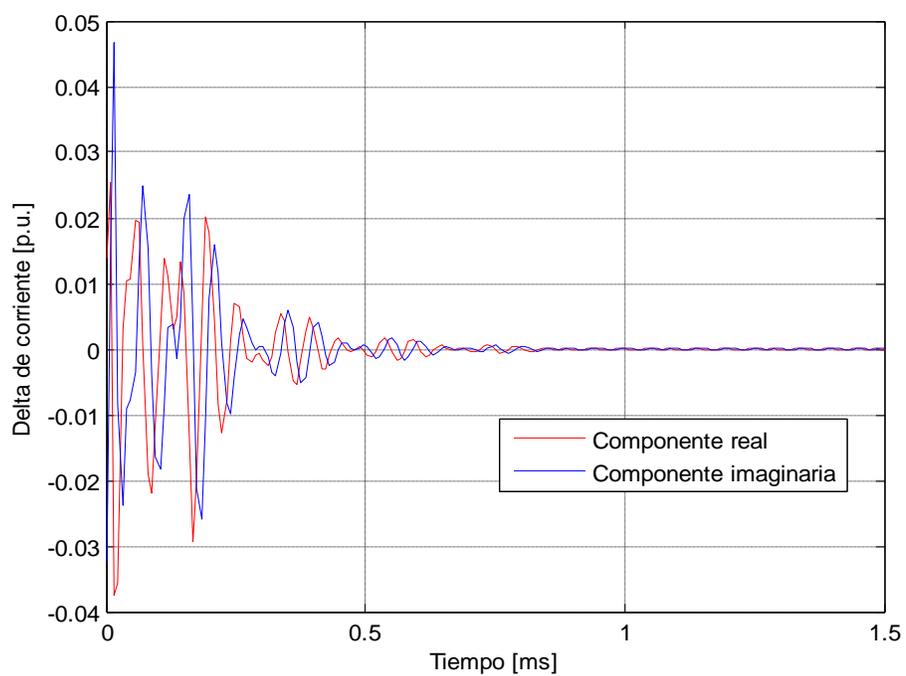


Figura C.29. Variaciones de corriente para la componente fundamental en el nodo 4

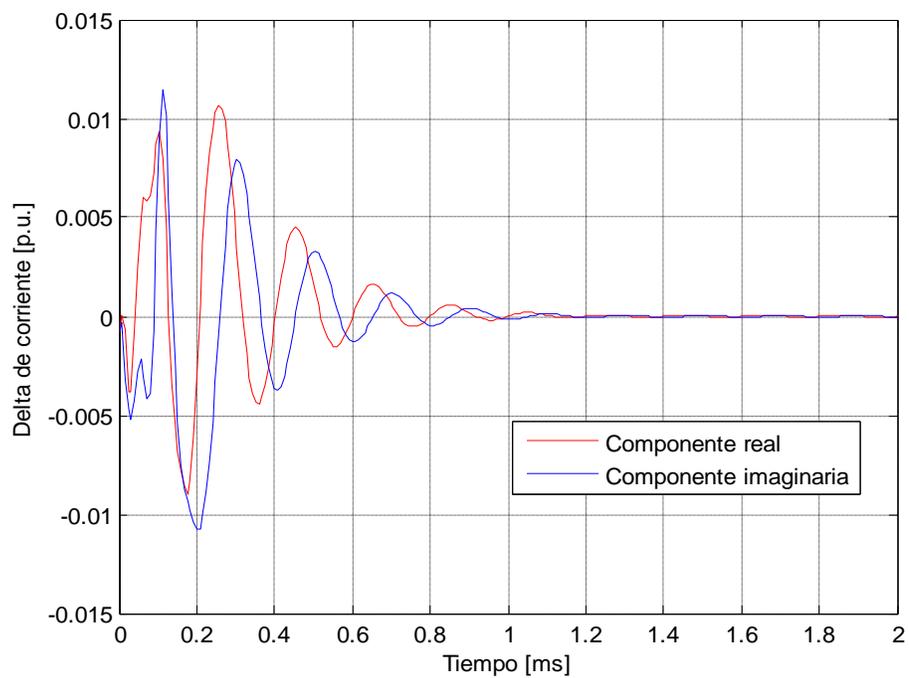


Figura C.30. Variaciones de corriente para el tercer armónico en el nodo 4

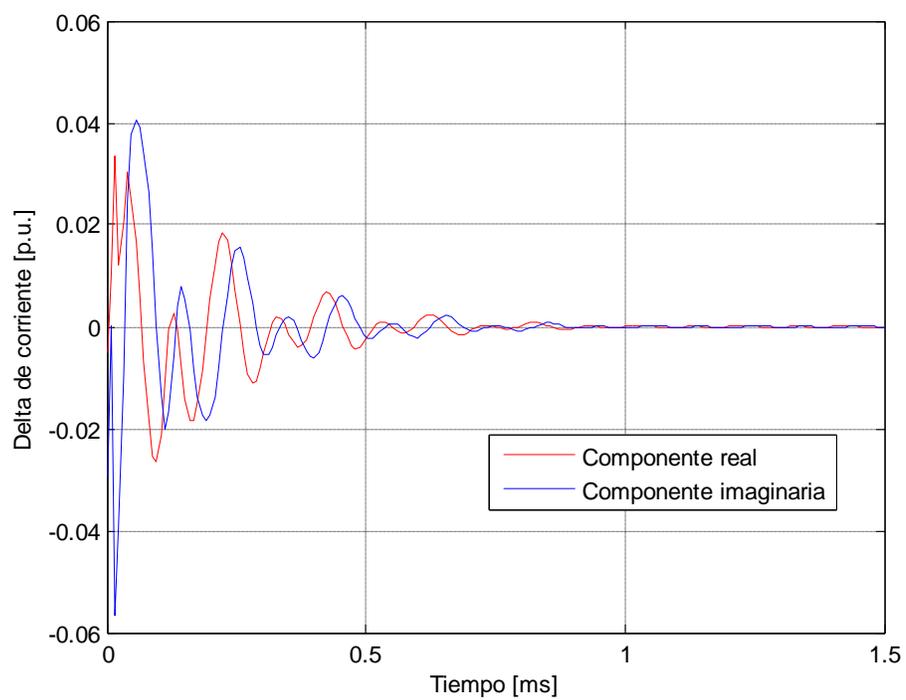


Figura C.31. Variaciones de corriente para el quinto armónico en el nodo 4

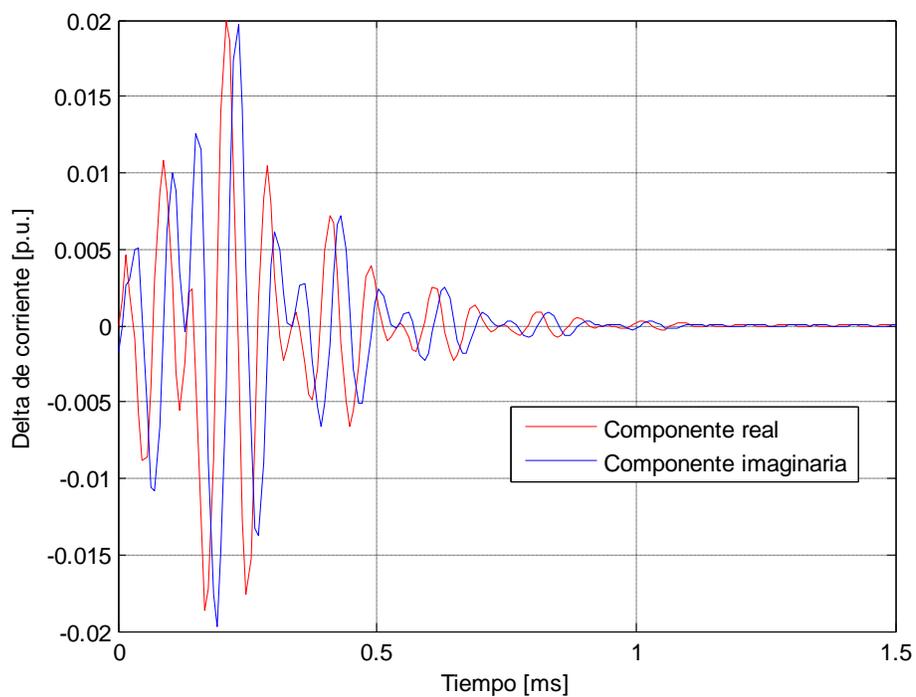


Figura C.32. Variaciones de corriente para el séptimo armónico en el nodo 4

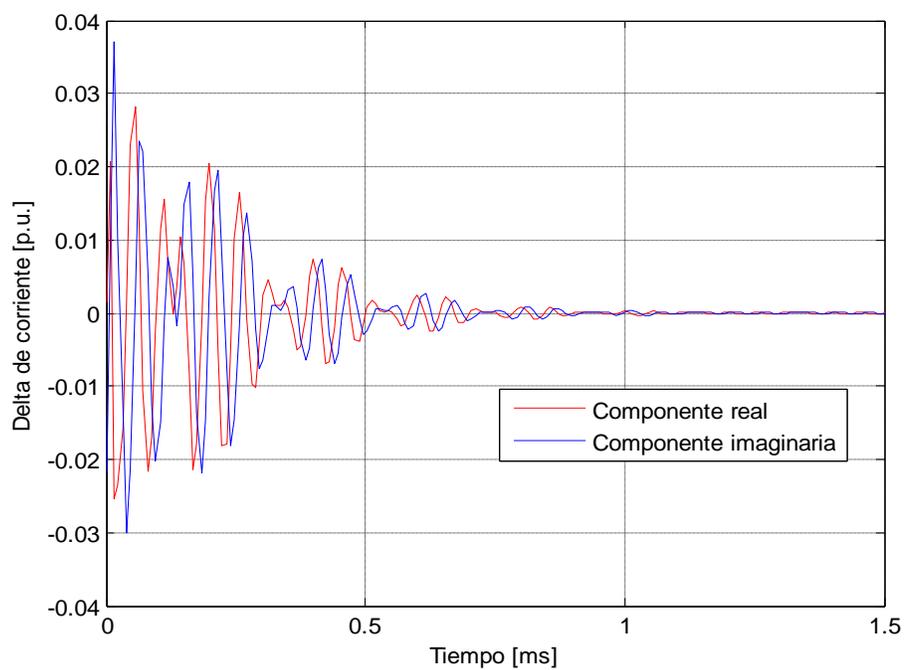


Figura C.33. Variaciones de corriente para la componente fundamental en el nodo 5

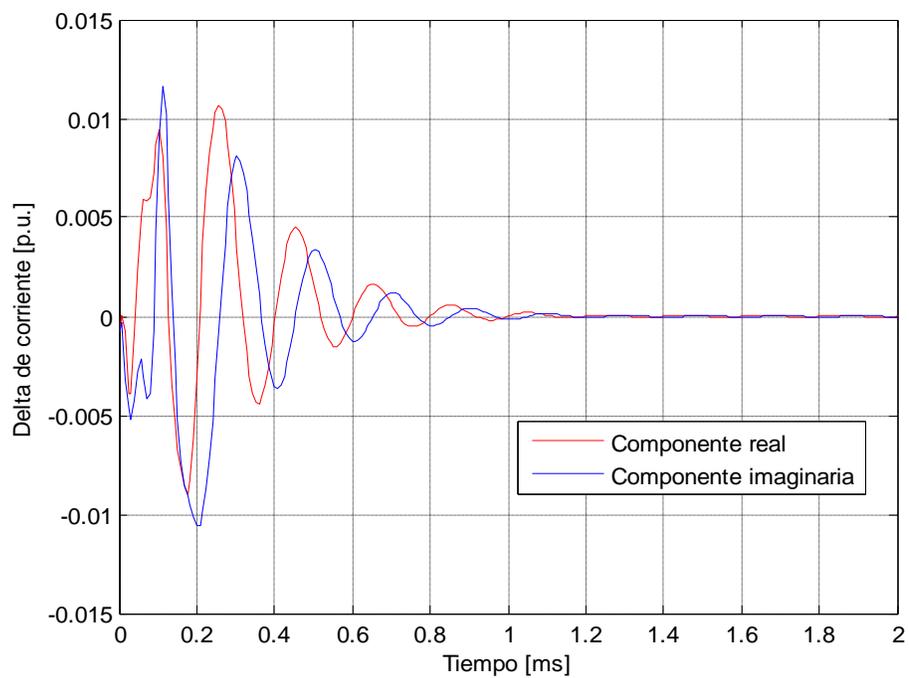


Figura C.34. Variaciones de corriente para el tercer armónico en el nodo 5

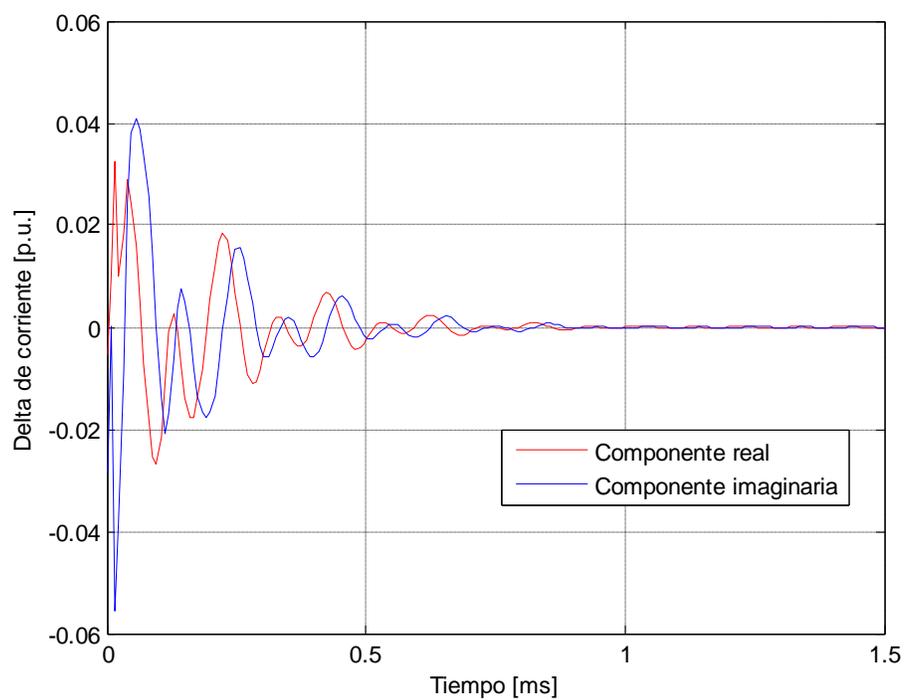


Figura C.35. Variaciones de corriente para el quinto armónico en el nodo 5

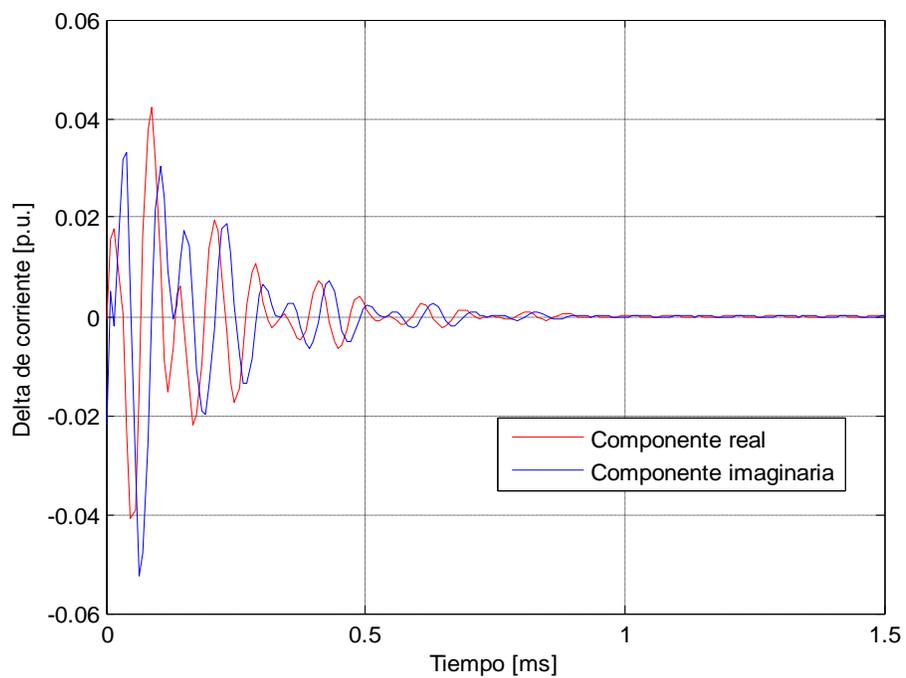


Figura C.36. Variaciones de corriente para el séptimo armónico en el nodo 5

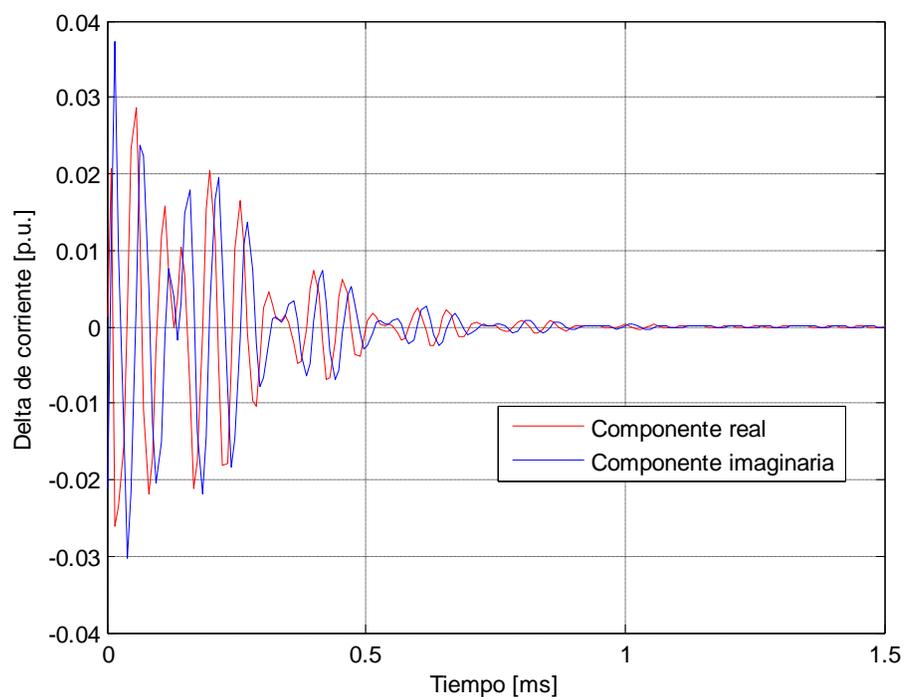


Figura C.37. Variaciones de corriente para la componente fundamental en el nodo 6

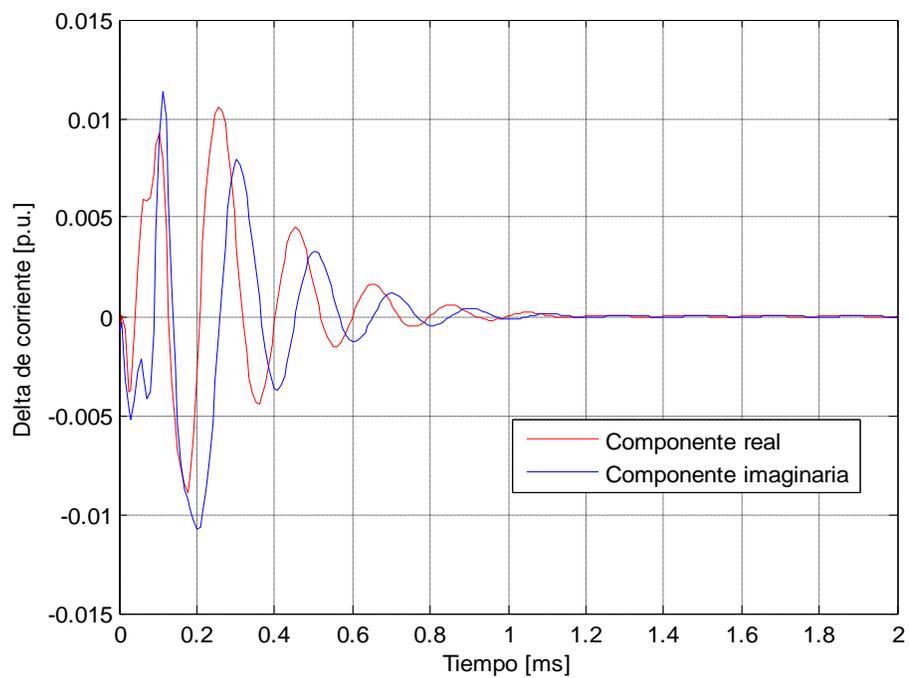


Figura C.38. Variaciones de corriente para el tercer armónico en el nodo 6

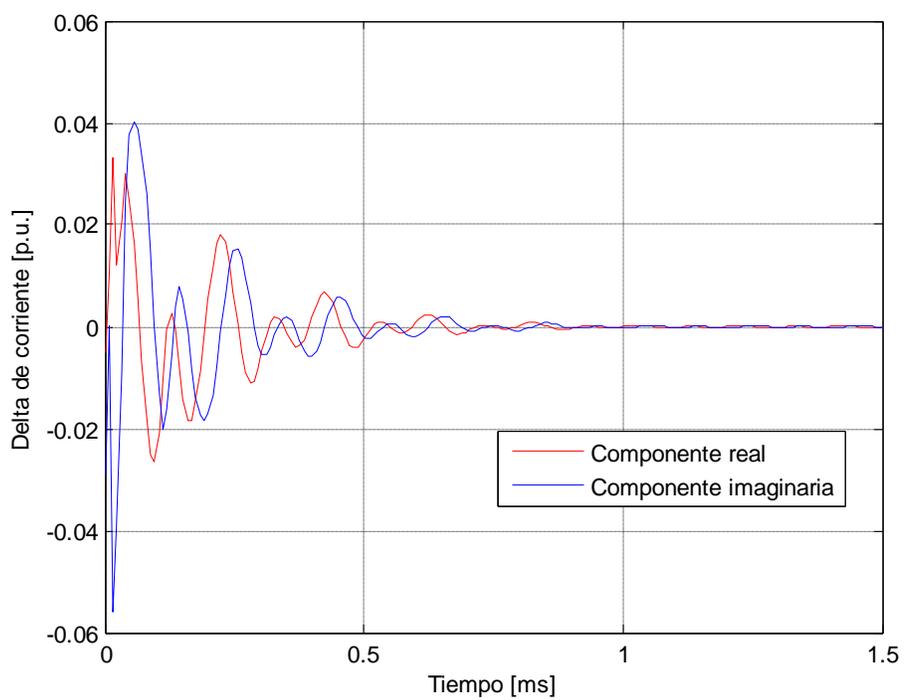


Figura C.39. Variaciones de corriente para el quinto armónico en el nodo 6

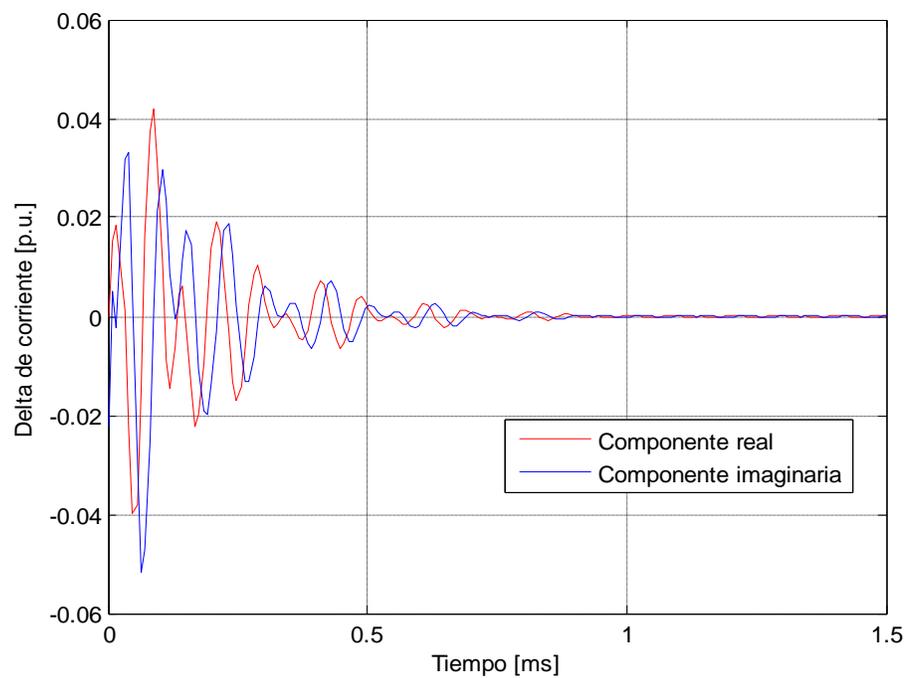
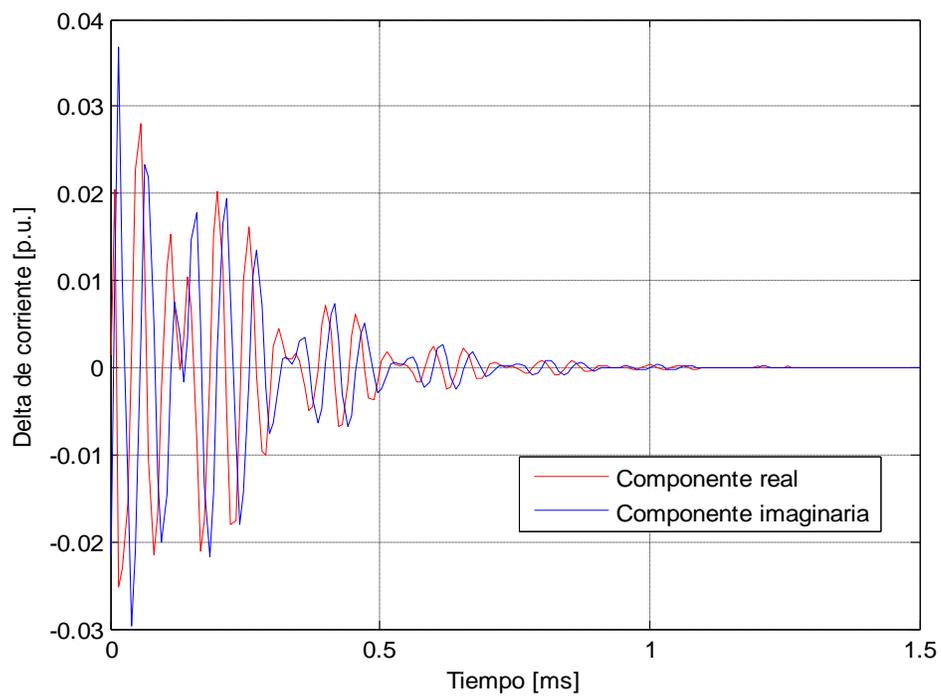


Figura C.40. Variaciones de corriente para el séptimo armónico en el nodo



ANEXO D

COMPORTAMIENTO DE LA GANANCIA DE KALMAN (K_k)

Figura D.1. Ganancia de Kalman para la componente fundamental en el nodo 3

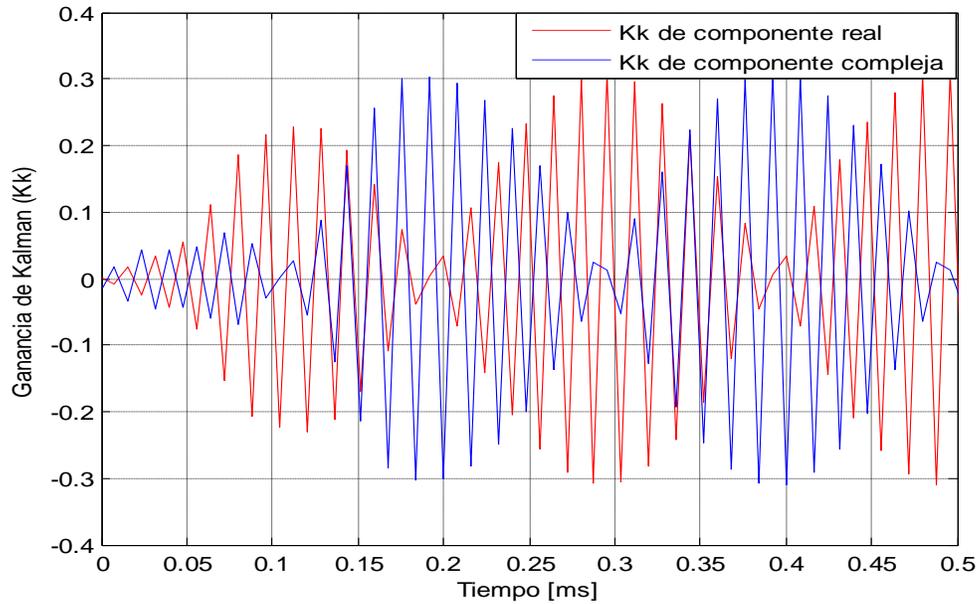


Figura D.2. Ganancia de Kalman para el quinto armónico en el nodo 3

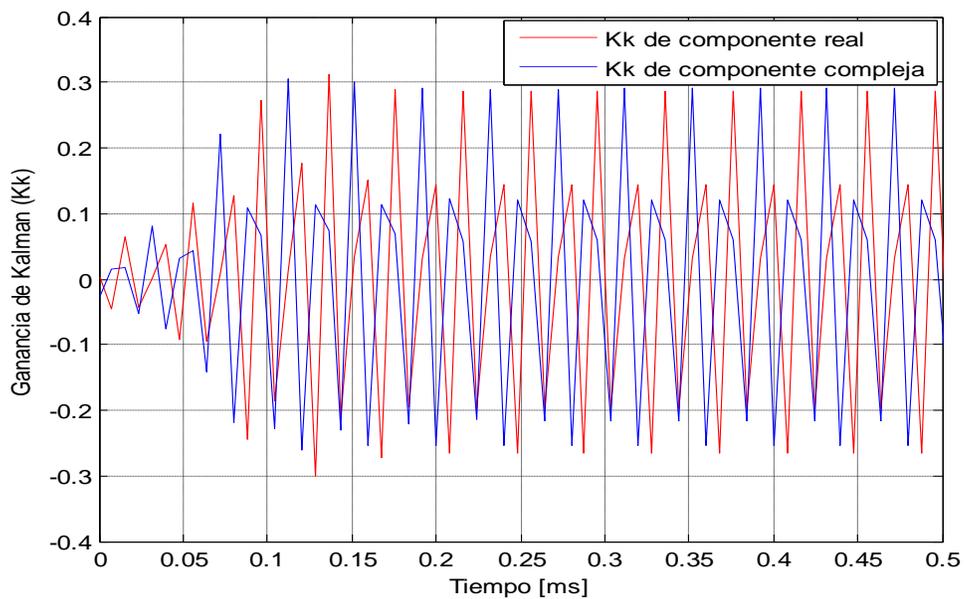


Figura D.3. Ganancia de Kalman para la componente fundamental en el nodo 5

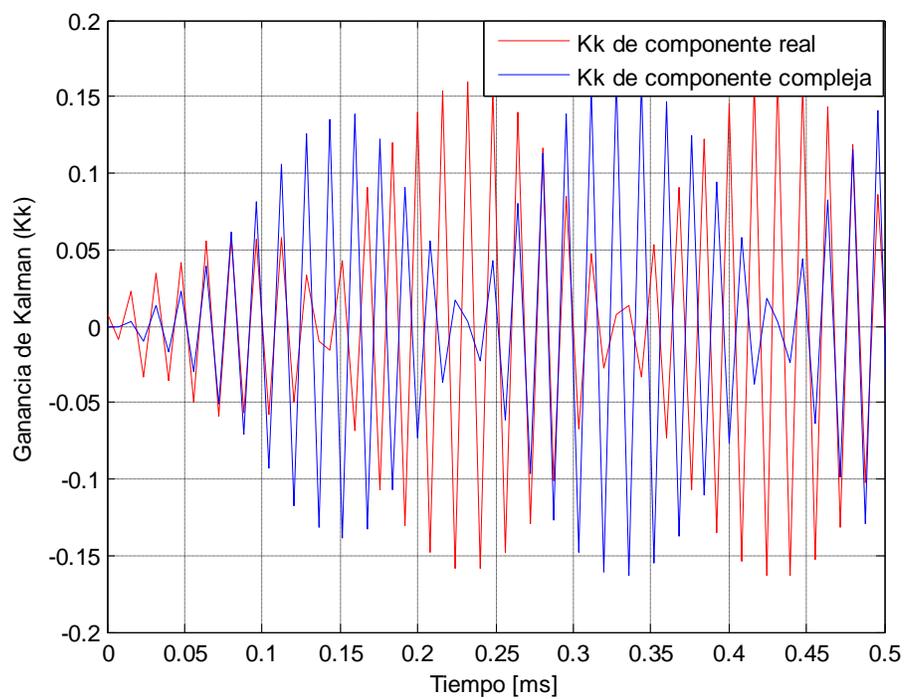
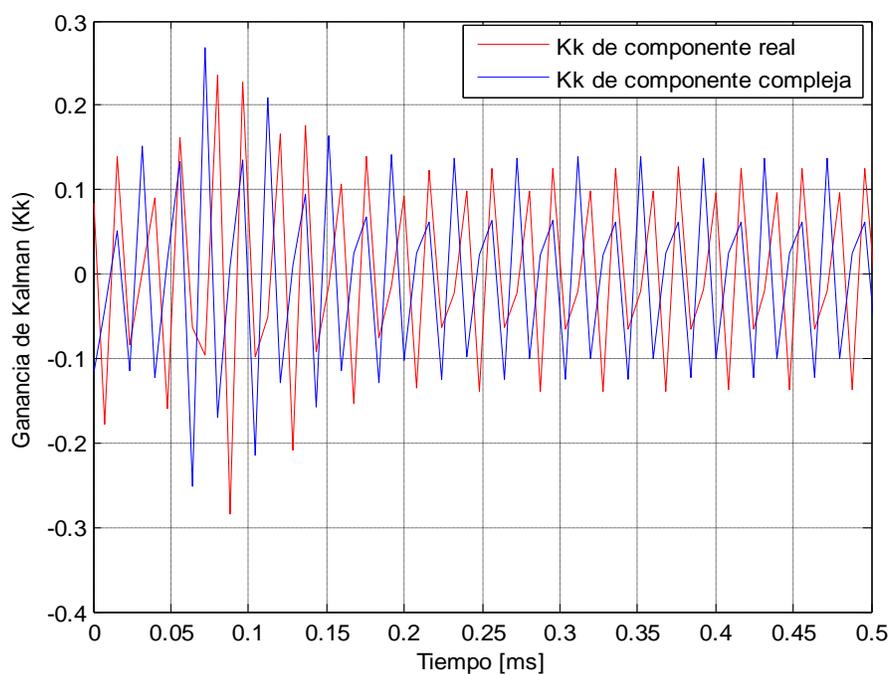


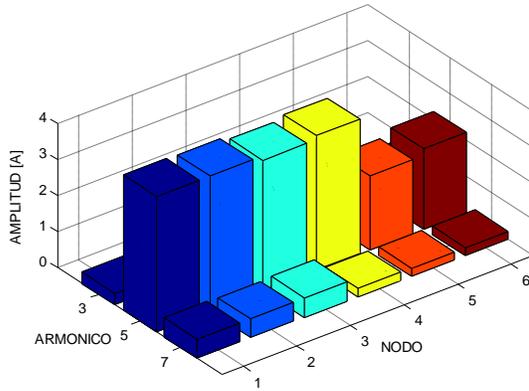
Figura D.4. Ganancia de Kalman para el quinto armónico en el nodo 5



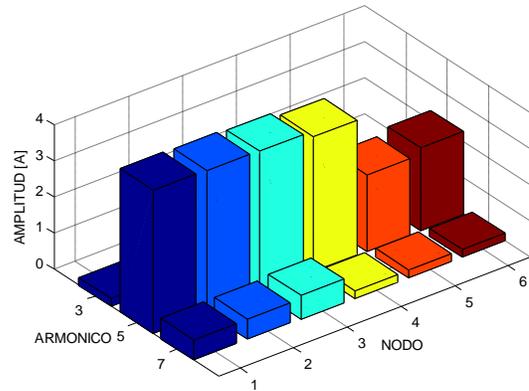
ANEXO E

INYECCIONES DE CORRIENTES ARMÓNICAS 3, 5 Y 7 EN LOS NODOS DEL SISTEMA PARA DIFERENTES HORAS

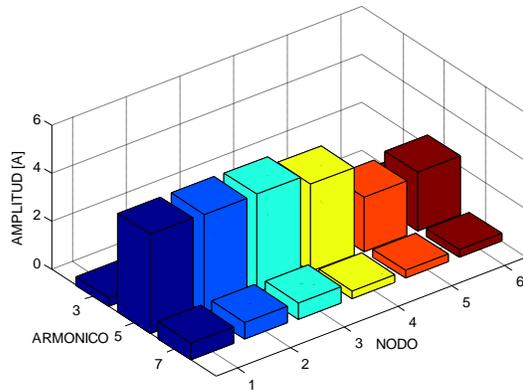
Hora 11:30



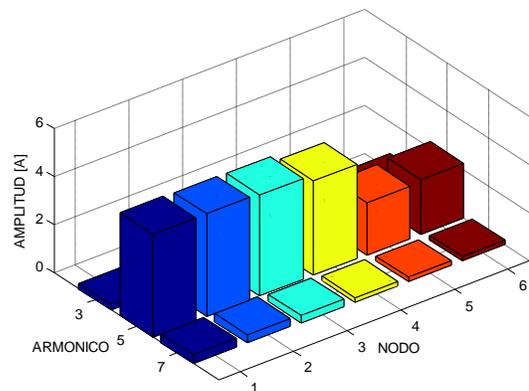
Hora 13:30



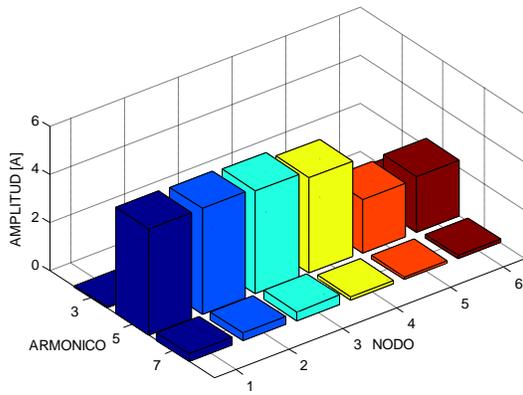
Hora 12:30



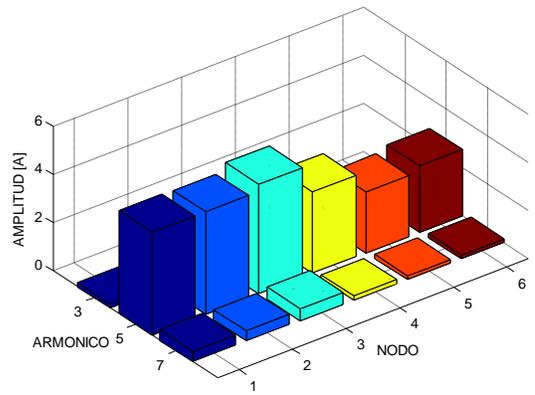
Hora 14:30



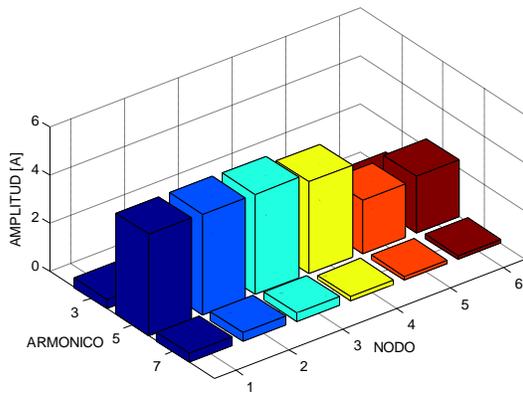
Hora 15:30



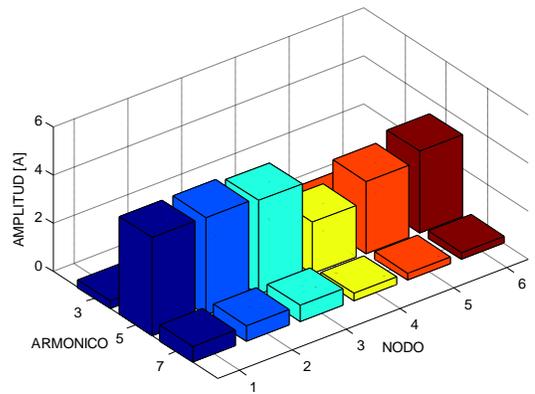
Hora 18:30



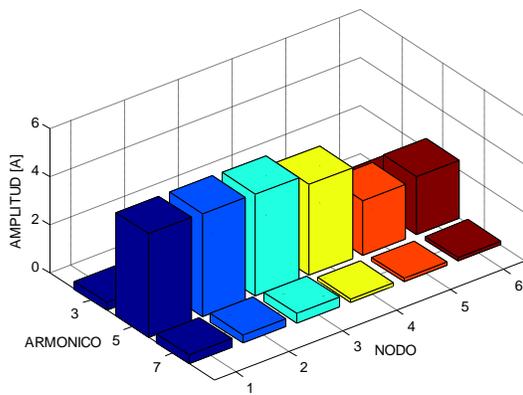
Hora 16:30



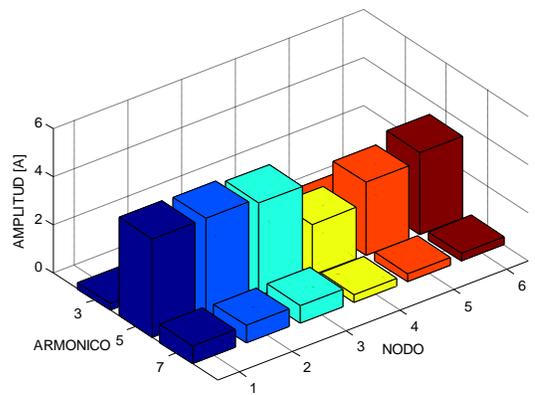
Hora 19:30



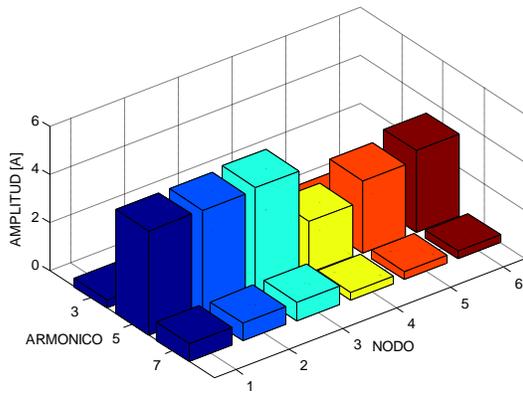
Hora 17:30



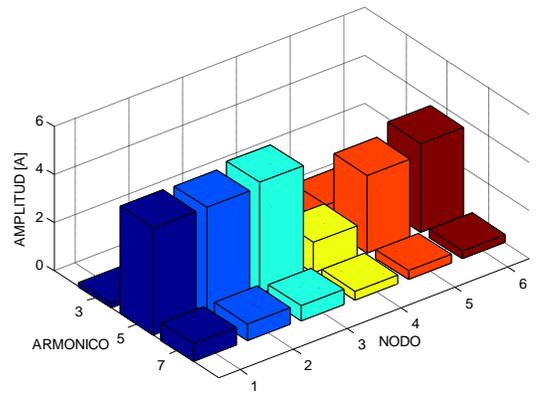
Hora 20:30



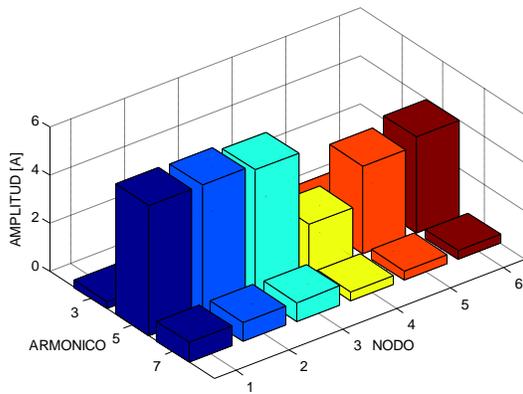
Hora 21:30



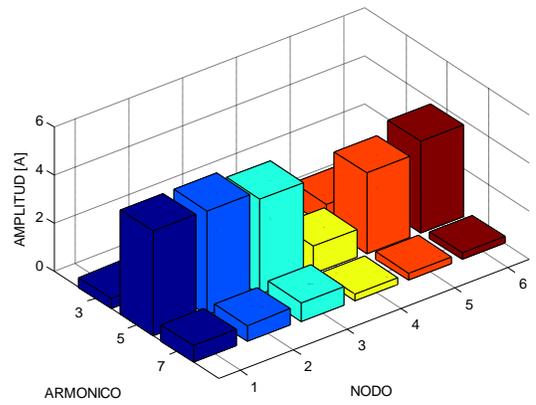
Hora 00:30



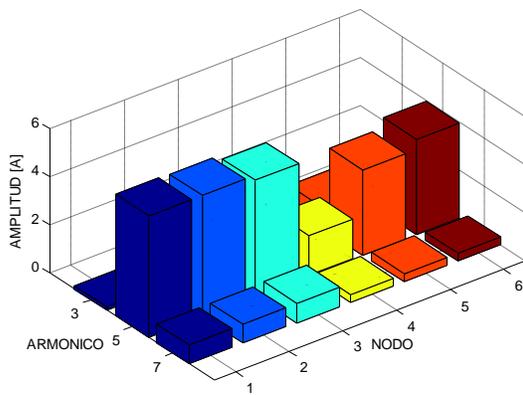
Hora 22:30



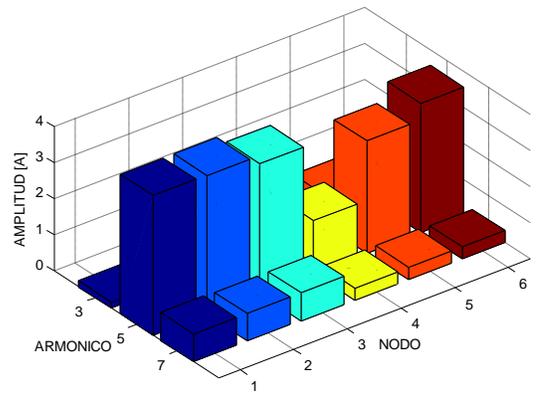
Hora 01:30



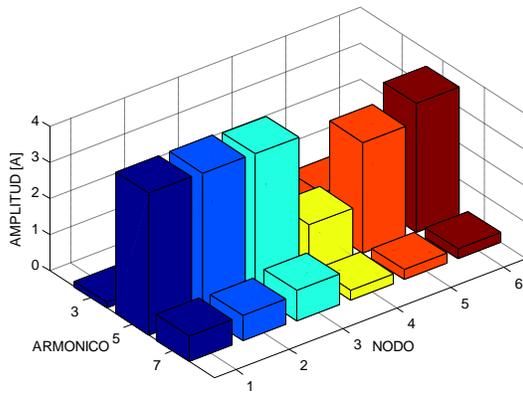
Hora 23:30



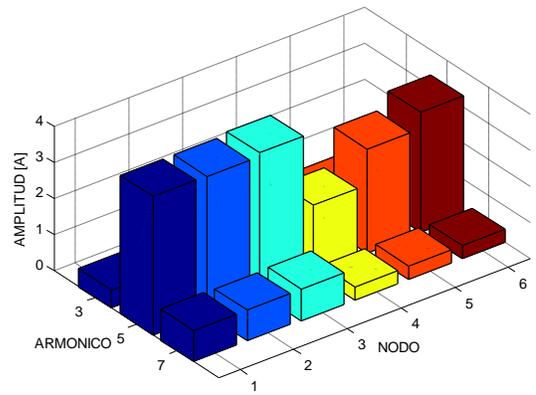
Hora 02:30



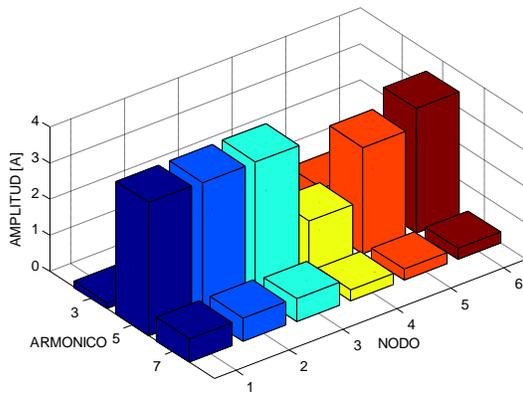
Hora 03:30



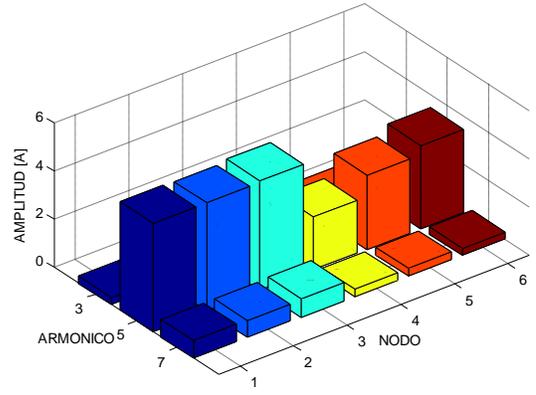
Hora 06:30



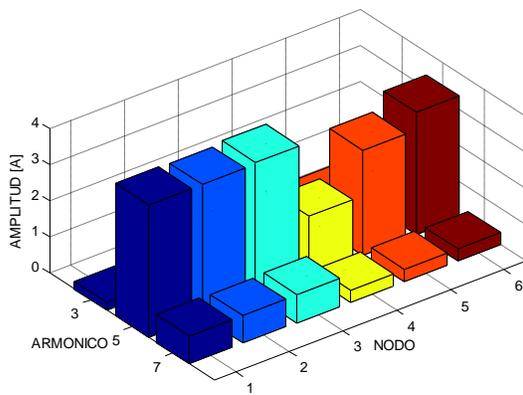
Hora 04:30



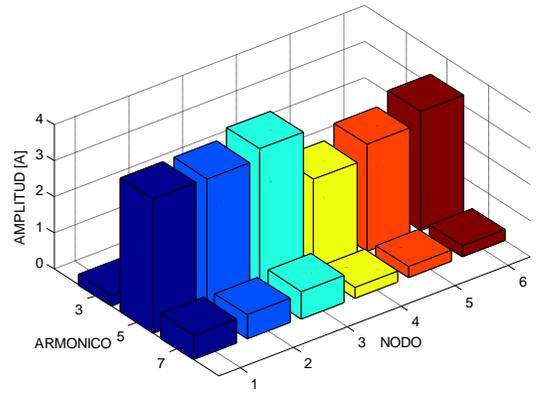
Hora 07:30



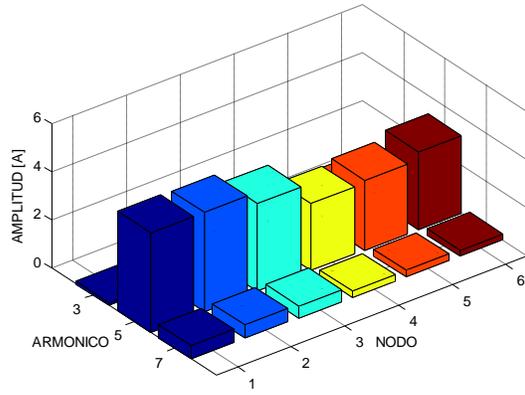
Hora 05:30



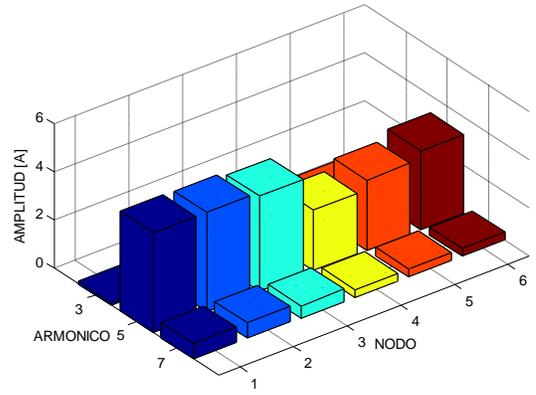
Hora 08:30



Hora 09:30



Hora 10:30



ANEXO F

CORRIENTES ARMONICAS Y FUNDAMENTAL EN LOS NODOS DEL SISTEMA PARA DIFERENTES HORAS

Tabla F.1. Corrientes del sistema para las 11:30 horas

HORA		FUND		3° ARMONICO		5° ARMONICO		7° ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	117,3805	-1,5065	0,3146	-0,2623	3,7540	1,3115	0,5242	0,9320
	2	117,2028	-1,5067	0,3296	-0,2335	3,7414	1,3102	0,5236	0,9354
	3	79,1953	-1,3048	0,1897	0,0007	3,6261	1,2115	0,5409	0,8766
	4	38,0075	-0,2697	0,6380	-0,2307	3,7328	-0,7229	0,2279	1,0948
	5	18,9716	-0,2391	0,7194	-0,1982	2,0382	0,7982	0,2221	0,9537
	6	19,0359	-0,3002	0,6323	-0,2283	2,2251	0,5191	0,2255	1,0966

Tabla F.2. Corrientes del sistema para las 12:00 horas

HORA		FUND		3° ARMONICO		5° ARMONICO		7° ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	116,4933	-1,4924	0,3071	0,9995	3,8572	1,2608	0,5310	0,9643
	2	116,3181	-1,4925	0,3204	0,9611	3,8443	1,2596	0,5304	0,9676
	3	81,0520	-1,3413	0,3214	1,0195	3,9071	1,1038	0,5149	0,9283
	4	35,2662	-0,2503	0,5094	0,0262	3,7456	-0,7240	0,2418	1,0999
	5	17,5930	-0,2175	0,8754	-0,3576	2,0436	0,8040	0,2360	0,9681
	6	17,6731	-0,2830	0,5049	0,0286	2,2248	0,5250	0,2393	1,1017

Tabla F.3. Corrientes del sistema para las 12:30 horas

HORA	12:30	FUND		3° ARMONICO		5° ARMONICO		7° ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	114,6655	-1,5126	0,3720	-0,2528	4,1159	1,2117	0,7042	1,1268
	2	114,4936	-1,5127	0,3551	-0,2798	4,1024	1,2105	0,7033	1,1289
	3	75,0726	-1,2776	0,1732	-0,5142	4,0861	1,1177	0,6679	1,1219
	4	39,4211	-0,2788	0,2358	-0,2844	3,6594	-0,7759	0,3246	1,2226
	5	19,6879	-0,2501	1,1343	-0,1991	2,2446	0,7662	0,3174	1,1319
	6	19,7332	-0,3075	0,2337	-0,2819	2,4320	0,5145	0,3212	1,2243

Tabla F.4. Corrientes del sistema para las 13:00 horas

HORA	13:00	FUND		3° ARMONICO		5° ARMONICO		7° ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	115,1287	-1,5126	0,2634	0,7092	4,1350	1,2728	0,6369	1,1576
	2	114,9559	-1,5128	0,2797	0,6812	4,1213	1,2716	0,6363	1,1598
	3	75,5594	-1,2792	0,3635	-1,5658	4,0221	1,1754	0,6176	1,2044
	4	39,3965	-0,2786	0,6034	-0,1442	3,7697	-0,7681	0,2889	1,2186
	5	19,6748	-0,2498	0,7587	-0,2726	2,2133	0,8174	0,2808	1,1169
	6	19,7217	-0,3074	0,5980	-0,1418	2,3754	0,5552	0,2859	1,2203

Tabla F.5. Corrientes del sistema para las 13:30 horas

HORA	13:30	FUND		3° ARMONICO		5° ARMONICO		7° ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	115,3051	-1,5098	0,2141	-1,0818	3,9613	1,2777	0,5626	0,9921
	2	115,1319	-1,5100	0,2107	-1,1686	3,9480	1,2765	0,5620	0,9950
	3	76,3008	-1,2878	0,2573	0,4437	3,9084	1,1624	0,6452	0,9645
	4	38,8310	-0,2751	0,4623	0,1820	3,7494	-0,7429	0,2210	1,1456
	5	19,3896	-0,2458	0,9555	-0,4054	2,1159	0,8075	0,2140	1,0032
	6	19,4415	-0,3044	0,4582	0,1844	2,2906	0,5361	0,2186	1,1474

Tabla F.6. Corrientes del sistema para las 14:00 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	117,9509	-1,4870	0,3289	0,7318	3,9704	1,2761	0,4720	1,1776
	2	117,7727	-1,4872	0,3112	0,7570	3,9571	1,2748	0,4720	1,1806
	3	83,7322	-1,3615	0,5382	0,0457	3,9225	1,1609	0,4056	1,1652
	4	34,0405	-0,2405	0,5360	-0,5264	3,7487	-0,7438	0,2355	1,2826
	5	16,9748	-0,2059	0,8709	-0,0176	2,1193	0,8072	0,2234	1,1602
	6	17,0657	-0,2749	0,5312	-0,5240	2,2938	0,5362	0,2331	1,2844

Tabla F.7. Corrientes del sistema para las 14:30 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	119,2545	-1,4960	0,2267	0,6174	4,2709	1,3466	0,3509	1,1576
	2	119,0729	-1,4962	0,2438	0,5919	4,2564	1,3455	0,3513	1,1619
	3	83,3570	-1,3410	0,3954	-0,9114	4,1951	1,2344	0,2918	1,1937
	4	35,7159	-0,2535	0,6810	-0,1523	3,9299	-0,7531	0,1799	1,2466
	5	17,8155	-0,2203	0,6802	-0,2786	2,1621	0,8943	0,1675	1,0796
	6	17,9004	-0,2866	0,6749	-0,1499	2,2839	0,6159	0,1780	1,2484

Tabla F.8. Corrientes del sistema para las 15:00 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	117,8157	-1,4978	0,2814	0,9578	4,2677	1,3467	0,2875	1,0670
	2	117,6374	-1,4980	0,2952	0,9187	4,2533	1,3455	0,2879	1,0728
	3	81,4143	-1,3308	0,2074	-0,4337	4,1946	1,2280	0,3518	1,0052
	4	36,2231	-0,2574	0,5190	0,2342	3,9377	-0,7516	0,1105	1,3146
	5	18,0727	-0,2251	0,9228	-0,4658	2,1570	0,8982	0,0962	1,0325
	6	18,1504	-0,2895	0,5144	0,2367	2,2768	0,6188	0,1094	1,3164

Tabla F.9. Corrientes del sistema para las 15:30 horas

HORA	15:30	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	118,2866	-1,4953	0,0443	1,4165	4,4007	1,3648	0,3209	1,3496
	2	118,1073	-1,4956	0,0401	-1,2957	4,3858	1,3636	0,3216	1,3533
	3	82,4222	-1,3393	0,3527	0,5250	4,2794	1,2639	0,3710	1,3086
	4	35,6850	-0,2534	0,3862	-0,5061	3,9840	-0,7636	0,1314	1,5299
	5	17,8013	-0,2204	1,0003	-0,1005	2,2104	0,9181	0,1110	1,3372
	6	17,8837	-0,2862	0,3828	-0,5037	2,3148	0,6422	0,1301	1,5316

Tabla F.10. Corrientes del sistema para las 16:00 horas

HORA	16:00	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	117,5604	-1,5014	0,0618	-0,9822	4,2265	1,3157	0,3569	0,9505
	2	117,3824	-1,5016	0,0588	-1,2847	4,2122	1,3145	0,3568	0,9555
	3	80,4052	-1,3197	0,3193	0,0975	4,1577	1,1867	0,4251	0,9274
	4	36,9772	-0,2627	0,3177	-0,1990	3,8951	-0,7558	0,1365	1,1374
	5	18,4526	-0,2312	1,0472	-0,2187	2,1706	0,8770	0,1280	0,8985
	6	18,5246	-0,2941	0,3149	-0,1966	2,3014	0,6022	0,1350	1,1392

Tabla F.11. Corrientes del sistema para las 16:30 horas

HORA	16:30	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	116,6732	-1,5052	0,3939	-0,1228	4,2075	1,2829	0,3627	1,0637
	2	116,4971	-1,5054	0,4099	-0,1053	4,1934	1,2818	0,3630	1,0682
	3	78,6948	-1,3059	0,2415	0,1398	4,1662	1,1589	0,3348	1,0491
	4	37,8023	-0,2684	0,6813	-0,1905	3,8318	-0,7621	0,1737	1,1942
	5	18,8693	-0,2378	0,6750	-0,2379	2,1926	0,8465	0,1630	1,0150
	6	18,9330	-0,2989	0,6752	-0,1881	2,3389	0,5782	0,1718	1,1959

Tabla F.12. Corrientes del sistema para las 17:00 horas

HORA	17:00	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	116,1009	-1,5057	0,3100	-0,0982	4,2990	1,2467	0,3544	1,2073
	2	115,9260	-1,5059	0,3263	-0,0774	4,2848	1,2455	0,3548	1,2113
	3	77,9738	-1,3023	0,1743	0,2445	4,2339	1,1232	0,3842	1,2533
	4	37,9523	-0,2694	0,6416	-0,1909	3,8034	-0,7833	0,1501	1,2991
	5	18,9457	-0,2392	0,7160	-0,2349	2,2749	0,8317	0,1363	1,1018
	6	19,0066	-0,2996	0,6359	-0,1885	2,4234	0,5742	0,1486	1,3009

Tabla F.13. Corrientes del sistema para las 17:30 horas

HORA	17:30	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	116,9124	-1,5009	0,2254	0,3777	4,2089	1,1944	0,3815	1,3863
	2	116,7360	-1,5011	0,2433	0,3703	4,1952	1,1933	0,3821	1,3891
	3	79,8072	-1,3188	0,1344	-1,0585	4,0298	1,0481	0,3878	1,3903
	4	36,9288	-0,2624	0,6369	-0,1060	3,7429	-0,7981	0,1722	1,4949
	5	18,4291	-0,2311	0,7289	-0,3107	2,3291	0,8030	0,1532	1,3506
	6	18,4996	-0,2937	0,6313	-0,1036	2,4902	0,5552	0,1704	1,4966

Tabla F.14. Corrientes del sistema para las 18:00 horas

HORA	18:00	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	117,6645	-1,4949	0,1586	0,4850	4,2630	0,8406	0,4232	1,0495
	2	117,4866	-1,4951	0,1401	0,5108	4,2499	0,8395	0,4232	1,0534
	3	81,8395	-1,3385	0,1696	-0,5765	4,5707	0,5486	0,5064	0,9205
	4	35,6471	-0,2531	0,3215	-0,3844	3,3940	-0,8491	0,1670	1,3318
	5	17,7831	-0,2203	1,0504	-0,1601	2,5254	0,6527	0,1528	1,1547
	6	17,8640	-0,2858	0,3187	-0,3820	2,7503	0,4444	0,1652	1,3335

Tabla F.15. Corrientes del sistema para las 18:30 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	117,3456	-1,5031	0,2890	-0,6225	4,0853	0,5331	0,4408	0,8863
	2	117,1681	-1,5033	0,3000	-0,5743	4,0740	0,5322	0,4404	0,8905
	3	79,8429	-1,3143	0,1317	-0,4370	3,8690	0,3292	0,4077	0,7794
	4	37,3251	-0,2651	0,6278	-0,3171	2,6400	-0,9238	0,2104	1,0742
	5	18,6281	-0,2340	0,7365	-0,1229	2,8804	0,3826	0,2044	0,9194
	6	18,6971	-0,2962	0,6222	-0,3147	3,2165	0,2344	0,2082	1,0760

Tabla F.16. Corrientes del sistema para las 19:00 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	116,1124	-1,5087	0,2427	-0,2329	4,0882	0,4149	0,5062	0,9040
	2	115,9374	-1,5088	0,2582	-0,1979	4,0772	0,4140	0,5055	0,9075
	3	77,3962	-1,2940	0,1763	0,0689	4,0224	0,2595	0,6312	0,9112
	4	38,5412	-0,2732	0,5883	-0,2275	2,3776	-0,8965	0,1793	1,0432
	5	19,2423	-0,2435	0,7704	-0,2030	2,9004	0,2860	0,1751	0,8603
	6	19,2989	-0,3029	0,5831	-0,2251	3,2733	0,1535	0,1775	1,0450

Tabla F.17. Corrientes del sistema para las 19:30 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	115,6237	-1,5093	0,3258	0,2045	4,0675	0,3039	0,6599	1,0497
	2	115,4499	-1,5095	0,3433	0,2085	4,0568	0,3031	0,6590	1,0520
	3	76,7445	-1,2904	0,1211	1,0740	3,9043	0,1520	0,6587	1,1583
	4	38,7053	-0,2743	0,6778	-0,1060	2,1560	-0,8941	0,2916	1,0628
	5	19,3257	-0,2448	0,6872	-0,3232	2,9883	0,2142	0,2885	0,9555
	6	19,3796	-0,3038	0,6718	-0,1036	3,3839	0,0965	0,2885	1,0646

Tabla F.18. Corrientes del sistema para las 20:00 horas

HORA	20:00	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	117,6273	-1,5163	0,2652	1,2480	3,8565	0,2855	0,6730	1,2962
	2	117,4486	-1,5165	0,2754	1,1924	3,8465	0,2846	0,6724	1,2981
	3	77,4841	-1,2781	0,2045	0,9562	3,7223	0,1476	0,7544	1,1364
	4	39,9646	-0,2819	0,4680	0,0920	2,1329	-0,8395	0,2827	1,5512
	5	19,9573	-0,2528	0,9277	-0,3710	2,8936	0,1875	0,2660	1,4688
	6	20,0073	-0,3109	0,4638	0,0944	3,3031	0,0707	0,2797	1,5530

Tabla F.19. Corrientes del sistema para las 20:30 horas

HORA	20:30	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	113,0720	-1,5301	0,2645	-0,0915	4,0841	0,2885	0,7368	1,1319
	2	112,9030	-1,5302	0,2811	-0,0679	4,0735	0,2877	0,7358	1,1339
	3	69,9602	-1,2219	0,2467	1,0350	3,8897	0,1266	0,7198	1,0771
	4	42,9428	-0,2985	0,6341	-0,2869	2,1324	-0,9028	0,3341	1,2668
	5	21,4664	-0,2727	0,7270	-0,1496	3,0162	0,2097	0,3259	1,1803
	6	21,4764	-0,3244	0,6284	-0,2845	3,4123	0,0938	0,3305	1,2686

Tabla F.205. Corrientes del sistema para las 21:00 horas

HORA	21:00	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	112,8998	-1,5314	0,3437	-0,0503	4,3279	0,3147	0,7444	1,0681
	2	112,7312	-1,5316	0,3603	-0,0339	4,3162	0,3138	0,7432	1,0702
	3	69,5182	-1,2174	0,2229	0,9702	4,4173	0,1924	0,7731	0,8940
	4	43,2130	-0,2999	0,6889	-0,2370	2,1632	-0,9015	0,3313	1,3103
	5	21,6030	-0,2743	0,6679	-0,1902	3,0024	0,2191	0,3219	1,2229
	6	21,6100	-0,3256	0,6828	-0,2346	3,3934	0,1008	0,3278	1,3121

Tabla F.21. Corrientes del sistema para las 21:30 horas

HORA	21:30	FUND		3° ARMONICO		5° ARMONICO		7° ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	114,9941	-1,5073	0,3188	-0,2789	4,7972	0,3028	0,7621	0,8191
	2	114,8217	-1,5075	0,3337	-0,2496	4,7840	0,3020	0,7604	0,8216
	3	76,4648	-1,2937	0,1449	0,1349	4,8220	0,1631	0,7138	0,7172
	4	38,3570	-0,2721	0,6588	-0,2424	2,1305	-1,0108	0,3555	0,9850
	5	19,1512	-0,2425	0,6987	-0,1860	3,2397	0,2378	0,3566	0,8915
	6	19,2058	-0,3017	0,6529	-0,2400	3,6123	0,1248	0,3518	0,9868

Tabla F.22. Corrientes del sistema para las 22:00 horas

HORA	22:00	FUND		3° ARMONICO		5° ARMONICO		7° ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	116,2450	-1,5060	0,2039	-0,2438	5,1689	0,2230	0,7419	0,5322
	2	116,0699	-1,5062	0,2195	-0,2016	5,1546	0,2222	0,7396	0,5350
	3	78,0584	-1,3019	0,1406	-0,3852	5,2293	0,1405	0,8084	0,3935
	4	38,0114	-0,2698	0,5707	-0,1870	1,8540	-1,0564	0,3080	0,7719
	5	18,9753	-0,2396	0,7889	-0,2332	3,4229	0,1664	0,3156	0,6581
	6	19,0362	-0,3000	0,5656	-0,1846	3,8109	0,0685	0,3047	0,7737

Tabla F.23. Corrientes del sistema para las 22:30 horas

HORA	22:30	FUND		3° ARMONICO		5° ARMONICO		7° ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	114,4003	-1,5203	0,2904	-0,2167	5,4141	0,2646	0,8117	0,4560
	2	114,2287	-1,5205	0,3060	-0,1882	5,3991	0,2639	0,8091	0,4586
	3	73,2590	-1,2546	0,2129	0,8157	5,1765	0,0918	0,7796	0,4000
	4	40,9697	-0,2879	0,6463	-0,2946	2,0700	-1,1927	0,3642	0,5940
	5	20,4690	-0,2604	0,7152	-0,1398	3,6363	0,2453	0,3791	0,4999
	6	20,5007	-0,3153	0,6406	-0,2921	3,9885	0,1428	0,3604	0,5958

Tabla F.24. Corrientes del sistema para las 23:00 horas

HORA	23:00	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	113,4430	-1,5223	0,2924	0,5390	5,2442	0,1553	0,7488	0,5450
	2	113,2735	-1,5225	0,3093	0,5237	5,2298	0,1547	0,7466	0,5478
	3	71,8659	-1,2453	0,3798	-0,0952	5,1869	-0,0013	0,6991	0,5078
	4	41,4077	-0,2904	0,5092	0,0905	1,8041	-1,1172	0,3432	0,6679
	5	20,6914	-0,2634	0,8882	-0,3908	3,5463	0,1617	0,3548	0,5681
	6	20,7163	-0,3173	0,5046	0,0929	3,9314	0,0684	0,3396	0,6697

Tabla F.25. Corrientes del sistema para las 23:30 horas

HORA	23:30	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	113,5729	-1,5180	0,1312	-1,3075	5,0361	0,0862	0,7767	0,5857
	2	113,4033	-1,5182	0,1327	-1,4482	5,0226	0,0856	0,7745	0,5883
	3	72,8424	-1,2579	0,1906	0,1084	4,8171	-0,0966	0,8198	0,5054
	4	40,5608	-0,2856	0,4910	0,0129	1,6673	-1,0941	0,3262	0,7631
	5	20,2641	-0,2580	0,8919	-0,3406	3,5497	0,1200	0,3347	0,6570
	6	20,2967	-0,3132	0,4866	0,0153	3,9500	0,0329	0,3228	0,7649

Tabla F.26. Corrientes del sistema para las 00:00 horas

HORA	0:00	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO	
		I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)
NODO	1	115,8969	-1,5022	0,3260	1,1710	4,3809	-0,0492	0,8143	0,5898
	2	115,7227	-1,5023	0,3370	1,1281	4,3697	-0,0497	0,8119	0,5922
	3	78,4561	-1,3116	0,2654	0,8999	4,1356	-0,2528	0,8190	0,5370
	4	37,2666	-0,2649	0,4848	0,1404	1,5031	-0,8749	0,3540	0,7324
	5	18,6007	-0,2340	0,9238	-0,4027	3,3174	0,0260	0,3641	0,6351
	6	18,6659	-0,2955	0,4805	0,1428	3,7571	-0,0520	0,3502	0,7342

Tabla F.27. Corrientes del sistema para las 00:30 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	116,3928	-1,5055	0,1880	-1,5646	4,4556	-0,2356	0,7188	0,6242
	2	116,2173	-1,5056	0,1935	1,4841	4,4441	-0,2360	0,7169	0,6270
	3	78,3349	-1,3041	0,2826	-0,8697	4,6376	-0,3650	0,5995	0,5688
	4	37,8825	-0,2690	0,5095	-0,0585	1,3106	-0,5925	0,3563	0,7460
	5	18,9101	-0,2385	0,8632	-0,3085	3,2097	-0,1090	0,3650	0,6500
	6	18,9724	-0,2993	0,5049	-0,0561	3,6818	-0,1672	0,3526	0,7478

Tabla F.28. Corrientes del sistema para las 01:00 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	115,8670	-1,5075	0,3026	0,8888	4,5464	-0,2702	0,5190	0,6575
	2	115,6926	-1,5077	0,3172	0,8553	4,5348	-0,2706	0,5179	0,6615
	3	77,3674	-1,2965	0,2414	0,9160	4,5202	-0,4132	0,4630	0,5910
	4	38,3252	-0,2719	0,5382	0,0467	1,1728	-0,5898	0,2481	0,8084
	5	19,1339	-0,2420	0,8525	-0,3824	3,3332	-0,1299	0,2519	0,6710
	6	19,1913	-0,3017	0,5334	0,0491	3,8055	-0,1827	0,2455	0,8102

Tabla F.29. Corrientes del sistema para las 01:30 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	116,4498	-1,5018	0,4186	1,2733	4,3285	-0,2299	0,6808	0,5683
	2	116,2743	-1,5020	0,4278	1,2367	4,3177	-0,2303	0,6788	0,5714
	3	79,1297	-1,3146	0,4166	1,2066	3,9629	-0,3259	0,7567	0,4413
	4	37,1446	-0,2640	0,4839	0,1652	1,1627	-0,5704	0,2771	0,8082
	5	18,5385	-0,2329	0,9315	-0,4143	3,3303	-0,1367	0,2827	0,6825
	6	18,6061	-0,2949	0,4796	0,1676	3,8061	-0,1891	0,2742	0,8100

Tabla F.30. Corrientes del sistema para las 02:00 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	117,0890	-1,4990	0,1709	1,2010	3,8595	-0,1656	0,7658	0,6684
	2	116,9122	-1,4992	0,1598	1,2937	3,8501	-0,1661	0,7638	0,6710
	3	80,3832	-1,3248	0,3777	-0,7376	3,6124	-0,3438	0,7662	0,6084
	4	36,5290	-0,2596	0,5954	-0,5541	1,4668	-0,6347	0,3357	0,8175
	5	18,2277	-0,2278	0,8260	0,0345	3,0968	-0,0664	0,3423	0,7155
	6	18,3014	-0,2913	0,5901	-0,5517	3,5692	-0,1339	0,3322	0,8193

Tabla F.31. Corrientes del sistema para las 02:30 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	117,1271	-1,5004	0,2602	-0,5329	3,8513	-0,2888	0,8151	0,7466
	2	116,9502	-1,5006	0,2471	-0,5877	3,8419	-0,2891	0,8132	0,7489
	3	80,1466	-1,3211	0,1998	-1,4279	3,8043	-0,4732	0,7363	0,7450
	4	36,8036	-0,2616	0,2931	-0,2431	1,4273	-0,5049	0,3834	0,8372
	5	18,3658	-0,2300	1,0744	-0,2065	3,0451	-0,1290	0,3902	0,7492
	6	18,4378	-0,2930	0,2905	-0,2407	3,5314	-0,1864	0,3794	0,8389

Tabla F.32. Corrientes del sistema para las 03:00 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	117,1218	-1,5003	0,2808	1,5451	3,9515	-0,4027	0,6869	0,9587
	2	116,9448	-1,5005	0,2863	1,4828	3,9417	-0,4030	0,6858	0,9612
	3	80,1587	-1,3213	0,3266	-0,7880	3,9552	-0,5260	0,6873	0,8890
	4	36,7862	-0,2614	0,5305	0,0667	1,3601	-0,3182	0,3053	1,1153
	5	18,3571	-0,2299	0,8663	-0,3895	3,0494	-0,2197	0,3010	1,0116
	6	18,4291	-0,2929	0,5257	0,0691	3,5490	-0,2612	0,3021	1,1170

Tabla F.33. Corrientes del sistema para las 03:30 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	117,0846	-1,4996	0,1563	-1,0233	3,9209	-0,4078	0,7057	0,8254
	2	116,9078	-1,4998	0,1522	-1,1420	3,9113	-0,4080	0,7042	0,8280
	3	80,2571	-1,3231	0,2441	-0,3133	3,8794	-0,5573	0,8256	0,7339
	4	36,6506	-0,2605	0,4690	-0,0525	1,3480	-0,3342	0,2728	1,0441
	5	18,2889	-0,2288	0,9042	-0,2994	3,0636	-0,2131	0,2708	0,9228
	6	18,3618	-0,2920	0,4649	-0,0501	3,5624	-0,2554	0,2700	1,0459

Tabla F.34. Corrientes del sistema para las 04:00 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	116,9384	-1,5050	0,3232	1,2903	3,9344	-0,3740	0,7841	0,9744
	2	116,7617	-1,5052	0,3326	1,2429	3,9248	-0,3743	0,7827	0,9765
	3	79,0188	-1,3074	0,1378	-1,1508	3,8701	-0,4364	0,7791	0,9509
	4	37,7430	-0,2680	0,5405	0,1876	1,3643	-0,2895	0,3472	1,0888
	5	18,8390	-0,2373	0,8913	-0,4597	3,0421	-0,2321	0,3451	0,9977
	6	18,9039	-0,2986	0,5357	0,1900	3,5435	-0,2721	0,3436	1,0906

Tabla F.35. Corrientes del sistema para las 04:30 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	113,7395	-1,5244	0,1717	-0,0253	3,6780	-0,4165	0,6552	0,9922
	2	113,5692	-1,5245	0,1537	-0,0624	3,6692	-0,4168	0,6543	0,9947
	3	71,7695	-1,2406	0,0948	-1,0426	3,6785	-0,5477	0,6193	0,9398
	4	41,7997	-0,2925	0,3124	-0,2145	1,4734	-0,3022	0,3037	1,1271
	5	20,8886	-0,2657	1,0539	-0,2132	2,9301	-0,2240	0,2986	1,0240
	6	20,9111	-0,3192	0,3096	-0,2120	3,4359	-0,2662	0,3005	1,1289

Tabla F.36. Corrientes del sistema para las 05:00 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	114,5434	-1,5064	0,3073	-0,7630	3,7170	0,0116	0,7156	0,9131
	2	114,3721	-1,5066	0,3161	-0,7127	3,7084	0,0107	0,7143	0,9156
	3	76,1509	-1,2944	0,1983	-0,7773	3,6630	0,3347	0,7177	0,8146
	4	38,2212	-0,2713	0,6147	-0,3310	1,4174	-0,3885	0,3187	1,0919
	5	19,0835	-0,2417	0,7514	-0,1144	3,0048	-0,1789	0,3155	0,9912
	6	19,1378	-0,3008	0,6092	-0,3286	3,5027	-0,2323	0,3154	1,0937

Tabla F.37. Corrientes del sistema para las 05:30 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	114,3220	-1,5248	0,3178	-0,7773	3,8022	-0,2618	0,7982	0,8836
	2	114,1505	-1,5249	0,3263	-0,7278	3,7930	-0,2622	0,7966	0,8858
	3	72,3055	-1,2417	0,2183	0,7340	3,6571	-0,4326	0,8336	0,8521
	4	41,8449	-0,2927	0,7242	-0,2934	1,4316	-0,5157	0,3385	1,0124
	5	20,9105	-0,2658	0,6377	-0,1192	3,0466	-0,1233	0,3389	0,9158
	6	20,9344	-0,3195	0,7178	-0,2910	3,5322	-0,1818	0,3349	1,0142

Tabla F.38. Corrientes del sistema para las 06:00 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	113,9743	-1,5095	0,2064	-0,2284	3,6695	-0,1549	0,7625	0,6624
	2	113,8041	-1,5096	0,2222	-0,1876	3,6606	-0,1554	0,7605	0,6650
	3	74,9376	-1,2836	0,1374	-0,6408	3,7159	-0,3333	0,7923	0,4787
	4	38,8665	-0,2754	0,6654	-0,2360	1,6453	-0,5935	0,3359	0,9186
	5	19,4094	-0,2465	0,6931	-0,1920	2,9072	-0,0528	0,3389	0,8158
	6	19,4571	-0,3043	0,6594	-0,2336	3,3832	-0,1266	0,3324	0,9204

Tabla F.39. Corrientes del sistema para las 06:30 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	117,2526	-1,4938	0,2791	1,3818	3,8104	0,0248	0,8586	0,4702
	2	117,0757	-1,4940	0,2872	1,3242	3,8010	0,0241	0,8558	0,4725
	3	81,6053	-1,3401	0,1736	0,8762	3,7348	-0,1248	0,8719	0,4247
	4	35,4704	-0,2518	0,4496	0,1595	1,7626	-0,7302	0,3682	0,6071
	5	17,6947	-0,2190	0,9596	-0,3906	2,9586	0,0379	0,3832	0,5138
	6	17,7756	-0,2846	0,4456	0,1619	3,4103	-0,0510	0,3644	0,6088

Tabla F.40. Corrientes del sistema para las 07:00 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	118,6514	-1,4949	0,4975	1,1918	3,8288	0,1211	0,8573	0,4783
	2	118,4712	-1,4951	0,5077	1,1625	3,8191	0,1204	0,8546	0,4807
	3	82,9112	-1,3419	0,4449	1,3490	3,9016	0,0325	0,8716	0,4684
	4	35,5601	-0,2524	0,5516	0,2050	1,8826	-0,7293	0,3656	0,5857
	5	17,7379	-0,2192	0,8882	-0,4782	2,8715	0,0682	0,3813	0,4927
	6	17,8221	-0,2854	0,5467	0,2074	3,3174	-0,0290	0,3617	0,5875

Tabla F.41. Corrientes del sistema para las 07:30 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	116,0985	-1,5173	0,2840	0,4789	4,4928	0,3271	0,7161	0,6053
	2	115,9233	-1,5175	0,3014	0,4664	4,4806	0,3263	0,7142	0,6080
	3	75,6609	-1,2696	0,2633	0,9679	4,5601	0,1867	0,7647	0,6021
	4	40,2624	-0,2837	0,5898	-0,1054	2,1986	-0,9451	0,2938	0,7190
	5	20,1097	-0,2553	0,7753	-0,2995	3,0777	0,2429	0,3030	0,6030
	6	20,1526	-0,3121	0,5846	-0,1030	3,4563	0,1237	0,2907	0,7207

Tabla F.42. Corrientes del sistema para las 08:00 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	116,3312	-1,4947	0,3751	-1,2280	4,8852	0,3492	0,6408	0,9109
	2	116,1563	-1,4949	0,3733	-1,2779	4,8717	0,3484	0,6398	0,9136
	3	80,4047	-1,3340	0,5406	1,3245	4,7820	0,2632	0,6953	1,0739
	4	35,7516	-0,2540	0,2919	-0,0412	2,1252	-1,0360	0,2638	0,8710
	5	17,8375	-0,2217	1,0806	-0,2639	3,2939	0,2421	0,2667	0,7474
	6	17,9141	-0,2862	0,2893	-0,0388	3,6629	0,1294	0,2610	0,8728

Tabla F.43. Corrientes del sistema para las 08:30 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	116,1231	-1,5058	0,2908	-0,9946	3,7098	0,2390	0,6733	0,7824
	2	115,9482	-1,5060	0,2851	-1,0569	3,7001	0,2384	0,6718	0,7854
	3	77,9681	-1,3020	0,4167	1,2061	3,9636	-0,3263	0,7567	0,4411
	4	37,9801	-0,2696	0,2703	-0,1811	2,5590	-0,9427	0,3054	1,1911
	5	18,9597	-0,2394	1,0971	-0,2239	2,9461	0,3557	0,2983	1,0852
	6	19,0204	-0,2998	0,2679	-0,1787	3,2932	0,2178	0,3022	1,1929

Tabla F.44. Corrientes del sistema para las 09:00 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	117,8072	-1,5075	0,1189	0,8768	4,1283	0,9213	0,5499	0,6848
	2	117,6285	-1,5077	0,1037	0,9776	4,1164	0,9200	0,5488	0,6884
	3	79,4505	-1,3035	0,2972	-1,5670	3,6603	1,1872	0,4845	0,8174
	4	38,1780	-0,2708	0,4790	-0,6065	2,7700	-0,9440	0,2630	0,7009
	5	19,0569	-0,2402	0,9398	-0,0139	2,8998	0,4369	0,2708	0,5738
	6	19,1211	-0,3012	0,4747	-0,6041	3,2186	0,2778	0,2602	0,7027

Tabla F.45. Corrientes del sistema para las 09:30 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	118,3213	-1,5014	0,2384	-0,0662	4,1888	1,0162	0,7537	0,7295
	2	118,1417	-1,5016	0,2553	-0,0420	4,1763	1,0150	0,7520	0,7320
	3	81,2308	-1,3224	0,3376	1,3864	3,6979	1,1935	0,5645	0,8154
	4	36,9109	-0,2622	0,6471	-0,3425	3,0615	-0,9191	0,3952	0,7665
	5	18,4181	-0,2304	0,7212	-0,0974	2,7810	0,5371	0,4038	0,6815
	6	18,4928	-0,2939	0,6413	-0,3401	3,0586	0,3576	0,3910	0,7682

Tabla F.46. Corrientes del sistema para las 10:00 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	119,1433	-1,4958	0,3772	0,2595	4,0575	0,9063	0,6305	0,8225
	2	118,9620	-1,4960	0,3947	0,2600	4,0457	0,9050	0,6294	0,8255
	3	83,2772	-1,3412	0,3812	1,1649	3,8857	1,1687	0,5637	0,7793
	4	35,6847	-0,2533	0,6846	-0,1948	2,6908	-0,8997	0,3015	0,9480
	5	17,8000	-0,2201	0,6722	-0,2360	2,7984	0,3994	0,3019	0,8377
	6	17,8848	-0,2864	0,6785	-0,1923	3,1377	0,2405	0,2983	0,9497

Tabla F.47. Corrientes del sistema para las 10:30 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	119,3110	-1,4957	0,1041	-0,8492	4,1281	0,8496	0,6361	0,7717
	2	119,1293	-1,4959	0,0974	-1,0218	4,1163	0,8483	0,6348	0,7747
	3	83,4724	-1,3420	0,1975	0,8334	3,9495	1,1580	0,5076	0,7933
	4	35,6569	-0,2531	0,3592	-0,2443	2,5318	-0,9272	0,3235	0,8491
	5	17,7857	-0,2198	1,0058	-0,2034	2,9148	0,3517	0,3275	0,7454
	6	17,8712	-0,2862	0,3560	-0,2418	3,2687	0,2054	0,3201	0,8509

Tabla F.48. Corrientes del sistema para las 11:00 horas

HORA	FUND		3º ARMONICO		5º ARMONICO		7º ARMONICO		
	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	I (A)	Ang. (rad)	
NODO	1	118,6886	-1,4935	0,2146	-0,4819	3,9772	0,8548	0,7137	0,7901
	2	118,5084	-1,4937	0,2278	-0,4256	3,9660	0,8535	0,7123	0,7928
	3	83,2430	-1,3460	0,1597	-1,0264	3,7446	1,1894	0,5327	0,8556
	4	35,2654	-0,2502	0,6654	-0,3297	2,5173	-0,9137	0,3757	0,8388
	5	17,5897	-0,2167	0,7017	-0,1016	2,8849	0,3432	0,3812	0,7499
	6	17,6757	-0,2835	0,6594	-0,3273	3,2448	0,1969	0,3717	0,8406

Los datos consignados en el anexo F. corresponden a las inyecciones de corriente armónica y fundamental obtenidas mediante la técnica de estimación de estado armónico y el algoritmo del filtro de Kalman en cada uno de los nodos del sistema. Estos resultados son comparables con las mediciones realizadas en la referencia [8] para la componente fundamental y para los armónicos tercero y séptimo, mientras que para el quinto armónico las inyecciones de corriente estimadas presentan una magnitud un poco mayor, esto puede ser consecuencia de los modelos utilizados en el análisis armónico para el sistema de prueba, del ruido presente en la medición, de la falta de sincronización en las mediciones, entre otros.

ANEXO G

CORRIENTES ARMONICAS (3, 5 Y 7) EN LOS NODOS 3, 5 Y 6 PARA DIFERENTES HORAS

Figura G.1. Corrientes producidas por el tercer armónico entre las 0.5 y 4 horas

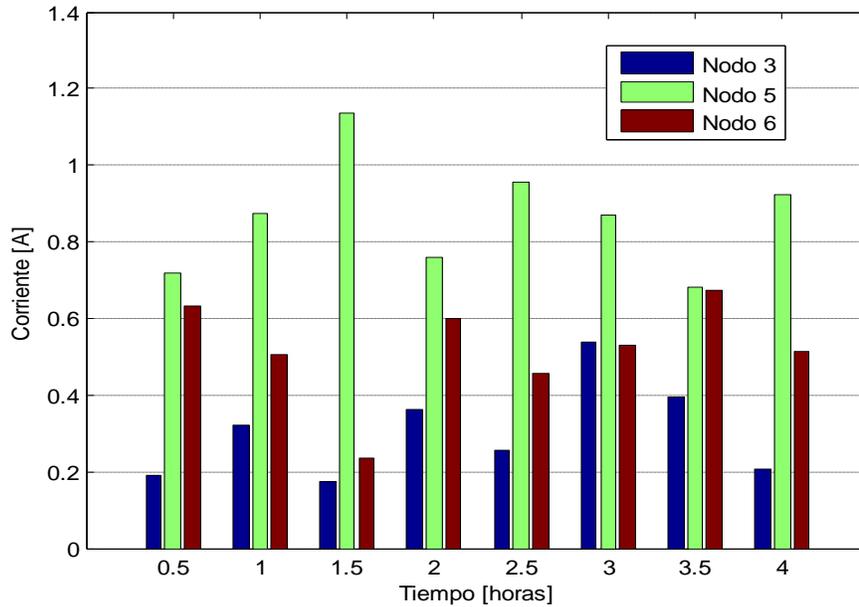


Figura G.2. Corrientes producidas por el tercer armónico entre las 4.5 y 8 horas

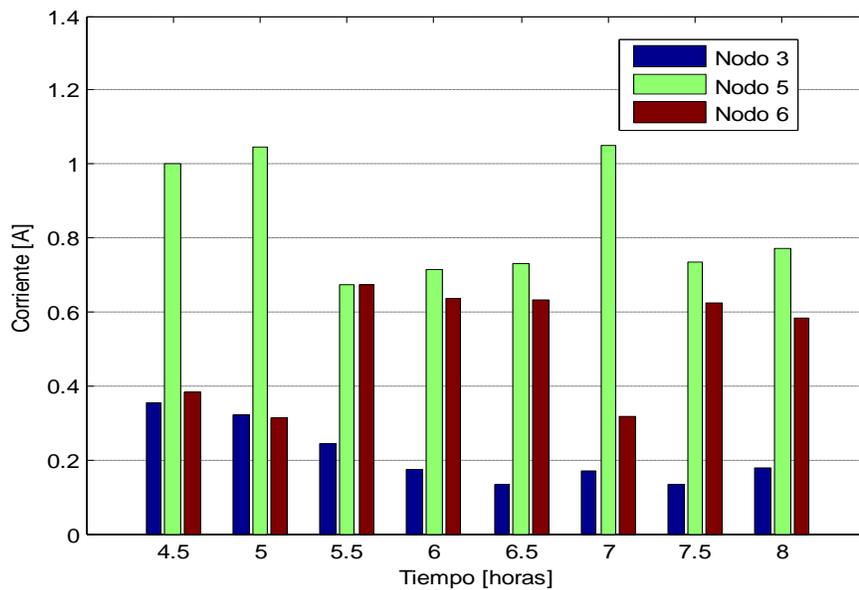


Figura G.3. Corrientes producidas por el tercer armónico entre las 8.5 y 12 horas

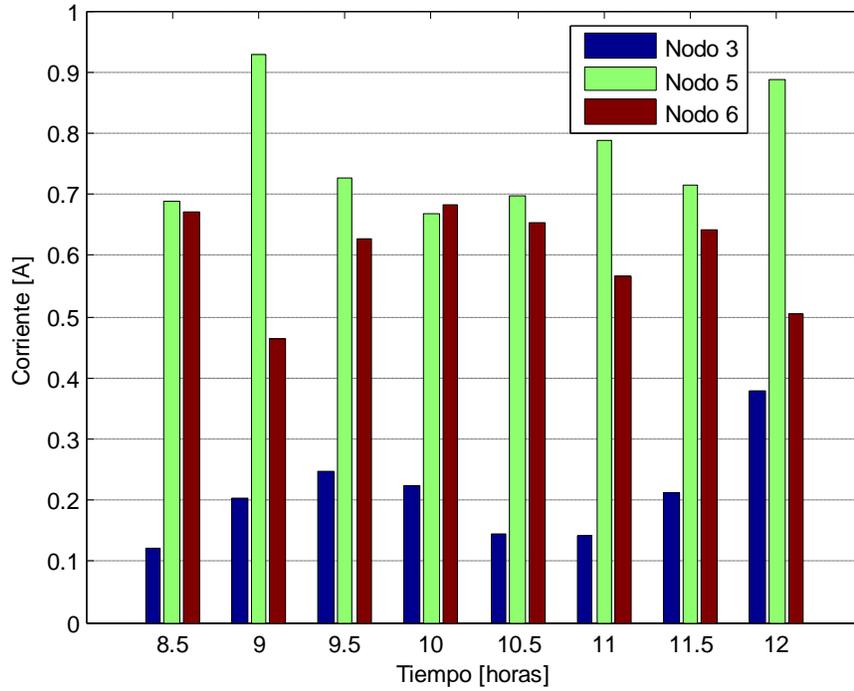


Figura G.4. Corrientes producidas por el tercer armónico entre las 12.5 y 16 horas

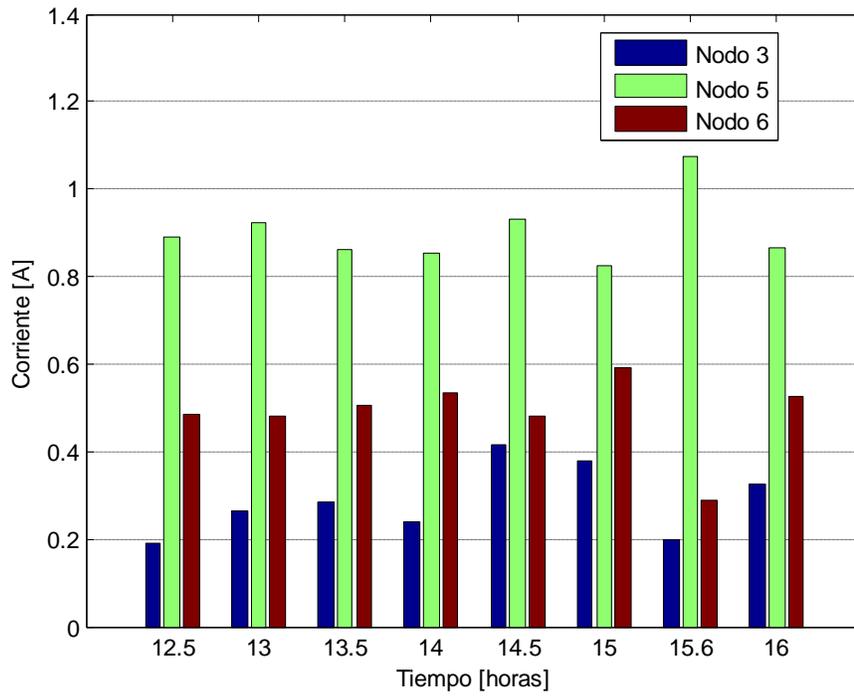


Figura G.5. Corrientes producidas por el tercer armónico entre las 16.5 y 20 horas

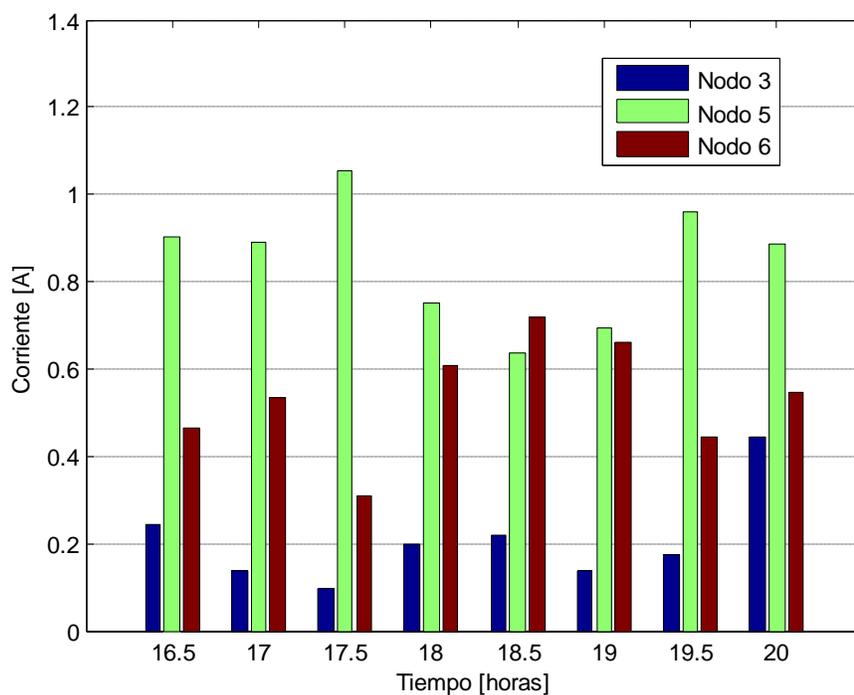


Figura G.6. Corrientes producidas por el tercer armónico entre las 20.5 y 24 horas

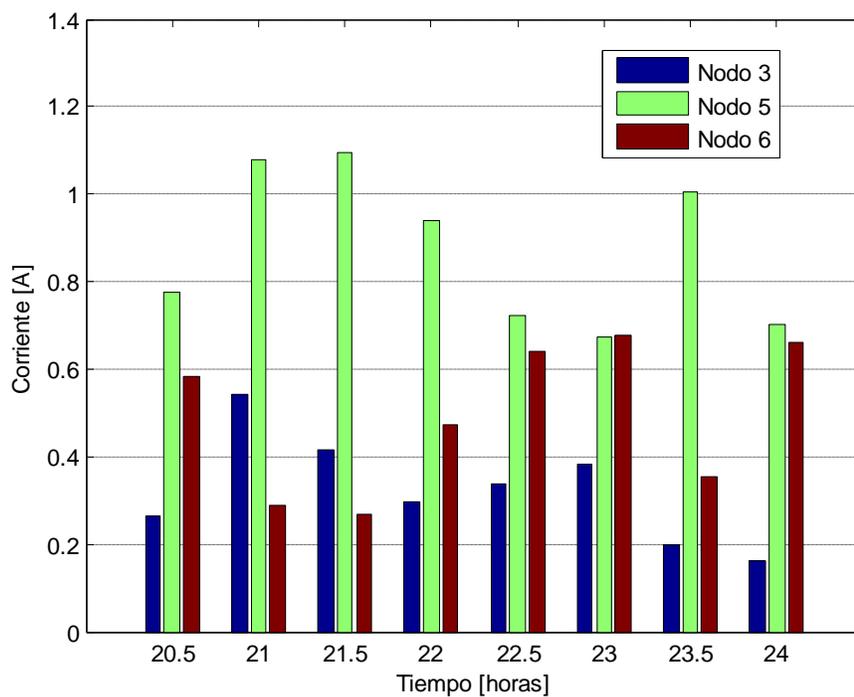


Figura G.7. Corrientes producidas por el quinto armónico entre las 0.5 y 4 horas

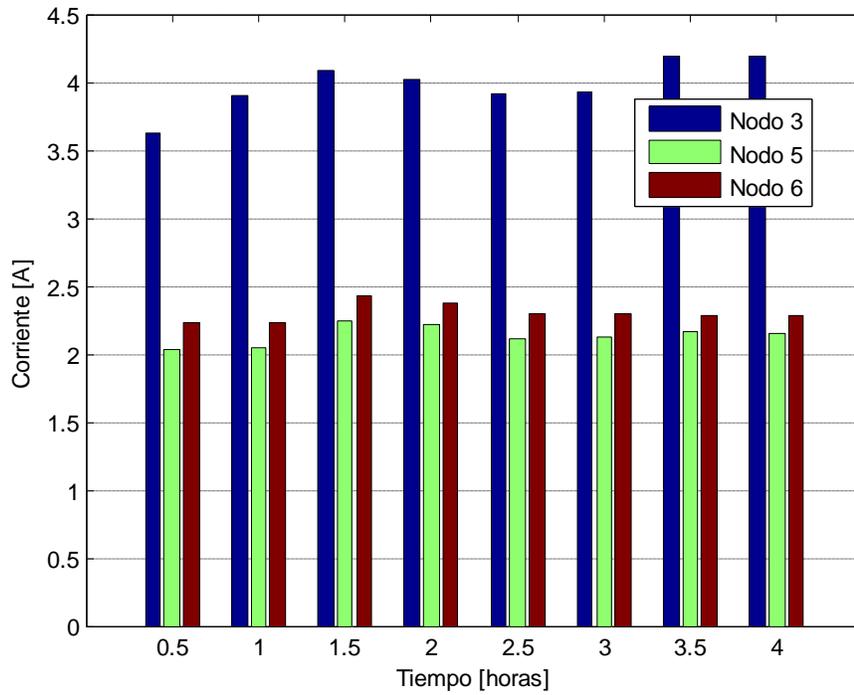


Figura G.8. Corrientes producidas por el quinto armónico entre las 4.5 y 8 horas

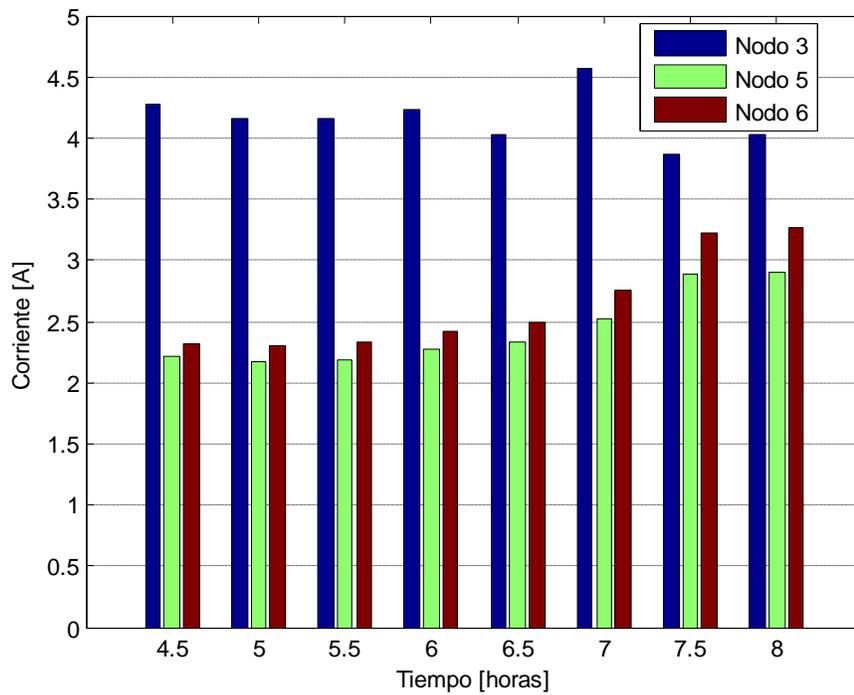


Figura G.9. Corrientes producidas por el quinto armónico entre las 8.5 y 12 horas

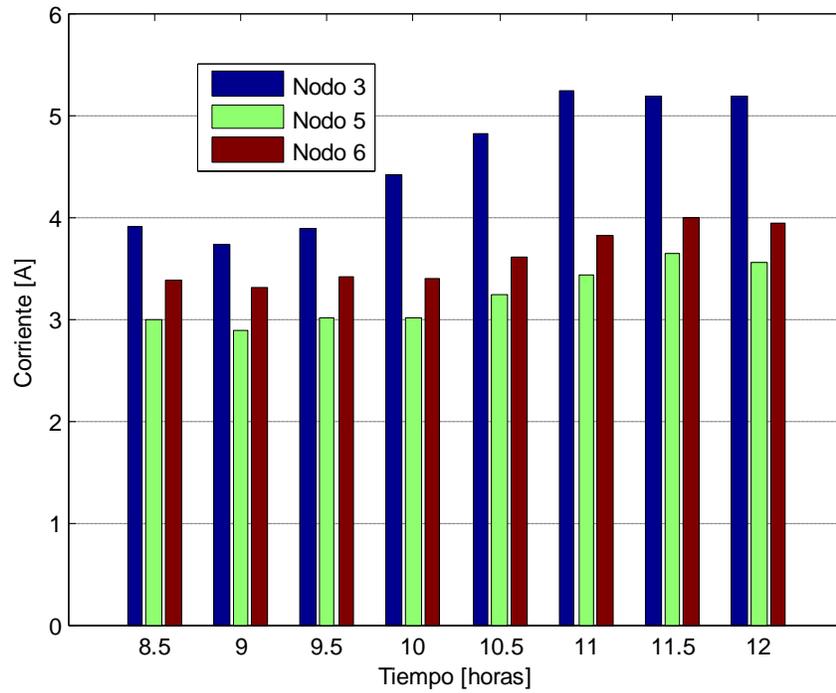


Figura G.10. Corrientes producidas por el quinto armónico entre las 12.5 y 16 horas

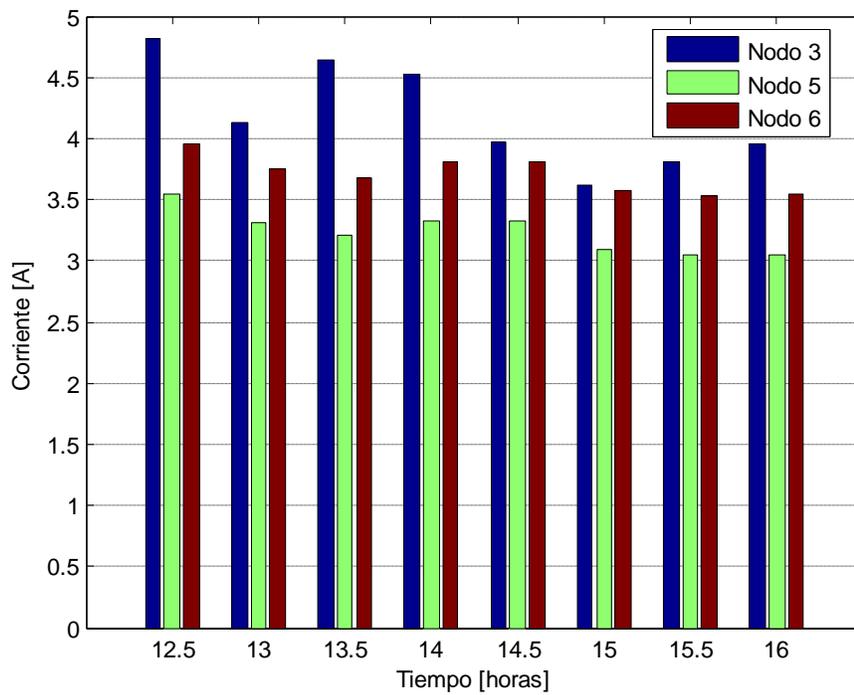


Figura G.11. Corrientes producidas por el quinto armónico entre las 16.5 y 20 horas

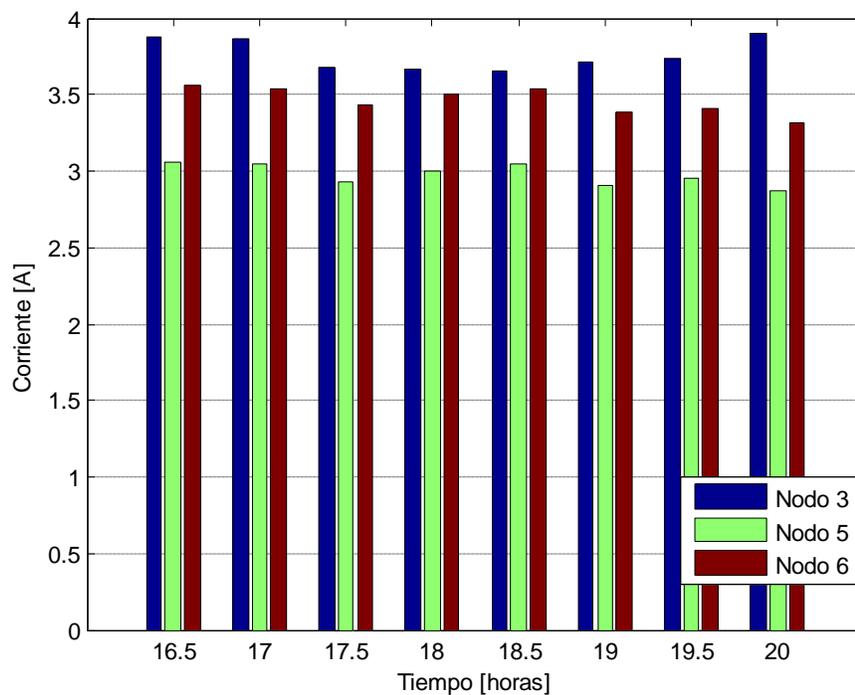


Figura G.12. Corrientes producidas por el quinto armónico entre las 20.5 y 24 horas

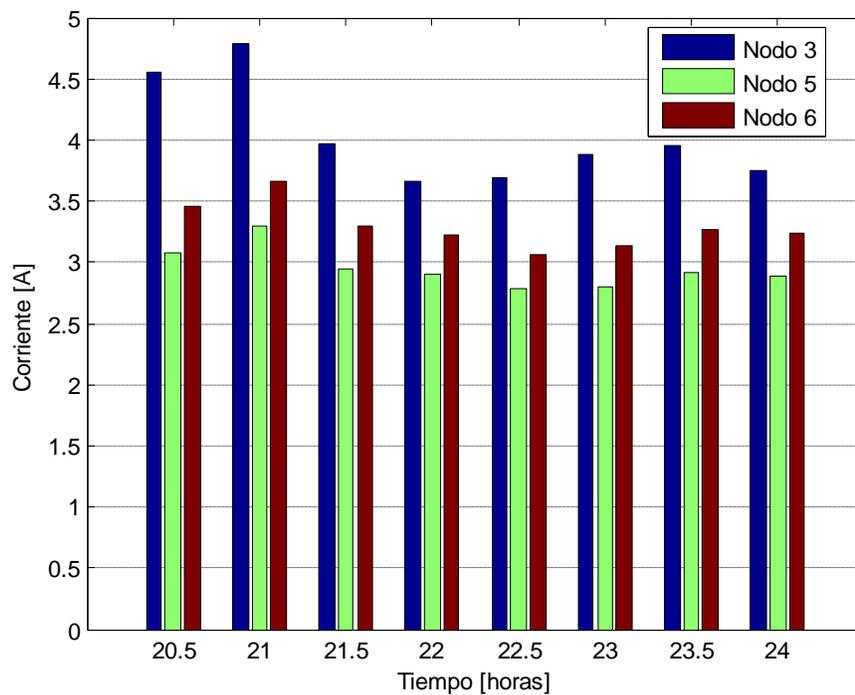


Figura G.13. Corrientes producidas por el séptimo armónico entre las 0.5 y 4 horas

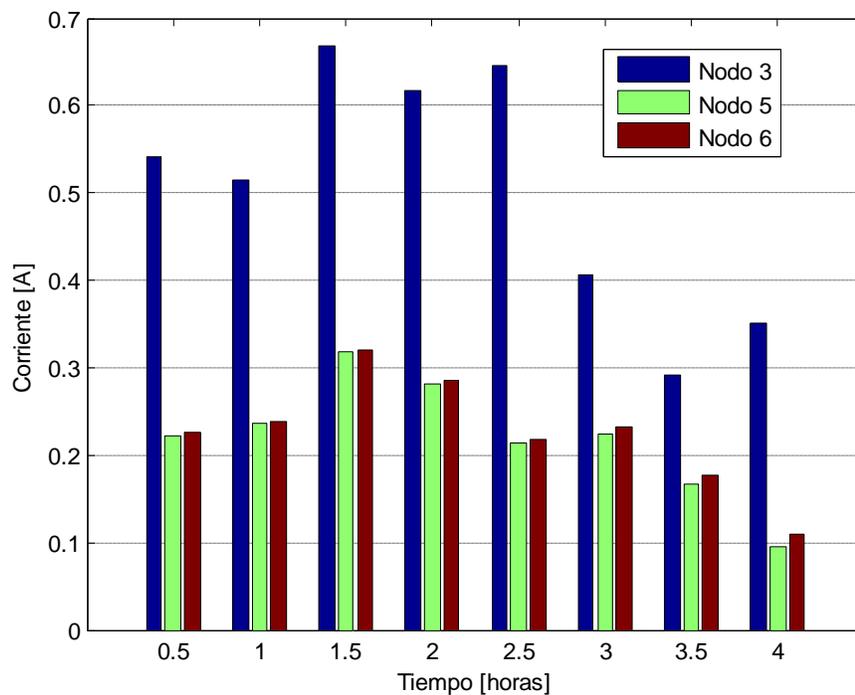


Figura G.14. Corrientes producidas por el séptimo armónico entre las 4.5 y 8 horas

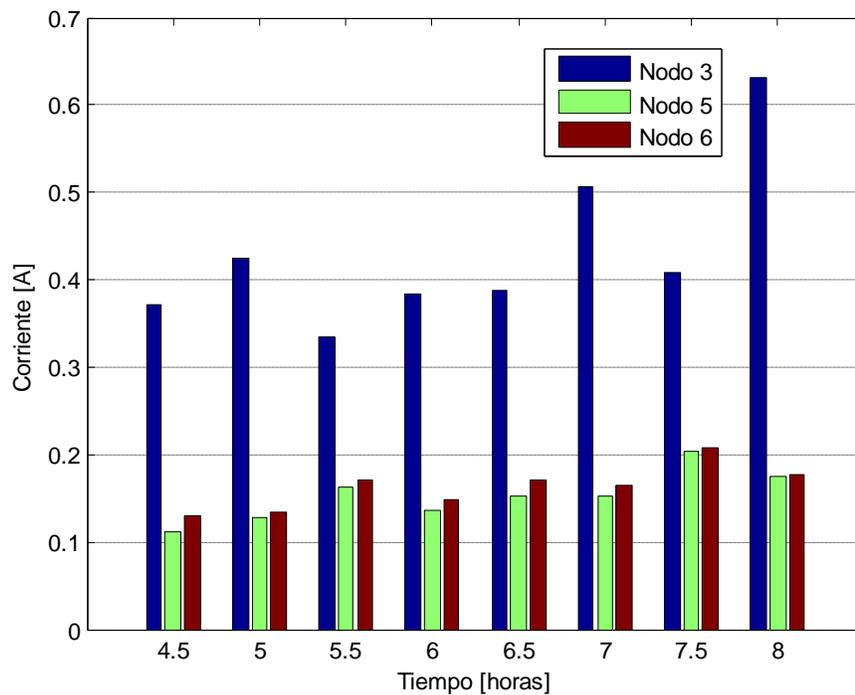


Figura G.15. Corrientes producidas por el séptimo armónico entre las 8.5 y 12 horas

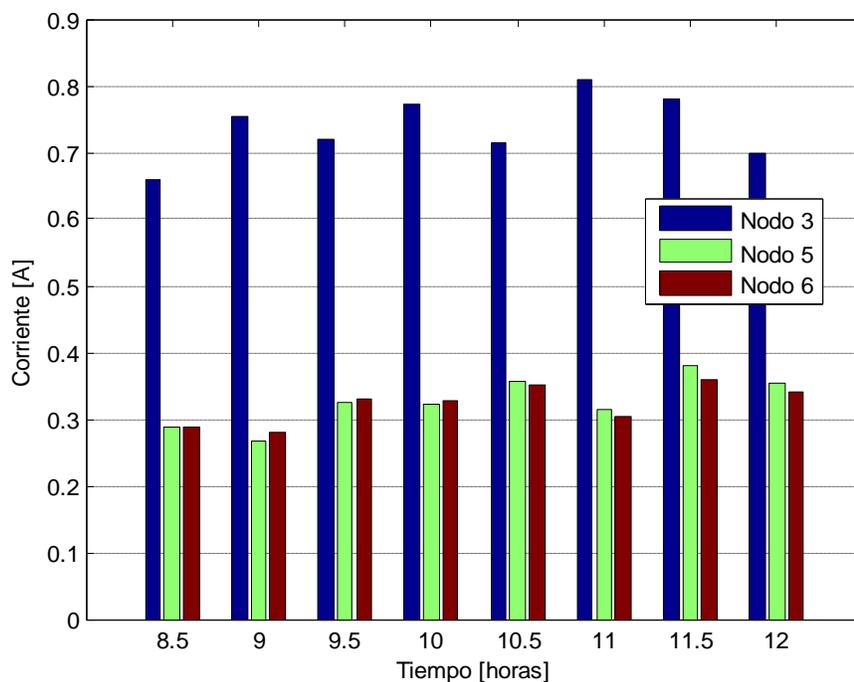


Figura G.16. Corrientes producidas por el séptimo armónico entre las 12.5 y 16 horas

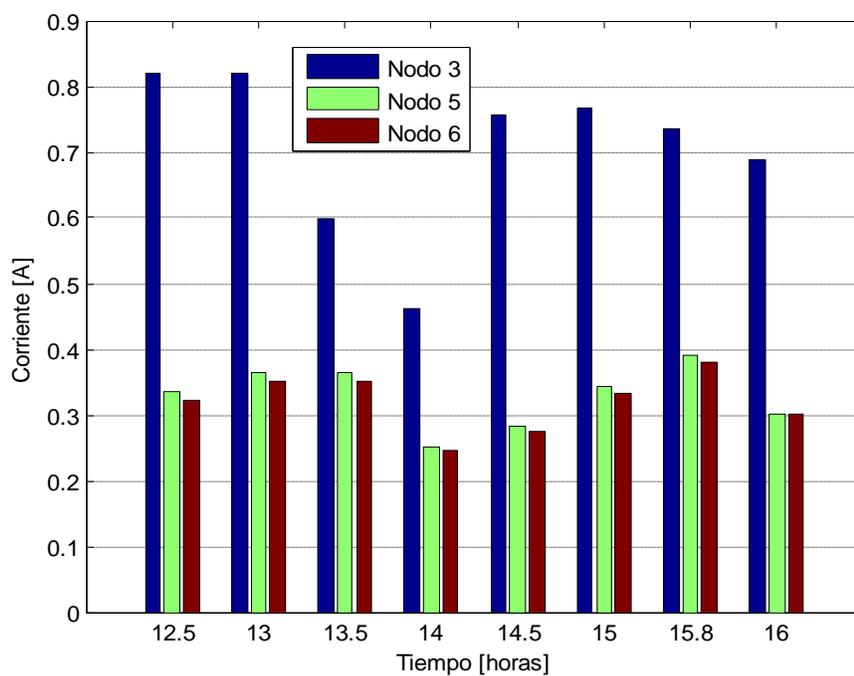


Figura G.17. Corrientes producidas por el séptimo armónico entre las 16.5 y 20 horas

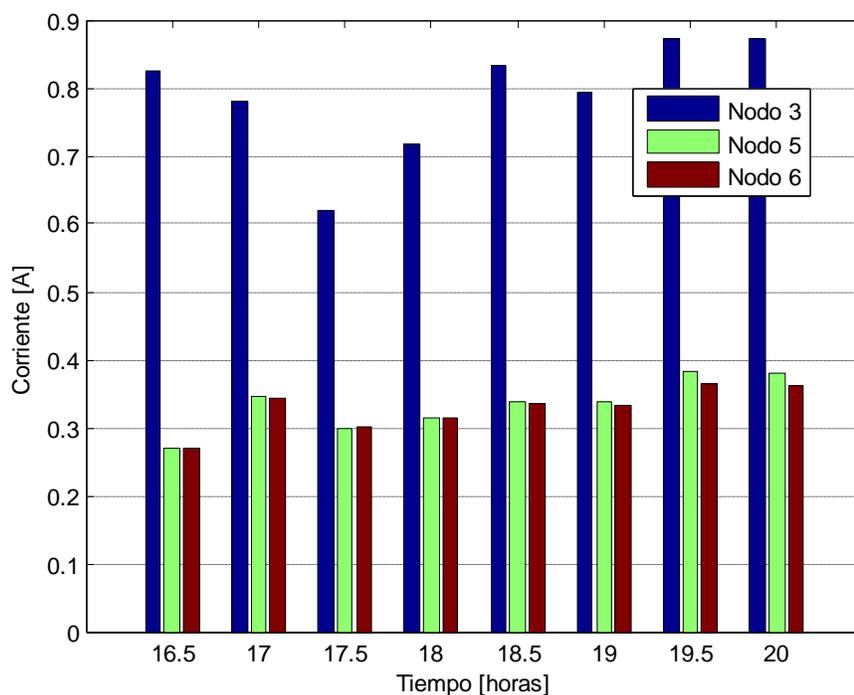


Figura G.18. Corrientes producidas por el séptimo armónico entre las 20.5 y 24 horas

