



**UNIVERSIDAD MICHOACANA DE SAN NICOLÁS DE
HIDALGO**

**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO DE LA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**

TESIS

**ANÁLISIS TEÓRICO-EXPERIMENTAL E
IMPLEMENTACIÓN EN TIEMPO REAL DE
ESTIMACIÓN DE ESTADO BAJO CONDICIONES DE
DISTORSIÓN ARMÓNICA EN REDES ELÉCTRICAS**

Que para obtener el grado de:

MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Presenta:

Ingeniero Electricista

Juan Tapia Tinoco

Director de Tesis:

Doctor en Filosofía en Ingeniería Eléctrica y Electrónica

J. Aurelio Medina Ríos

Morelia, Michoacán, Febrero de 2018





ANÁLISIS TEÓRICO-EXPERIMENTAL E IMPLEMENTACIÓN EN TIEMPO REAL DE ESTIMACIÓN DE ESTADO BAJO CONDICIONES DE DISTORSIÓN ARMÓNICA EN REDES ELÉCTRICAS

Los Miembros del Jurado de Examen de Grado aprueban la Tesis de Maestría en Ciencias de Ingeniería Eléctrica Opción en Sistemas de Eléctricos de Juan Tapia Tinoco.

Dra. Elisa Espinosa Juárez
Presidente

Dr. J. Aurelio Medina Ríos
Director de Tesis

Antonio Ramos Paz

Dr. Antonio Ramos Paz
Vocal

Dr. Roberto Tapia Sánchez
Vocal

Dr. Fernando Martínez Cárdenas
Revisor Externo (Instituto Tecnológico de Morelia)

Dr. Félix Calderón Solorio
Jefe de la División de Estudios de Posgrado
De la Facultad de Ingeniería Eléctrica. UMSNH
(Por reconocimiento de firmas).

A mis seres queridos

Agradecimientos

- En primer lugar le agradezco a Dios, por permitirme vivir y darme la sabiduría y paciencia para vencer cada uno de los retos que han aparecido en mi vida hasta el día de hoy.
- Le agradezco a mis papás, Guillermo Tapia Jimenez y Teresa Tinoco Contreras que desde pequeño me han motivado a creer en mí y en mi potencial como estudiante.
- Agradezco a mis hermanos Guillermo(Memo), Librado(Lalo) y Jesús(Chuche). A Guillermo, por ser mi ejemplo a seguir; a Lalo, porque siempre me ha tratado con mucho cariño a pesar de tener un carácter fuerte; y a Chuche, porque sin nuestras peleas la vida no sería vida.
- Agradezco a mi novia, Luz María García Ortuño. La persona que amo y con quien espero pasar el resto de mi vida.
- Agradezco a mis abuelitos, en especial a mi abue Mela y mi abue Chuche, que desde el cielo espero estén muy orgullosos de mí. Los quiero mucho y todos los días los extraño.
- Agradezco a mi asesor de Tesis, el Dr. J. Aurelio Medina Riós, quien en cada momento me demostró ser una gran persona y sobre todo un excelente investigador.
- Agradezco a mis compañeros, Hugo, Juan, Salvador, Serafín, Cesar, Rodrigo, Felipe, Romay, Uriel, Javier y Bryan por haber hecho de mi estadía en el posgrado una etapa muy placentera.
- Agradezco a todos los profesores, técnicos académicos, empleados y personal de apoyo del Posgrado por su contribución en mi educación.

- Agradezco a la UMSNH, por brindarme la oportunidad de formarme como profesional en el área eléctrica.
- Agradezco ampliamente al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por su apoyo y patrocinio para la realización de este proyecto de tesis.

Resumen

En ésta tesis se presenta la implementación en tiempo real de un estimador de estado estacionario periódico bajo condiciones de distorsión en el dominio del tiempo, aplicado a sistemas eléctricos de potencia. La implementación en tiempo real se realiza con el simulador en tiempo real OP5600 de la empresa canadiense OPAL-RT Technologies.

Se presentan los métodos de estimación de estado basados en la optimización por mínimos cuadrados como base teórica del Filtro de Kalman; mismo que es utilizado como estimador de estado estacionario periódico. Posteriormente, se generaliza la metodología de estimación de estado estacionario periódico para estimar las variables de sistemas bajo condiciones de distorsión armónica.

Se describe la metodología empleada para obtener los modelos dinámicos y de medición de los componentes y variables convencionales de la red. Adicionalmente, se propone estimar las cargas no lineales y los voltajes internos generados por los generadores síncronos de la red, como errores desconocidos.

Se realiza la ubicación óptima de medidores mediante un algoritmo de búsqueda exhaustiva, cuyos criterios de búsqueda son la obtención de la observabilidad numérica completa de los estados de la red y la minimización de la traza de la matriz de covarianza del error de estimación. Para reducir el tiempo de cómputo, se propone un método de ordenamiento para el algoritmo de búsqueda.

La validación de la metodología expuesta en ésta tesis se realiza mediante un par de redes de prueba experimentales, construidas en el laboratorio de máquinas de la División de Estudio de Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo. Ambos sistemas de prueba se validan tanto fuera de línea, como en tiempo real. En el caso de validación fuera de línea se usa el software Matlab/Simulink, mientras que la validación en tiempo real se realiza por medio del software RT-LAB y el simulador en tiempo real OP5600 de OPAL-RT Technologies.

Palabras clave. Filtro de Kalman, distorsión armónica, estimación de estado, simulación en tiempo real. , opal rt

Abstract

In this thesis, a time domain harmonic steady state estimator in real time is presented. This algorithm is applied to electrical power systems. The real time implementation is conducted by an OP5600 real time simulator, produced by the Canadian company OPAL-RT technologies.

The state estimation methods based on the optimization by least squares are presented as a theoretical base for the Kalman Filter. The Kalman Filter is used as the main periodic state estimator. After that, the method is generalized to conduct estimations under harmonic distortion conditions.

The dynamic and measurement models for the conventional components from the power grid are described. Add to that, it is proposed to estimate the no linear loads currents and synchronous generator internal voltajes as unknowns errors.

The optimal placement of measurements is made by an exhaustive search algorithm. The search criteria are the numerical observability and the minimization of the covariance estimation error matrix trace. With the purpose of reduce the computation time, an ordering method for the search algorithm is proposed.

The validation tests are conducted through a pair of experimental test systems. These systems were built in the machine laboratory of the División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería eléctrica de la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo. Both systems are tested under off-line and on-line conditions. Off-line validation was performed with Matlab/Simulink whereas the OP5600 simulator was used for the reported real time studies.

Key words. Kalman Filter, harmonic distortion, state estimation , real time simulation.

Contenido

Dedicatoria	III
Agradecimientos	V
Resumen	VII
Abstract	IX
Contenido	XI
Lista de Figuras	XV
Lista de Tablas	XIX
Lista de Símbolos	XXI
Lista de Acrónimos y Abreviaciones	XXIII
1. Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Revisión del Estado del Arte	3
1.2.1. Técnicas de Estimación de Estado en el Dominio de la Frecuencia	4
1.2.2. Técnicas de Estimación de Estado en el Dominio del Tiempo	8
1.3. Justificación	9
1.4. Objetivos	10
1.4.1. Objetivo Principal	10
1.4.2. Objetivos Particulares	10
1.5. Metodología	10
1.6. Descripción de Capítulos	11
2. Estimación de Estado en Sistemas de Potencia	13
2.1. Introducción	13
2.2. Técnicas de Estimación de Estado	17
2.2.1. Conceptos Preliminares	18
2.2.2. Criterio de Máxima Verosimilitud	20
2.2.3. Criterio de Mínimos Cuadrados Ponderados	25
2.2.3.1. Formulación Matricial	26
2.2.4. Mínimos Cuadrados Recursivos	28
2.2.5. Estimación de Estado Estacionario Periódico	32
2.2.5.1. Sistemas Dinámicos	34
2.2.5.2. Discretización	36
2.2.5.3. Propagación de Media y Varianza en Sistemas Dinámicos	37

2.2.5.4. Filtro de Kalman	38
2.3. Conclusiones	42
3. Modelo Unificado de Estimación de Estado Bajo Condiciones de Distorsión Armónica	45
3.1. Introducción	45
3.2. Herramientas y Técnicas de Análisis	47
3.2.1. Análisis de Fourier	48
3.2.1.1. Forma Compleja de la Serie de Fourier	49
3.2.1.2. Transformada Discreta de Fourier	51
3.3. Modelado de Componentes en Espacio de Estado	52
3.3.1. Generador Síncrono	54
3.3.2. Línea de Transmisión	61
3.3.2.1. Corriente i_{sr}	62
3.3.2.2. Voltajes v_s y v_r	62
3.3.3. Cargas Lineales	65
3.3.4. Cargas No Lineales	66
3.4. Modelo de Medición	67
3.5. Identificación de Fuentes y Cargas No Lineales	71
3.6. Representación Unificada en el Espacio de Estado	73
3.7. Ubicación Óptima de Medidores	76
3.7.1. Análisis de Observabilidad	77
3.7.2. Análisis de Índices de Desempeño	79
3.8. Conclusiones	79
4. Validaciones de la Metodología Propuesta y Simulación en Tiempo Real	81
4.1. Introducción	81
4.1.1. El Filtro de Kalman en Simulink	83
4.1.2. Transformada Rápida de Fourier en Simulink.	84
4.1.3. Valores en el Sistema Por Unidad.	85
4.2. Casos de Estudio Fuera de Línea	85
4.2.1. Caso I: Voltaje Interno Generado en el Generador Síncrono	86
4.2.2. Caso II: Voltaje Interno Generado y Corriente Desconocida en Sistema Radial.	90
4.2.3. Caso III: Ubicación Óptima de Medidores en Red Experimental de 5 Nodos	97
4.2.3.1. Parámetros de la Red	97
4.2.3.2. Modelo	99
4.2.3.3. Sistema de Prueba y Experimentación en Laboratorio	101
4.2.3.4. Ubicación Óptima de Medidores y Detección de Fuentes y Cargas No Lineales	104
4.3. Casos de Estudio en Tiempo Real	111
4.3.1. Caso IV: Estimación de Estado en Tiempo Real en Red Radial.	111
4.3.2. Caso V: Estimación de Estado en Tiempo Real en Red de Prueba de 5 Nodos	117
4.4. Conclusiones	126

5. Conclusiones Generales y Trabajos Futuros	129
5.1. Propuestas de Trabajos Futuros	131
A. Simulación en Tiempo Real con OPAL-RT	133
A.1. Introducción	133
A.2. Principios de Simulación en Tiempo Real Utilizando Opal RT	135
A.2.1. Modos de Simulación	138
A.2.2. Bloques Fundamentales	139
A.2.3. Transferencia de Datos	141
B. Modelo en Simulink para Caso de Estudio I	143
C. Modelo en Simulink para Caso de Estudio II	145
D. Representación en Espacio de Estado para Caso de Estudio III	147
E. Armónicos del Caso de Estudio III	151
F. Scripts de Matlab	165
Referencias	181

Lista de Figuras

2.1.	Diagrama de funciones auxiliares para estimación de estado.	16
2.2.	Gráfica de distribución normal con media nula.	22
2.3.	Función seno.	33
2.4.	Clasificación de sistemas dinámicos	34
2.5.	Esquema del Filtro de Kalman.	42
3.1.	Voltaje contaminado con armónicos medido en laboratorio	46
3.2.	Esquema del estimación bajo condiciones de distorsión armónica	48
3.3.	Señal contaminada con contenido armónico de 2do y 3er orden	50
3.4.	Descomposición de contenido armonico de la Fig.3.3	50
3.5.	Esquema eléctrico de un generador síncrono.	55
3.6.	Circuito equivalente monofásico del generador síncrono	60
3.7.	Modelo π de línea de transmisión	61
3.8.	Efecto capacitivo de la línea de transmisión concentrado en el nodo de envío	62
3.9.	Representación de n líneas conectadas al nodo i	63
3.10.	Efecto capacitivo concentrado de n líneas incidentes en el nodo de envío. . .	64
3.11.	Efecto capacitivo equivalente.	64
3.12.	Modelo equivalente concentrado de carga lineal.	65
3.13.	Carga no lineal.	67
3.14.	Corriente en convertidor CA-CA controlado por tiristores con carga resistiva.	67
3.15.	LCK en nodo de envío de línea de transmisión	69
3.16.	Diagrama de ubicación óptima de medidores.	78
4.1.	Implementación del Filtro de Kalman en Simulink	84
4.2.	Transformada rápida de Fourier en Simulink	85
4.3.	Circuito equivalente de la red de prueba para el Caso de Estudio I	88
4.4.	Voltaje en terminales del generador síncrono del Caso de Estudio I.	89
4.5.	Corriente de armadura del generador síncrono del Caso de Estudio I.	89
4.6.	Voltaje interno generado estimado con KF y diferenciación numérica. . . .	91
4.7.	Red radial de prueba y puntos de medición en Caso de Estudio II.	92
4.8.	Voltaje interno generado simulado y estimado.	95
4.9.	Corriente no lineal de carga; simulada y estimada.	96

4.10. Corriente no lineal de carga (simulada y estimada), con cambios en el ángulo de disparo.	96
4.11. Red experimental de cinco nodos.	98
4.12. Red experimental de 5 nodos instrumentada con modulo OP8660	102
4.13. Puntos de captura de voltajes y corrientes en la red de prueba de cinco nodos.	103
4.14. Circuito equivalente para estimación de corriente desconocida en línea de transmisión	103
4.15. Corriente de la línea entre el nodo 2 y el nodo 1	104
4.16. Forma de onda de voltaje nodal 1 y voltaje nodal 2	108
4.17. Forma de onda de voltaje nodal 3 y voltaje nodal 4	109
4.18. Forma de onda de voltaje nodal 5 y corriente no lineal	109
4.19. Comparación entre armónicos de voltaje medidos y la estimados.	110
4.20. Comparación entre armónicos de las corrientes medidas y la estimadas.	111
4.21. Red radial construida en laboratorio para pruebas de estimación en tiempo real.	112
4.22. Ubicación de medidores en red radial para prueba en tiempo real	113
4.23. Detalle del diagrama de bloques del subsistema maestro (Caso de Estudio IV)	113
4.24. Detalle del diagrama de bloques del subsistema consola(Caso de Estudio IV)	114
4.25. Resultados de simulación en tiempo real del Caso de Estudio IV. Primer intervalo	115
4.26. Resultados de simulación en tiempo real del Caso de Estudio IV. Segundo intervalo	116
4.27. Resultados de simulación en tiempo real del Caso de Estudio IV. Tercer intervalo	116
4.28. Red experimental de 5 nodos construida en laboratorio para pruebas de estimación en tiempo real.	117
4.29. Puntos de medición para el estimador y para validación en la red de prueba.	118
4.30. Detalle del diagrama de bloques del subsistema maestro (Caso de Estudio V)	119
4.31. Detalle del diagrama de bloques del subsistema consola (Caso de Estudio V)	119
4.32. División en segmentos de experimento en tiempo real	120
4.33. Estimación en segmento 1. a) Formas de onda de corriente no lineal; b)Espectro armónico de los voltajes de validación; c)Espectro armónico de las corrientes de validación; d)Comparación entre armónicos de voltaje medidos (azul) y estimados (verde); e)Comparación entre armónicos de corriente medidos (azul) y estimados (verde)	122
4.34. Estimación en segmento 2. a) Formas de onda de corriente no lineal; b)Espectro armónico de los voltajes de validación; c)Espectro armónico de las corrientes de validación; d)Comparación entre armónicos de voltaje medidos (azul) y estimados (verde); e)Comparación entre armónicos de corriente medidos (azul) y estimados (verde)	123

4.35. Estimación en segmento 3. a) Formas de onda de corriente no lineal; b)Espectro armónico de los voltajes de validación; c)Espectro armónico de las corrientes de validación; d)Comparación entre armónicos de voltaje medidos (azul) y estimados (verde); e)Comparación entre armónicos de corriente medidos (azul) y estimados (verde)	124
4.36. Estimación en segmento 4. a) Formas de onda de corriente no lineal; b)Espectro armónico de los voltajes de validación; c)Espectro armónico de las corrientes de validación; d)Comparación entre armónicos de voltaje medidos (azul) y estimados (verde); e)Comparación entre armónicos de corriente medidos (azul) y estimados (verde)	125
A.1. Conjunto de simulador en tiempo real (OP5600) y modulo de control HIL y de adquisición de datos(OP8660)	135
A.2. Modelo básico Matlab/Simulink-RT-LAB	137
A.3. Bloque OpComm de la librería RT-LAB	139
A.4. Bloque de inicialización	140
A.5. Bloque de enlace con OP8660	140
A.6. Detalle de submódulos del bloque OP8600	141
A.7. Transferencia de datos entre simulador en tiempo real y computadora personal.	142
B.1. Modelo implementado en Simulink para el caso de estudio I del Capítulo 4.	144
C.1. Modelo implementado en Simulink para el caso de estudio II del Capítulo 4.	146
E.1. Comparación entre armónicos de voltaje medidos (azul) y estimados (verde).	151
E.2. Comparación entre armónicos de corriente medidos (azul) y estimados (verde).	152

Lista de Tablas

2.1. Diferentes casos de varianzas	25
3.1. Variables de estado del SEP en el modelo de espacio de estados	53
4.1. Valores base usados	86
4.2. Parámetros del generador síncrono	88
4.3. Parámetros eléctricos de la red radial del Caso de Estudio II	93
4.4. Resultados del Caso de Estudio II.	93
4.5. Parámetros líneas de transmisión	98
4.6. Parámetros de cargas	99
4.7. Asociación de mediciones a cada nodo de la red.	105
4.8. Resultados del Caso de Estudio III.	106
4.9. Error medio cuadrático del Caso de Estudio III	108
4.10. Parámetros eléctricos de la red radial del Caso de Estudio IV	112
4.11. Error medio cuadrático en pu en la sección 1	120
4.12. Error medio cuadrático en pu en la sección 2	121
4.13. Error medio cuadrático en pu en la sección 3	121
4.14. Error medio cuadrático en pu en la sección 4	122
E.1. Armónicos de voltaje del Caso de estudio III	152
E.2. Armónicos de corriente (Parte I) del Caso de estudio III	155
E.3. Armónicos de corriente (Parte II) del Caso de estudio III	158
E.4. Armónicos de corriente (Parte III) del Caso de estudio III	160

Lista de Símbolos

z^{med}	Valor medido por el sensor.
z^{real}	Valor real de la variable medida.
η	Error de medición aleatorio.
σ	Desviación estándar del número aleatorio.
σ^2	Varianza del número aleatorio.
μ	Media o valor esperado $E(\eta)$.
$J(x)$	Función residuo.
H_k	Matriz de coeficientes en el instante discreto k .
\hat{x}_k	Vector de estados estimados en el instante discreto k .
v_k	Vector de error aleatorio de medición en el instante discreto k .
K_k	Matriz de ganancia del filtro de Kalman.
P_k	Matriz de covarianza del error de estimación.
R_k	Matriz de covarianza del error de la medición.
Q_k	Matriz de covarianza del error del proceso.
ω	Frecuencia angular.
θ	Angulo de fase.
T_s	Tiempo de muestreo.
u_k	Entrada conocida del sistema lineal.
w_k	Error aleatorio del proceso.
v_k	Error aleatorio de la medición.
A_n	Magnitud del n-esimo armónico.
ϕ_n	Ángulo de fase del n-esimo armónico.
R	Resistencia eléctrica.
L	Inductancia.
C	Capacitancia.
v_{qs}^r	Voltaje en el eje q.
v_{ds}^r	Voltaje en el eje d.
v_{0s}^r	Voltaje en el eje 0.
v_{kq}^r	Voltaje en el devanado amortiguador en el eje q del rotor.
v_{fd}^r	Voltaje en el devanado de excitación del rotor.
v_{kd}^r	Voltaje en el devanado amortiguador en el eje d del rotor.
i_{qs}^r	Corriente en el eje q.
i_{ds}^r	Corriente en el eje d.
i_{0s}^r	Corriente en el eje 0.

$i_{kq}^{\prime r}$	Corriente en el devanado amortiguador en el eje q del rotor.
$i_{fd}^{\prime r}$	Corriente en el devanado de excitación del rotor.
$i_{kd}^{\prime r}$	Corriente en el devanado amortiguador en el eje d del rotor.
λ_{qs}^r	Enlaces de flujo en el eje q.
λ_{ds}^r	Enlaces de flujo en el eje d.
λ_{0s}^r	Enlaces de flujo en el eje 0.
λ_{kq}^r	Enlace de flujo en el devanado amortiguador en el eje q del rotor.
λ_{fd}^r	Enlace de flujo en el devanado de excitación del rotor.
λ_{kd}^r	Enlace de flujo en el devanado amortiguador en el eje d del rotor.
r_s	Resistencia del estator.
$r_{fd}^{\prime r}$	Resistencia del devanado de campo.
$r_{kq}^{\prime r}$	Resistencia del devanado amortiguador en el eje q.
$r_{kd}^{\prime r}$	Resistencia del devanado amortiguador en el eje d.
L_{ls}	Inductancia de dispersión del estator.
L_{lfd}	Inductancia de dispersión del devanado de campo.
L_{lkq}	Inductancia de dispersión del devanado amortiguador en el eje q.
L_{lkd}	Inductancia de dispersión del devanado amortiguador en el eje d.
L_{md}	Inductancia de magnetización del eje directo.
L_{mq}	Inductancia de magnetización del eje de cuadratura.
ω_r	Velocidad angular eléctrica del rotor.
E_a	Voltaje interno generado.
C_{eq}	Capacitancia equivalente de todas las líneas y cargas capacitivas conectadas en el nodo.
i_{in}	Corrientes de entrada incidentes al nodo de conexión
i_{out}	Corrientes de salida incidentes al nodo de conexión
w	Error aleatorio del proceso.
v	Error aleatorio de la medición.
V	Voltaje instantáneo.
i	Corriente instantánea.

Lista de Acrónimos y Abreviaciones

SEP	Sistema eléctrico de potencia.
EMS	Sistema de gestión de energía.
SCADA	Sistema de supervisión, control y adquisición de datos.
PQSE	Estimación de estado desde el enfoque de calidad de la energía.
TSE	Estimación de estado transitoria.
VSSE	Estimación de estado de sags de Voltaje.
HSE	Estimación de estado armónico.
TDHSE	Estimación de estado armónico en el dominio del tiempo.
KF	Filtro de Kalman.
EKF	Filtro de Kalman extendido.
PMU	Unidad de medición fasorial.
GPS	Sistema de posicionamiento global.
RMS	Valor medio cuadrático o valor eficaz.
RMSE	Error medio cuadrático.
PDF	Función de densidad de probabilidad.
FFT	Transformada rápida de Fourier.
LVK	Ley de voltaje de Kirchhoff.
LCK	Ley de corriente de Kirchhoff.
HIL	Hardware in the loop.
CENACE	Centro Nacional de Control de Energía.
DEP-FIE	División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica.
UMSNH	Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo.
Ite.	Iteración.
Obser.	Observabilidad.
Med.	Mediciones.

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción

En los sistemas eléctricos de potencia (SEP), los voltajes nodales son registrados por medio de un conjunto de equipos de medición para posteriormente ser enviados a través de una red de transmisión de datos y ser concentrados en los centros de control. Las mediciones a menudo contienen errores producidos por ruido o por fallas graves en los sensores, llegando incluso a perderse por completo la comunicación durante algunos intervalos de tiempo. Estos problemas motivaron a los ingenieros a aplicar la estimación de estado a frecuencia fundamental en los sistemas de potencia [Expósito, 2002].

Mediante el método de estimación de estado es posible hacer uso de otro conjunto de mediciones para estimar los estados del sistema [Wood *et al.*, 2013]. En el enfoque clásico se emplean las ecuaciones de flujos de potencia para estimar el valor de la magnitud de voltaje y el ángulo (estados), formando así un grupo de ecuaciones algebraicas no lineales. Esta elección se debe a la gran cantidad de medidores de flujo instalados en el SEP.

Con el paso del tiempo, las investigaciones se encaminaron a no solo estimar el estado de la red eléctrica a frecuencia fundamental sino considerando también la presencia de frecuencias armónicas, lo que dio lugar al desarrollo de nuevos tipos de estimadores de estado; entre ellos el estimador de estado armónico. La estimación de estado armónica puede realizarse con metodologías basadas en diferentes dominios. Las primeras técnicas se

desarrollaron en el dominio de la frecuencia, apareciendo posteriormente algoritmos basados en el dominio del tiempo.

En la actualidad, la rápida expansión de la red eléctrica y su tendencia a la incorporación de elementos no lineales, en especial componentes basados en electrónica de potencia y fuentes renovables, proponen una nueva serie de retos para la calidad de la energía [Watson, 2010]. Algunos problemas que abarca la calidad de la energía, entendiéndola como el estudio de la desviación de la forma de onda ideal de voltaje, son los siguientes:

- Magnitud de voltaje de estado estable (sobrevoltajes y depresiones temporales de voltaje)
- Variaciones en el voltaje pico y RMS (sags y swell)
- Armónicos e interarmónicos
- Transitorios

Sin embargo, en las redes eléctricas el monitoreo de estos efectos adversos está limitado por el costo de los equipos de medición (analizadores de calidad de la energía), de tal manera que la estimación de estado es una buena opción para resolver el problema [Watson, 2010].

En general, la estimación de estado es un esquema de procesamiento digital que provee una base de datos confiable y en tiempo real a los sistemas de gestión de energía (EMS). El estimador procesa la información disponible (contaminada con errores) y produce la mejor estimación del estado real del sistema [Larson *et al.*, 1970]. Desde el enfoque de calidad de la energía (PQSE), se consideran incluidas la estimación de estado armónica (HSE), la identificación de fuentes armónicas, la estimación de estado transitoria (TSE) y la estimación de estado de sags de voltaje (VSSE)

El trabajo de investigación reportado en ésta tesis se orienta a la estimación de estado armónico en redes eléctricas y la implementación en tiempo real de un estimador de estado a un sistema de prueba físico, como medio de validación a la metodología propuesta. Los parámetros de la red de prueba son caracterizados por medio de pruebas en laboratorio y estimadores basados en el filtro de Kalman extendido (EKF). La red eléctrica es modelada en el marco de referencia de espacio de estado, por lo que su modelo es en esencia un

conjunto de ecuaciones algebro-diferenciales en el dominio del tiempo; éstas ecuaciones son consecutivamente discretizadas e implementadas en un filtro de Kalman. El estimador propuesto es un estimador de forma de onda, ésta, al ser rica en información, nos provee de las componentes de magnitud y ángulo de fase (al ser computada por un filtro de Fourier), las cuales son tradicionalmente los estados de los estimadores de estado armónico. Es por esta razón, que se considera que el estimador propuesto es un estimador de estado armónico indirecto. Finalmente, se aborda el problema de ubicación óptima de medidores mediante estudios de observabilidad, que determinan los puntos de medición óptimos para lograr la observabilidad completa del sistema.

1.2. Revisión del Estado del Arte

La penetración de las cargas no lineales en las redes eléctricas se ha incrementado a partir del desarrollo de los dispositivos semiconductores. Previo a su aparición, las mayores fuentes de distorsión armónica eran los hornos de arco eléctrico, el efecto acumulado de las lámparas fluorescentes y en menor proporción las máquinas eléctricas y los transformadores. En cambio, hoy en día proliferan los convertidores monofásicos de uso doméstico y de oficina que aunque individualmente producen pequeños efectos sobre la distorsión de las formas de onda de voltaje y corriente, al combinarse su efecto constituyen una fuente importante de armónicos e interarmónicos. En el sector industrial, los grandes convertidores estáticos trifásicos son los principales generadores de distorsión armónica en las redes eléctricas [Arrillaga y Watson, 2003].

Los armónicos pueden ser definidos como componentes indeseables de un forma de onda periódica distorsionada, cuyas frecuencias son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental [Singh, 2009].

En [Molina-Moreno, 2017] los estimadores de estado armónicos se dividen en dos tipos; estimadores estáticos y estimadores dinámicos.

1. Estimadores de estado armónicos estáticos. Similares a los estudios como flujos de potencia donde los resultados arrojados representan un *snapshot* del estado de operación del sistema. Se realizan bajo condiciones de estado estable o bajo condiciones

estáticas.

2. Estimadores de estado armónicos dinámicos. Representan la evolución de los estados numéricos a través del tiempo.

La técnica de estimación de estado armónico se define como el proceso inverso a la técnicas de análisis armónico. En [Medina *et al.*, 2013] se reporta una revisión detallada asociada con las diferentes metodologías empleadas para el análisis armónico. Se describen los métodos basados en el dominio de la frecuencia; del tiempo y métodos híbridos (cuya finalidad es aprovechar las ventajas individuales que otorga cada dominio; simulando cada elemento del sistema en su dominio natural, es decir, en la frecuencia a los elementos lineales o dependientes de la frecuencia y en el tiempo a las fuentes y cargas no lineales y/o variantes en el tiempo).

Los métodos empleados en el dominio de la frecuencia son

- Método directo.
- Análisis armónico iterativo.
- Método de flujos de potencia armónicos.

Por otro lado en el dominio del tiempo se aplica

- Solución convencional (Fuerza bruta).
- Solución rápida de estado estacionario periódico.
 - Método de diferenciación numérica [Semlyen y Medina, 1995].
 - Método de aproximación directa [Semlyen y Medina, 1995].
 - Método de diferenciación numérica mejorada [Segundo-Ramírez y Medina, 2010a].
 - Método de expansión exponencial discreta [Segundo-Ramírez y Medina, 2010b].

1.2.1. Técnicas de Estimación de Estado en el Dominio de la Frecuencia

En los últimos años se han propuesto nuevas técnicas al análisis de estimación estático y dinámico en el dominio de la frecuencia. La variación en los métodos depende

principalmente del objetivo que busca cada estimador; por ejemplo, algunas de ellas buscan encontrar la distribución óptima de medidores en la red (unas buscando el menor número de medidores que otorgan observabilidad topológica de la red, otras analizando la combinación de mediciones que producen una matriz de medición H de rango pleno y otras minimizando la traza de la matriz de covarianza). Algunos de estos aportes se listan a continuación.

La primer referencia en estimación de estado armónico se encuentra en [Heydt, 1989]. Heydt consideraba que era más importante poder determinar la locación de las fuentes de distorsión armónica a simplemente analizar el efecto de la propagación de armónicos en la red eléctrica. Adicionalmente, consideraba que mediante este análisis sería posible determinar el tipo de fuente conectada en los nodos bajo estudio, sin necesidad de tener que instrumentar el nodo. El estimador de estado que propuso fue un estimador de estado estático en el dominio de la frecuencia planteado como el método inverso al análisis de propagación de armónicos.

Posteriormente en [Meliopoulos *et al.*, 1994] se describe de manera detallada el sistema de medición basada en medidores sincronizados por medio de GPS (sistemas de posicionamiento global) aplicado a redes eléctricas. Se afirma que la sincronización puede realizarse con un error de solo $1\mu s$. Además de esta aportación, se tratan problemas de modelado, análisis de observabilidad y calidad de la estimación.

Paso el tiempo y al sofisticarse los sistemas computacionales aumentó la capacidad de medición y procesamiento de la red, apareciendo nuevos e increíbles dispositivos. Prueba de ello es la incorporación de las unidades de medición fasorial (PMU). En 2006 [Zhou *et al.*, 2006] propone un par de opciones para la integración de los PMUs a los algoritmos clásicos de estimación de estado. La primer propuesta utiliza mediciones fasoriales y mediciones SCADA de manera conjunta, de tal manera que el método de estimación no se ve afectado. En la segunda propuesta, la utilización de las mediciones fasoriales se realiza mediante un postproceso, es decir, se ejecuta una estimación de estado tradicional y posteriormente los resultados de esta estimación se complementan con las mediciones fasoriales para ser nuevamente sometidos a un proceso de estimación. Una de las principales ventajas del uso de las mediciones fasoriales es la posibilidad de implementar estimadores lineales, que no requieren de procesos iterativos para su solución.

En el mismo año, Liao en [Liao, 2006] propone un estimador de estado armónico en el dominio de la frecuencia. A diferencia de los métodos tradicionales que emplean la estimación por mínimos cuadrados ponderados y la descomposición de valores singulares para sistemas sub-determinados, Liao propone un estimador basado en la maximización de la dispersidad de las fuentes armónicas; dicho planteamiento es resuelto por métodos de programación lineal, específicamente por el método simplex.

En el 2010 en [Moghadasian *et al.*, 2010] se empleó el algoritmo de mínimos cuadrados desacoplados rápidos para el análisis de la red de 132KV de Khuzestan en Irán . En este algoritmo se utilizan las mediciones de potencia activa para estimar los ángulos de fase, mientras que las mediciones de potencia reactiva se emplean para estimar las amplitudes de voltaje. Además en su segundo caso de estudio emplea el método de pseudo-inversión junto con la descomposición de valores singulares para la estimación de estado armónico de la red de 220KV de Khuzestan en Irán.

En [Zhang *et al.*, 2011] se hace una reseña de la estimación de estado armónico al año 2011. En ésta revisión queda de manifiesto la utilidad del GPS y los PMU para la medición de armónicos de voltaje y corriente, destaca que el planteamiento que presenta mejores resultados hasta el momento es el estimador basado en mínimos cuadrados ponderados, resuelto con la descomposición de Cholesky para sistemas completamente determinados y con la descomposición en valores singulares para sistemas sub-determinados. Como último punto, se aborda el tema de observabilidad, comentando que el problema se reduce a la determinación del rango de la matriz H , conocida como la matriz de mediciones, pues ésta relaciona los estados del sistema con el grupo de mediciones realizadas.

Un problema importante que surgió en la estimación de estado armónico en el dominio de la frecuencia fue la ubicación óptima de medidores. Si bien parece que el mejor método para tener observabilidad total del sistema sería conectar analizadores de calidad de la energía en cada nodo del sistema, esto conllevaría altos costos, por lo que algunos investigadores se han avocado al desarrollo y aplicación de nuevas técnicas en ubicación de medidores. En [Rad *et al.*, 2012] se propone un método para la ubicación óptima de medidores. El método se basa en minimizar la traza de la matriz de covarianza y el error de las variables estimadas en conjunto con un método iterativo que verifica la observabilidad

del sistema en cada iteración del proceso. Éste se detiene una vez que todo el sistema es observable y se ha obtenido el menor error de estimación con el menor número de medidores posibles. Los resultados del algoritmo propuesto se validan en el sistema de prueba de 14 de nodos de IEEE. Otra alternativa a este problema se encuentra en [Hassanin *et al.*, 2017]; en este trabajo se emplea un algoritmo de optimización llamado "flower pollination", basado en obtener la observabilidad topológica de la red a partir de mediciones de PMUs al mismo tiempo que se minimiza el número de nodos equipados con unidades de medición fasorial. Otros procedimientos usados para la ubicación óptima de PMUs son los algoritmos basados en programación lineal y métodos heurísticos [Ahmadi *et al.*, 2011] y [Abdelaziz *et al.*, 2012].

HSE se basa en el conocimiento del modelo de la red y de los parámetros de los elementos que la conforman por lo que un error en ellos ocasiona desviaciones entre el valor estimado y el valor real. [Rakpenthai *et al.*, 2013] propone un estimador de estado armónico con la inclusión de parámetros imprecisos dentro de un rango conocido. En específico se consideran variaciones de temperatura en las líneas de transmisión y se sugiere que el método puede ser extendido para considerar nuevos parámetros.

La estimación de estado dinámica, a diferencia de la estimación estática, se encarga de estimar el estado de sistema en el instante $k+1$ a partir de las mediciones en el instante k . [Karamta y Jamnani, 2016] hace un revisión de las técnicas de estimación al año 2016, destaca el uso del filtro de Kalman y sus variaciones en esta área; las más usadas son EKF (Extended Kalman Filter) y UKF (Unscented Kalman Filter), ambas ampliamente usados en el análisis de sistemas no-lineales. Algunos ejemplos de aplicaciones basadas en filtros de Kalman para estimación de estado dinámica son: [Lu *et al.*, 2016], este artículo usa el filtro extendido de Kalman y la teoría de ecuaciones diferenciales fraccionarias para realizar la estimación de estado dinámica en los sistemas de prueba de 14 y 57 nodos de IEEE, proponiendo finalmente un método denominado MEFEEK (Modified Extended Fractional Kalman Filter); otras publicaciones emplean el EKF y UKF para estimar las variables internas de los generadores en el sistema de potencia [Tebianian y Jeyasurya, 2013] y [Qi *et al.*, 2016], de tal manera que se obtiene una estimación del estado de la red al mismo tiempo que la información sirve para evaluar la estabilidad del sistema.

1.2.2. Técnicas de Estimación de Estado en el Dominio del Tiempo

Actualmente, la economía de recursos es un tópico bastante abordado en casi todos los campos de estudio alrededor del mundo. El estudio de la calidad de la energía no es la excepción. En particular, durante los últimos años, la estimación de estado armónico en el dominio del tiempo (TDHSE) ha ganado un mayor realce; algunos artículos avocadas a este tema junto con sus contribuciones se detallan enseguida

En [Miller y Lewis, 1971] se implementa un estimador de estado dinámico. Éste estimador es importante para ésta investigación, debido a que a diferencia de los estimadores basados en las ecuaciones algebraicas de flujos de potencia, cuyas variables de estado son funciones no lineales de las mediciones del sistema, Miller propone modelar el sistema como un conjunto de ecuaciones dinámicas lineales, a las cuales es posible aplicar las aportaciones hechas por Kalman. En el artículo se usan mediciones de corriente en tiempo real para realizar la estimación de los flujos y voltajes internos de las máquinas síncronas de la red.

En [Sahoo *et al.*, 2009] se prueba la efectividad de filtros basados en el dominio del tiempo para la determinación de los valores de magnitud y ángulo de señales de prueba con contenido armónico. En particular, compara los resultados obtenidos por un filtro H-infinito y un filtro extendido de Kalman. Se emplean estos dos métodos debido a que la determinación del contenido armónico de las pruebas se considera como un problema no lineal.

En [Medina y Cisneros-Magaña, 2012] se presenta una metodología en el dominio del tiempo para la evaluación del estimador de estado armónico (HSE) en redes eléctricas basado en el Filtro de Kalman, el mapa de Poincaré y extrapolación del ciclo límite mediante un proceso de Diferenciación Numérica para obtener una rápida solución en estado estacionario periódico de la red eléctrica. Las simulaciones son iniciadas en condiciones iguales a cero. Posteriormente, en [Cisneros-Magana *et al.*, 2013] se modifica la metodología con el fin de aumentar la velocidad de procesamiento. El filtro de Kalman es reemplazado por un filtro de Kalman paralelo (PKF); para la ejecución del algoritmo se emplea un esquema de interconexión entre un CPU y un GPU.

Molina-Moreno *et al.* en su artículo [Molina-Moreno *et al.*, 2014] toma como base

la metodología presentada en [Medina y Cisneros-Magaña, 2012] y valida los resultados por medio de un sistema de prueba real de 5 nodos con carga no lineal. En [Molina-Moreno *et al.*, 2015] se agrega filtrado de mediciones al TDHSE mediante la transformada de Fourier.

1.3. Justificación

Nuestro país se encuentra en una etapa de cambios estructurales. El sector energético es uno de ellos y las nuevas reglas de operación de la red eléctrica proponen una serie de retos tanto técnicos como económicos. La apertura del mercado eléctrico acarreará nuevas regulaciones y protocolos de conexión, que si bien manifiestan beneficiar los bolsillos de los mexicanos y disminuir el impacto medioambiental, afectarán de manera directa la operación de la red [VA, 2017]. Un factor importante a vigilar será el contenido armónico presente en las ondas de voltaje y corriente en los nodos del sistema a fin de mantenerlos dentro de los límites especificados por las normas nacionales e internacionales [IEEE Standards Association and others, 2014]. La estimación de estado armónico dinámico se perfila como una herramienta que será de gran utilidad para cumplir este propósito, por tal razón se considera sumamente importante la investigación de técnicas más confiables y rápidas, capaces de adaptarse en poco tiempo a las exigencias del mercado y a la topología cambiante de los esquemas de generación.

En la revisión del estado del arte, es evidente que el problema de la estimación de estado armónico es fundamentalmente un problema no lineal, sin embargo, los artículos que abordan el problema desde el enfoque del dominio del tiempo demuestran que el contenido armónico puede ser estimado a partir de los estados de la red eléctrica de manera indirecta (postfiltrado), convirtiendo el problema en un problema lineal.

La representación de sistemas de ecuaciones diferencio-algebraicas (espacio de estados) ha sido ampliamente estudiado por varias décadas. Si bien resolver este tipo de sistemas es costoso computacionalmente, en la actualidad el avance en la tecnología de la computación ha propiciado la construcción de equipos de más alto poder de procesamiento y bajo costo.

Por estas razones se considera importante probar la viabilidad y desempeño de los

estimadores de estados armónicos en tiempo real basados en el dominio del tiempo como alternativa a los futuros problemas que se avecinan en el corto tiempo.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo Principal

Aplicar las metodologías de estimación de estado armónico en el dominio del tiempo basadas en el Filtro de Kalman e implementar un estimador de estado armónico en tiempo real a una red eléctrica de prueba en laboratorio.

1.4.2. Objetivos Particulares

- Desarrollar una herramienta digital para análisis de estimación de estado bajo condiciones de distorsión armónica, basada en el Filtro de Kalman y la Transformada Rápida de Fourier, considerando su aplicación fuera de línea y en tiempo real.
- Desarrollar e implementar una red eléctrica experimental que permita realizar casos de pruebas para validar las metodologías de estimación de estado armónico consideradas en ésta tesis.
- Desarrollar un sistema de adquisición de datos basado en el sistema OPAL-RT.
- Identificar parámetros de los componentes de la red de prueba.
- Emplear el equipo OPAL-RT en conjunto con el los módulos de LabVolt para emular una micro-red de y su sistema de adquisición de datos.
- Validar propuesta al implementar el estimador de estado armónico en tiempo real.

1.5. Metodología

De manera general, el método esta constituido por cuatro etapas, que se encuentran implícitas en el proceso de investigación científica [Baray, 2006]:

Planteamiento del problema. Como se hace alusión en la sección de justificación la red eléctrica experimentará modificaciones, en especial en el área de generación. El Centro Nacional de Control de Energía (CENACE) se encargará de vigilar que se cumplan las condiciones operativas de seguridad, entre las que se encuentra supervisar que el contenido armónico de la red no sobrepase los niveles establecidos por la regulación vigente. Ya que la red no está equipada con equipo especializado de medición en todos sus nodos, la estimación de estado armónica se perfila como una herramienta de gran utilidad para resolver este problema.

Formulación de hipótesis. Es posible estimar en tiempo real el contenido armónico (con cierto grado de precisión) en todos los puntos de interés de una red eléctrica mediante un estimador de estado armónico dinámico y en el dominio del tiempo

Comprobación de la hipótesis. Para comprobar la hipótesis planteada se propone implementar el estimador de estado armónico con ayuda de los módulos de LabVolt y el simulador en tiempo real OPAL-RT que se tienen en el laboratorio de Máquinas Eléctricas de la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica (DEP-FIE) de la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo (UMSNH). La red de prueba por su tamaño es una representación simbólica de una red completa, no obstante emula de manera fiable a las microredes de generación y, con algunas consideraciones, el algoritmo puede ser generalizado para su aplicación a sistemas de mayor escala.

Conclusiones. Con la experimentación de un conjunto de casos de estudio se concluirá el trabajo de investigación reportado en esta tesis, identificando las fortalezas y oportunidades que ofrece el método propuesto.

1.6. Descripción de Capítulos

La tesis está dividida en cinco capítulos, cuyo contenido se detalla de manera concisa a continuación:

El primero incluye la introducción de la tesis, la revisión del estado del arte, la justificación de la tesis, los objetivos perseguidos, la metodología usada y la descripción de la estructura de la tesis.

En el segundo Capítulo de manera general se formulan los métodos de estimación de estado en los sistemas de potencia.

El Capítulo tres presenta la formulación empleada en éste trabajo para modelar la red de potencia, identificar fuentes de corriente armónicas e implementar el estimador basado en el Filtro de Kalman y la Transformada Rápida de Fourier.

El Capítulo cuatro hace una breve introducción a los principios de simulación en tiempo real y presenta los casos de estudio que buscan comprobar la hipótesis presentada.

Finalmente, el Capítulo cinco es dedicado a la concentración de conclusiones, análisis de resultados y sugerencias de trabajos de investigación futuros en el campo de conocimiento abordado.

Capítulo 2

Estimación de Estado en Sistemas de Potencia

2.1. Introducción

La estimación de estado en sistemas dinámicos ha sido por mucho tiempo un tópico de gran interés. Si bien, la estimación de estado aplicada a los sistemas eléctricos de potencia fue introducida en 1970, los fundamentos de este procedimiento se remontan al año 1795 y al celebre matemático alemán Carl Friedrich Gauss.

En los sistemas eléctricos de potencia (SEP's), al conjunto de voltajes en la totalidad de los nodos de la red se les conoce como estado del sistema; son la mínima información necesaria para determinar el completo estado operativo de la red. Históricamente, los primeros sistemas eléctricos eran pequeños y poco monitoreados. Naturalmente, con el paso del tiempo la red se expandió e interconectó; complicando su operación y obligando a aumentar su nivel de monitoreo. La ocurrencia de contingencias, como el gran apagón de la ciudad de Nueva York en 1965, alertaron a la comunidad sobre la importancia de una correcta determinación de los estados del sistema para el buen funcionamiento de los esquemas de control y por ende del SEP en general [Expósito, 2002].

Con el afán de cumplir con éste nuevo objetivo, fue diseñado el Sistema de Supervisión, Control y Adquisición de Datos (SCADA por sus siglas en inglés), un sistema capaz

de concentrar y actualizar la información del estado de la red cada par de segundos. Sin embargo, a pesar de los esfuerzos, contruir un sistema de adquisición perfecto fue (y aún lo es) tanto técnica como económicamente inviable, por lo que en la práctica fue común contar con grupos de mediciones incompletas, retrasadas, imprecisas e incluso perder mediciones por algunos intervalos de tiempo. Con el fin de obtener el estado completo de la red eléctrica, aún ante la presencia de contratiempos como los mencionados anteriormente, el profesor del Instituto Tecnológico de Massachussets, Fred Schweppe, sugirió por primera vez el uso del estimador de estado en enero de 1970 [Schweppe y Wildes, 1970], [Schweppe y Rom, 1970] y [Schweppe, 1970].

A partir de entonces, el estimador de estado es el encargado de procesar toda la información disponible para producir la mejor estimación posible del valor real de un sistema eléctrico de potencia; en otras palabras, es un esquema de procesamientos de datos, cuyo principal objetivo es producir estimaciones de estado confiables, eliminar mediciones incorrectas y filtrar información redundante [Monticelli, 2012]. En [Larson *et al.*, 1970] se considera que las tres fuentes principales de información para el estimador de estado son:

- **Modelo matemático del sistema y su instrumentación.** El modelado varía en función al tipo de estimador empleado. Los estimadores convencionales modelan el sistema por medio de las ecuaciones de flujos de potencia, mientras que otra alternativa de modelado usada en la teoría de control moderno es el modelado en el espacio de estado.
- **Mediciones de las variables del sistema.** Los tipos más comúnmente empleados por los estimadores de estado en el marco de referencia del dominio de la frecuencia son los siguientes [Expósito, 2002]:
 - Flujos. Flujos de potencia activa y reactiva medidos en ambos extremos de las líneas y transformadores.
 - Inyecciones. Potencia neta activa y reactiva inyectada en los nodos.
 - Voltajes. Lecturas de voltímetros en los buses. Esta medición es el valor de voltaje eficaz o RMS del nodo.

- Corrientes. Lecturas eficaces o RMS de amperímetros en ambos extremos de líneas y transformadores.

En el marco de referencia del dominio del tiempo, las mediciones más apropiadas para el análisis son las corrientes y voltajes instantáneos.

- **Conocimiento previo de las entradas y salidas del sistema (medidas virtuales y pseudomediciones).** Estas no son mediciones directas de algún instrumento, pero proveen de información valiosa al estimador [Expósito, 2002].

- Medidas virtuales. Valores que son impuestos por las restricciones de la propia red. Las medidas virtuales más representativas son las denominadas inyecciones nulas; estas se presentan en nodos de tránsito, es decir, en nodos sin generación ni consumo.
- Pseudomediciones. Son valores basados en datos históricos o en predicciones. Se emplean para mejorar la redundancia del sistema en zonas poco monitoreadas. Un ejemplo de pseudomedición es la generación programada de una central eléctrica para un determinado momento del día.

Como era de esperarse, la evolución de los sistemas de cómputo y la sofisticación de los algoritmos de estimación de estado propiciaron la mejora del sistema SCADA; surgiendo el sistema de gestión de energía (EMS por sus siglas en inglés). Este nuevo sistema incorporó estudios adicionales como los análisis de despacho económico, flujos óptimos, análisis de seguridad, análisis de estabilidad de voltaje, pronósticos de carga y planificación de ampliaciones de la red, entre otros. Dado que es necesaria una base de datos confiable para el correcto desempeño del resto de funciones del EMS, el estimador se volvió una pieza fundamental [Yibing *et al.*, 2015], derivando de necesidad de dotar el algoritmo con nuevas etapas de seguridad que minimizaran la probabilidad de mal funcionamiento. Algunos de los factores que ocasionan mal funcionamiento en los estimadores según [Larson *et al.*, 1970] son:

- Ruido en los instrumentos y en los canales de telemetría.
- Falta de mediciones.

- Mediciones retrasadas.
- Pseudomediciones erróneas.
- Parámetros de la red inadecuados.

Para tratar de mitigar el efecto de los aspectos anteriores, un estimador de estado típicamente se conforma por un grupo de funciones encargadas de reducir la probabilidad de mal funcionamiento. La Fig.2.1 esquematiza dichas funciones y su interdependencia. Adicionalmente, se describe el objetivo de cada bloque en el diagrama, con la definición tomada de [Abur y Expósito, 2004].

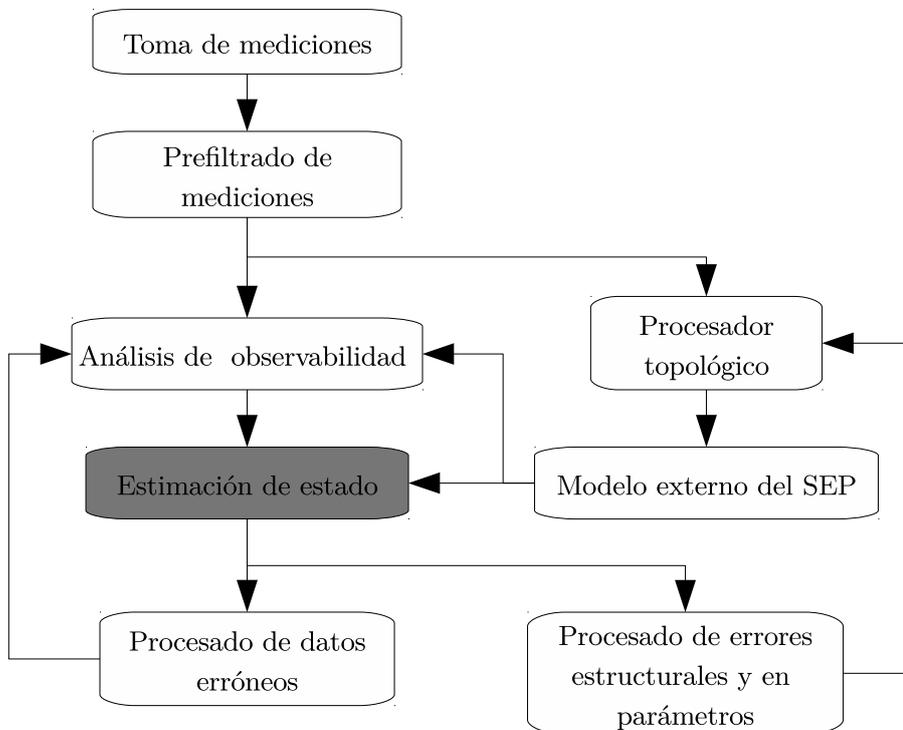


Figura 2.1: Diagrama de funciones auxiliares para estimación de estado.

- **Prefiltrado de medidas.** Como medida preventiva se revisa la consistencia de las medidas, para detectar y eliminar valores claramente erróneos.
- **Procesador topológico.** Reúne la información proveniente de los seccionadores e

interruptores para formar el diagrama del sistema. En otras palabras, analiza las conexiones eléctricas del SEP.

- **Analizador de observabilidad.** Determina si el sistema puede ser completamente solucionado a partir de la información disponible (mediciones). En caso de no serlo, identifica las ramas inobservables de la red y las islas eléctricas que forman. Los analizadores de observabilidad pueden ser topológicos o numéricos.
- **Estimación de estado.** Estima de forma óptima el estado del sistema basado en la información disponible.
- **Procesamiento de datos erróneos.** Detecta la existencia de errores gruesos en un grupo de mediciones. Una de las técnicas más utilizada es la basada en optimización por mínimos cuadrados.
- **Procesamiento de errores estructurales y de parámetros.** Verifica el valor de algunos parámetros del sistema como: las líneas de transmisión, cargas y transformadores, por citar algunos. Adicionalmente, comprueba la configuración identificada por el procesador topológico, a fin de detectar estados erróneos.

El trabajo de investigación reportado en ésta tesis se centra en la función de estimación de estado, por lo que a partir de esta sección el capítulo se enfocará en exponer las bases teóricas de los algoritmos más empleados, concluyendo con el Filtro de Kalman.

2.2. Técnicas de Estimación de Estado

En la actualidad, existen diversas líneas de investigación asociadas al campo de investigación sobre estimación de estado. Las técnicas de estimación han evolucionado de acuerdo a las necesidades de estimación y la capacidad de cómputo disponible. Como se presentará más adelante, el estudio que dio origen a éste tipo de algoritmos fue la determinación de parámetros asociados al movimiento de los cuerpos celestes. Durante aquella época se realizaban estimaciones de parámetros fijos a partir de conjuntos relativamente pequeños de datos. Con el paso del tiempo y la emergente creación de la computadora digital, se planteó el reto de realizar estimación mediante conjuntos más grandes de datos,

hasta ser tan grandes que se volvió restrictivo su análisis. Para solucionar el problema, se ideó la forma de estimar de manera simultánea a la adquisición de los datos (on-line), lo que conllevó a la creación de los algoritmos de estimación recursivos. Finalmente, el deseo de estimar no solo valores fijos, sino variantes, llevó al desarrollo de algoritmos de estimación de estado como el Filtro de Kalman y sus variantes.

Las técnicas de estimación se diferencian en función al criterio estadístico empleado en cada una de ellas. Según [Wood *et al.*, 2013], probablemente las tres variantes más empleadas son:

- **Criterio de máxima verosimilitud.** Su objetivo es maximizar la probabilidad de que la estimación de la variable de estado (\hat{x}) sea el valor real del estado x .
- **Criterio de mínimos cuadrados ponderados.** Su objetivo es minimizar la suma de los cuadrados de las desviaciones ponderadas entre las mediciones estimadas (\hat{z}) y las mediciones adquiridas (z).
- **El criterio de la mínima varianza.** Su objetivo es minimizar el valor esperado de la suma de los cuadrados de las desviaciones entre los estados estimados y los estados reales.

Cuando se considera que el error en las mediciones tiene valor medio nulo y distribución de probabilidad normal, cada uno de los enfoques de estimación resultan en el mismo estimador. Las Secciones 2.2.2 y 2.2.3 orientarán a la descripción de los enfoques basados en el criterio de máxima verosimilitud y de mínimos cuadrados ponderados, pero antes se abordarán algunos conceptos preliminares.

2.2.1. Conceptos Preliminares

Se definen las variables de estado como el conjunto de variables no redundantes que caracterizan de manera completa la operación de un sistema [Larson *et al.*, 1970]. En los sistemas eléctricos de potencia las variables de estado usualmente son los voltajes y los ángulos de fase en todos los nodos. El conjunto de variables de estado se denotan por x y el número de variables de estado es m [Larson *et al.*, 1970].

Las variables medidas son funciones de las variables de estado; éstas pueden ser los flujos de potencia activa y reactiva en los nodos, los flujos de potencia activa y reactiva en las líneas y el voltaje y ángulo de fase en los nodos. El conjunto de variables medidas es denotado por z y el número de éstas variables es n [Larson *et al.*, 1970]. Se considera que las variables medidas contienen errores de medición, ésto significa que el valor medido difiere del valor real de la variable. Éste error tiene un comportamiento aleatorio, por lo que se denomina error de medición aleatorio. En los sistemas físicos, la exactitud de las medidas no sólo depende del transformador de medida, sino también de los transductores y convertidores involucrados en el proceso completo de medición. En general, se cuenta como error de las medidas un único valor que es conjunto de la suma acumulativa de los errores de los dispositivos que intervienen en todo el proceso [Periñán y Expósito, 1999] . Matemáticamente el valor medido se expresa como [Wood *et al.*, 2013]:

$$z^{med} = z^{real} + \eta \quad (2.1)$$

donde

- z^{med} : Valor medido por el sensor.
- z^{real} : Valor real de la variable medida.
- η : Error de medición aleatorio.

Las condiciones bajo las que se realiza la estimación de estado pueden encontrarse en la mayoría de los libros textos especializados sobre estimación de estado en sistemas eléctricos de potencia. En el presente trabajo de investigación se toman como referencia las descritas en [Periñán y Expósito, 1999]; éstas se listan a continuación:

- Las condiciones de operación son equilibradas.
- El sistema trifásico se puede modelar por su circuito equivalente monofásico.
- Todas las mediciones son captadas al mismo tiempo.
- Los errores de las medidas tienen las siguientes características:
 - Tienen valor medio nulo.

- Son variables aleatorias independientes: $E(e_i e_j) = 0$, por lo que su matriz de covarianzas R es una matriz diagonal de valor:

$$R = E(ee^T) = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & & & \\ & \sigma_i^2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \sigma_n^2 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

- Tienen distribución de probabilidad normal.
- Se asigna un peso W_{ii} a la medida i basado en su covarianza $W_{ii} = \sigma_i^{-1}$. Éste peso refleja la exactitud esperada de la correspondiente medida.
- Los parámetros de la red son conocidos e invariantes en el tiempo.
- Los estados de todos los interruptores obtenidos a través del SCADA son exactos, por lo que la topología también lo es.

No obstante, la estimación de estado obtendrá el estado estadísticamente óptimo; en la práctica tiene algunas limitaciones que deben ser conocidas. Éstas limitaciones son:

- Los cambios de estado no comunicados en áreas no observables pueden dar lugar a resultados erróneos.
- Los resultados de la inyección en los nodos pueden no ser realistas, ya que las inyecciones múltiples en los nodos no pueden ser estimadas individualmente y los errores no Gaussianos no siempre se pueden identificar individualmente.
- Los errores no gaussianos en medidas críticas no pueden ser detectados.
- Se acepta que las posiciones de los interruptores son correctas aunque pueden no serlo.

2.2.2. Criterio de Máxima Verosimilitud

R. A. Fisher introdujo el método de máxima verosimilitud en el año 1912 [Sorenson, 1970]. Éste método considera que se conoce la función de densidad de probabilidad (PDF por sus siglas en inglés) del error aleatorio de medición. Ésta consideración es bastante útil, ya que

al suponer que la PDF tiene una distribución normal, el resultado del método es idéntico a emplear un estimador por mínimos cuadrados ponderados.

El error aleatorio de medición presente en (2.1) es empleado para modelar la incertidumbre de la medición. Si el error de medición se considera sin desviación y la $PDF(\eta)$ es elegida como una distribución normal con media nula (ruido blanco Gaussiano). La función de densidad de probabilidad de η se rige por (2.3).

$$PDF(\eta) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-(\eta - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-\eta^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.3)$$

donde

- σ : Desviación estándar del número aleatorio.
- σ^2 : Varianza del número aleatorio.
- $\mu = 0$: Media o valor esperado $E(\eta)$.

La desviación estándar es un indicador de la severidad del error de medición aleatorio. Si σ es muy grande, la medición es considerada imprecisa, por otro lado, valores de σ pequeños denotan mayor precisión en la muestra. La Fig. 2.2 ilustra la forma característica de una función de densidad de probabilidad con distribución normal y media nula. En el eje horizontal se despliega la variable aleatoria η , mientras que en el eje vertical se gráfica $PDF(\eta)$. Como la media es nula, el valor máximo de la función se obtiene cuando $\eta = 0$; ésto indica que el valor más probable para el error es cero, sin embargo, la probabilidad de tomar muestras con ligeras desviaciones alrededor de este punto también tienen una alta probabilidad de ser capturada por los instrumentos de medición. En cambio, la probabilidad de tomar una muestra con error aleatorio grande disminuye a medida que la desviación aumenta (cerca de las tres desviaciones estándar, la probabilidad se vuelve mínima).

Para ilustrar el método de máxima verosimilitud se procede a realizar un par de ejemplos sencillos. Como primer ejemplo se considera una medición z^{med} tomada por algún instrumento de medición y que se relaciona con el parámetro x (que se desea estimar) por la ecuación lineal

$$z^{real} = ax \quad (2.4)$$

El medidor entrega un valor equivalente al valor real de la medición más el com-

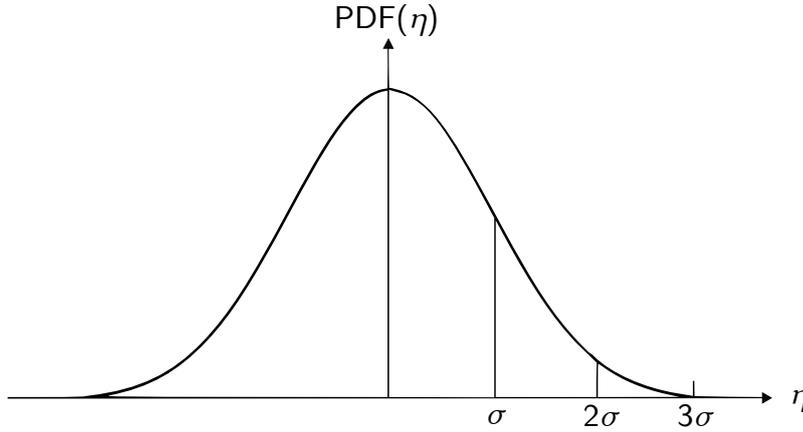


Figura 2.2: Gráfica de distribución normal con media nula.

ponente de error aleatorio η , esto es

$$z_1^{med} = z_1^{real} + \eta_1 \quad (2.5)$$

Ya que el valor medio de η_1 es 0, el valor medio de z^{med} es igual a z^{real} . Por lo tanto, es posible escribir la PDF de z_1^{med} como

$$\text{PDF}(z_1^{med}) = \frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(z_1^{med} - z^{real})^2}{2\sigma_1^2}\right) \quad (2.6)$$

Donde σ_1 es la desviación estándar del error aleatorio η_1 . Considerando que se conoce el valor del parámetro a , se puede reemplazar z^{real} en (2.6) por ax , con lo que se obtiene

$$\text{PDF}(z_1^{med}) = \frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(z_1^{med} - ax)^2}{2\sigma_1^2}\right) \quad (2.7)$$

En relación a la definición de máxima verosimilitud, se desea encontrar un valor estimado de x tal que maximice la probabilidad de que la medición observada z_1^{med} ocurra. Ésto se logra al maximizar $\text{PDF}(z_1^{med})$ con respecto a x , es decir

$$\max_x \text{PDF}(z_1^{med}) \quad (2.8)$$

A fin de reducir la complejidad del problema, es conveniente transformarlo en otro equivalente pero más fácil de resolver. Matemáticamente un logaritmo natural, alcanza su

máximo cuando su argumento también es máximo. Entonces se puede decir que maximizar (2.8) es equivalente a maximizar la siguiente función objetivo:

$$\max_x \text{Ln} \left[\text{PDF} \left(z_1^{med} \right) \right] = \max_x \left[-\text{Ln} \left(\sigma_1 \sqrt{2\pi} \right) - \frac{\left(z_1^{med} - ax \right)^2}{2\sigma_1^2} \right] \quad (2.9)$$

El primer término de (2.9) se ignora por ser una constante. La maximización del segundo término es equivalente a minimizarlo sin su signo negativo, esto es:

$$\max_x \left[-\frac{\left(z_1^{med} - ax \right)^2}{2\sigma_1^2} \right] = \min_x \left[\frac{\left(z_1^{med} - ax \right)^2}{2\sigma_1^2} \right] \quad (2.10)$$

El valor de x que minimiza la función se encuentra tomando su primer derivada e igualándola a 0.

$$\frac{d}{dx} \left[\frac{\left(z_1^{med} - ax \right)^2}{2\sigma_1^2} \right] = -a \frac{\left(z_1^{med} - ax \right)}{\sigma_1^2} = 0 \quad (2.11)$$

Despejando el valor de x en (2.11) resulta en ,

$$-a \frac{\left(z_1^{med} - ax \right)^2}{2\sigma_1^2} = 0 \Rightarrow -a \left(z_1^{med} - ax \right)^2 = 0 \Rightarrow x = \frac{1}{a} z_1^{med} \quad (2.12)$$

Aunque éste es un resultado aparentemente obvio, pues puede entenderse como un simple despeje en (2.4), al agregar más medidores el resultado de la estimación deja de ser tan evidente. Para mostrar dicho comportamiento, se presenta el segundo ejemplo. En éste caso, se añade una segunda medición al estimador, pero en ésta ocasión se considera que se ha empleado un medidor diferente con una precisión presuntamente diferente a la del primer medidor. Nuevamente se modela la medición de cada instrumento como la suma del valor real y un error aleatorio independiente con media nula.

$$\begin{aligned} z_1^{med} &= z^{real} + \eta_1 \\ z_2^{med} &= z^{real} + \eta_2 \end{aligned} \quad (2.13)$$

Por ende, las PDF para cada una de las variables de error aleatorio son

$$\begin{aligned} \text{PDF}(\eta_1) &= \frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi}} \exp \left(\frac{-\eta_1^2}{2\sigma_1^2} \right) \\ \text{PDF}(\eta_2) &= \frac{1}{\sigma_2 \sqrt{2\pi}} \exp \left(\frac{-\eta_2^2}{2\sigma_2^2} \right) \end{aligned} \quad (2.14)$$

Tomando las mismas consideraciones que en el ejercicio con una sola medición, se obtienen las funciones de densidad de probabilidad para las variables z_1^{med} y z_2^{med} .

$$\begin{aligned} \text{PDF}(z_1^{med}) &= \frac{1}{\sigma_1\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(z_1^{med} - ax)^2}{2\sigma_1^2}\right) \\ \text{PDF}(z_2^{med}) &= \frac{1}{\sigma_2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(z_2^{med} - ax)^2}{2\sigma_2^2}\right) \end{aligned} \quad (2.15)$$

La función de probabilidad es la probabilidad de obtener las mediciones z_1^{med} y z_2^{med} . Como se considera que los errores aleatorios η_1 y η_2 son variables aleatorias independientes, la probabilidad de obtener z_1^{med} y z_2^{med} es el producto de la probabilidad de obtener z_1^{med} y la probabilidad de obtener z_2^{med} . Entonces la función a maximizar es:

$$\max_x \left[\text{PDF}(z_1^{med}) \text{PDF}(z_2^{med}) \right] \quad (2.16)$$

Resolviendo de manera similar al ejercicio con una sola medición.

$$\min_x \left[\frac{(z_1^{med} - ax)^2}{2\sigma_1^2} + \frac{(z_2^{med} - ax)^2}{2\sigma_2^2} \right] \quad (2.17)$$

Derivando con respecto a x e igualando a cero.

$$\frac{d}{dx} \left[\frac{(z_1^{med} - ax)^2}{2\sigma_1^2} + \frac{(z_2^{med} - ax)^2}{2\sigma_2^2} \right] = -a \frac{(z_1^{med} - ax)}{\sigma_1^2} - a \frac{(z_2^{med} - ax)}{\sigma_2^2} = 0 \quad (2.18)$$

Despejando x

$$x = \frac{1}{a} \left[\left(\frac{\sigma_2^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} \right) z_1^{med} + \left(\frac{\sigma_1^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} \right) z_2^{med} \right] \quad (2.19)$$

El nuevo resultado ya no es tan obvio. Dependiendo de la precisión de cada medidor se pondera cada una de las mediciones para obtener el valor más probable; tres casos particulares se resumen en la Tabla 2.1.

En el caso 1, las varianzas son iguales; por lo tanto, el valor de x que maximiza la probabilidad es el promedio de z_1^{med} y z_2^{med} . En los casos 2 y 3 se considera que la diferencia entre las varianzas es tan grande que prácticamente la medición con mayor varianza es tan imprecisa que puede ser completamente ignorada.

Éste método puede ser extendido para estimar parámetros a partir de un número finito de mediciones n . De manera general, la función a maximizar es

Tabla 2.1: Diferentes casos de varianzas

Caso	Criterio	x
1	$\sigma_1^2 = \sigma_2^2$	$x = \frac{1}{2a} (z_1^{med} + z_2^{med})$
2	$\sigma_1^2 \gg \sigma_2^2$	$x \simeq \frac{1}{a} z_2^{med}$
3	$\sigma_2^2 \gg \sigma_1^2$	$x \simeq \frac{1}{a} z_1^{med}$

$$\max_x \left[\text{PDF} \left(z_1^{med} \right) \text{PDF} \left(z_2^{med} \right) \dots \text{PDF} \left(z_n^{med} \right) \right] \quad (2.20)$$

En conclusión, el método de la máxima verosimilitud provee un procedimiento para la ponderación de las mediciones en proporción a su calidad. Sin embargo, el método es tedioso y se vuelve complicado al añadir mediciones.

2.2.3. Criterio de Mínimos Cuadrados Ponderados

La primera publicación del método de los mínimos cuadrados fue realizada en el año de 1806. El autor de la publicación fue el matemático Adrien-Marie Legendre, en su libro *Nowvelles méthodes pour la détermination des orbites des comètes*. Pese a que Legendre publicó primero el método, los historiadores han encontrado evidencia que respalda el reclamo del afamado matemático Carl Friedrich Gauss, quien aseguraba haber inventado el método en el año de 1795[Sorenson, 1970].

Como definición del método, Gauss sugiere que el valor más probable de un valor desconocido será aquel en el que la suma de los cuadrados de las diferencias entre el valor observado y el valor estimado, multiplicadas por números que miden el grado de precisión es mínima [Sorenson, 1970].

El método de máxima verosimilitud brindó al método de los mínimos cuadrados una manera de medir la precisión de las mediciones, con lo que el método de los mínimos cuadrados ponderados ganó popularidad. Al observar (2.10) y (2.17) de la sección anterior es claro que el método de máxima verosimilitud puede resolverse como es enunciado por el

método de los mínimos cuadrados, por lo tanto optimizar (2.20) es equivalente a

$$\min_x J(x) = \min_x \sum_{i=1}^n \frac{[z_i^{med} - f_i(x)]^2}{\sigma_i^2} \quad (2.21)$$

donde

$f_i(x)$: Función que relaciona los estados con la i -ésima medición.

σ_i^2 : Varianza de la i -ésima medición.

$J(x)$: Función residuo.

n : Número de mediciones independientes.

z_i^{med} : i -ésima medición.

Expandir el método para estimar m parámetros a partir de n mediciones es sencillo con esta notación.

$$\min_x J(x_1, x_2, \dots, x_m) = \min_x \sum_{i=1}^n \frac{[z_i^{med} - f_i(x_1, x_2, \dots, x_m)]^2}{\sigma_i^2} \quad (2.22)$$

2.2.3.1. Formulación Matricial

Si las funciones $f_i(x_1, x_2, \dots, x_m)$ son funciones lineales, (2.22) tiene una solución cerrada. Cambiando la forma en que son escritas las funciones

$$f_i(x_1, x_2, \dots, x_m) = f_i(x) = h_{i1}x_1 + h_{i2}x_2 + \dots + h_{im} \quad (2.23)$$

En notación matricial se obtiene,

$$\begin{aligned} f(x) &= \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ \vdots \\ f_n(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + \dots + h_{1m}x_m \\ h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + \dots + h_{2m}x_m \\ \vdots \\ h_{n1}x_1 + h_{n2}x_2 + \dots + h_{nm}x_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1m} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n1} & h_{n2} & \dots & h_{nm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_m \end{bmatrix} \\ &= Hx \end{aligned} \quad (2.24)$$

donde

H : Matriz de dimensiones $n \times m$ que contiene los elementos de las funciones lineales $f_i(x_1, x_2, \dots, x_m)$.

n : Número de mediciones.

m : Número de parámetros a ser estimados.

Tomando el vector de mediciones como:

$$z^{med} = \begin{bmatrix} z_1^{med} \\ z_2^{med} \\ \vdots \\ z_n^{med} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

la Ecuación (2.22) puede ser escrita en forma compacta cómo,

$$\min_x J(x) = \left(z^{med} - f(x) \right)^T R^{-1} \left(z^{med} - f(x) \right) \quad (2.26)$$

donde

$$R = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & & & \\ & \sigma_2^2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \sigma_n^2 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Como ya se mencionó anteriormente, la matriz R se denomina matriz de covarianza de la medición. Para obtener una expresión más general de (2.26), se sustituye $f(x) = Hx$

$$\min_x J(x) = \left(z^{med} - Hx \right)^T R^{-1} \left(z^{med} - Hx \right) \quad (2.28)$$

expandiendo

$$\min_x J(x) = z^{medT} R^{-1} z^{med} - x^T H^T R^{-1} z^{med} - z^{medT} R^{-1} Hx + x^T H^T R^{-1} Hx \quad (2.29)$$

El mínimo de la función objetivo $J(\mathbf{x})$ se obtiene al igualar el gradiente de la función $\nabla J(\mathbf{x})$ con 0. El gradiente de $J(\mathbf{x})$ es

$$\nabla J(x) = -2H^T R^{-1} z^{med} + 2H^T R^{-1} Hx \quad (2.30)$$

igualando a cero el gradiente y despejando x , se obtiene el valor de la estimación de x

$$x^{est} = \hat{x} = \left(H^T R^{-1} H \right)^{-1} H^T R^{-1} z^{med} \quad (2.31)$$

En los sistemas eléctricos de potencia, la estimación de estado no es un ejercicio simple. Las ecuaciones que relacionan los parámetros a estimar (estados) con el conjunto de mediciones, son funciones no lineales, por lo que el método de solución no es tan directo como en (2.31). En cambio, es necesario un proceso iterativo y un método numérico para su solución. Debido a que la propuesta de ésta investigación se centra en el uso de sistemas lineales, no se abordará a detalle el método de solución tradicional. Para más información sobre estimadores por mínimos cuadrados ponderados con funciones no lineales y métodos alternativos de solución basados en las ecuaciones normales con restricciones, factorización ortogonal o la matriz aumentada de Hachtel, se recomiendan las siguientes lecturas [Abur y Expósito, 2004], [Expósito, 2002] y [Periñán y Expósito, 1999].

2.2.4. Mínimos Cuadrados Recursivos

La tendencia de las tecnologías y algoritmos de estimación y predicción apuntan a sistemas cada vez más complejos y potentes. Una de las principales líneas de investigación en los sistemas eléctricos de potencia se enfoca a la aplicación de métodos de estimación rápidos y eficientes, capaces de estimar el estado de la red en tiempo real. Aunque (2.31), puede ser usado para estimar el estado del sistema a partir de un conjunto de mediciones pasadas, la estimación en línea requiere de la constante actualización de las variables en los puntos de medición. Ésto implica que con la llegada de un nuevo conjunto de datos, la matriz H debe ser aumentada y el nuevo estado x recalculado. Al aumentar el número de mediciones de manera significativa, el esfuerzo computacional se vuelve prohibitivo. Una alternativa es eliminar la vieja información al ser adquirida la nueva, pero ésto es poco deseable, pues no se aprovecha el total de información. Una solución más interesante a este problema, es la aplicación del método de mínimos cuadrados ponderados recursivos, el cual estima el valor de \hat{x} en el instante discreto t_k a partir del valor previamente estimado \hat{x}_{k-1} [Simon, 2006], ésto es:

$$z_k^{med} = H_k x + v_k \quad (2.32)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k-1} + K_k \left(z_k^{med} - H_k \hat{x}_{k-1} \right) \quad (2.33)$$

donde

- z^{med} : Vector de mediciones en el instante discreto k .
 H_k : Matriz de coeficientes en el instante discreto k .
 \hat{x}_k : Vector de parámetros (estados) estimados en el instante discreto k .
 v_k : Vector de error aleatorio de medición en el instante discreto k .
 K_k : Matriz a ser determinada, denominada matriz de ganancia del estimador.

$z^{med} - H_k \hat{x}_{k-1}$: Vector conocido como término de corrección.

Antes de calcular el valor óptimo de la matriz de ganancia K_k , es necesario estudiar el valor medio del error de estimación. Se define $\epsilon_{x,k} = x - \hat{x}_k$ como el error de estimación en el instante discreto t_k , donde x es el valor real del parámetro que se desea estimar. Entonces

$$E(\epsilon_{x,k}) = E(x - \hat{x}_k) \quad (2.34)$$

sustituyendo (2.33) en la expresión anterior

$$\begin{aligned}
 E(\epsilon_{x,k}) &= E[x - \hat{x}_{k-1} - K_k (H_k x + v_k - H_k \hat{x}_{k-1})] \\
 &= E[x - \hat{x}_{k-1} - K_k H_k (x - \hat{x}_{k-1}) - K_k v_k] \\
 &= E[(I - K_k H_k) (x - \hat{x}_{k-1}) - K_k v_k] \\
 &= E[(I - K_k H_k) (\epsilon_{x,k-1}) - K_k v_k] \\
 &= (I - K_k H_k) E(\epsilon_{x,k-1}) - K_k E(v_k)
 \end{aligned} \quad (2.35)$$

Considerar $E(\epsilon_{x,k}) = 0$, si $E(v_k) = 0$ y $E(\epsilon_{x,k-1}) = 0$, implica que si el error de medición aleatorio v_k tiene media nula para todo k , y el valor inicial estimado de x es fijado al valor esperado de x , entonces el valor esperado de \hat{x}_k será igual a x para toda k . Esta propiedad se mantendrá sin importar el valor de la matriz K_k . Para optimizar K_k se elige como criterio la minimización de la suma de las varianzas de los errores de estimación en el tiempo discreto t_k .

Recordando que la varianza de una variable aleatoria X se define como:

$$\sigma_X^2 = E[(X - \bar{x})^2] \quad (2.36)$$

donde

$$\bar{x} = E(X) \quad : \quad \text{Valor medio de la variable aleatoria } X.$$

Por lo tanto, la suma de las varianzas de los errores de estimación es:

$$\begin{aligned} J_k &= \sigma_{x_1}^2 + \sigma_{x_2}^2 + \cdots + \sigma_{x_n}^2 \\ J_k &= E \left[(x_1 - \bar{x}_1)^2 \right] + E \left[(x_2 - \bar{x}_2)^2 \right] + \cdots + E \left[(x_n - \bar{x}_n)^2 \right] \end{aligned} \quad (2.37)$$

debido a la característica del estimador

$$E(x_1) = \hat{x}_1, E(x_2) = \hat{x}_2, \cdots, E(x_n) = \hat{x}_n \quad (2.38)$$

entonces (2.37) se puede reescribir como

$$\begin{aligned} J_k &= E \left[(x_1 - \hat{x}_1)^2 \right] + E \left[(x_2 - \hat{x}_2)^2 \right] + \cdots + E \left[(x_n - \hat{x}_n)^2 \right] \\ &= E \left(\epsilon_{x_1,k}^2 + \epsilon_{x_2,k}^2 + \cdots + \epsilon_{x_n,k}^2 \right) \\ &= E \left(\epsilon_{x,k}^T \epsilon_{x,k} \right) \\ &= E \left[\text{Tr} \left(\epsilon_{x,k} \epsilon_{x,k}^T \right) \right] \\ &= \text{Tr} P_k \end{aligned} \quad (2.39)$$

donde $P_k = E \left[\epsilon_{x,k} \epsilon_{x,k}^T \right]$ es la matriz de covarianza del error de estimación. Para obtener una expresión recursiva para P_k se realiza el siguiente procedimiento:

$$\begin{aligned} P_k &= E \left(\epsilon_{x,k} \epsilon_{x,k}^T \right) \\ &= E \left\{ [(I - K_k H_k) \epsilon_{x,k-1} - K_k v_k] [(I - K_k H_k) \epsilon_{x,k-1} - K_k v_k]^T \right\} \\ &= (I - K_k H_k) E \left(\epsilon_{x,k-1} \epsilon_{x,k-1}^T \right) (I - K_k H_k)^T + K_k E (v_k v_k^T) K_k^T - \\ &\quad K_k E \left(v_k \epsilon_{x,k-1}^T \right) (I - K_k H_k)^T - (I - K_k H_k) E \left(\epsilon_{x,k-1} v_k^T \right) K_k^T \end{aligned} \quad (2.40)$$

Ya que el ruido aleatorio de medición en el instante t_k y el error de estimación en el instante t_{k-1} son independientes

$$E (v_k \epsilon_{x,k-1}^T) = E (v_k) E (\epsilon_{x,k-1}^T) = 0 \quad (2.41)$$

$$E (\epsilon_{x,k-1} v_k^T) = E (\epsilon_{x,k-1}^T) E (v_k) = 0 \quad (2.42)$$

Por lo tanto (2.40) se simplifica en la siguiente expresión recursiva

$$\begin{aligned}
P_k &= (I - K_k H_k) E \left(\epsilon_{x,k-1} \epsilon_{x,k-1}^T \right) (I - K_k H_k)^T + K_k E (v_k v_k^T) K_k^T \\
&= (I - K_k H_k) P_{k-1} (I - K_k H_k)^T + K_k R_k K_k^T
\end{aligned} \tag{2.43}$$

donde

$$\begin{aligned}
R_k &= E (v_k v_k^T) & : & \text{Matriz de covarianza de error de medición } v_k \\
P_{k-1} &= E \left(\epsilon_{x,k-1} \epsilon_{x,k-1}^T \right) & : & \text{Matriz de covarianza del error de estimación en el} \\
&&& \text{tiempo discreto } t_{k-1}.
\end{aligned}$$

Ahora que se cuenta con una expresión para P_k , se puede encontrar el valor de K_k que minimiza la función objetivo (2.37) al derivarla con respecto a K_k y posteriormente igualarla a cero, ésto es:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial J_k}{\partial K_k} &= \frac{\partial}{\partial K_k} \text{Tr} P_k \\
&= \frac{\partial}{\partial K_k} \text{Tr} \left[(I - K_k H_k) P_{k-1} (I - K_k H_k)^T + K_k R_k K_k^T \right] \\
&= 2 (I - K_k H_k) P_{k-1} \frac{\partial}{\partial K_k} (I - K_k H_k)^T + 2 K_k R_k \\
&= 2 (I - K_k H_k) P_{k-1} (-H_k)^T + 2 K_k R_k \\
&= 2 (-P_{k-1} H_k^T + K_k H_k P_{k-1} H_k^T) + 2 K_k R_k
\end{aligned} \tag{2.44}$$

igualando a cero y resolviendo para K_k

$$\begin{aligned}
2 (-P_{k-1} H_k^T + K_k H_k P_{k-1} H_k^T) + 2 K_k R_k &= 0 \\
K_k H_k P_{k-1} H_k^T + K_k R_k &= P_{k-1} H_k^T \\
K_k (H_k P_{k-1} H_k^T + R_k) &= P_{k-1} H_k^T \\
K_k &= P_{k-1} H_k^T (H_k P_{k-1} H_k^T + R_k)^{-1}
\end{aligned} \tag{2.45}$$

En resumen el estimador por mínimos cuadrados recursivos se compone de las siguientes ecuaciones:

$$K_k = P_{k-1} H_k^T (H_k P_{k-1} H_k^T + R_k)^{-1} \tag{2.46}$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k-1} + K_k (z^{med} - H_k \hat{x}_{k-1}) \tag{2.47}$$

$$P_k = (I - K_k H_k) P_{k-1} (I - K_k H_k)^T + K_k R_k K_k^T \tag{2.48}$$

2.2.5. Estimación de Estado Estacionario Periódico

En 1960, Rudolf Emil Kalman publica su primer artículo orientado a filtrado por mínimos cuadrados recursivos en el tiempo discreto [Kalman *et al.*, 1960]. A la postre, éste método sería conocido como el Filtro de Kalman (KF por sus siglas en inglés); un estimador óptimo lineal aplicado a sistemas dinámicos discretos con el poder de:

- Predecir señales aleatorias.
- Separar señales aleatorias de ruido aleatorio.
- Detectar señales con forma de onda conocidas (pulsos, senoides) en la presencia de ruido aleatorio.

El trabajo de Kalman concuerda en muchas de sus suposiciones con la investigación de Gauss, con la excepción de que el método de Kalman permite al estado cambiar entre un tiempo y el siguiente [Sorenson, 1970]. Ésta propiedad ha impulsado el uso del Filtro de Kalman por más de 30 años, como una herramienta poderosa en diversos campos de la ingeniería. En la rama de la ingeniería eléctrica se incluyen, sin ser exhaustivos, las siguientes áreas de aplicación [Auger *et al.*, 2013]:

- Control sin sensor de posición, diagnóstico y control tolerante a fallas de máquinas de CA.
- Generación distribuida y sistemas de almacenamiento de energía.
- Aplicación en procesamiento de señales, instrumentación, robótica y visión computacional.
- Implementación en tiempo real del KF para sistemas de control industriales.

Además el KF es el candidato ideal para la estimación de estado estacionario periódico aplicado a sistemas eléctricos de potencia en el dominio del tiempo, por las siguientes razones:

1. Una de las necesidades características de los sistemas de potencia es la constante necesidad de ajustar las condiciones de operación, con el fin de satisfacer los niveles

siempre cambiantes de demanda eléctrica. Aunque la carga individual puede variar significativamente entre un instante y otro; la carga total, conformada por un gran número de cargas individuales, cambia más lentamente y de manera más predecible. Ésta característica es importante, pues significa que en periodos cortos de tiempo se puede considerar que la red de transmisión se encuentra en estado estacionario y conforme el tiempo pasa se considera que el sistema pasa lentamente de una condición de estado estacionario a otra [Machowsky *et al.*, 2008].

2. Otra de las características de las redes eléctricas es la periodicidad de sus variables. En el marco de referencia del dominio del tiempo los estados de la red (voltajes nodales) se representan por funciones senoidales dependientes del tiempo con una cierta amplitud v_p , frecuencia ω y ángulo de defase ϕ con respecto al voltaje de referencia, esto es

$$v(t) = v_p \text{sen}(\omega t + \phi) \quad (2.49)$$

Las funciones trigonométricas tiene el atributo de ser periódicas; esto implica que al cumplir un ciclo la función se repetirá como se muestra en la Fig.2.3.

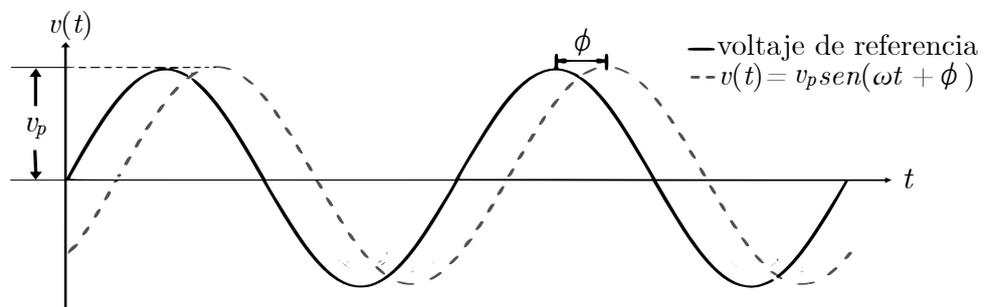


Figura 2.3: Función seno.

En conclusión, se puede decir que debido a la capacidad del sistema de ser modelado como un proceso quasi-estático, cuyas variables de estado son periódicas y a la facultad del Filtro de Kalman para estimar estados que cambian de valor con respecto al tiempo; nace el estimador de estado estacionario periódico.

En la Sección 2.2.5.1 se realiza un repaso de los conceptos básicos en sistemas dinámicos con la intención de presentar las nociones necesarias para comprender el proceso

realizado por el Filtro de Kalman, el cual se expone al final del capítulo.

2.2.5.1. Sistemas Dinámicos

Mohammad Jamshidi en [Jamshidi *et al.*, 1992] describe a un sistema como “Una colección de componentes que actúan juntos para realizar una función y que pueden ser caracterizados por un número finito de atributos”.

La clasificación de los sistemas dinámicos se realiza de acuerdo al tipo de ecuaciones empleadas para su modelado, de ésta manera en [Jamshidi *et al.*, 1992] se describen cinco niveles divididos en dos categorías dominantes. La Fig.2.4 muestra las categorías antes mencionadas (los elementos dentro de los recuadros punteados indican que estos pueden estar subdivididos de igual manera que su contraparte en el mismo nivel).

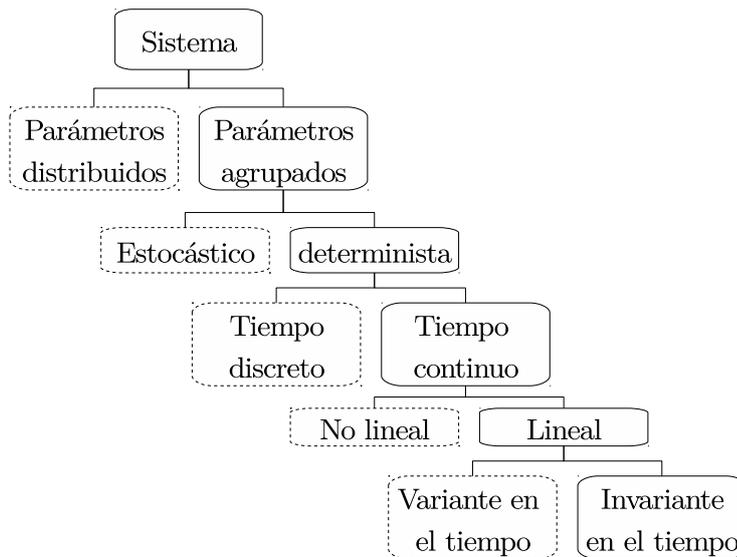


Figura 2.4: Clasificación de sistemas dinámicos

Sistemas de parámetros agrupados. Éstos sistemas pueden ser representados por un conjunto finito de ecuaciones diferenciales ordinarias.

Sistemas de parámetros distribuidos. A diferencia de los sistemas de parámetros agrupados se describen mediante un grupo de ecuaciones diferenciales parciales, por lo que son conocidos como sistemas de dimensión infinita.

Sistemas deterministas. En éste tipo de sistemas la totalidad de los parámetros involucrados en el modelo son conocidos de manera exacta.

Sistemas estocásticos. Son modelos donde algunos o incluso todos los parámetros son conocidos solo de manera probabilista.

Sistemas en tiempo continuo. Las ecuaciones diferenciales son la manera de describir los modelos en tiempo continuo. Las variables se conocen para cualquier valor del tiempo, por lo que el tiempo puede tomar valores entre $[t_1 t_2]$.

Sistemas en tiempo discreto. Cuando un sistema se representa en tiempo discreto es descrito por ecuaciones de diferencias y el tiempo solo puede tomar valores discretos $t = kTs$ donde k es un valor entero positivo.

Sistemas lineales. Todo sistema donde se cumple el principio de superposición es denominado sistema lineal.

Sistemas no lineales. Los sistemas donde no se cumple el principio de superposición es llamado no lineal. Para que el sistema sea considerado no lineal es suficiente que una de sus ecuaciones no cumpla con el criterio de superposición.

Sistemas variantes en el tiempo. Cuando los parámetros que describen el sistema son funciones del tiempo, el sistema es considerado variante en el tiempo o no estacionario.

Sistemas invariantes en el tiempo. Un sistema es considerado invariante en el tiempo o estacionario cuando sus parámetros son constantes para todo instante de tiempo.

La teoría de control moderno está basada en la descripción de sistemas de ecuaciones en la forma de ecuaciones diferenciales de primer orden, las cuales pueden combinarse para formar una representación vectorial de ecuaciones diferenciales de primer orden [Ogata y Yang, 2010]. Ésta representación es conocida como representación en espacio de estado. Cualquier sistema representado en el espacio de estado contará con tres tipos de variables: entradas, salidas y estados. Las entradas del sistema, también llamadas variables de control, estimulan al sistema desde una fuente externa y son representadas por el grupo de variables $u_1(t), u_2(t), \dots, u_r(t)$. Las salidas $y_1(t), y_2(t), \dots, y_n(t)$ son la respuesta a las entradas y las condiciones iniciales del sistema. Los estados $x_1(t), x_2(t), \dots, x_m(t)$ por su parte son el conjunto de variables que junto con el conocimiento de las entradas del sistema son

suficientes para determinar la dinámica y por ende las salidas del sistema.

De manera general, las ecuaciones dinámicas de un conjunto de ecuaciones diferenciales no lineales con parámetros agrupados se representan cómo,

$$\dot{x} = f[x(t), u(t), t] \quad (2.50)$$

$$y = g[x(t), u(t), t] \quad (2.51)$$

Para sistemas lineales, (2.50) y (2.51) toman la forma,

$$\dot{x} = A(t)x(t) + B(t)u(t) \quad (2.52)$$

$$y = C(t)x(t) + D(t)u(t) \quad (2.53)$$

Donde $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$ y $D(t)$ son matrices de dimensión $m \times m$, $m \times r$, $n \times m$ y $n \times r$, respectivamente, éstas matrices representan los parámetros variantes en el tiempo del sistema. Si son consideradas constantes (invariantes en el tiempo) las ecuaciones (2.52) y (2.53) toman la forma de un sistema lineal invariante en el tiempo; es decir,

$$\dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.54)$$

$$y = Cx(t) + Du(t) \quad (2.55)$$

2.2.5.2. Discretización

La mayoría de los sistemas en el mundo real son descritos a través de ecuaciones diferenciales en el dominio del tiempo continuo, como en (2.54). Sin embargo, la estimación de estado y los algoritmos de control son implementadas en sistemas de cómputo digitales. Ésto requiere de una transformación del tiempo continuo al discreto. La transformación requiere que el tiempo t sea discretizado, es decir,

$$t = kT_s \quad (2.56)$$

donde T_s es el incremento de tiempo o tiempo de muestreo y k es un número entero real, que representa el número de medida. La conversión del tiempo continuo al tiempo discreto, transforma las matrices A , B , C y D en las matrices F , G , H e I , respectivamente. La

transformación se realiza mediante (2.57-2.60), tomadas de [Simon, 2006].

$$F = e^{AT_s} \quad (2.57)$$

$$G = F [I - e^{-AT_s}] A^{-1} B \quad (2.58)$$

$$H = C \quad (2.59)$$

$$I = D \quad (2.60)$$

Con estas nuevas matrices el sistema en tiempo discreto toma la forma

$$x_k = F_{k-1}x_{k-1} + G_{k-1}u_{k-1} \quad (2.61)$$

$$y_k = H_kx_k + I_ku_k \quad (2.62)$$

2.2.5.3. Propagación de Media y Varianza en Sistemas Dinámicos

Añadiendo las variables aleatorias discretas w y v , se modela la incertidumbre del proceso y la medición. Un sistema dinámico invariante en el tiempo en el marco de referencia del tiempo discreto tiene la forma general según [Simon, 2006]

$$x_k = F_{k-1}x_{k-1} + G_{k-1}u_{k-1} + w_{k-1} \quad (2.63)$$

$$y_k = H_kx_k + I_ku_k + v_k \quad (2.64)$$

donde

u_k : Entrada conocida del sistema.

w_k : Error aleatorio de proceso. Ruido blanco Gaussiano con media nula y covarianza Q_k

v_k : Error aleatorio de medición. Ruido blanco Gaussiano con media nula y covarianza R_k

El valor medio del estado x_k cambia con respecto al tiempo discreto t_k de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \bar{x}_k &= E(x_k) \\ &= F_{k-1}\bar{x}_{k-1} + G_{k-1}u_{k-1} \end{aligned} \quad (2.65)$$

La covarianza, por su parte cambia de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
(x_k - \bar{x}_k)(x_k - \bar{x}_k)^T &= (F_{k-1}x_{k-1} + G_{k-1}u_{k-1} + w_{k-1} - F_{k-1}\bar{x}_{k-1} - G_{k-1}u_{k-1}) \cdots \\
&\quad (F_{k-1}x_{k-1} + G_{k-1}u_{k-1} + w_{k-1} - F_{k-1}\bar{x}_{k-1} - G_{k-1}u_{k-1})^T \\
&= (F_{k-1}(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1}) + w_{k-1})(F_{k-1}(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1}) + w_{k-1})^T \\
&= F_{k-1}(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1})(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1})^T F_{k-1}^T + w_{k-1}w_{k-1}^T + \\
&\quad F_{k-1}(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1})w_{k-1}^T + w_{k-1}(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1})^T F_{k-1}^T
\end{aligned} \tag{2.66}$$

Como $(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1})$ y w_{k-1} no están correlacionados, es decir, son independientes entre sí; entonces, (2.66) se simplifica como:

$$(x_k - \bar{x}_k)(x_k - \bar{x}_k)^T = F_{k-1}(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1})(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1})^T F_{k-1}^T + w_{k-1}w_{k-1}^T \tag{2.67}$$

Finalmente, la matriz de covarianza de la estimación P_k , se define como en el caso de los mínimos cuadrados recursivos,

$$\begin{aligned}
P_k &= E \left[(x_k - \bar{x}_k)(x_k - \bar{x}_k)^T \right] \\
&= F_{k-1}P_{k-1}F_{k-1}^T + Q_{k-1}
\end{aligned} \tag{2.68}$$

Q_{k-1} : Matriz de covarianza del error de proceso.

2.2.5.4. Filtro de Kalman

El Filtro de Kalman es un algoritmo de estimación óptimo lineal con la capacidad de estimar estados que varían su valor entre un tiempo t_{k-1} y otro t_k .

El modelo de ecuaciones lineales discretas empleado para la derivación del Filtro de Kalman tiene la forma general

$$x_k = F_{k-1}x_{k-1} + G_{k-1}u_{k-1} + w_{k-1} \tag{2.69}$$

$$y_k = H_k x_k + v_k \tag{2.70}$$

Estas ecuaciones generales no contemplan el efecto de la matriz I , conocida como la matriz de trayecto directo (por producir un efecto directo desde la entrada del sistema u hacia la salida del mismo y). En la mayoría de los sistemas esta es una matriz de coeficientes cero; por lo que no tiene efecto en el sistema de medición. En casos donde la matriz I contiene

valores diferentes de cero es necesario considerar su efecto sobre el sistema. Considerando que se conoce la matriz I_k y la entrada del sistema u_k para todo valor de k , entonces es posible hacer el cambio $z_k = y_k - I_k u_k$. Modificando el sistema de ecuaciones (2.63) y (2.64) que describen al sistema lineal en el dominio del tiempo discreto, se llega a una expresión similar a la presentada al inicio de la sección pero con la variable z reemplazando a y , tal que,

$$x_k = F_{k-1}x_{k-1} + G_{k-1}u_{k-1} + w_{k-1} \quad (2.71)$$

$$z_k = H_k x_k + v_k \quad (2.72)$$

El objetivo del estimador es determinar el estado x_k en base a la dinámica del sistema y el grupo de mediciones z_k . La estimación de x_k depende de la cantidad de información disponible al momento de ser realizada. El Filtro de Kalman emplea dos tipos de estimación diferentes; la primera es denominada estimación *a priori* y la segunda es la estimación *a posteriori*. Cuando se tienen todas las mediciones sin incluir la medición en el tiempo k para realizar la estimación de x_k , entonces se realiza una estimación *a priori*, la cual se denota por \hat{x}_k^- . En cambio, cuando se tienen todas las mediciones incluyendo la realizada en el instante k , la estimación de x_k es denominada estimación *a posteriori* y se denota por \hat{x}_k^+ . Ambas *a priori* y *a posteriori* son estimaciones del mismo estado x_k con la diferencia de que uno no hace uso de la medición z_k mientras que el otro si lo hace.

Dado que la primera medición se toma en $k = 1$, resulta práctico considerar a la condición inicial del sistema como una estimación *a posteriori* de x_0 e inicializarla como el valor esperado del estado inicial x_0 , es decir

$$\hat{x}_0^+ = E(x_0) \quad (2.73)$$

Cada estimación tiene asociada una matriz de covarianza del error de estimación P_k . P_k^- denota la covarianza del error de estimación de \hat{x}_k^- y P_k^+ denota la covarianza del error de estimación de \hat{x}_k^+ .

$$P_k^- = E \left[(x_k - \hat{x}_k^-) (x_k - \hat{x}_k^-)^T \right] \quad (2.74)$$

$$P_k^+ = E \left[(x_k - \hat{x}_k^+) (x_k - \hat{x}_k^+)^T \right] \quad (2.75)$$

La condición inicial del sistema es el arranque del KF. Teniendo \hat{x}_0^+ se desea realizar una estimación de \hat{x}_1^- . Sin embargo, al no contar aún con más datos medidos, es necesario emplear la dinámica del sistema para realizar la estimación. La mejor estimación posible de x_1 es $\hat{x}_1^- = E(x_1)$, es decir, el valor esperado para la variable aleatoria x_1 . Como \hat{x}_0^+ también es el valor esperado para el tiempo t_k , es posible usar la ecuación de propagación del valor medio para sistemas dinámicos en el tiempo discreto (2.65). De tal manera que la estimación *a priori* de x_1 es

$$\hat{x}_1^- = F_0 \hat{x}_0^+ + G_0 u_0 \quad (2.76)$$

Para cualquier par de tiempos discretos t_{k-1} y t_k , respectivamente, la ecuación anterior puede ser generalizada para propagar el estado de una estimación *a posteriori* a una *a priori*. Esta ecuación es llamada la ecuación de actualización de tiempo de \hat{x} y se expresa como,

$$\hat{x}_k^- = F_{k-1} \hat{x}_{k-1}^+ + G_{k-1} u_{k-1} \quad (2.77)$$

La estimación inicial de estado x_0^+ tiene asociada una covarianza inicial P_0^+ y se expresa matemáticamente por (2.78). La matriz de covarianza representa la incertidumbre de la estimación inicial. Si la condición inicial es perfectamente conocida, entonces $P_0^+ = 0$, por el contrario, sí no se conoce el valor de la condición inicial, entonces $P_0^+ = \infty I$.

$$\begin{aligned} P_0^+ &= E \left[(x_0 - \bar{x}_0) (x_0 - \bar{x}_0)^T \right] \\ &= E \left[(x_0 - \hat{x}_0^+) (x_0 - \hat{x}_0^+)^T \right] \end{aligned} \quad (2.78)$$

De manera similar a la propagación de los estados, la varianza se propaga por medio de las ecuaciones del sistema dinámico. Usando (2.68) se obtiene,

$$P_1^- = F_0 P_0^+ F_0 + Q_0 \quad (2.79)$$

en general para cualquier par de valores $k - 1$ y k .

$$P_k^- = F_{k-1} P_{k-1}^+ F_{k-1} + Q_{k-1} \quad (2.80)$$

La ecuación (2.80) es conocida como la ecuación de actualización de tiempo de P_k .

Ahora que se tienen expresiones para actualizar la estimación y la covarianza del error de estimación falta asociarlas con las mediciones z_k . Esto se logra al vincular las

ecuaciones con el algoritmo de mínimos cuadrados ponderados recursivos presentado en la Sección 2.2.4 (2.46-2.48).

Reemplazando las siguientes expresiones equivalentes entre el método de mínimos cuadrados recursivos y el Filtro de Kalman de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\hat{x}_{k-1} &\Rightarrow \hat{x}_k^- \\ P_{k-1} &\Rightarrow P_k^- \\ \hat{x}_k &\Rightarrow \hat{x}_k^+ \\ P_k &\Rightarrow P_k^+\end{aligned}$$

se obtienen las siguientes ecuaciones de actualización en base a las mediciones de la estimación y la varianza del error de estimación

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (2.81)$$

$$\hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + K_k (z - H_k \hat{x}_k^-) \quad (2.82)$$

$$P_k^+ = (I - K_k H_k) P_k^- (I - K_k H_k)^T + K_k R_k K_k^T \quad (2.83)$$

Al emplear juntas las ecuaciones de actualización en base al tiempo (propagación) y en base a las mediciones (actualización) se obtienen las ecuaciones características del Filtro de Kalman; es decir,

$$P_k^- = F_{k-1} P_{k-1}^+ F_{k-1} + Q_{k-1} \quad (2.84)$$

$$\hat{x}_k^- = F_{k-1} \hat{x}_{k-1}^+ + G_{k-1} u_{k-1} \quad (2.85)$$

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (2.86)$$

$$\hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + K_k (z - H_k \hat{x}_k^-) \quad (2.87)$$

$$P_k^+ = (I - K_k H_k) P_k^- (I - K_k H_k)^T + K_k R_k K_k^T \quad (2.88)$$

El proceso global realizado por el Filtro de Kalman se muestra en la Fig.2.5. Inicialmente, es necesaria una condición de arranque para el estado y la covarianza del error de estimación; éstas se fijan en valores dados por las ecuaciones (2.73) y (2.78). Una vez que se tiene la condición inicial, se usan las ecuaciones de propagación del estado y la covarianza (2.84) y (2.85) para obtener una estimación *a priori* y en seguida se emplea (2.86) para calcular la ganancia del filtro. Finalmente se realiza la actualización (también

conocida como corrección por algunos autores) con (2.87) y (2.88). Una vez terminado el ciclo, se repite a través de un proceso iterativo.

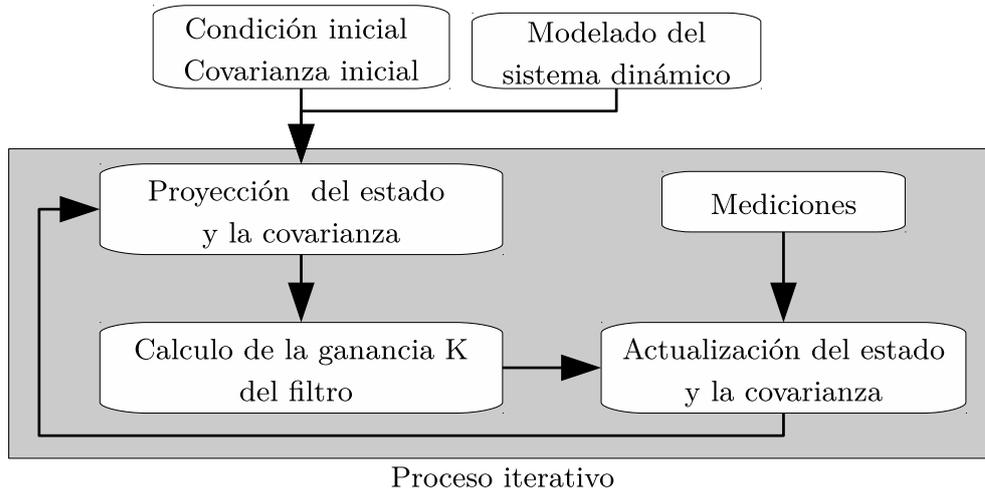


Figura 2.5: Esquema del Filtro de Kalman.

2.3. Conclusiones

El capítulo detalla el Filtro de Kalman de una forma sistemática; partiendo de la información básica para culminar en la agrupación de toda la teoría en la sección denominada “Filtro de Kalman”.

El Filtro de Kalman es un algoritmo fuertemente basado en la teoría probabilista y de variables aleatorias. El método se basa en aprovechar los sistemas de ecuaciones dinámicas en el dominio de tiempo discreto e identificar fórmulas para la propagación de los estados y la covarianza del error de medición, que junto a las ecuaciones de los mínimos cuadrados forman éste potente algoritmo óptimo lineal de estimación de estado.

Para finalizar, es necesario decir que si bien en la bibliografía existente es posible encontrar un sin fin de aplicaciones para el KF, en el trabajo de investigación reportado en ésta tesis se presenta una aplicación poco explorada, la estimación de estacionario periódico

bajo condiciones de distorsión armónica en sistemas eléctricos de potencia. El Filtro de Kalman es perfecto para ésta tarea, dado que es capaz de estimar estados que cambian de un tiempo t_{k-1} a otro tiempo t_k , cosa que no es posible con otros métodos. Adicionalmente, es posible emplear este estimador para aplicaciones en tiempo real, lo que lo vuelve aún más atractivo. En el siguiente capítulo se explicarán algunas propiedades adicionales del filtro, las cuales serán importantes para obtener la estimación del contenido armónico de los estados de la red.

Capítulo 3

Modelo Unificado de Estimación de Estado Bajo Condiciones de Distorsión Armónica

3.1. Introducción

Los armónicos en los sistemas eléctricos de potencia se definen como los voltajes y corrientes sinusoidales con frecuencias múltiplos enteros de la frecuencia principal de generación (frecuencia fundamental). Por extensión, el proceso de análisis armónico es el estudio y cálculo las magnitudes y fases de la componente fundamental y los armónicos de una forma de onda periódica [Arrillaga y Watson, 2003]. En 1989, el método de análisis armónico y la estimación de estado son unificados por Heydt, quien propuso en [Heydt, 1989] el primer estimador de estado armónico (HSE, por sus siglas en inglés). Un estimador de estado en el dominio de la frecuencia cuyo principal objetivo fue detectar la presencia de fuentes de distorsión armónica en la red.

Visto desde el enfoque del dominio del tiempo, la condición de periodicidad implica que aún ante condiciones de distorsión armónica, las variables de estados de la red. siguen comportandose como ciclos que se repiten de manera indefinida bajo condiciones de estado estacionario. De hecho, en [Mohan *et al.*, 2009] se define al estado estacionario como la

condición en la que las formas de onda de un circuito se repiten con un periodo T , que depende de la naturaleza específica de ese circuito. El análisis de la información anterior indica que es posible realizar la estimación de estado estacionario periódico bajo condiciones de distorsión armónica en el dominio de tiempo (TDHSE, por sus siglas en inglés) debido a que las condiciones de periodicidad estacionaria continúan siendo válidas. Un ejemplo de una variable con distorsión armónica en estado estacionario se muestra en la Fig. 3.1.

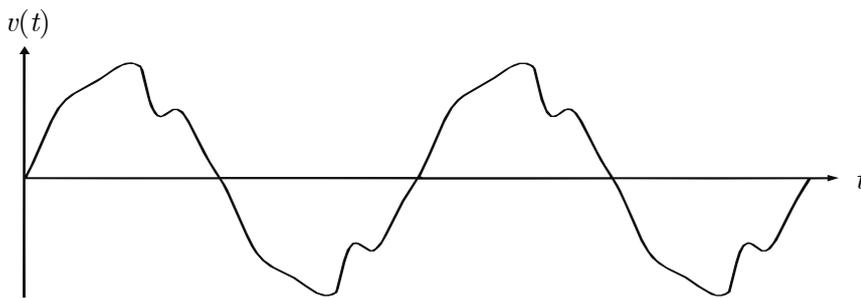


Figura 3.1: Voltaje contaminado con armónicos medido en laboratorio

En la actualidad, la incorporación de cargas y componentes no lineales a la red, ha contribuido sustancialmente al aumento en los niveles de contaminación armónica del sistema eléctrico. Razón por la cual se justifica y desarrollo y mejoramiento de técnicas como el TDHSE. Algunos de los elementos mejor identificados como principales contribuyentes al efecto de distorsión armónica son:

- Convertidores de potencia.
- Dispositivos FACTS.
- Efecto de saturación e histeresis en los componentes magnéticos.
- Lámparas fluorescentes.
- Hornos de arco eléctrico.

y entre algunos de sus efectos adversos sobre la calidad de la energía se destacan en [Medina *et al.*, 2013] los siguientes:

- Interferencia con comunicaciones.

- Interferencia con sistemas de control y protección.
- Reducción del tiempo de vida de los equipos.
- Pérdidas adicionales en el sistema de potencia.

Dados los efectos negativos y las severas consecuencias que pueden llegar a provocar, algunos organismos internacionales han desarrollado estándares que regulan la inyección de armónicos a la red, a la vez que el monitoreo del contenido armónico en las variables de la red han aumentado. Sin embargo, el equipo de medición es más costoso que los medidores convencionales, por lo que el número de medidores de este tipo es limitado. Por lo tanto, la aplicación de algoritmos como el HSE y el TDHSE tienen una considerable área de oportunidad para desarrollarse y al mismo tiempo grandes retos que vencer por la falta de medidores e incluso falta de datos adicionales. Un ejemplo son las pseudomediciones, pues en los estimadores de estado armónicos es difícil contar con información de este tipo, debido a que las fuentes de distorsión armónicos son variables y difíciles de pronosticar [Moghadasian *et al.*, 2010].

3.2. Herramientas y Técnicas de Análisis

En éste trabajo de investigación, el Filtro de Kalman es empleado como la herramienta principal del TDHSE. Cabe mencionar que el KF, al ser un algoritmo propicio para el seguimiento de trayectoria, nos brinda una estimación de forma de onda y no propiamente una estimación de estado armónico en el dominio de la frecuencia (como se acostumbra registrar en los SEP's). Sin embargo, la forma de onda es rica en información y mediante técnicas adicionales es posible extraer datos de manera indirecta. Por ésta razón se categoriza al algoritmo de estimación como un estimador indirecto de contenido armónico en el dominio del tiempo. Realizar el procesamiento de datos de ésta manera brinda algunas ventajas convenientes, tal vez la más importante es que al extraer el contenido armónico por medio de una etapa aislada el estimador principal permanece sin modificación alguna. Gracias a ésto, la teoría presentada en el capítulo anterior permanece vigente para el estimador de estado armónico indirecto. Otra ventaja que ofrece es la viabilidad de realizar

otros análisis adicionales, por ejemplo la determinación del contenido interarmónico en la red, por lo que el método se vuelve bastante atractivo.

La Fig.3.2 esquematiza el algoritmo de estimación de estado bajo condiciones de distorsión armónica; éste es muy similar al presentado en el capítulo anterior, pero es evidente que la etapa de transformación al dominio de la frecuencia se ha agregado. La transformación al dominio de la frecuencia se realiza mediante la aplicación de la transformada rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés), un algoritmo bastante útil y eficiente para la determinación del contenido armónico de una señal periódica en el dominio del tiempo discreto.

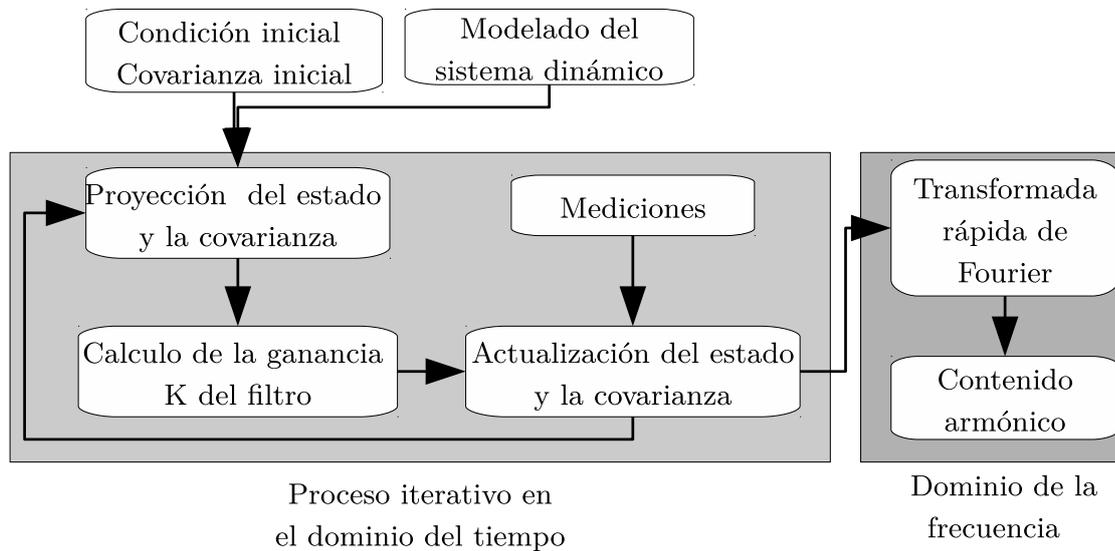


Figura 3.2: Esquema del estimación bajo condiciones de distorsión armónica

A continuación se describe de manera concisa los conceptos asociados con el análisis de Fourier, el cual conduce a la determinación eficiente del contenido armónico aplicando el método de la FFT.

3.2.1. Análisis de Fourier

En 1822, Jean-Baptiste Joseph Fourier postuló que cualquier función continua y periódica en un intervalo T puede ser representada como la suma de un componente

de CD, una componente sinusoidal a frecuencia fundamental y una serie de armónicos de la frecuencia fundamental [Fourier, 1822]. Las series de Fourier representan un nexo que vincula a funciones en el dominio del tiempo con funciones en el dominio de la frecuencia.

La descomposición de una función periódica $x(t)$ en una serie de Fourier tiene la forma general (3.1) y es una representación en el dominio de la frecuencia de la función periódica,

$$\begin{aligned} x(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos \left(\frac{2\pi n t}{T} \right) + b_n \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi n t}{T} \right) \right] \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \left[A_n \cos \left(\frac{2\pi n t}{T} + \phi_n \right) \right] \end{aligned} \quad (3.1)$$

donde

$$\begin{aligned} A_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad : \quad \text{Magnitud del } n\text{-ésimo armónico.} \\ \phi_n &= \tan^{-1} \left(\frac{b_n}{a_n} \right) \quad : \quad \text{Ángulo de fase del } n\text{-ésimo armónico.} \end{aligned}$$

Los coeficientes a_0 , a_n y b_n pueden ser encontrados a partir de las siguientes integrales.

$$a_0 = \int_t^{t+T} x(t) dt \quad (3.2)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_t^{t+T} x(t) \cos \left(\frac{2\pi n t}{T} \right) dt \quad (3.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_t^{t+T} x(t) \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi n t}{T} \right) dt \quad (3.4)$$

La Fig.3.3 es un ejemplo sencillo de una señal contaminada con contenido armónico, mientras que la descomposición en componentes armónicas de orden 3 y 5 se muestra en la Fig.3.4a para dos periodos de tiempo. Esta forma de onda se obtiene al sumar las tres senoides que se presentan en la Fig. 3.4 en cada instante de tiempo.

3.2.1.1. Forma Compleja de la Serie de Fourier

Utilizando las identidades trigonométricas (3.5) y (3.6) y el cambio de variable $\frac{2\pi}{T} = \omega$ en las ecuaciones (3.3) y (3.4) se obtiene una representación de los componentes de

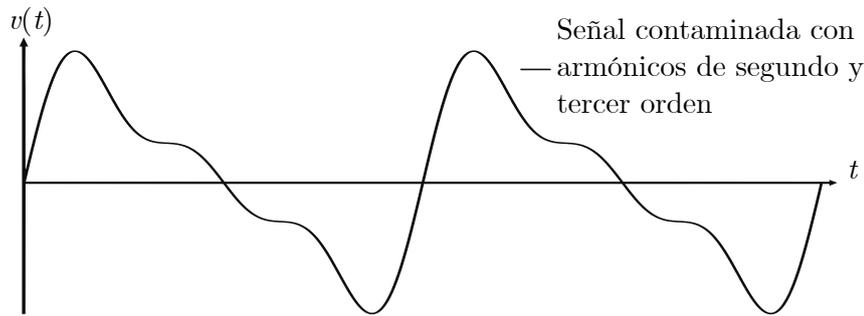


Figura 3.3: Señal contaminada con contenido armónico de 2do y 3er orden

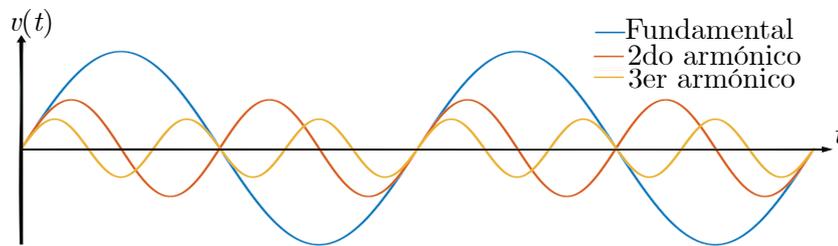


Figura 3.4: Descomposición de contenido armonico de la Fig.3.3

frecuencia como vectores rotatorios en el plano complejo.

$$\cos(n\omega t) = \frac{e^{jn\omega t} + e^{-jn\omega t}}{2} \quad (3.5)$$

$$\text{sen}(n\omega t) = \frac{e^{jn\omega t} - e^{-jn\omega t}}{2j} \quad (3.6)$$

La transformación nos permite obtener de la serie de Fourier a su forma compleja.

$$x(t) = \sum c_n e^{jn\omega t} \quad (3.7)$$

donde

$$\begin{aligned} c_n &= \frac{1}{2} (a_n - jb_n) \\ c_{-n} &= c_n \\ c_0 &= a_0 \end{aligned}$$

Una forma alternativa de calcular los términos c_n es por medio de integración

compleja, esto es:

$$c_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) e^{-jn\omega t} d(\omega t) \quad (3.8)$$

$$c_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) d(\omega t) \quad (3.9)$$

3.2.1.2. Transformada Discreta de Fourier

Cuando se aplica el análisis de Fourier a una señal continua y periódica en el dominio del tiempo, se obtiene una serie de componentes de frecuencia discretos en el dominio de la frecuencia. Al permitir que el periodo de integración se extienda al infinito, el espacio entre las frecuencias armónicas tiende a cero y los coeficientes c_n se convierten en una función continua de la forma

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi fT} dt \quad (3.10)$$

$X(f)$ es conocida como la función de densidad espectral de $x(t)$. En el caso donde el espectro en el dominio de la frecuencia es una función muestreada, al igual que la función en el dominio del tiempo, se obtiene una transformada de Fourier donde ambos componentes son discretos (FDT por sus siglas en inglés); es decir,

$$X(f_k) = 1/N \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) e^{-j2kn/N} = 1/N \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) W^{kn} \quad (3.11)$$

donde $W = e^{-j2kn/N}$. La forma discreta es la más apropiada para ser implementada en una computadora digital. Si se tienen N mediciones en un periodo, sobre todos los componentes de frecuencia, la ecuación anterior se puede escribir en forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} X(f_0) \\ X(f_1) \\ \vdots \\ X(f_k) \\ \vdots \\ X(f_{N-1}) \end{bmatrix} = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & W & \cdots & W^k & \cdots & W^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ 1 & W^k & \cdots & W^{k^2} & \cdots & W^{k(N-1)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{N-1} & \cdots & W^{N-1}k & \cdots & W^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t_0) \\ x(t_1) \\ \vdots \\ x(t_k) \\ \vdots \\ x(t_{N-1}) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

debido a que $e^{-j2kn/N}$ es una función circular con respecto a k , los únicos valores que puede tomar W^k son:

$$\begin{aligned}
 W^0 &= -W^4 = 1 \\
 W^1 &= -W^5 = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} - j \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \\
 W^2 &= -W^6 = -j \\
 W^3 &= -W^7 = - \left(\frac{1}{\sqrt{2}} - j \frac{1}{\sqrt{2}} \right)
 \end{aligned}$$

a partir de $k = 8$ se completa una rotación, por lo que es $W^8 = W^0 = 1$.

Cuando se necesita procesar grandes cantidades de datos, el tiempo computacional y el costo de ejecución se vuelven prohibitivos. Cuando se deben resolver problemas como éstos, se recurre al uso de la FFT [Arrillaga y Watson, 2003], un algoritmo que se beneficia con la similitud de los elementos de la matriz W y reduce el número de operaciones de N^2 a $N/2 \log_2 N$. Éste método se basa en reordenar la matriz W por el método de inversión de bits para posteriormente ser factorizada en $\log_2 N$ matrices.

3.3. Modelado de Componentes en Espacio de Estado

El modelado en el espacio de estado es una técnica de modelado característica de la teoría de control moderno. Éste tipo de modelado se basa en un conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias de primer orden, las cuáles al unirse forman un sistema de ecuaciones diferencio-algebraico. Este marco de referencia es completamente compatible con el marco de referencia del dominio del tiempo, por dicha razón es que se elige modelar los componentes de la red eléctrica de potencia en este marco.

Cada uno de los elementos del sistema eléctrico de potencia puede ser modelado mediante este tipo de ecuaciones. Dependiendo de la complejidad y orden del modelo, es posible modelar parcial o completamente la dinámica del elemento. Un ejemplo concreto es el de las máquinas rotatorias, cuyo modelo completo se caracteriza por sistemas de ecuaciones diferenciales de al menos sexto orden. Considerando que los sistemas reales contienen un gran número de generadores, resultaría inviable y costoso computacionalmente emplear modelos de tan elevado orden. Afortunadamente, existen modelos reducidos que son capaces de reproducir parcialmente las características de estas máquinas. En particular,

para el estudio de TDHSE no es necesario que el estimador capte los periodos transitorios, por lo que es más conveniente emplear modelos de estado estacionario para los componentes de la red. Dicha simplificación es aplicable a todos los elementos de la red de potencia; es decir, de manera indistinta es aplicable a cargas, líneas y transformadores.

Una práctica común en el modelado en espacio de estado es elegir como variables de estado a las variables asociadas a los dispositivos que almacenan energía. En los circuitos eléctricos las variables más empleadas como variables de estado son los voltajes en terminales de los capacitores (almacenador de energía en forma de campo eléctrico) y la corriente que pasa a través de los inductores (almacenador de energía en forma de campo magnético), también en las máquinas rotatorias otra variable de estado muy usado son los enlaces de flujo. Ya que los modelos de estado estacionario de los componentes de la red de potencia se basan en los componentes básicos de los circuitos eléctricos, es decir, resistencias, capacitores, inductores y fuentes de voltaje y/o corriente, la elección de las variables de estado es intuitiva. Como las leyes básicas que gobiernan ésta clase de sistemas son las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff, el modelado es bastante sencillo [Ogata y Yang, 2010]. La Tabla 3.1 indica cuales son las variables de estado asociadas a cada elemento de la red e indican si son medibles directamente o no lo son.

Tabla 3.1: Variables de estado del SEP en el modelo de espacio de estados

VARIABLES DE ESTADO	ELEMENTO DEL SEP	TIPO DE MEDICIÓN
Corriente de armadura	Generador	Directa
Corriente en rama RL	Línea de transmisión	Indirecta
Corriente en la carga L	Carga Inductiva	Indirecta
Voltaje nodal	Nodos de la red	Directa

Las entradas del sistema son los voltajes internos generados de los generadores síncronos. Una de las desventajas es que no pueden ser medidos de manera directa, por lo que existen técnicas para estimar tanto su magnitud como su ángulo de fase con respecto a su voltaje en terminales.

Definir las variables de estado de la red y sus entradas es una tarea fácil de realizar,

pues es la propia red la que las impone, en cambio, la determinación de las salidas de la red depende de factores más diversos, por lo que resulta más difícil determinar cuales son las mejores mediciones a realizar, a fin de optimizar el sistema de medición. En las siguientes secciones se describirá el modelo de los componentes de la red en el espacio de estado y su modelo de medición asociado.

3.3.1. Generador Síncrono

Los generadores síncronos o alternadores son máquinas síncronas que se emplean para realizar la conversión de la energía mecánica proveniente del primomotor en energía eléctrica utilizable dentro del sistema eléctrico de potencia [Chapman, 2012]. Todos los generadores tienen dos componentes magnéticos principales llamados estator y rotor. El estator contiene los devanados trifásicos de armadura, los cuales se encargan de conducir la corriente que es entregada al sistema eléctrico. El devanado de campo o de excitación se monta en el rotor de la máquina y es alimentado con una fuente de CD. Adicionalmente, los generadores son equipados con un conjunto de bobinas amortiguadoras, éstas se colocan en el rotor con la finalidad de amortiguar las oscilaciones mecánicas del rotor [Machowsky *et al.*, 2008]. La Fig.3.5 ilustra el concepto de un generador síncrono de polos salientes con conexión estrella trifásica en el estator, un devanado amortiguador en el eje directo y un devanado amortiguador en el eje de cuadratura.

El conjunto de ecuaciones que caracterizan la máquina síncrona pueden obtenerse en múltiples marcos de referencia. En la bibliografía clásica se ha demostrado que dependiendo de la elección de este marco el análisis puede verse simplificado.[Krause *et al.*, 2013] describe el proceso para transformar las ecuaciones de la máquina síncrona del marco de referencia abc al marco giratorio del rotor mediante las ecuaciones de Park. Esta transformación elimina la dependencia entre las inductancias y la posición del rotor, introduciendo los ejes ficticios directo (d) y de cuadratura(q) hacia los son referidas las variables eléctricas de la máquina. Las ecuaciones (3.13-3.24) fueron tomadas de [Krause *et al.*, 2013] y modelan al generador síncrono en este marco de referencia. El subíndice qs se refieren a la bobina del estator en el eje de cuadratura, ds es para la bobina del estator en el eje directo, $0s$ es para el componente en el eje 0 de la máquina (desbalances eléctricos), kq es el devanado

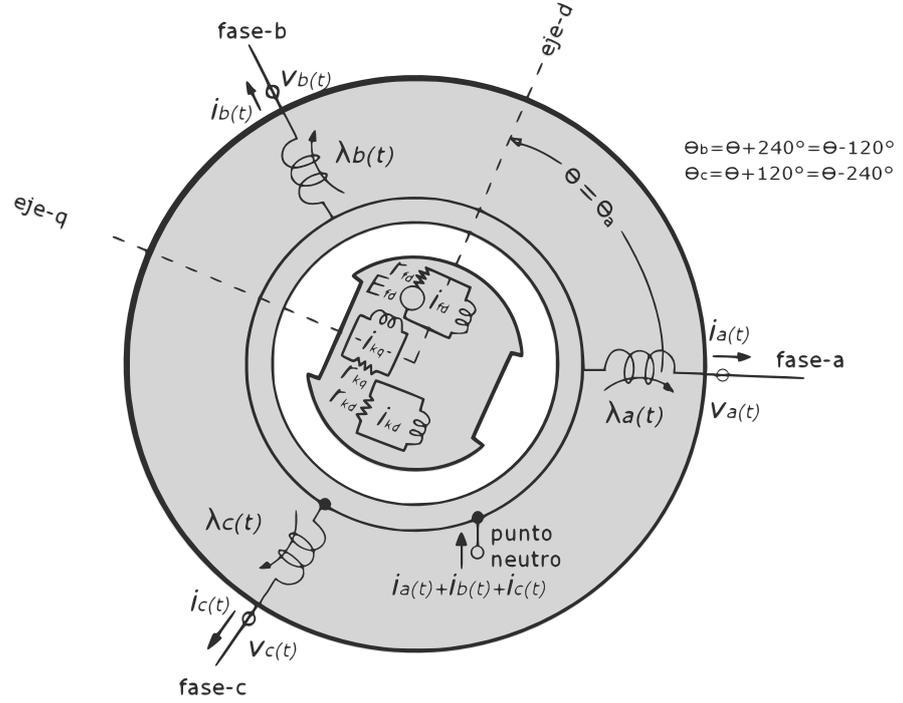


Figura 3.5: Esquema eléctrico de un generador síncrono.

amortiguador del rotor en el eje de cuadratura, mientras que fd y kd son el devanado de excitación y el amortiguador en el eje directo respectivamente. El superíndice r indica que todas las variables han sido transformadas al marco de referencia del rotor. Además, el apóstrofe se usa para señalar que las variables del rotor han sido eléctricamente referidas al estator. La notación $\dot{\lambda}$ se usa para denotar que la variable está siendo derivada con respecto al tiempo; es decir, $\dot{\lambda} = \frac{d\lambda}{dt}$.

$$v_{qs}^r = r_s i_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r + \dot{\lambda}_{qs}^r \quad (3.13)$$

$$v_{ds}^r = r_s i_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r + \dot{\lambda}_{ds}^r \quad (3.14)$$

$$v_{0s}^r = r_s i_{0s}^r + \dot{\lambda}_{0s}^r \quad (3.15)$$

$$v_{kq}^{tr} = r_{kq}' i_{kq}^{tr} + \dot{\lambda}_{kq}^{tr} \quad (3.16)$$

$$v_{fd}^{tr} = r_{fd}' i_{fd}^{tr} + \dot{\lambda}_{fd}^{tr} \quad (3.17)$$

$$v_{kd}^{tr} = r_{kd}' i_{kd}^{tr} + \dot{\lambda}_{kd}^{tr} \quad (3.18)$$

con

$$\lambda_{qs}^r = L_{ls}i_{qs}^r + L_{mq}(i_{qs} + i_{kq}^{lr}) \quad (3.19)$$

$$\lambda_{ds}^r = L_{ls}i_{ds}^r + L_{md}(i_{ds} + i_{fd}^{lr} + i_{kd}^{lr}) \quad (3.20)$$

$$\lambda_{0s}^r = L_{ls}i_{0s} \quad (3.21)$$

$$\lambda_{kq}^{lr} = L_{lkq}i_{kq}^{lr} + L_{mq}(i_{qs} + i_{kq}^{lr}) \quad (3.22)$$

$$\lambda_{fd}^{lr} = L_{lfd}i_{fd}^{lr} + L_{md}(i_{ds} + i_{fd}^{lr} + i_{kd}^{lr}) \quad (3.23)$$

$$\lambda_{kd}^{lr} = L_{lkd}i_{kd}^{lr} + L_{md}(i_{ds} + i_{fd}^{lr} + i_{kd}^{lr}) \quad (3.24)$$

donde

- v_{qs}^r, v_{ds}^r y v_{0s}^r : Voltajes en el eje q, eje d y eje 0 del estator, respectivamente.
- v_{kq}^{lr} : Voltaje en el devanado amortiguador en el eje q del rotor.
- v_{fd}^{lr} : Voltaje en el devanado de excitación del rotor.
- v_{kd}^{lr} : Voltaje en el devanado amortiguador en el eje d del rotor.
- i_{qs}^r, i_{ds}^r y i_{0s}^r : Corrientes en el eje q, eje d y eje 0 del estator, respectivamente.
- i_{kq}^{lr} : Corriente en el devanado amortiguador en el eje q del rotor.
- i_{fd}^{lr} : Corriente en el devanado de excitación del rotor.
- i_{kd}^{lr} : Corriente en el devanado amortiguador en el eje d del rotor.
- $\lambda_{qs}^r, \lambda_{ds}^r$ y λ_{0s}^r : Enlaces de flujo en el eje q, eje d y eje 0 del estator, respectivamente.
- λ_{kq}^{lr} : Enlace de flujo en el devanado amortiguador en el eje q del rotor.
- λ_{fd}^{lr} : Enlace de flujo en el devanado de excitación del rotor.
- λ_{kd}^{lr} : Enlace de flujo en el devanado amortiguador en el eje d del rotor.
- $r_s, r_{fd}^{lr}, r_{kq}^{lr}$ y r_{kd}^{lr} : Resistencias del estator, del devanado de campo y amortiguadores.
- L_{ls}, L_{lfd}, L_{lkq} y L_{lkd} : Inductancias de dispersión
- L_{md} : Inductancias de magnetización del eje directo.
- L_{mq} : Inductancias de magnetización del eje de cuadratura.
- ω_r : Velocidad angular eléctrica del rotor.

Cuando se consideran condiciones de estado estacionario y además que el sistema trabaja bajo condiciones balanceadas, se pueden hacer las siguientes simplificaciones:

1. La secuencia cero puede ser descartada.
2. La máquina alcanzará la velocidad de sincronismo por lo que $\omega_r = \omega_e$.
3. No hay inducción de voltaje en los devanados amortiguadores, y al no estar alimentados por ninguna fuente externa tendrán corrientes nulas, por lo que $i_{kq}^{tr} = i_{kd}^{tr} = 0$.
4. Los cambios en los enlaces de flujo en los devanados amortiguadores pueden considerarse iguales a cero.

Aplicando éstas simplificaciones a las ecuaciones (3.13-3.18) y transformando las ecuaciones resultantes al dominio de la frecuencia, se obtiene:

$$V_{qs}^r = r_s I_{qs}^r + \omega_e \Psi_{ds}^r \quad (3.25)$$

$$V_{ds}^r = r_s I_{ds}^r - \omega_e \Psi_{qs}^r \quad (3.26)$$

$$V_{fd}^{tr} = r'_{fd} I_{fd}^{tr} \quad (3.27)$$

donde

$$\Psi_{qs}^r = L_{ls} I_{qs}^r + L_{mq} I_{qs} \quad (3.28)$$

$$\Psi_{ds}^r = L_{ls} I_{ds}^r + L_{md} (I_{ds} + I_{fd}^{tr}) \quad (3.29)$$

Sustituyendo (3.29) en (3.25) y (3.28) en (3.26) y agrupando términos de tal manera que $L_d = L_{ls} + L_{md}$ y $L_q = L_{ls} + L_{mq}$.

$$V_{qs}^r = r_s I_{qs}^r + \omega_e L_d I_{ds}^r + \omega_e L_{md} I_{fd}^{tr} \quad (3.30)$$

$$V_{ds}^r = r_s I_{ds}^r - \omega_e L_q I_{qs}^r \quad (3.31)$$

$$V_{fd}^{tr} = r'_{fd} I_{fd}^{tr} \quad (3.32)$$

Para simplificar la integración de la máquina con el resto de componentes de la red eléctrica es conveniente realizar una nueva transformación del sistema de ecuaciones del marco de referencia del rotor al marco de referencia estacionario o abc. Los valores instantáneos en el marco de referencia del rotor se pueden expresar como

$$f_{qs}^r = \sqrt{2} f_s \cos(\theta_{ef} - \theta_r) \quad (3.33)$$

$$f_{ds}^r = -\sqrt{2} f_s \sin(\theta_{ef} - \theta_r) \quad (3.34)$$

donde los ángulos θ_{ef} y θ_r dependen de la velocidad angular eléctrica de la máquina y de la velocidad angular eléctrica del rotor; es decir,

$$\dot{\theta}_{ef} = \omega_e \quad (3.35)$$

$$\dot{\theta}_r = \omega_r \quad (3.36)$$

Para simplificar el uso de estas ecuaciones, es conveniente reemplazar θ_r por el ángulo del rotor. [Krause *et al.*, 2013] define el ángulo del rotor (δ) como el desplazamiento del rotor, en referencia al valor máximo positivo de la componente fundamental del voltaje terminal de la fase a.

$$\delta = \theta_r - \theta_{ev} \quad (3.37)$$

donde θ_{ev} es el ángulo del voltaje terminal de la fase a. Despejando el ángulo del rotor de (3.37) y sustituyendo en (3.34) y (3.33) resulta,

$$f_{qs}^r = \sqrt{2}f_s \cos(\theta_{ef} - \theta_{ev} - \delta) \quad (3.38)$$

$$f_{ds}^r = -\sqrt{2}f_s \sin(\theta_{ef} - \theta_{ev} - \delta) \quad (3.39)$$

resolviendo la ecuación diferencial de variables separables (3.35) permite obtener:

$$\theta_{ef} = \omega_e t + \theta_{ef}(0) \quad (3.40)$$

con $\theta_{ef}(0)$ como la condición inicial del ángulo θ_{ef} . Ya que θ_{ev} también depende de la frecuencia eléctrica, tendrá una estructura similar a la de θ_{ef} , tal que,

$$\theta_{ev} = \omega_e t + \theta_{ev}(0) \quad (3.41)$$

sustituyendo (3.40) y (3.41) en (3.38) y (3.39) resultan en:

$$\begin{aligned} f_{qs}^r &= \sqrt{2}f_s \cos(\omega_e t + \theta_{ef}(0) - \omega_e t - \theta_{ev}(0) - \delta) \\ &= \sqrt{2}f_s \cos(\theta_{ef}(0) - \theta_{ev}(0) - \delta) \end{aligned} \quad (3.42)$$

$$\begin{aligned} f_{ds}^r &= -\sqrt{2}f_s \sin(\omega_e t + \theta_{ef}(0) - \omega_e t - \theta_{ev}(0) - \delta) \\ &= -\sqrt{2}f_s \sin(\theta_{ef}(0) - \theta_{ev}(0) - \delta) \end{aligned} \quad (3.43)$$

usando la fórmula de Euler se obtiene,

$$\begin{aligned} F_{qs}^r &= \Re [\sqrt{2}F_s e^{j[\theta_{ef}(0) - \theta_{ev}(0) - \delta]}] \\ &= \Re [\sqrt{2}F_s e^{j[\theta_{ef}(0) - \theta_{ev}(0)]} e^{-j\delta}] \end{aligned} \quad (3.44)$$

$$\begin{aligned} F_{ds}^r &= \Re [j\sqrt{2}F_s e^{j[\theta_{ef}(0) - \theta_{ev}(0) - \delta]}] \\ &= \Re [j\sqrt{2}F_s e^{j[\theta_{ef}(0) - \theta_{ev}(0)]} e^{-j\delta}] \end{aligned} \quad (3.45)$$

De la definición del ángulo θ_{ev} se determina que el voltaje de la fase a puede representarse con un fasor alineado con la posición cero de θ_{ev} , es decir

$$\tilde{F}_{as} = F_s e^{j[\theta_{ef}(0) - \theta_{ev}(0)]} \quad (3.46)$$

multiplicando \tilde{F}_{as} por $e^{-j\delta}$

$$\begin{aligned} \tilde{F}_{as} e^{-j\delta} &= F_s e^{j[\theta_{ef}(0) - \theta_{ev}(0)]} e^{-j\delta} \\ &= F_s \cos(\theta_{ef}(0) - \theta_{ev}(0) - \delta) + jF_s \sin(\theta_{ef}(0) - \theta_{ev}(0) - \delta) \end{aligned} \quad (3.47)$$

finalmente, sustituyendo (3.42) y (3.43) en (3.47) da como resultado

$$\begin{aligned} \tilde{F}_{as} e^{-j\delta} &= \frac{F_{qs}^r}{\sqrt{(2)}} - j \frac{F_{ds}^r}{\sqrt{(2)}} \\ \sqrt{2}\tilde{F}_{as} e^{-j\delta} &= F_{qs}^r + F_{ds}^r \end{aligned} \quad (3.48)$$

por lo que para los voltajes se tiene que

$$\sqrt{2}\tilde{V}_{as} e^{-j\delta} = V_{qs}^r + V_{ds}^r \quad (3.49)$$

sustituyendo en la ecuación los valores de V_{qs} y V_{ds}

$$\sqrt{2}\tilde{V}_{as} e^{-j\delta} = r_s I_{qs}^r + \omega_e L_d I_{ds}^r + \omega_e L_{md} I_{fd}^r - j[r_s I_{ds}^r - \omega_e L_q I_{qs}^r] \quad (3.50)$$

sumando y restando $\omega_e L_q I_{ds}^r$

$$\sqrt{2}\tilde{V}_{as} e^{-j\delta} = r_s I_{qs}^r - j r_s I_{ds}^r + \omega_e L_q I_{ds}^r + j \omega_e L_q I_{qs}^r + \omega_e L_d I_{ds}^r + \omega_e L_{md} I_{fd}^r - \omega_e L_q I_{ds}^r \quad (3.51)$$

agrupando

$$\sqrt{2}\tilde{V}_{as} e^{-j\delta} = r_s (I_{qs}^r - j I_{ds}^r) + \omega_e L_q (I_{ds}^r + j I_{qs}^r) + (L_d - L_q) \omega_e I_{ds}^r + \omega_e L_{md} I_{fd}^r \quad (3.52)$$

Usando (3.48) pero en esta ocasión para la corriente se obtiene

$$\sqrt{2}\tilde{I}_{as}e^{-j\delta} = I_{qs}^r - jI_{ds}^r \quad (3.53)$$

multiplicando por j

$$j\sqrt{2}\tilde{I}_{as}e^{-j\delta} = I_{ds}^r + jI_{qs}^r \quad (3.54)$$

sustituyendo (3.53) y (3.54) en (3.52)

$$\sqrt{2}\tilde{V}_{as}e^{-j\delta} = \sqrt{2}r_s\tilde{I}_{as}e^{-j\delta} + j\sqrt{2}\omega_e L_q\tilde{I}_{as}e^{-j\delta} + (L_d - L_q)\omega_e I_{ds}^r + \omega_e L_{md}I_{fd}^r \quad (3.55)$$

despejando \tilde{V}_{as}

$$\tilde{V}_{as} = r_s\tilde{I}_{as} + j\omega_e L_q\tilde{I}_{as} + E_a \quad (3.56)$$

donde E_a es conocido como el voltaje interno inducido y es igual a

$$E_a = \frac{1}{\sqrt{2}} [(L_d - L_q)\omega_e I_{ds}^r + \omega_e L_{md}I_{fd}^r] e^{j\delta} \quad (3.57)$$

En [Kundur, 1994] se desprecia el efecto de la saliencia de la máquina, con lo que $L_d = L_q = L_s$. De esta manera, (3.56) y (3.57) se modifican de la siguiente manera

$$\tilde{V}_{as} = r_s\tilde{I}_{as} + j\omega_e L_s\tilde{I}_{as} + E_a \quad (3.58)$$

$$E_a = \frac{1}{\sqrt{2}}\omega_e L_{md}I_{fd}^r e^{j\delta} \quad (3.59)$$

L_s es conocida como la inductancia síncrona de la máquina. La Figura 3.6 corresponde al circuito equivalente de estado estacionario del generador síncrono.

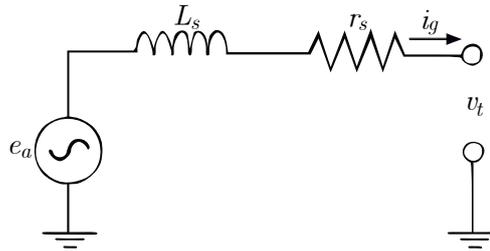


Figura 3.6: Circuito equivalente monofásico del generador síncrono

Analizando el circuito de la Fig.3.6 en el dominio del tiempo se obtiene la siguiente ecuación diferencial.

$$e_a = r_s i_g + L_s \dot{i}_g + v_t \quad (3.60)$$

Identificando a i_g como la variable de estado del circuito, se llega a la ecuación final del generador síncrono para el estudio de estimación de estado bajo condiciones de estado estacionario periódico.

$$\dot{i}_g = L_s^{-1} (e_a - R_s i_g - v_t) \quad (3.61)$$

3.3.2. Línea de Transmisión

Las líneas de transmisión constituyen los eslabones entre las centrales generadoras de energía eléctrica y las redes de distribución. En relación a su longitud, las líneas de transmisión se clasifican en cortas, medianas y largas. Las líneas largas (longitud mayor a 150 millas) consideran el efecto resistivo, inductivo y capacitivo distribuido a lo largo de la línea. Las líneas de longitud media (entre 50 y 150 millas), en cambio, concentran la mitad del efecto capacitivo en cada uno de los extremos, sin que se pierda de manera considerable la precisión en el cálculo de los voltajes y corrientes en las terminales. Por último en la línea corta (menor a 50 millas) el efecto capacitivo es tan pequeño que se elimina del modelo matemático [Stevenson, 1979].

El modelo más usualmente empleado para la línea de transmisión de longitud media es conocido como modelo π , el cual se esquematiza en la Fig.3.7. En el dominio del tiempo, las variables de estado del circuito son la corriente de la rama RL (i_{sr}) y los voltajes nodales de envío (v_s) y recepción (v_r). A continuación se muestra el procedimiento para la obtención de las ecuaciones diferenciales que rigen el sistema.

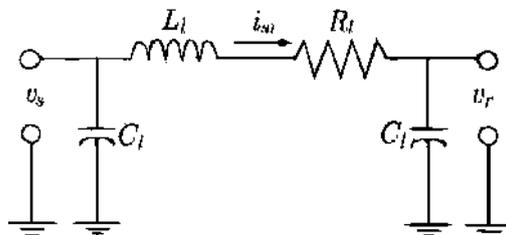


Figura 3.7: Modelo π de línea de transmisión

3.3.2.1. Corriente i_{sr}

Aplicando una ley de voltajes de Kirchhoff (LVK) al lazo creado por el voltaje en el nodo de envío, la rama RL de la línea de transmisión y el voltaje en el nodo de recepción se obtiene:

$$v_s = R_l i_{sr} + L_l \dot{i}_{sr} + v_r \tag{3.62}$$

Despejando la variable de estado y usando la notación introducida en la sección anterior

$$\dot{i}_{sr} = L_l^{-1} (v_s - v_r - R_l i_{sr}) \tag{3.63}$$

3.3.2.2. Voltajes v_s y v_r

La presencia de los capacitores en el modelo π forzan a los voltajes nodales a convertirse en variables de estado del sistema. La Fig.3.8 ilustra el lazo creado entre el voltaje nodal de envío y el elemento capacitivo de la línea de transmisión. Ya que el circuito π concentra la mitad de la capacitancia en cada extremo de la línea $C_l = \frac{C_T}{2}$ donde C_T es la capacitancia total de la línea.

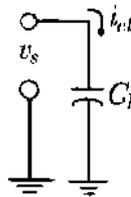


Figura 3.8: Efecto capacitivo de la línea de transmisión concentrado en el nodo de envío

La relación enentre el voltaje y la corriente en las terminales del capacitor es:

$$i_{cl} = C_l \dot{v}_s \tag{3.64}$$

por lo que la ecuación diferencial de estado es

$$\dot{v}_s = C_l^{-1} i_{cl} \tag{3.65}$$

Esta ecuación es sencilla de aplicar cuando se trabajan nodos con una sola línea de transmisión, sin embargo, esta situación no ocurre a menudo a causa de la configuración en

anillo de la mayoría de las redes de potencia. En cambio, es común que algunos puntos del sistema sirvan como puntos de ramificación para los bloques de energía que son transportados desde las centrales de generación. Por esta razón, varias líneas de transmisión pueden confluir en un mismo nodo (Fig.3.9), lo que complica el uso de (3.64). Ante esta situación, es conveniente estudiar el modelo desde el punto de vista de circuitos eléctricos. Mediante este enfoque, el efecto capacitivo de las n líneas se convierte en un grupo de capacitores en paralelo, según se muestra en la Fig.3.10.

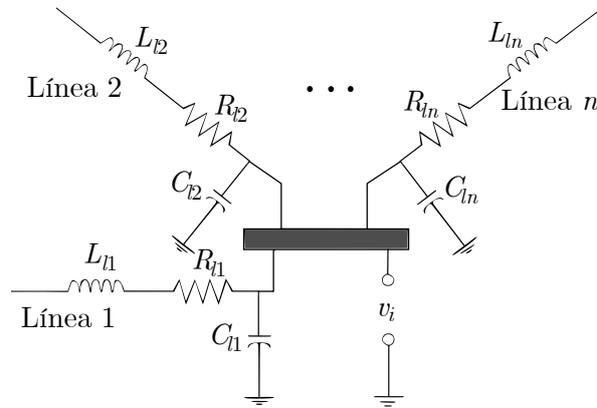


Figura 3.9: Representación de n líneas conectadas al nodo i

Aplicando (3.65) a cada uno de los lazos formados entre el voltaje del nodo i y los capacitores, se tiene la siguiente colección de ecuaciones:

$$\dot{v}_i = C_{l1}^{-1} i_{cl1}, \quad \dot{v}_i = C_{l2}^{-1} i_{cl2}, \quad \dots, \quad \dot{v}_i = C_{ln}^{-1} i_{cln} \quad (3.66)$$

La corriente equivalente i_{ceq} es la sumatoria de todas las corrientes capacitivas, por lo tanto,

$$i_{ceq} = \sum_{j=1}^n i_{clj} = \sum_{j=1}^n \dot{v}_i C_{lj} = \dot{v}_i \sum_{j=1}^n C_{lj} = \dot{v}_i C_{eq} \quad (3.67)$$

despejando la variable de estado se llega a la ecuación diferencial (3.68) para n líneas de transmisión conectadas a un nodo i .

$$\dot{v}_i = C_{eq}^{-1} i_{eq} \quad (3.68)$$

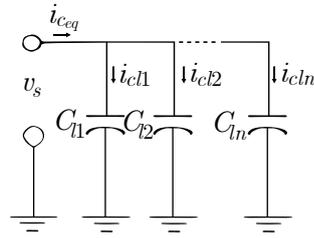


Figura 3.10: Efecto capacitivo concentrado de n líneas incidentes en el nodo de envío.

La Fig.3.11 indica la transformación sufrida por el circuito al tomar la consideración de la corriente equivalente. Notese que en el nodo bajo estudio se debe cumplir la ley de corrientes de Kirchhoff (LCK), por lo que la suma de las corrientes de salida debe ser igual a la suma de las corrientes de entrada, teniendo en cuenta a la corriente equivalente capacitiva como una corriente de salida se establece que,

$$i_{in_i} = i_{out_i} + i_{c_{eq_i}} \quad (3.69)$$

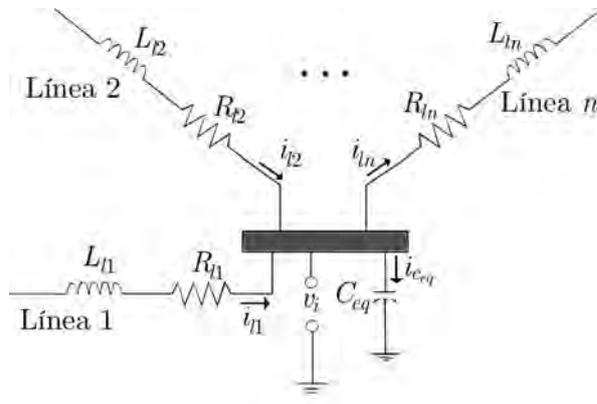


Figura 3.11: Efecto capacitivo equivalente.

despejando $i_{c_{eq_i}}$ de (3.69) y sustituyendo en (3.68) se obtiene

$$\dot{v}_i = C_{eq_i}^{-1} (i_{in_i} - i_{out_i}) \quad (3.70)$$

donde i_{in} son todas las corrientes que entran al nodo, es decir, corrientes de líneas donde el nodo bajo estudio es el extremo de recepción y corrientes de generadores. Por su parte, i_{out} son las corrientes que salen del nodo, destacando las corrientes de líneas donde el nodo

bajo estudio es el extremo de envío, así como las corrientes de cargas lineales y no lineales. Cabe destacar que la mayoría de corrientes etiquetadas dentro del conjunto de corrientes de salida y corrientes de entrada son variables de estado de otros subsistemas o pueden ser calculadas en base a las variables de estado de esos subsistemas, por lo que en esta sección se limita su explicación.

3.3.3. Cargas Lineales

En [Elgerd, 1982] se define a la carga como “el dispositivo o conglomerado de dispositivos que obtienen energía de la red eléctrica”, adicionalmente los divide en cuatro categorías

1. Motores.
2. Equipo de calefacción y refrigeración.
3. Equipos electrónicos.
4. Equipo de iluminación.

Las cargas lineales pueden representarse por circuitos RL en paralelo que emulan la demanda de potencia activa y reactiva al sistema durante un intervalo de tiempo. Desde el punto de vista del análisis en el dominio del tiempo, el emplear este tipo de modelo implica añadir una ecuación de estado al sistema cada que se encuentre una carga inductiva. La Fig.3.12 equivale a un circuito de este tipo conectado al nodo del sistema.

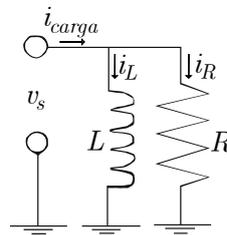


Figura 3.12: Modelo equivalente concentrado de carga lineal.

Como las cargas se consideran en paralelo, ambas comparten el mismo voltaje en sus terminales. Por tal razón, la caída de voltaje en las cargas resistiva e inductiva es igual

al voltaje del nodo. Debido a que el voltaje en terminales de un inductor, se calcula como su inductancia multiplicada por la derivada con respecto al tiempo de la corriente que circula a través de él, se obtiene,

$$v_s = L\dot{i}_L \quad (3.71)$$

por lo que la ecuación de estado para las cargas es

$$\dot{i}_L = L^{-1}v_s \quad (3.72)$$

La corriente que circula por la resistencia, no es un estado de la red. Sin embargo, ya que depende del voltaje del nodo al que esta conectado, puede modelarse por medio de la ley de Ohm como,

$$i_R = \frac{1}{R}v_s \quad (3.73)$$

3.3.4. Cargas No Lineales

El uso de cargas no lineales ha aumentado en el sistema eléctrico a a partir del desarrollo de los componentes electrónicos, hasta el punto que al día de hoy pueden ser encontrados en todos los niveles de la red eléctrica, siendo usadas tanto por los usuarios domésticos y de oficina como por las grandes plantas de generación y transmisión de energía. El modelado de los componentes electrónicos es muy variado por dos razones principales: la primera es que existen muchas topologías de conexión y la segunda es que el modelado y control varia mucho en función del dispositivo semiconductor empleado. Analizar cada una de las opciones conllevaría a un proceso muy extenso. Por esta razón, se decidió que el análisis de este tipo de cargas se realice por medio del estudio de sus variables en terminales, considerando al dispositivo como una caja negra de la cual solo se conoce el contenido armónico que inyecta o absorbe de la red. La Fig.3.13 ejemplifica el tratamiento que se le da a las cargas no lineales.

Para el caso particular de esta investigación, se emplea un banco trifásico de convertidores monofásicos CA-CA controlados por tirisores (dimers). La magnitud de voltaje medio de salida del convertidores por tiristores se controla mediante el retraso de los instantes en que se permita que los tiristores inicien la conducción [Mohan *et al.*, 2009]. La

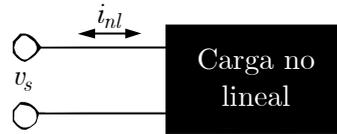


Figura 3.13: Carga no lineal.

Fig.3.14 es un ejemplo de la corriente demandada por el convertidor al operar con un ángulo de disparo aproximado de 90 grados y carga resistiva.

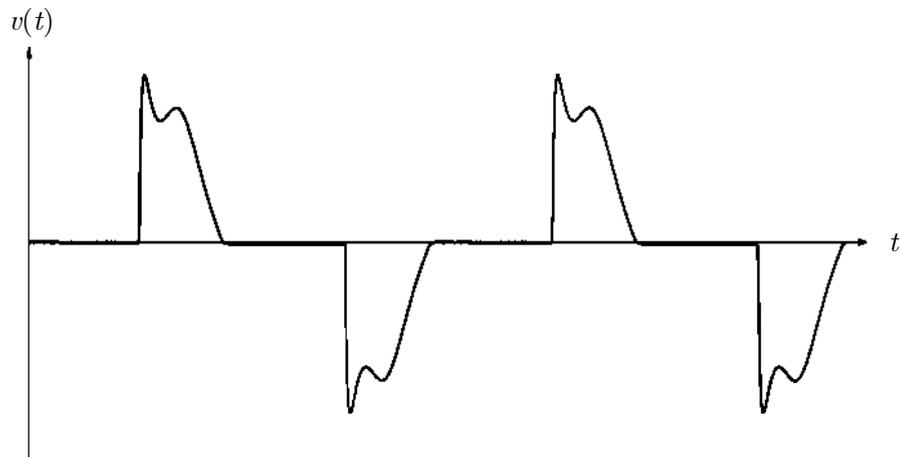


Figura 3.14: Corriente en convertidor CA-CA controlado por tiristores con carga resistiva.

3.4. Modelo de Medición

Una de las mayores contribuciones de la investigación reportada en ésta tesis se presenta en este apartado. En [Medina y Cisneros-Magaña, 2012] se realiza una estimación basada en el KF con una condición de medición sobredeterminada $n > m$; es decir, se emplean más mediciones que el número de estados que se desean estimar. En [Molina-Moreno, 2017] se realiza la estimación pero en condiciones subdeterminadas $m > n$, además, las inyecciones de corrientes que causan la contaminación armónica de la red eran consideradas entradas del sistema. La contribución de esta investigación es considerar un sistema subdeterminado al que se le es agregado un conjunto de inyecciones de corriente desconocidas en algunos

68

nodos de la red. Éstas, en lugar de ser consideradas entradas del sistema, se modelan como errores desconocidos a determinar. La otra aportación a esta área es en el modelo de medición. En específico, el modelo propuesto no se desprecia el efecto capacitivo de las líneas de transmisión en la medición de la corriente de estado de la rama RL de la línea, lo que permite aprovechar de mejor manera la información capturada por los medidores de voltaje y corriente.

El modelo de medición es el equivalente a la ecuación algebraica $y = Cx + Du$ de la representación en el espacio de estado; esta relaciona mediante ecuaciones lineales los estados con variables medibles de la red de potencia. De acuerdo al modelado realizado en las Secciones 3.3.1, 3.3.2, 3.3.3 y 3.3.4; hay algunas variables de estado que pueden medirse directamente, por lo que la medición es la propia variable de estado x . En otras ocasiones no es posible realizar la medición de la variable, por lo que se tiene que emplear una medición auxiliar, la cual provea información sobre la variable que se desea estimar.

La elección de las variables de medición deber ser tal, que permitan obtener información de la red sin la necesidad de recurrir a funciones no lineales. Por lo tanto, las variables más adecuadas son los voltajes y corrientes instantáneas en diversos puntos de la red. Se considera que los puntos de más fácil monitoreo son los siguientes:

- Voltajes nodales.
- Corriente de armadura en los generadores sincronos.
- Corriente total de carga en un nodo de la red.
- Corriente en envío y/o recepción en las líneas de transmisión.

Tanto los voltajes nodales como la corriente de armadura en los generadores son variables de estado, por lo que su modelo de medición es:

$$y_{buses} = v_i \quad \text{con } i = 1, 2, \dots, \text{Num. de nodos} \tag{3.74}$$

$$y_{generadores} = i_{g_j} \quad \text{con } j = 1, 2, \dots, \text{Num. de generadores} \tag{3.75}$$

En la subestación eléctrica, donde se mide la carga, no es posible tener mediciones de corriente debida a cargas inductivas y a cargas resistivas por separado. La medición que

se puede tener es la equivalente a la contribución de ambos tipos de carga i_{carga} . Como se considera que las cargas son lineales, la corriente total se expresa como:

$$i_{carga} = i_L + i_R = i_L + \frac{1}{R}v_s \quad (3.76)$$

Ya que los voltajes nodales y las corrientes en las cargas inductivas se consideran variables de estado del sistema, el modelo de la medición de corriente en la carga es

$$i_{carga} = i_L + \frac{1}{R}v_s \quad (3.77)$$

Ésta medición brinda información de 2 estados, la corriente de la carga inductiva y el voltaje del nodo de conexión de la carga.

$$y_{cargas} = i_{L_k} + \frac{1}{R}v_s \quad \text{Con } k = 1, 2, \dots, \text{Num. de cargas} \quad (3.78)$$

En la línea de transmisión no es posible medir la corriente de la rama RL de la línea, pues el efecto capacitivo lo impide. Para líneas de transmisión de longitud media el efecto capacitivo se representa concentrado en los extremos de la línea. Al usar este modelo, se observa que la corriente medible no corresponde a la corriente de la rama RL únicamente, sino que tiene añadido el efecto capacitivo, tal como se muestra en la Fig. 3.15. El capacitor ficticio drena una parte de la energía a tierra, por lo tanto en el extremo de salida de la línea se puede establecer la siguiente LCK.

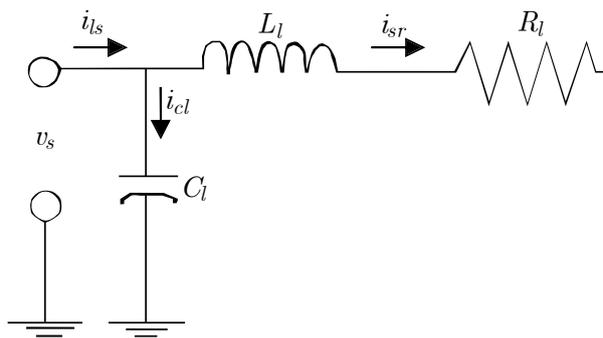


Figura 3.15: LCK en nodo de envío de línea de transmisión

$$i_{ls} = i_{sr} + i_c \quad (3.79)$$

donde

$$i_c = C\dot{v}_s \quad (3.80)$$

sustituyendo (3.70) en (3.80)

$$i_c = \frac{C}{C_{eq}} (i_{in} - i_{out}) \quad (3.81)$$

donde

C_{eq} : Es la capacitancia equivalente de todas las líneas y cargas capacitivas conectadas en el nodo.

i_{in} : Corrientes de entrada incidentes al nodo de conexión

i_{out} : corrientes de salida incidentes al nodo de conexión

es importante destacar que las corrientes en los capacitores no se toman en cuenta dentro de i_{in} e i_{out} . Las corrientes que se consideran son los estados de los generadores, cargas y la propia corriente por la rama RL de la línea.

Como la corriente de la rama RL de la línea es una variable de estado, entonces la corriente i_{ls} se obtienen como,

$$i_{ls} = i_{sr} + \frac{C}{C_{eqs}} (i_{ins} - i_{outs}) \quad (3.82)$$

como se considera que el nodo es un nodo de envío, i_{sr} es una corriente de salida, entonces $i_{out} = i'_{out} + i_{sr}$ (el apóstrofe, en esta ocasión, se utiliza para denotar que la corriente de salida ha sido modificada; creando una nueva variable). Por lo tanto, una expresión alternativa para i_{sr} es

$$i_{ls} = i_{sr} + \frac{C}{C_{eqs}} (i_{ins} - i'_{outs} - i_{sr}) = \left(1 - \frac{C}{C_{eqs}}\right) i_{sr} + \frac{C}{C_{eqs}} (i_{ins} - i'_{outs}) \quad (3.83)$$

si se considera que la medición se realiza en el nodo de recepción y que todas las líneas de transmisión esta equipadas para medir como positiva la corriente que sale del bus hacia la línea, entonces

$$\begin{aligned} i_{lr} &= i_c - i_{sr} \\ &= \frac{C}{C_{eqr}} (i_{inr} - i_{out_r}) - i_{sr} \end{aligned} \quad (3.84)$$

como se esta en el nodo de recepción, i_{sr} es una corriente de entrada, por lo que $i_{in_r} = i'_{in_r} + i_{sr}$. La expresión para i_{lr} es entonces,

$$i_{lr} = \frac{C}{C_{eq_r}} (i'_{in_r} + i_{sr} - i_{out_r}) - i_{sr} = \left(\frac{C}{C_{eq_r}} - 1 \right) i_{sr} + \frac{C}{C_{eq_r}} (i'_{in_r} - i_{out_r}) \quad (3.85)$$

En resumen, para el modelo de medición de la línea de transmisión se tienen las siguientes expresiones:

$$y_{linea} = \begin{cases} i_{ls} = \left(1 - \frac{C}{C_{eq_s}} \right) i_{sr} + \frac{C}{C_{eq_s}} (i_{in_s} - i'_{out_s}) \\ i_{lr} = \left(\frac{C}{C_{eq_r}} - 1 \right) i_{sr} + \frac{C}{C_{eq_r}} (i'_{in_r} - i_{out_r}) \end{cases} \quad (3.86)$$

Los subíndices indican el nodo al que pertenecen las variables utilizadas, así los elementos con subíndices s se asocian al nodo de envío mientras que los que tienen r al nodo de recepción.

3.5. Identificación de Fuentes y Cargas No Lineales

Como ya se mencionó en la Sección 3.3.4 sobre modelado de cargas no lineales, éstas son modeladas en la investigación reportada en ésta tesis como inyecciones de corrientes desconocidas a ser estimadas. Por convención, todas las corrientes se consideran como cargas, por lo que vistas desde los nodos donde son conectadas, pueden considerarse como corrientes saliendo del nodo y por lo tanto ser consideradas dentro del grupo de corrientes i_{out} en el sistema de estado y el de medición. Sin embargo, estas variables no pueden ser consideradas estados, pues no existe una ecuación dinámica que la caracterice. Este problema puede resolverse si se considera que estas corrientes son errores estacionarios periódicos y se aplica el proceso para estimación de errores no Gaussianos presentado en [Simon, 2006]. El procedimiento es el siguiente:

Se considera que el conjunto de corrientes que se desean estimar están contenidas en el vector i_{nl} . Como se mencionó en el párrafo anterior, estas variables pueden ser modeladas como entradas del sistema por lo que el modelo en el espacio de estado continuo puede

formularse como:

$$\dot{x} = Ax + \begin{bmatrix} B & J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ i_{nl} \end{bmatrix} + w \quad (3.87)$$

$$y_k = Cx + Li_{nl} + v_k \quad (3.88)$$

Para estimar la corriente i_{nl} , lo primero que se hace es formar el vector aumentado x' . Con ésta transformación, la matriz J se transfiere de la matriz aumentada $\begin{bmatrix} B & J \end{bmatrix}$ a la matriz de transición de estado.

$$x' = \begin{bmatrix} x \\ i_{nl} \end{bmatrix} \quad (3.89)$$

posteriormente, se transforma el sistema original, para obtener

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} A & J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ i_{nl} \end{bmatrix} + Bu + w \quad (3.90)$$

$$y_k = \begin{bmatrix} C & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ i_{nl} \end{bmatrix} + v_k \quad (3.91)$$

Para permitir al KF actualizar los valores de i_{nl} se agrega la ecuación dinámica.

$$\dot{i}_{nl} = w_p \quad (3.92)$$

finalmente, al agregar la nueva ecuación al análisis se obtiene

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{i}_{nl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ i_{nl} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} w \\ w_p \end{bmatrix} \quad (3.93)$$

$$y_k = \begin{bmatrix} C & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ i_{nl} \end{bmatrix} + v_k \quad (3.94)$$

La estructura del nuevo sistema es idéntica a la del sistema original. Si las variables se reemplazan por nuevas variables, puede aplicarse el KF como se presentó en el Capítulo 2, tal que,

$$\dot{x}' = A'x' + B'u' + w' \quad (3.95)$$

$$y'_k = C'x' + v'_k \quad (3.96)$$

3.6. Representación Unificada en el Espacio de Estado

En general, el modelado de los elementos de la red se unifica mediante la representación en espacio de estado. Las variables de estado pueden pertenecer a uno de los siguientes seis grupos. Voltajes nodales (v_{nod}), corrientes de generador (i_{gen}), corrientes de la rama RL de línea de transmisión (i_{lin}), corrientes de carga inductiva (i_L), voltajes internos generados (e_{gen}) o corrientes no lineales (i_{nl}). La matriz de transición de estado A , es una matriz dispersa, esto significa que muchos de sus elementos son iguales a cero. En (3.97) se muestra la forma general de las ecuaciones dinámicas lineales en su representación matricial.

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{nod} \\ \dot{i}_{gen} \\ \dot{i}_{lin} \\ \dot{i}_L \\ \dot{e}_{gen} \\ \dot{i}_{nl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} & 0 & A_{16} \\ A_{21} & A_{22} & 0 & 0 & A_{25} & 0 \\ A_{31} & 0 & A_{33} & 0 & 0 & 0 \\ A_{41} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{nod} \\ i_{gen} \\ i_{lin} \\ i_L \\ e_{gen} \\ i_{nl} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ w_4 \\ w_{p1} \\ w_{p2} \end{bmatrix} \quad (3.97)$$

A continuación se describen cada una de las submatrices en que se divide la matriz de transición de estado A .

- A_{11} . Matriz cuadrada con dimensiones $num_{nodos} \times num_{nodos}$. La matriz se conforma en su mayoría por ceros; sin embargo, las cargas resistivas generan elementos diferentes de cero en la diagonal de la matriz, con la forma:

$$\frac{-1}{R_c C_{eq}}$$

R_c es el valor de carga resistiva y C_{eq} es la capacitancia equivalente asociada al nodo en que se conecta la carga resistiva.

- A_{12} , A_{13} , A_{14} y A_{15} . Estas cuatro matrices tienen una estructura similar. Integran el efecto de las corrientes de la red en las ecuaciones de estado de voltaje. Los elementos de las matrices diferentes de cero, tienen la forma :

$$\frac{1}{C_{eq}}$$

En este caso, C_{eq} es la capacitancia equivalente asociada al nodo en que incide la corriente. Si la corriente entra al nodo, el coeficiente es positivo; en cambio, si sale es negativo. A_{12} tiene dimensiones $num_{nodos} \times num_{gen}$, A_{13} $num_{nod} \times num_{lin}$, A_{14} $num_{nod} \times num_L$ y A_{15} $num_{nodos} \times num_{nl}$

- A_{21} . Los elementos de esta matriz asocian las corrientes de los generadores con los voltajes nodales. Solo los elementos de la diagonal son diferentes de cero y tiene la forma,

$$\frac{-1}{L_g}$$

donde L_g es la inductancia de cada generador. Las dimensiones de la matriz son las mismas que las de A_{12}^T .

- A_{22} . Matriz diagonal con dimensiones $num_{gen} \times num_{gen}$. Sus elementos tienen la forma general:

$$\frac{-R_g}{L_g}$$

- A_{25} . Matriz diagonal de dimensiones $num_{egen} \times num_{egen}$. Sus elementos tienen la forma general:

$$\frac{1}{L_g}$$

Esta matriz integra el efecto del voltaje interno generado en la ecuación dinámica que modela al generador síncrono.

- A_{31} . Relaciona las corrientes de las líneas de transmisión con los voltajes nodales. Cada fila de la matriz tiene un par de elementos diferentes de cero con la forma general,

$$\frac{1}{L_l}$$

el coeficiente es positivo en la columna que corresponde al nodo de salida y negativo para el nodo de llegada. Las dimensiones de la matriz son las mismas que las de A_{13}^T .

- A_{33} . Matriz diagonal con dimensiones $num_{lin} \times num_{lin}$. sus elementos tiene la forma general:

$$\frac{-R_l}{L_l}$$

- A_{41} . Esta submatriz corresponde al efecto de las cargas inductivas. Por cada fila de la matriz, existe un elemento diferente de cero en la columna correspondiente nodo de conexión de la carga. Los elementos de esta matriz tienen la forma:

$$\frac{1}{L_c}$$

Las dimensiones de la matriz son las mismas que las de A_{14}^T .

El vector w representa el error aleatorio del proceso, para los últimos dos grupos de variables de estado, el error de proceso representa la totalidad de su dinámica.

Las ecuaciones algebraicas que complementan la representación en el espacio de estado se presentan en (3.98). Las variables de medición pueden pertenecer a las siguientes categorías. Voltaje nodal (v_{nod}), corriente de generador (i_{gen}), corriente medida en extremo de línea de transmisión (i_l) o corriente en carga léneal (i_c).

$$\begin{bmatrix} v_{nod} \\ i_{gen} \\ i_l \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{num_{nod}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I_{num_{gen}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} & 0 & C_{35} \\ C_{41} & 0 & 0 & I_{num_l} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{nod} \\ i_{gen} \\ i_{lin} \\ i_L \\ e_{gen} \\ i_{nl} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \eta_3 \\ \eta_4 \end{bmatrix} \quad (3.98)$$

La matrices C_{31} , C_{32} , C_{33} , C_{34} y C_{35} asocian las corrientes medidas en los extremos de las líneas de transmisión con los voltajes nodales, las corrientes en los generadores, las corrientes de la rama RL de las líneas de transmisión, las corrientes de las cargas inductivas y las corrientes no lineales, respectivamente. La matriz C_{41} relaciona las corriente de carga medidas con los voltajes nodales. Los errores de medición aleatorios se representan en el vector de error η . se utiliza la letra griega η en lugar de v para evitar confusiones entre el error de medición aleatorio y los voltajes nodales.

3.7. Ubicación Óptima de Medidores

El problema principal de la ubicación de medidores puede enunciarse como encontrar la ubicación óptima de los medidores que brinde la más precisa estimación de las variables de estado desconocidas con el menor número de mediciones [Rad *et al.*, 2012].

En el presente trabajo de investigación el proceso se divide en tres etapas principales (Fig.3.16):

- **Modelado en espacio de estado.** Se inicia con el modelado en el marco de referencia del espacio de estado y con el cálculo de las matrices de covarianza del error de proceso y de medición Q y R , respectivamente.
- **Análisis de observabilidad.** Luego del modelado, se realiza un proceso de cálculo de posibles combinaciones de mediciones. Se agrupan todas las variables que pueden ser medidas al instrumentar cada uno de los nodos de la red, enseguida se calcula el número de combinaciones posibles tomando como referencia el número de nodos de la red, de tal forma que se tienen $2^{Num.nodos} - 1$ combinaciones posibles. Para que el algoritmo realice menos operaciones, es conveniente realizar un ordenamiento basados en la premisa de encontrar el menor número de nodos que deben ser instrumentados para obtener la observabilidad completa del sistema. Se inicia probando las combinaciones con menos mediciones involucradas en el proceso de estimación, es decir, ordenarlos de tal manera que primero se prueben todas las combinaciones con un solo nodo instrumentado, posteriormente las que tienen dos nodos instrumentados simultáneamente y así sucesivamente hasta encontrar el nivel en el que al menos una de las combinaciones logra observar completamente el sistema. Una vez que se han encontrado todos conjuntos de mediciones que permiten la observabilidad completa con el menor número de nodos instrumentados, se determina cual es el mejor mediante índices de desempeño, que se explicarán en la siguientes subsecciones.
- **Análisis de índices de desempeño.** Finalmente, se eligen criterios de desempeño para determinar cual combinación de mediciones produce la mejor estimación posible. El criterio principal es la traza de la matriz P_k , mientras que el segundo criterio es el

número de iteraciones requeridas para que P_k alcance el estado estacionario.

3.7.1. Análisis de Observabilidad

El principal requisito que debe cumplir todo sistema de medición es lograr una completa observabilidad de los estados de la red. En el dominio de la frecuencia se siguen dos métodos para verificar la observabilidad: el método de observabilidad topológico y el método de observabilidad numérica. En ésta investigación se utilizó el método de observabilidad numérica.

En sistemas dinámicos, un sistema lineal invariante en el tiempo de la forma,

$$\dot{x} = Ax + B_u \quad (3.99)$$

$$y = Cx \quad (3.100)$$

$$(3.101)$$

donde A es una matriz de dimensiones $m \times m$, B $m \times r$ y C $n \times m$, se dice completamente observable si cada estado $x(t_0)$ puede ser determinado a partir de observaciones de $y(t)$ sobre un intervalo finito de tiempo $t_0 \leq t \leq t_1$ [Ogata y Yang, 2010].

A continuación se enuncian tres equivalentes matemáticos para determinar la observabilidad de un sistema dinámico [Paige, 1981]:

1. El sistema es observable si y solo si

$$\text{rango} \left(C^T, A^T C^T, \dots, (A^T)^{n-1} C^T \right) = m \quad (3.102)$$

2. El sistema es observable si y solo si

$$\text{rango} \left(C, A^T - \lambda_i I \right) = m, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (3.103)$$

donde λ_i es el i -ésimo valor propio de la matriz A .

3. El sistema es observable si y solo si existe una matriz K , tal que los valores propios de

$$A + BKC \quad (3.104)$$

sean todos diferentes a cada uno de los valores propios de A .

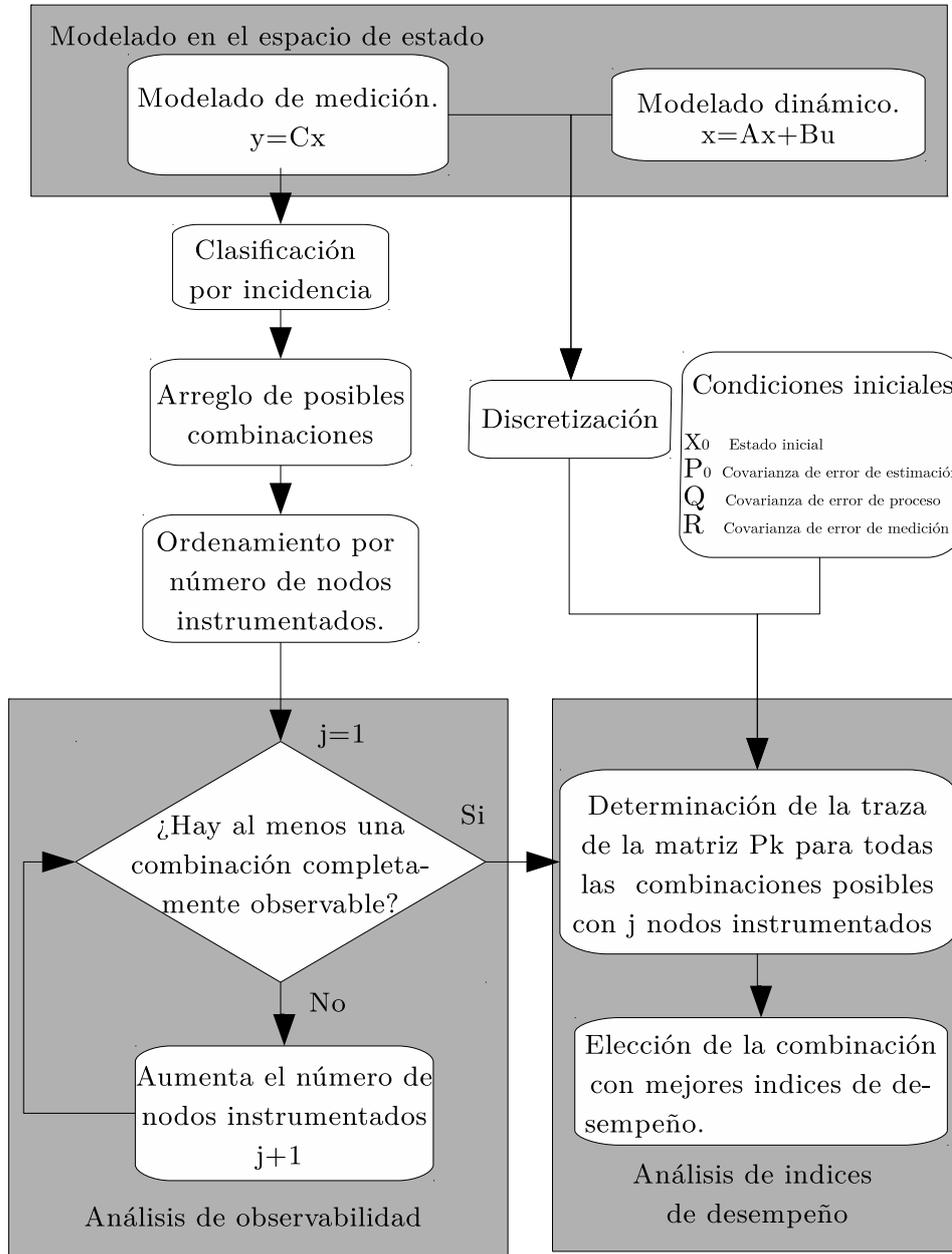


Figura 3.16: Diagrama de ubicación óptima de medidores.

En ésta tesis, se toma como prueba de observabilidad al segundo criterio ya que al usar el primero, la matriz de prueba se convierte en una matriz mal condicionada, por lo que el resultado del algoritmo de cálculo de rango no es confiabl. En cambio, el segundo criterio no muestra ese inconveniente.

3.7.2. Análisis de Índices de Desempeño

El indicador de desempeño seleccionado es la traza de la matriz de covarianza de estimación $\text{Tr}P_k$. Se usa este criterio por ser la función objetivo que se minimiza en el método de mínimos cuadrados recursivos (2.39). Otra ventaja de usar este método es que la actualización de la matriz de covarianza del error de estimación no depende de la actualización de los estados ni de las entradas del sistema. No es necesario tener conocimiento preciso de todas las mediciones de la red para determinar cual grupo es el que minimiza mejor la función objetivo, basta con tener una estimación de la condición inicial , un valor de arranque para la matriz de covarianza del error de estimación y la aplicación de (3.106-3.108) recursivamente hasta que se cumpla un criterio de convergencia

$$\text{máx}(P_k - P_{k-1}) \leq \epsilon \quad (3.105)$$

que garantice que la matriz P_k ha alcanzado su estado estacionario. Una vez que se llegan al estado estacionario, se almacena la traza de la matriz y el número de iteraciones necesarias para pasar de la condición inicial a su estado estacionario. Las ecuaciones para la actualización de la matriz P_k se presentan a continuación.

$$P_k^- = F_{k-1}P_{k-1}^+F_{k-1} + Q_{k-1} \quad (3.106)$$

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (3.107)$$

$$P_k^+ = (I - K_k H_k) P_k^- (I - K_k H_k)^T + K_k R_k K_k^T \quad (3.108)$$

3.8. Conclusiones

En éste capítulo se ha descrito la estructura del TDHSE propuesto en el trabajo de investigación reportado en ésta tesis. Se han descrito los fundamentos que sustentan el

análisis de Fourier, concluyendo con la descripción básica de la FFT. Se han presentado los modelos para los elementos de la red; incluyendo a las cargas no lineales, las cuales son modeladas como error añadido. Se ha tratado el tema de ubicación óptima de medidores y el algoritmo propuesto de búsqueda exhaustiva para determinar los puntos de medición óptimos.

Capítulo 4

Validaciones de la Metodología Propuesta y Simulación en Tiempo Real

4.1. Introducción

En todo el mundo, los sistemas eléctricos de potencia se están enfrentando a los fenómenos producidos por las nuevas generaciones de cargas y fuentes de generación no convencionales. Ejemplos interesantes son la integración a la red de estaciones de recarga de vehículos eléctricos, la generación eólica y la generación fotovoltaica; las cuales a diferencia de las cargas y generadores tradicionales son difíciles de pronosticar. Por lo tanto, es necesario monitorear constantemente el sistema con el fin de mantenerlo en puntos de operación normales. Aunque el monitoreo del sistema no es un tópico nuevo, en la actualidad, se ha tendido a tratar de mejorar la velocidad de la actualización de las variables medidas con el firme propósito de realizar el monitoreo en tiempo real. Sin embargo, como se menciona en los Captulo 2 y 3 de esta investigación, un sistema de adquisición completo y confiable no es viable desde el punto de vista técnico y económico. Por lo tanto, la responsabilidad de generar una base de datos confiables a partir de la cual se realicen acciones de control sobre la red, recae sobre el estimador de estado.

La estimación de estado en el dominio del tiempo de sistemas eléctricos de potencia es un tema novedoso, el cual retoma los esfuerzos iniciales de modelado en el dominio del tiempo de los componentes de la red eléctrica; los cuales fueron pasados a segundo plano debido a los grandes esfuerzos computacionales que representaban para la época en que surgieron las primeras redes interconectadas. Hasta donde se tiene conocimiento, existen muy pocas investigaciones con este enfoque en el área de redes eléctricas de potencia y menos dedicadas a la implementación en tiempo real de un estimador de estado armónico en el dominio del tiempo. Por esta razón se considera una aportación importante al estado del arte la implementación en laboratorio del TDHSE en tiempo real.

Implementar una red experimental de prueba, junto con su sistema de adquisición, acondicionamiento y procesamiento digital de señales que sea capaz de operar en tiempo real, es una tarea extenuante, que puede consumir una gran cantidad de tiempo y esfuerzo. Adicionalmente, tiene el inconveniente de ser una plataforma poco flexible, pues en la mayoría de los casos son sistemas dedicados a un grupo de tareas específicas. Aunado a estos inconvenientes, el proceso de construcción resulta costoso debido al proceso de experimentación requerido para la obtención de un producto final cien por ciento funcional. Afortunadamente, plataformas como los simuladores en tiempo real facilitan la tarea. Los simuladores, son dispositivos programables y flexibles; dotados con FPGAs para procesamiento en paralelo. En particular, los simuladores en tiempo real de la empresa OPAL-RT Technologies y su entorno de programación (RT-LAB) vuelven transparente la etapa de programación de bajo nivel para el usuario del sistema, lo que facilita su uso para los no expertos en procesamiento en paralelo y FPGAs. Además los módulos de adquisición y acondicionamiento de señales como el OP8660 hacen del simulador una herramienta ideal para la interacción con redes eléctricas de prueba. Para más información sobre el simulador en tiempo real empleado en este trabajo de investigación se recomienda leer el Apéndice A.

RT-LAB es compatible con el software Matlab/Simulink, por lo que el algoritmo desarrollado se programa en base a esta herramienta de software. Emplear modelos de Simulink aún en los algoritmos fuera de línea permite una rápida transición a los modelos en tiempo real. Los subsistemas que se consideran centrales son la implementación general del KF y de la FFT en Simulink. Ya que ambos bloques se encontrarán en la mayoría de

los casos de estudio, se considera conveniente dedicarle una subsección para explicar su funcionamiento.

Las variables de error de medición (v), se reemplazan con la letra (η) para evitar confusiones con las variables de estado (v), la cuales corresponden a los voltajes nodales de la red.

4.1.1. El Filtro de Kalman en Simulink

Cabe comentar que Simulink ya tiene un bloque para el filtro de Kalman, sin embargo, se optó por elaborar uno propio para tener más control sobre el proceso y las variables internas que intervienen en él. Escribir un script que efectue el KF fue una tarea sencilla, dada la simplicidad de las ecuaciones que integran el algoritmo; el reto fue hacer compatible el script con la programación en bloques característica de Simulink. El objetivo se logró al emplear el bloque “Matlab function” que ejecuta sincronizadamente una función de Matlab (programada directamente por el usuario). El bloque resuelve la integración del KF al entorno de Simulink; sin embargo, era necesario contar con el valor de los estados y la matriz de covarianza de error de estimación con un periodo de retardo para ejecutar el algoritmo recursivo. La solución se logró al añadir bloques de retardo digitales; estos retroalimentan ambas variables al filtro de Kalman con el retraso de tiempo requerido, además, sirven para introducir la condición inicial de ambas variables al sistema. La Fig.4.1 muestra el conjunto de bloques que componen el subsistema Filtro de Kalman. Los bloques de matrices F_k, H_k, R_k y Q_k son las matrices del modelo. El vector de mediciones z y el vector de entradas u son el otro par de variables de entrada del bloque. Las salidas son las actualizaciones de los estados y la matriz de covarianza del error de estimación. Los estados son los de mayor interés, éstos son una de las salidas del bloque, la otra salida es el producto de los estados por la matriz C; con esta multiplicación se obtienen las estimaciones de valores que son funciones lineales de los estados, un ejemplo son las corrientes de salida y recepción en las líneas de transmisión.

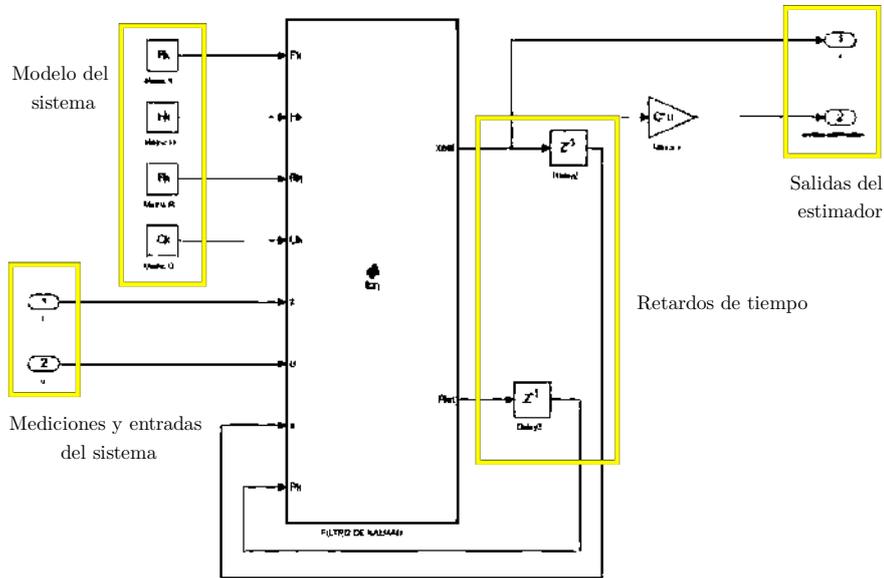


Figura 4.1: Implementación del Filtro de Kalman en Simulink

4.1.2. Transformada Rápida de Fourier en Simulink.

La FFT es la etapa que se encarga de transformar la estimación de forma de onda en el dominio del tiempo a su espectro en el dominio de la frecuencia. Simulink cuenta con varios bloques que sirven para realizar análisis de Fourier, el toolbox de Power Systems cuenta con su propio analizador, pero tiene el inconveniente de no poder configurar el traslape de la ventana de tiempo en que se ejecuta el análisis, lo que lo hace lento, pues realiza la descomposición para cada instante de tiempo. Como se trabaja en estado estacionario periódico, no es necesario realizar el analisis de manera repetitiva, por lo que se decidió usar otro conjunto de bloques para analizar el espectro de frecuencia una vez por ciclo, es decir, cada 512 muestras en el tiempo discreto para un paso $T_s = 3.2552e - 5$ seg. Este valor se eligió debido a que el algoritmo funciona mejor con un número de muestras par, que sean potencias enteras de la base 2. Durante los casos de estudio se probaron diferentes tasas de muestreo, siendo la de 512 muestras por ciclo suficiente para mostrar buenos resultados sin exceder la capacidad de cómputo del simulador en tiempo real OP5600. La Fig.4.2 muestra

el conjunto de bloques y su interconexión, mismo que se describen a continuación:

- **Retenedor de orden cero.** Convierte la señal muestreada en un conjunto de datos discretos con un incremento de tiempo T_s .
- **Buffer.** Almacena datos hasta que se tiene un total de 512 muestras, una vez que tiene un ciclo completo lo envía al bloque FFT.
- **FFT.** Realiza el análisis de Fourier en tiempo discreto; el resultado es un conjunto de componentes complejos en el dominio de la frecuencia.
- **Complex.** Descompone los valores complejos en su magnitud y ángulo.
- **Gain.** La ganancia se usa para escalar los valores de salida del FFT.

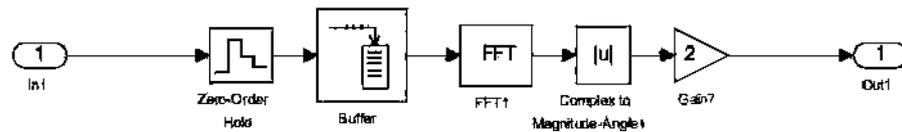


Figura 4.2: Transformada rápida de Fourier en Simulink

4.1.3. Valores en el Sistema Por Unidad.

Para tener mayor estabilidad numérica, los parámetros y el modelado son convertidos al sistema en por unidad (pu) mediante la transformación,

$$Valor_{pu} = \frac{Valor_{real}}{Valor_{base}} \quad (4.1)$$

Los valores base utilizados se presentan en la Tabla 4.1

4.2. Casos de Estudio Fuera de Línea

Los casos de estudio fuera de línea como su nombre lo sugiere, son estudios realizados posteriormente a la toma de los datos, es decir, la adquisición se realiza primero y

Tabla 4.1: Valores base usados

VARIABLES BASE	UNIDADES	ECUACIÓN	VALOR
Potencia trifásica	Volt-Amperes	S_{3f}	900
Potencia monofásica	Volt-Amperes	$S_{1f} = \frac{S_{3f}}{3}$	300
Frecuencia	Hertz	f	60
Frecuencia angular	rad/seg	$\omega = 2\pi f$	376,9911
Voltaje de línea	Volts	V_{ff}	208
Voltaje de fase	Volts	$V_{fn} = \frac{V_{ff}}{\sqrt{3}}$	120,0889
Corriente base	Amperes	$I = \frac{S_{1f}}{V_{fn}}$	2,4982
Impedancia base	Ohms	$Z = \frac{V_{fn}}{I}$	48,0711
Inductancia base	Henrios	$L = \frac{Z}{\omega}$	0,1275
Capacitancia base	Faradios	$C = \frac{1}{Z\omega}$	5,52E-05

después de un tiempo se efectúa el análisis de los datos. A continuación se presentan tres casos de estudio de este tipo. En el primero se estima el voltaje interno generado de una máquina síncrona en base a su voltaje y corriente en terminales. Este estudio, a pesar de ser simple, es importante debido a que a partir de este estudio se identificó la posibilidad de estimar entradas desconocidas del sistema al modelarlas como errores. El segundo caso de estudio es una extensión del primero, en éste se incrementa el número de variables de estado y de medición involucradas en el proceso de estimación, adicionalmente, se extiende el modelado de variables con dinámica desconocida, al estimar la corriente de una carga no lineal. Finalmente, el caso 3 es la estimación de estado en un sistema de prueba físico implementado en laboratorio. Se efectúa la estimación de señales desconocidas y la ubicación óptima de mediciones para su detección.

4.2.1. Caso I: Voltaje Interno Generado en el Generador Síncrono

El voltaje interno generado se cataloga como entrada en el modelado en espacio de estado; sin embargo, esta no es una variable que pueda ser medida físicamente, por lo que es necesario estimarla. Una alternativa es medir el voltaje y la corriente en las terminales del

generador, para estimar el voltaje interno generado. La Ecuación (3.60) puede emplearse para calcular el valor de e_g a partir del conocimiento del voltaje en terminales v_t , la corriente de armadura i_g y la aplicación de un método numérico para solución de ecuaciones diferenciales.

$$e_g = r_s i_g + L_s \dot{i}_g + v_t \quad (4.2)$$

Aunque el proceso descrito anteriormente ofrece resultado satisfactorios, éste obliga a monitorear de manera continua los nodos donde se encuentra instalado un generador. Para evitar esta limitante, se probó estimar el valor de e_g con la metodología presentada en la sección de detección de cargas y fuentes no lineales del Capítulo 3. En primera instancia se usaron nuevamente las mediciones de la corriente de armadura i_g y el voltaje en terminales v_t . Como lo indica el procedimiento, se forma el vector de variables de estado aumentado,

$$x = \begin{bmatrix} i_g \\ e_g \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

y se agrega la ecuación dinámica,

$$\dot{e}_g = w_p \quad (4.4)$$

considerando al voltaje en terminales como entrada del sistema y a la corriente de armadura como medición, se obtiene el sistema dinámico final,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_g \\ \dot{e}_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_s}{L_s} & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g \\ e_g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} v_t + \begin{bmatrix} w \\ w_p \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Una vez terminado el modelado, se procedió a preparar el equipo de laboratorio para poner a prueba el procedimiento. Para la realización de las pruebas experimentales, se contruyó un sistema experimental de pruebas, que se presentará más a detalle en el Caso de Estudio III. Éste consiste en una red eléctrica trifásica balanceada a escala, que cuenta con los siguientes elementos:

- 2 generadores síncronos.
- 5 buses.
- 7 líneas de transmisión.

- 3 cargas lineales.
- 1 carga no lineal.

Para este caso de estudio, se utilizaron los datos registrados en las terminales del generador síncrono conectado al bus número 1 (la Fig.4.4 muestra el voltaje en terminales y la Fig.4.5 la corriente en terminales del generador).

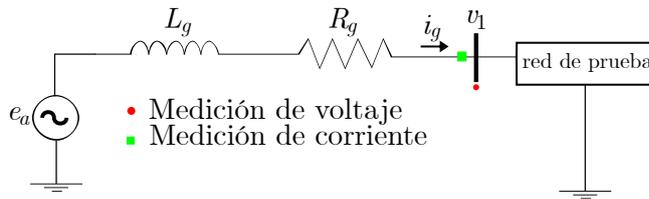


Figura 4.3: Circuito equivalente de la red de prueba para el Caso de Estudio I

Los parámetros eléctricos del generador se presentan en la Tabla 4.2 y fueron tomados de la hoja de datos del fabricante [FESTO, 2016].

Tabla 4.2: Parámetros del generador síncrono

Modelo	Motor- Generador síncrono 8507-00
Valores nominales	
rev/min	1800
Voltaje AC	120/208 <i>volts</i>
Número de fases	3
Frecuencia nominal	60Hz
Parámetros eléctricos	
Reactancia síncrona X_s	18.5 Ω
Resistencia del rotor r_s	81 Ω

La matriz de covarianza del error de proceso que se usa es

$$Q = \begin{bmatrix} 0.01 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

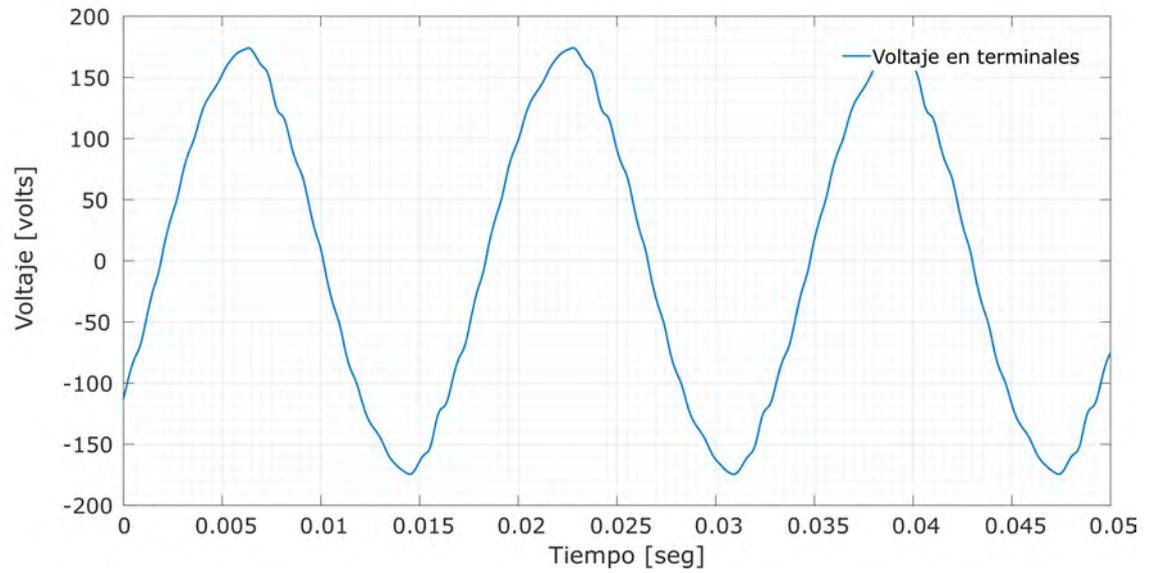


Figura 4.4: Voltaje en terminales del generador síncrono del Caso de Estudio I.

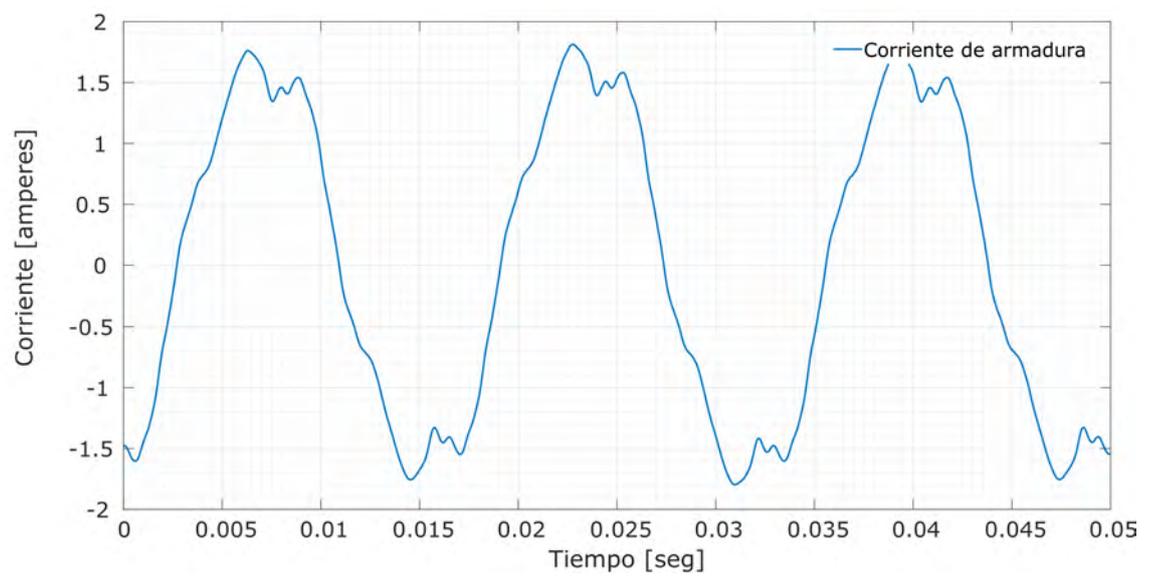


Figura 4.5: Corriente de armadura del generador síncrono del Caso de Estudio I.

esta matriz se obtuvo mediante un proceso de sintonización experimental. Mediante las pruebas se observó que disminuir más allá de 0.01 pu la covarianza de la corriente del generador no causaba mejoras significativas en la estimación, por otro lado el valor del estado ficticio e_a debía ser significativamente mayor al resto de las covarianzas del sistema, sin embargo incrementarlo más allá de el valor seleccionado provocaba inestabilidades numéricas en el filtro. Otra forma de describirlo es que el primer elemento de la diagonal es pequeño, para indicar que se tiene confianza en el modelado y los parámetros de la máquina; en cambio, el segundo elemento de la matriz tiene un valor alto (considerando que el sistema está en pu) para permitirle al estimador tener total control sobre el valor de la variable de estado asociada a este valor (e_a).

La simulación se realiza para un tiempo de cómputo de 1.66 segundos con un total de 51200 mediciones. con el propósito de hacer más clara la presentación, se muestra solo el primer ciclo de la señal estimada (Fig.4.6). La línea roja represente la estimación del voltaje e_g del generador síncrono y la línea azul es la estimación obtenida mediante derivación numérica. Aunque ambas señales tienen prácticamente la misma forma de onda, el filtro de Kalman se destaca por filtrar el ruido que se presenta en la forma de onda azul. Éste caso, a pesar de ser sencillo, fue muy útil para comprobar que la teoría presentada en la Sección 3.5 puede ser aplicada a la estimación de estado periódica y brindó la pauta para el planteamiento de nuevos experimentos y casos de estudio.

4.2.2. Caso II: Voltaje Interno Generado y Corriente Desconocida en Sistema Radial.

En base a los resultados mostrados en la sección anterior, se intuyó que el procedimiento aplicado para la determinación del voltaje interno generado de una máquina síncrona podía ser extendido para estimar un conjunto más amplio de variables. Las variables que naturalmente más interesan en esta investigación son las corrientes de demanda de las cargas, que ocasionan la distorsión armónica de la red. Por tal motivo, se simuló una red eléctrica radial formada por un generador, una línea de transmisión, un banco de capacitores y una carga no lineal (Fig. 4.7). El objetivo del experimento fue determinar si era posible determinar el valor del voltaje del generador y la corriente en la carga no lineal,

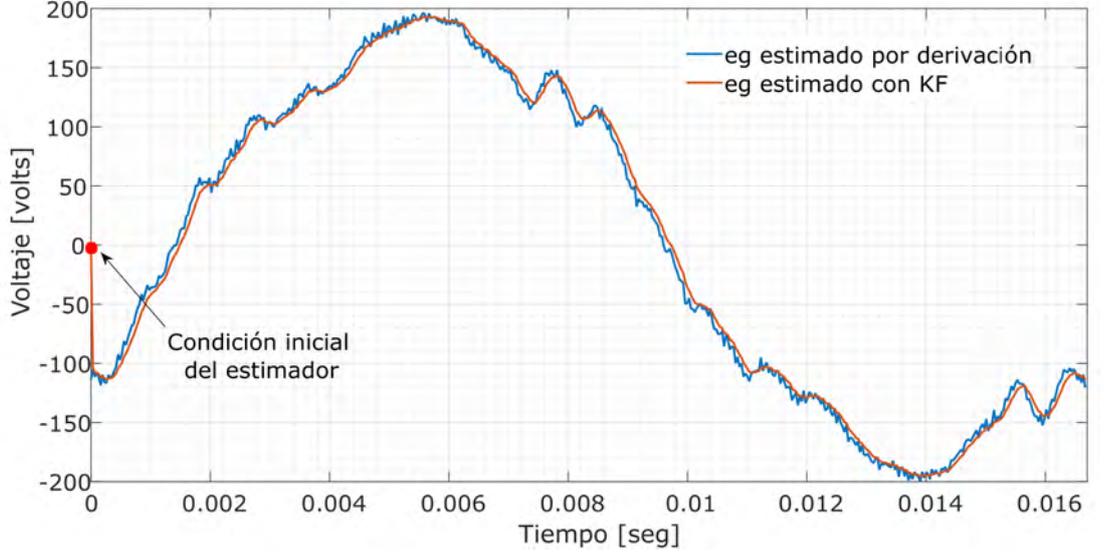


Figura 4.6: Voltaje interno generado estimado con KF y diferenciación numérica.

a partir del menor número de mediciones posible.

Las variables que se considera pueden ser medidas son $\{v_1, v_2, i_g, i_{ls}, i_{lr}\}$, las variables de estado $\{i_g, i_{lsr}, v_1, v_2\}$ y las variables desconocidas $\{e_g, i_d\}$. El modelo en espacio de estado aumentado es

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_g \\ \dot{i}_{lsr} \\ \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \\ \dot{e}_g \\ \dot{i}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_g}{L_g} & 0 & -\frac{1}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & -\frac{R_l}{L_l} & \frac{1}{L_l} & -\frac{1}{L_l} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2+C_f} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2+C_f} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g \\ i_{lsr} \\ v_1 \\ v_2 \\ e_g \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ w_4 \\ w_{p1} \\ w_{p2} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\begin{bmatrix} i_g^{med} \\ v_1^{med} \\ i_{ls}^{med} \\ i_{lr}^{med} \\ v_2^{med} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{C_f}{C_1+C_f} & 0 & 0 & 0 & -\frac{C_1}{C_1+C_f} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g \\ i_{lsr} \\ v_1 \\ v_2 \\ e_g \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \eta_3 \\ \eta_4 \\ \eta_5 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Puesto que, el sistema de medición cuenta con 5 elementos, se tiene un espacio de búsqueda de $2^5 - 1 = 31$ combinaciones diferentes posibles. Como el número de combinaciones es pequeño se probó cada una de las combinaciones y se registraron los siguientes datos: Criterio de observabilidad numérica, traza de la matriz de covarianza de error de estimación en estado estacionario, número de muestras para alcanzar el estado estacionario de la matriz P_k , error medio cuadrático del error de los estados de la red y error medio cuadrático del error de estimación de las salidas.

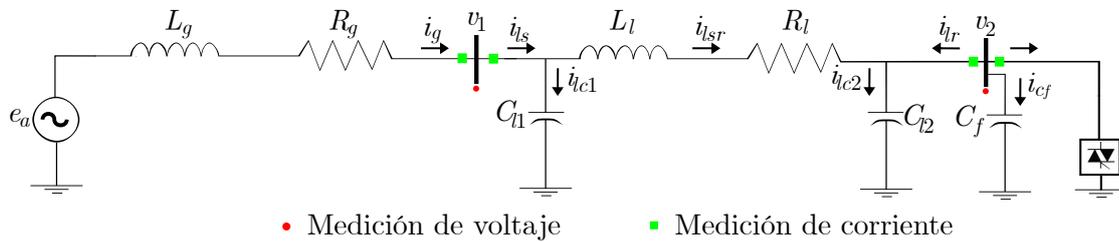


Figura 4.7: Red radial de prueba y puntos de medición en Caso de Estudio II.

La condición inicial para la estimación es $x_{ini} = [0\ 0\ 0\ 0\ 0]^T$, la condición inicial para la matriz de covarianza P_k es $P_{k0} = 10000I$ y los valores de R y Q son $R = 0.00001I$ (al ser datos simulados el error de medición no existe, por eso se le dio un valor tan pequeño) y $Q = \text{diag}([0.0001\ 0.0001\ 0.0001\ 0.0001\ 1\ 1])$ (igual que en el Caso de Estudio I se le da un valor elevado de varianza de proceso a los estados aumentados para permitirle al filtro de kalman ajustar con mayor libertad sus valores). El criterio de convergencia para la matriz covarianza es $\max(P_k - P_{k-1}) \leq 0.0001$ y el máximo número de iteraciones permitidas es de 512.

Las ecuaciones de estado (4.7 y 4.8) se discretizan con un tiempo de muestreo $T_s = 3.2552e - 05$ segundos equivalente a 512 mediciones por ciclo de la frecuencia fundamental de 60 Hz. Los parámetros de los elementos del sistema se presentan en la Tabla 4.3.

Para calcular los valores de error de estimación, se corrieron 31 simulaciones del modelo implementado en Simulink, según se muestra en el Apéndice C. La fuente de voltaje es senoidal con 120 volts RMS y frecuencia de 60 Hz, el ángulo de disparo del convertidor de CA-CA cambia de 15 grados a 90 grados después de 5 ciclos y tiene conectada una carga resistiva de 120Ω .

Tabla 4.3: Parámetros eléctricos de la red radial del Caso de Estudio II

Parámetro	Valor
R_g	0.6Ω
L_g	49.0727 H
R_l	3.8456Ω
L_l	3.24E-02 H
C_1	1.38E-06 F
C_2	1.38E-06 F
C_f	1.10E-05 F

Los resultados se concentran en la Tabla 4.4. De acuerdo a lo planteado por el algoritmo de ubicación óptima de medidores de la Sección 3.7.2, el conjunto de mediciones elegido es $\{i_g v_2\}$, debido a que es la combinación observable con el menor número de mediciones que obtiene observabilidad completa con la menor traza (fila resaltada con verde en la Tabla 4.4).

Tabla 4.4: Resultados del Caso de Estudio II.

i_g	v_1	i_{ls}	i_{lr}	v_2	Num med	Obser.	Traza P_k	Ite.	RMSE mediciones	RMSE estados
1	1	1	1	1	5	SI	1.1089	7	0.0001	0.0152
1	1	0	1	1	4	SI	1.1162	7	0.0001	0.0105
0	1	1	1	1	4	SI	1.1162	7	0.0001	0.0105
1	1	1	1	0	4	SI	1.1191	24	0.0025	0.0119
1	0	1	1	1	4	SI	1.1238	24	0.0023	0.0134
1	1	1	0	1	4	SI	2.1343	7	0.0041	0.0221
1	1	0	1	0	3	SI	1.1264	24	0.0025	0.0118
0	1	1	1	0	3	SI	1.1264	24	0.0025	0.0118
1	0	0	1	1	3	SI	1.1310	24	0.0023	0.0135

Continua en la página siguiente.

i_g	v_1	i_{ls}	i_{lr}	v_2	Num med	Obser.	Traza P_k	Ite.	RMSE mediciones	RMSE estados
0	0	1	1	1	3	SI	1.1310	24	0.0023	0.0135
0	1	0	1	1	3	SI	1.8916	10	0.0104	0.0274
1	1	0	0	1	3	SI	2.1415	7	0.0041	0.0222
0	1	1	0	1	3	SI	2.1415	7	0.0041	0.0222
1	0	1	0	1	3	SI	2.5398	340	0.0154	0.0397
1	1	1	0	0	3	SI	6.2023	23	0.0107	0.0567
1	0	1	1	0	3	NO	10002.2339	512	0.0638	0.1063
1	0	0	0	1	2	SI	2.5471	340	0.0154	0.0398
0	0	1	0	1	2	SI	2.5471	340	0.0154	0.0398
0	1	0	1	0	2	SI	3.0353	297	0.0145	0.0454
0	1	1	0	0	2	SI	6.2135	23	0.0107	0.0568
1	1	0	0	0	2	SI	6.2135	23	0.0107	0.0568
0	0	0	1	1	2	SI	7.6849	28	0.0424	0.1325
0	1	0	0	1	2	SI	38.3078	512	0.2157	0.2345
1	0	0	1	0	2	NO	10002.2441	512	0.0564	0.0951
0	0	1	1	0	2	NO	10002.2441	512	0.0564	0.0951
1	0	1	0	0	2	NO	11566.3268	512	2.0389	3.2099
1	0	0	0	0	1	NO	11566.3665	512	2.0390	3.2100
0	0	1	0	0	1	NO	11566.3665	512	2.0390	3.2100
0	0	0	1	0	1	NO	11594.4150	512	2.1269	3.2647
0	0	0	0	1	1	NO	11599.6146	512	1.6462	2.3261
0	1	0	0	0	1	NO	11630.7521	512	1.8076	2.2366

Los resultados obtenidos son excelentes; la única forma de distinguir que hay dos gráficas en la figura es mostrando el primer ciclo de ambas señales. La Fig.4.8 muestra el voltaje interno utilizado en la simulación y la estimación de esta variable por el filtro de Kalman. Como la matriz de error de covarianza alcanza su estado estacionario en menos

de un ciclo, era de esperarse que la estimación convergiera antes de un ciclo también. Lo mismo ocurre para la corriente no lineal de carga, mostrada en la Fig.4.9. Puede observarse que a pesar de haber iniciado en condiciones arbitrarias convergieron rápidamente hacia los valores reales.

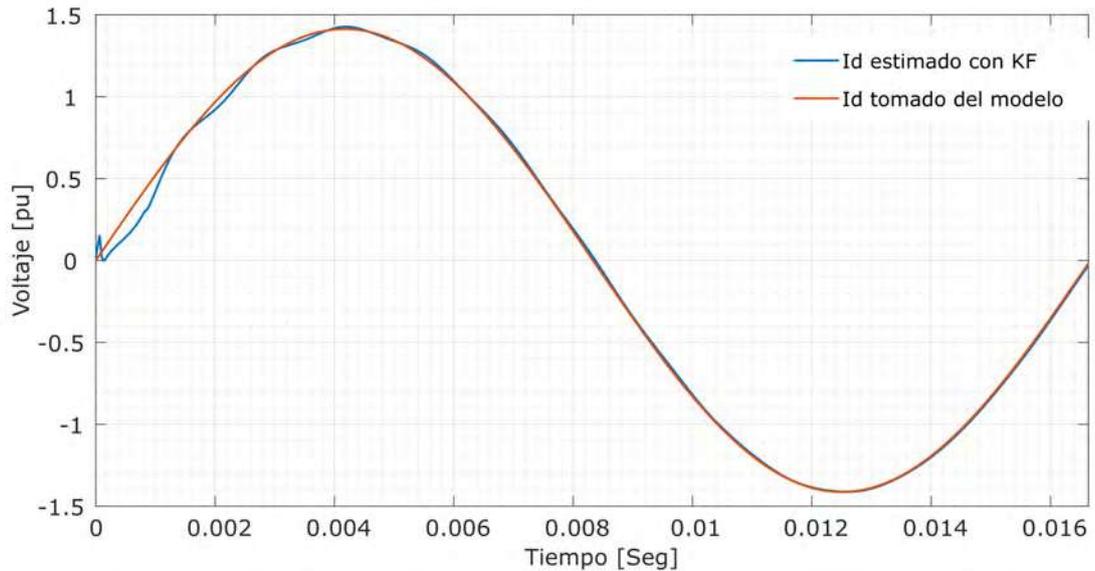


Figura 4.8: Voltaje interno generado simulado y estimado.

Otro punto clave en el análisis es cuando ocurre el cambio en el ángulo de disparo del convertidor. Como se puede apreciar en la Fig.4.10, incluso ante el cambio de valor del ángulo de disparo del convertidor, el KF sigue estimando de excelente manera el valor de la corriente i_d .

Por limitantes de espacio en la presentación no se gráfica el resto de señales estimadas y simuladas, sin embargo, quien reprodujera el experimento podrá darse cuenta que los seis estados del sistema pueden determinarse satisfactoriamente a partir de los dos únicos puntos de medición seleccionados por el método de ubicación óptima de medidores $\{i_g, v_2\}$. Se comprueba así que el Filtro de Kalman es apto para determinar sistemas sub-determinados, donde el número de estados que se desea estimar es mayor que el número de mediciones disponibles. Para este caso particular, se estiman seis estados a partir de solo un par de mediciones. Los resultados obtenidos de éste caso de estudio se ponen a prueba

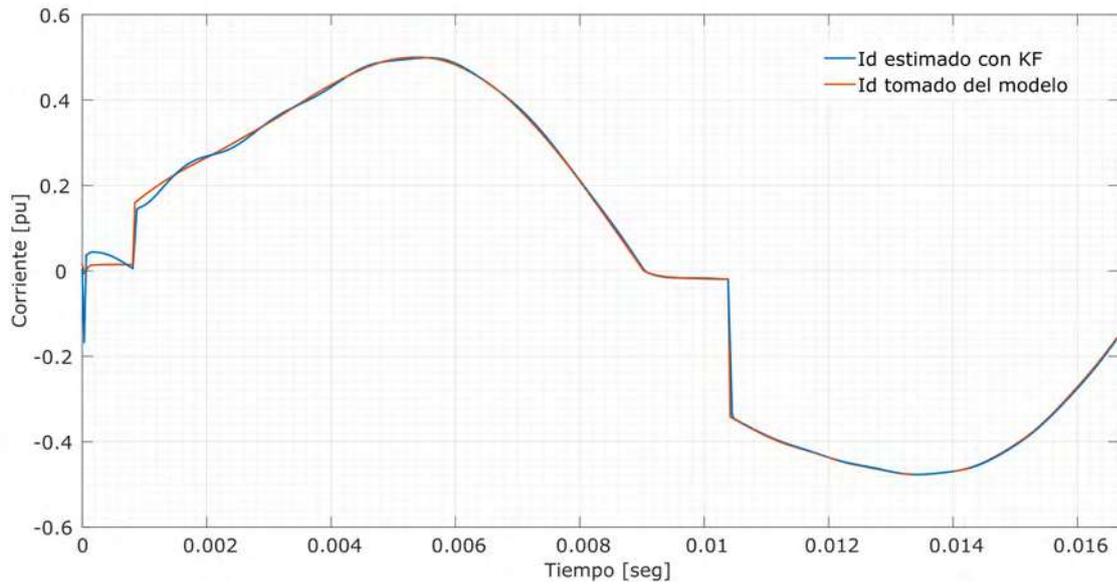


Figura 4.9: Corriente no lineal de carga; simulada y estimada.

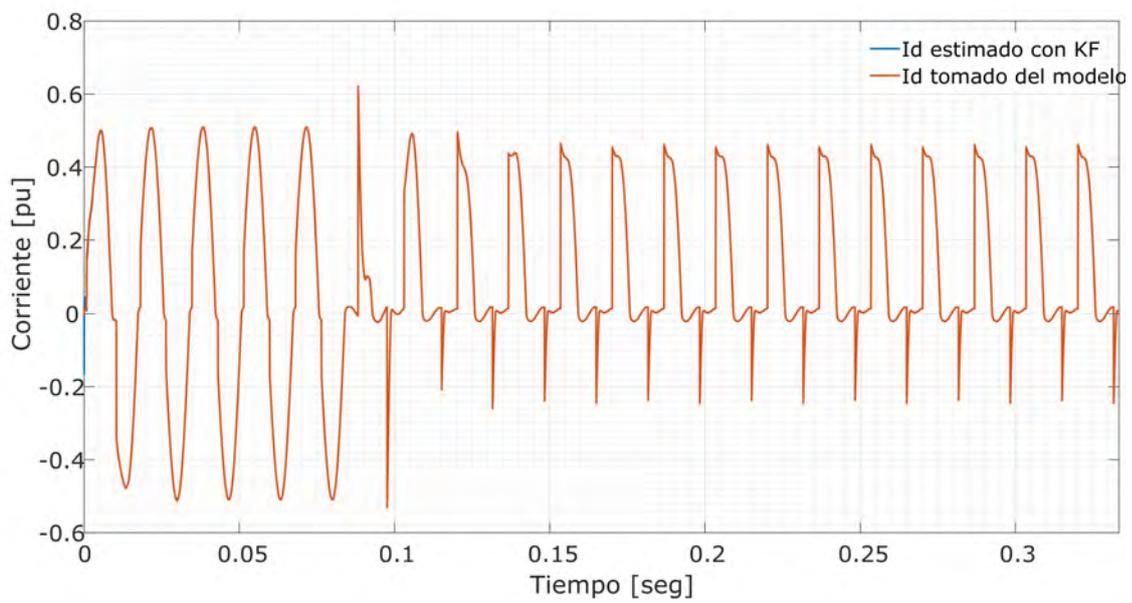


Figura 4.10: Corriente no lineal de carga (simulada y estimada), con cambios en el ángulo de disparo.

en un sistema físico con estimación en tiempo real. Los detalles se proporcionan en el Caso de Estudio IV de la Sección 4.3.2.

4.2.3. Caso III: Ubicación Óptima de Medidores en Red Experimental de 5 Nodos

En la literatura hay muchos métodos de validación para los estimadores de estado aplicados a sistemas eléctricos de potencia, al igual se han elaborado sistemas de prueba donde se puede probar los algoritmos desarrollados. No obstante, la mayoría de estos sistemas de prueba son útiles para la implementación de estimadores en el dominio de la frecuencia, por lo que la información no resulta útil para la correcta validación del algoritmo de estimación de estado en el dominio del tiempo. Por esta razón, se emula el procedimiento empleado por Molina-Moreno en su tesis doctoral [Molina-Moreno, 2017]. Durante su trabajo de investigación construyó una red experimental, modificada del clásico sistema de 5 nodos de Stagg [El-Abiad y Stagg, 1968], donde la principal modificación fue la inclusión de una carga no lineal. El propósito de la carga no lineal es la inyección de contenido armónico al sistema, de tal manera que se pongan a prueba las propiedades de estimación del Filtro de Kalman.

La Fig. 4.11 ilustra la red experimental de cinco nodos; G representa generador, N representa nodo y L representa línea. Los subíndices se utilizan para enumerar los elementos de la red y las flechas indican el nodo de envío y recepción de cada línea de transmisión; por ejemplo, la línea de transmisión L_1 tiene como nodo de envío al nodo 1 y como nodo de recepción al nodo 2.

4.2.3.1. Parámetros de la Red

El sistema de prueba consta de 2 generadores síncronos, 7 líneas de transmisión, 5 buses, 1 carga no lineal y tres bloques de cargas lineales (capacitores, inductores y resistencias). Los dos generadores empleados se representan mediante el mismo modelo y se considera que tienen los mismos parámetros eléctricos, los parámetros de los generadores se tomaron de la hoja de especificaciones del fabricante y pueden consultarse en la Tabla 4.2 en el Caso de Estudio I. El resto de parámetros de los elementos de la red fueron medidos

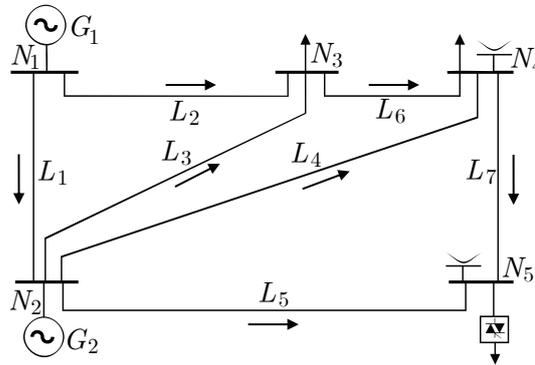


Figura 4.11: Red experimental de cinco nodos.

con equipo de medición del laboratorio de máquinas eléctricas del DEP-FIE. La Tabla 4.5 contiene las especificaciones y parámetros de las línea de transmisión y la Tabla 4.6 las características de las cargas lineales.

La única carga no lineal esta conectada al nodo 5 del sistema. Para identificar más rápido los elementos de la red se emplea la siguiente notación para los parámetros y variables: Para los generadores se usar el subíndice g, para las líneas el subíndice l, para las cargas lineales el subíndice c y para las cargas no lineales el subíndice nl.

Tabla 4.5: Parámetros líneas de transmisión

Nodo de envio	Nodo de recepcion	R	L	C
1	2	1.74782 Ω	0.009884 H	1.62E-06 F
1	3	2.9030004 Ω	0.0381456 H	1.34E-06 F
2	3	2.25019242 Ω	0.025842 H	1.11E-0 6F
2	4	1.99715295 Ω	0.0262363 H	1.14E-06 F
2	5	2.2497995 Ω	0.0162329 H	8.20E-07 F
3	4	0.83728 Ω	0.00506316 H	5.55E-07 F
4	5	3.02467355 Ω	0.0385854 H	1.38E-06 F

Tabla 4.6: Parámetros de cargas

Nodo de conexión	R	L	C
3	131.78 Ω	0.56221 H	–
4	59.06 Ω	0.29543 H	2.18E-05 F
5	–	–	1.08E-05 F

4.2.3.2. Modelo

El modelo está compuesto por 19 ecuaciones de estado (4.9-4.27) y 23 ecuaciones del sistema de medición (4.28-4.50). A partir de ellas, se puede formar el sistema de espacio de estado en su forma matricial $\dot{x} = Ax + Bu$ y $y = Cx + Du$.

Considerando las siguientes variables equivalentes:

$$\begin{aligned} C_{eq1} &= C_{l1} + C_{l2} \\ C_{eq2} &= C_{l1} + C_{l3} + C_{l4} + C_{l5} \\ C_{eq3} &= C_{l2} + C_{l3} + C_{l6} \\ C_{eq4} &= C_{l6} + C_{l4} + C_{l7} + C_{c4} \\ C_{eq5} &= C_{l5} + C_{l7} + C_{c5} \end{aligned}$$

se tiene el sistema de ecuaciones diferenciales (4.9-4.27).

$$\dot{v}_1 = \frac{1}{C_{eq1}} (i_{g1} - i_{l12} - i_{l13}) + w_1 \quad (4.9)$$

$$\dot{v}_2 = \frac{1}{C_{eq2}} (i_{g2} + i_{l12} - i_{l23} - i_{l24} - i_{l25}) + w_2 \quad (4.10)$$

$$\dot{v}_3 = \frac{1}{C_{eq3}} \left(i_{l13} + i_{l23} - \frac{1}{R_{c3}} v_3 - i_{Lc3} - i_{l34} \right) + w_3 \quad (4.11)$$

$$\dot{v}_4 = \frac{1}{C_{eq4}} \left(i_{l34} + i_{l24} - \frac{1}{R_{c4}} v_4 - i_{Lc4} - i_{l45} \right) + w_4 \quad (4.12)$$

$$\dot{v}_5 = \frac{1}{C_{eq5}} (i_{l25} + i_{l45} - i_{nl}) + w_5 \quad (4.13)$$

$$\dot{i}_{g1} = \frac{1}{L_{g1}} (e_{g1} - R_{g1} i_{g1} - v_1) + w_6 \quad (4.14)$$

$$\dot{i}_{g2} = \frac{1}{L_{g2}} (e_{g2} - R_{g2} i_{g2} - v_2) + w_7 \quad (4.15)$$

$$\dot{i}_{l_{12}} = \frac{1}{L_{l1}} (v_1 - v_2 - R_{l1}i_{l_{12}}) + w_8 \quad (4.16)$$

$$\dot{i}_{l_{13}} = \frac{1}{L_{l2}} (v_2 - v_3 - R_{l2}i_{l_{13}}) + w_9 \quad (4.17)$$

$$\dot{i}_{l_{23}} = \frac{1}{L_{l3}} (v_2 - v_3 - R_{l3}i_{l_{23}}) + w_{10} \quad (4.18)$$

$$\dot{i}_{l_{24}} = \frac{1}{L_{l4}} (v_2 - v_4 - R_{l4}i_{l_{24}}) + w_{11} \quad (4.19)$$

$$\dot{i}_{l_{25}} = \frac{1}{L_{l5}} (v_2 - v_5 - R_{l5}i_{l_{25}}) + w_{12} \quad (4.20)$$

$$\dot{i}_{l_{34}} = \frac{1}{L_{l6}} (v_3 - v_4 - R_{l6}i_{l_{34}}) + w_{13} \quad (4.21)$$

$$\dot{i}_{l_{45}} = \frac{1}{L_{l7}} (v_4 - v_5 - R_{l7}i_{l_{45}}) + w_{14} \quad (4.22)$$

$$\dot{i}_{Lc3} = \frac{1}{L_{c3}} v_3 + \frac{R_{Lc3}}{L_{c3}} i_{Lc3} + w_{15} \quad (4.23)$$

$$\dot{i}_{Lc4} = \frac{1}{L_{c4}} v_4 + \frac{R_{Lc4}}{L_{c4}} i_{Lc4} + w_{16} \quad (4.24)$$

$$\dot{i}_{E_{g1}} = w_{p1} \quad (4.25)$$

$$\dot{i}_{E_{g2}} = w_{p2} \quad (4.26)$$

$$\dot{i}_{i_{nl}} = w_{p3} \quad (4.27)$$

y las ecuaciones algebraicas (4.28-4.50).

$$v_1^{med} = v_1 + \eta_1 \quad (4.28)$$

$$v_2^{med} = v_2 + \eta_2 \quad (4.29)$$

$$v_3^{med} = v_3 + \eta_3 \quad (4.30)$$

$$v_4^{med} = v_4 + \eta_4 \quad (4.31)$$

$$v_5^{med} = v_5 + \eta_5 \quad (4.32)$$

$$i_{g1}^{med} = i_{q1} + \eta_6 \quad (4.33)$$

$$i_{g2}^{med} = i_{q2} + \eta_7 \quad (4.34)$$

$$i_{l_{1s}}^{med} = \left(1 - \frac{C_{l1}}{C_{eq1}}\right) i_{l_{12}} + \frac{C_{l1}}{C_{eq1}} (i_{g1} - i_{l_{13}}) + \eta_8 \quad (4.35)$$

$$i_{l_{1r}}^{med} = \left(\frac{C_{l1}}{C_{eq2}} - 1\right) i_{l_{12}} + \frac{C_{l1}}{C_{eq2}} (i_{g2} + i_{l_{23}} - i_{l_{24}} - i_{l_{25}}) + \eta_9 \quad (4.36)$$

$$i_{l_{2s}}^{med} = \left(1 - \frac{C_{l2}}{C_{eq1}}\right) i_{l_{13}} + \frac{C_{l2}}{C_{eq1}} (i_{g1} - i_{l_{12}}) + \eta_{10} \quad (4.37)$$

$$i_{l_{2r}}^{med} = \left(\frac{C_{l2}}{C_{eq3}} - 1 \right) i_{l_{13}} + \frac{C_{l2}}{C_{eq3}} \left(i_{l_{23}} - \frac{1}{R_{c3}} v_3 - i_{Lc3} - i_{l_{34}} \right) + \eta_{11} \quad (4.38)$$

$$i_{l_{3s}}^{med} = \left(1 - \frac{C_{l3}}{C_{eq2}} \right) i_{l_{23}} + \frac{C_{l3}}{C_{eq2}} (i_{g2} + i_{l_{12}} - i_{l_{24}} - i_{l_{25}}) + \eta_{12} \quad (4.39)$$

$$i_{l_{3r}}^{med} = \left(\frac{C_{l3}}{C_{eq3}} - 1 \right) i_{l_{23}} + \frac{C_{l3}}{C_{eq3}} \left(i_{l_{13}} - \frac{1}{R_{c3}} v_3 - i_{Lc3} - i_{l_{34}} \right) + \eta_{13} \quad (4.40)$$

$$i_{l_{4s}}^{med} = \left(1 - \frac{C_{l4}}{C_{eq2}} \right) i_{l_{24}} + \frac{C_{l4}}{C_{eq2}} (i_{g2} + i_{l_{12}} - i_{l_{23}} - i_{l_{25}}) + \eta_{14} \quad (4.41)$$

$$i_{l_{4r}}^{med} = \left(\frac{C_{l4}}{C_{eq4}} - 1 \right) i_{l_{24}} + \frac{C_{l4}}{C_{eq4}} \left(i_{l_{34}} - \frac{1}{R_{c4}} v_4 - i_{Lc4} - i_{l_{45}} \right) + \eta_{15} \quad (4.42)$$

$$i_{l_{5s}}^{med} = \left(1 - \frac{C_{l5}}{C_{eq2}} \right) i_{l_{25}} + \frac{C_{l5}}{C_{eq2}} (i_{g2} + i_{l_{12}} - i_{l_{23}} - i_{l_{25}}) + \eta_{16} \quad (4.43)$$

$$i_{l_{5r}}^{med} = \left(\frac{C_{l5}}{C_{eq5}} - 1 \right) i_{l_{25}} + \frac{C_{l5}}{C_{eq5}} (i_{l_{45}} - i_{nl}) + \eta_{17} \quad (4.44)$$

$$i_{l_{6s}}^{med} = \left(1 - \frac{C_{l6}}{C_{eq3}} \right) i_{l_{34}} + \frac{C_{l6}}{C_{eq3}} \left(i_{l_{13}} + i_{l_{23}} - \frac{1}{R_{c3}} v_3 - i_{Lc3} \right) + \eta_{18} \quad (4.45)$$

$$i_{l_{6r}}^{med} = \left(\frac{C_{l6}}{C_{eq4}} - 1 \right) i_{l_{34}} + \frac{C_{l6}}{C_{eq4}} \left(i_{l_{24}} - \frac{1}{R_{c4}} v_4 - i_{Lc4} - i_{l_{45}} \right) + \eta_{19} \quad (4.46)$$

$$i_{l_{7s}}^{med} = \left(1 - \frac{C_{l7}}{C_{eq4}} \right) i_{l_{45}} + \frac{C_{l7}}{C_{eq4}} \left(i_{l_{34}} + i_{l_{24}} - \frac{1}{R_{c4}} v_4 - i_{Lc4} \right) + \eta_{20} \quad (4.47)$$

$$i_{l_{7r}}^{med} = \left(\frac{C_{l7}}{C_{eq5}} - 1 \right) i_{l_{45}} + \frac{C_{l7}}{C_{eq5}} (i_{l_{25}} - i_{nl}) + \eta_{21} \quad (4.48)$$

$$i_{carga3}^{med} = i_{Lc3} + \frac{1}{R_{c3}} v_3 + \eta_{22} \quad (4.49)$$

$$i_{carga4}^{med} = i_{Lc4} + \frac{1}{R_{c4}} v_4 + \eta_{23} \quad (4.50)$$

La representación matricial del modelo puede encontrarse en el apéndice D. Las ecuaciones i_{Lc3} y i_{Lc4} difieren a las presentadas en la sección de modelado del capítulo anterior, debido a que los módulos de inductores del laboratorio presentaban un valor de resistencia serie que no pudo ser despreciado. Para la carga conectada en el nodo tres, la resistencia serie es de 16.47Ω y para la conectada en el nodo cuatro 8.66Ω .

4.2.3.3. Sistema de Prueba y Experimentación en Laboratorio

El sistema de prueba de 5 nodos fue implementado en el laboratorio (Fig.4.12). Debido a que solo se contaba con un número limitado de sensores de corriente, las líneas de transmisión solo fueron sensadas en uno de sus extremos. La lectura de corrientes y

voltajes se realizó con el equipo de simulación en tiempo real OPAL-RT. Si bien se puede argumentar que emplearlo como un mero sistema de adquisición de datos es subaprovechar su potencia de cómputo, se aclara que el propósito de este caso de estudio fue adquirir un conjunto de datos, los cuales pudieran ser utilizados como banco de pruebas para el KF, de tal manera que los datos obtenidos permitan la implementación del algoritmo en tiempo real.



Figura 4.12: Red experimental de 5 nodos instrumentada con modulo OP8660

Los conjuntos de mediciones y su localización se ilustran en la Fig.4.13. Los cuadrados en color verde representan mediciones de corriente y los puntos en rojo indican mediciones de voltaje. Para completar el conjunto de datos, se usó un estimador por cada línea con el propósito de determinar la corriente no medida en el laboratorio. A los valores de corriente estimados se les representó con un cuadrado de color azul el diagrama de mediciones.

El sistema de ecuaciones utilizado por el estimador de corriente consideró como mediciones los voltajes en los nodos de conexión de la línea y como entrada la corriente conocida en uno de sus extremos. La Fig.4.14 ilustra el circuito equivalente en el que se

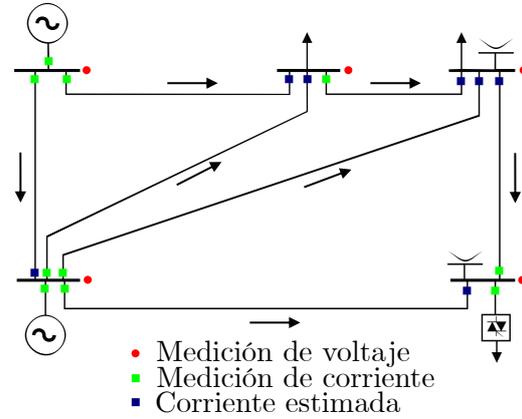


Figura 4.13: Puntos de captura de voltajes y corrientes en la red de prueba de cinco nodos.

basa el sistema de ecuaciones del estimador (4.51 y 4.52).

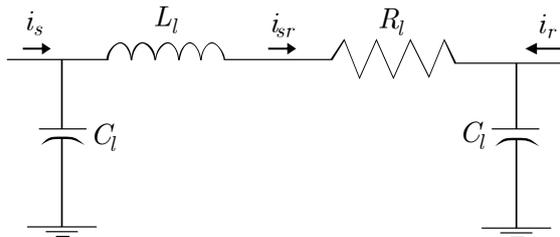


Figura 4.14: Circuito equivalente para estimación de corriente desconocida en línea de transmisión

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \\ \dot{i}_{sr} \\ \dot{i}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ i_{sr} \\ i_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_s + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ w_p \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

$$\begin{bmatrix} v_1^{med} \\ v_2^{med} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ i_{sr} \\ i_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

Para probar la fiabilidad del método de estimación se realizó la siguiente comparación: se observó que la única corriente no medida en el nodo 2 de la red era la de la línea que

conecta a éste nodo con el nodo 1; ésta corriente se calculó con la LCK y se comparó con el valor arrojado por el estimador. Los resultados se grafican en la Fig.4.15. Como puede apreciarse ambas señales prácticamente se traslapan, lo cual demuestra que el filtro está bien diseñado. Aplicando el procedimiento al resto de líneas de estimación se obtiene un conjunto completo de mediciones para experimentar con el KF.

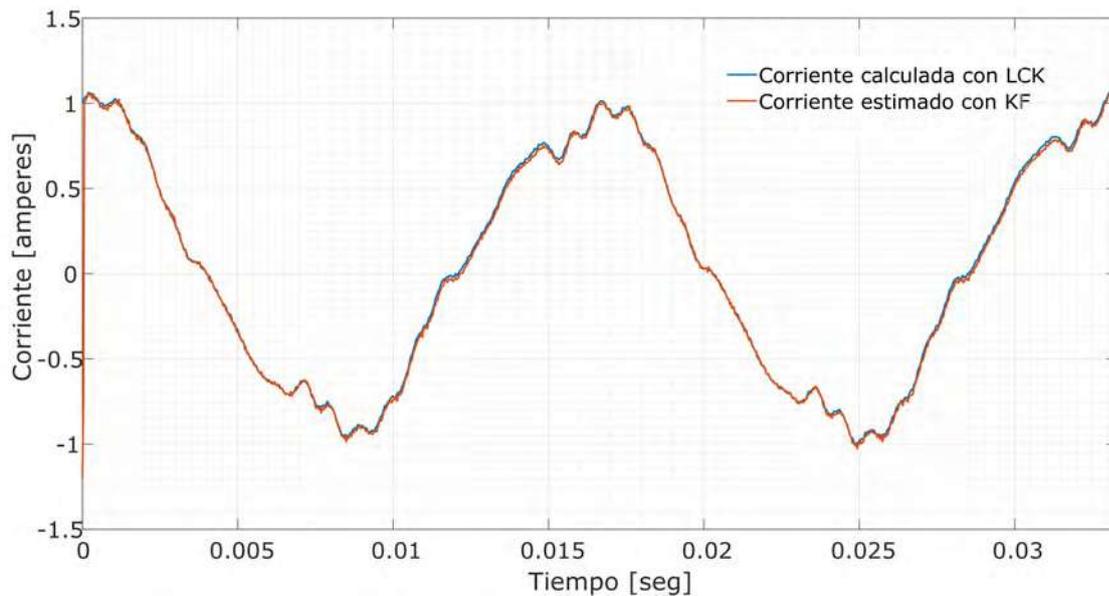


Figura 4.15: Corriente de la línea entre el nodo 2 y el nodo 1

4.2.3.4. Ubicación Óptima de Medidores y Detección de Fuentes y Cargas No Lineales

Una vez que se tiene el conjunto completo de mediciones, es posible validar los resultados del KF. En lo que se refiere a la ubicación óptima de medidores, se busca el menor número de nodos completamente instrumentados que permita la observabilidad completa del sistema. Cada nodo tiene asociado un conjunto de mediciones, la Tabla 4.7 indica las mediciones asociadas a cada uno de los nodos de la red.

El subíndice r indica que es la corriente medida en el nodo de recepción de la línea y el subíndice s que la medición se tomó en el extremo de envío de la línea. Con los cinco nodos se genera un espacio de búsqueda de $2^5 - 1 = 31$ combinaciones, como el espacio

Tabla 4.7: Asociación de mediciones a cada nodo de la red.

Nodo	Mediciones
1	$\{v_1, i_{g1}, i_{l_{1s}}, i_{l_{2s}}\}$
2	$\{v_2, i_{g2}, i_{l_{1r}}, i_{l_{3s}}, i_{l_{4s}}, i_{l_{5s}}\}$
3	$\{v_3, i_{l_{2r}}, i_{l_{3r}}, i_{l_{6s}}\}$
4	$\{v_4, i_{l_{4r}}, i_{l_{6r}}, i_{l_{7s}}\}$
5	$\{v_5, i_{l_{5r}}, i_{l_{7r}}\}$

es pequeño, se pueden probar todas las combinaciones. Al igual que en el Caso de estudio II, se tomó como criterio de desempeño la traza de la matriz de covarianza del error de medición. La covarianza para el error de medición para los voltajes se eligió de 0.5 volts^2 , para las corrientes medidas el valor elegido es de 0.001 amperes^2 y para las corrientes no estimadas 0.01 amperes^2 . Los valores de covarianza de proceso se tomaron de 0.01 para los voltajes internos generados y corriente no lineal y de 0.00001 para el resto de ecuaciones. La condición inicial para todos los estados fue 0 y $P_{kini} = 10000I$.

Después de la simulación, se detecta que todas las combinaciones cumplen con la observabilidad total del sistema, por lo tanto, el menor número de nodos que son necesarios instrumentarse para observar todos los estados de la red es 1. Con esto en mente, se busca el nodo cuya traza de P_k sea la más pequeña. La combinación que cumple con estas condiciones es la marcada con color verde en la Tabla 4.8 y corresponde a instrumentar el nodo 2 de la red. En caso de apegarse al método de selección descrito en el Capítulo 3, solo sería necesario probar 5 combinaciones antes de llegar al criterio de paro del algoritmo. Como se puede ver en la tabla, la traza de la matriz está directamente relacionada con el valor de error medio cuadrático (RMSE). Esto indica que de todas las combinaciones con un solo nodo instrumentado, la que contempla solo las mediciones en el nodo 2 es la que mejor reproduce la forma de onda de las 21 mediciones y la corriente no lineal.

Tabla 4.8: Resultados del Caso de Estudio III.

Nodo instrumentado					5	Num. Nodos	Obser.	Traza	Ite.	RMSE
1	2	3	4							
1	1	1	1	1	5	SI	0.0550	32	0.0054	
1	1	1	0	1	4	SI	0.0557	37	0.0056	
1	1	0	1	1	4	SI	0.0558	36	0.0058	
1	1	1	1	0	4	SI	0.1120	32	0.0096	
0	1	1	1	1	4	SI	0.1567	38	0.0082	
1	0	1	1	1	4	SI	0.1617	36	0.0096	
1	1	0	1	0	3	SI	0.1129	36	0.0100	
1	1	0	0	1	3	SI	0.1424	449	0.0068	
0	1	1	0	1	3	SI	0.1584	38	0.0084	
1	1	1	0	0	3	SI	0.1651	357	0.0101	
1	0	0	1	1	3	SI	0.2134	294	0.0112	
0	1	0	1	1	3	SI	0.2136	333	0.0094	
0	1	1	1	0	3	SI	0.2151	38	0.0123	
1	0	1	0	1	3	SI	0.2199	380	0.0105	
1	0	1	1	0	3	SI	0.3656	692	0.0196	
0	0	1	1	1	3	SI	0.4808	788	0.0195	
1	1	0	0	0	2	SI	0.2010	656	0.0113	
0	1	0	0	1	2	SI	0.2493	651	0.0106	
0	1	1	0	0	2	SI	0.2679	360	0.0126	
0	1	0	1	0	2	SI	0.2721	334	0.0134	
1	0	0	0	1	2	SI	0.2793	1674	0.0133	
1	0	0	1	0	2	SI	0.3834	697	0.0224	
0	0	1	0	1	2	SI	0.5102	803	0.0224	
0	0	1	1	0	2	SI	0.6937	811	0.0292	

Continua en la página siguiente.

Nodo instrumentado					Num. Nodos	Obser.	Traza	Ite.	RMSE
1	2	3	4	5					
1	0	1	0	0	2	SI	0.8259	4448	0.0351
0	0	0	1	1	2	SI	0.9945	6059	0.0375
0	1	0	0	0	1	SI	0.3412	1257	0.0144
0	0	1	0	0	1	SI	1.3233	4460	0.0507
0	0	0	1	0	1	SI	1.3392	6059	0.0452
1	0	0	0	0	1	SI	2.1833	5732	0.0501
0	0	0	0	1	1	SI	4.1053	6559	0.0956

A continuación se presentan las formas de onda medidas y estimadas para los cinco voltajes nodales y la corriente no lineal (Fig.4.16, Fig.4.17 y Fig.4.18). De los voltajes, solo el estimado en el nodo 1 tiene un comportamiento oscilario sobre la forma de onda de referencia (medida), en el resto de los voltajes la estimación es más fiel a los voltajes medidos. La corriente no lineal es la que presenta mayor diferencia con respecto a la forma de onda medida. Sin embargo, se considera que es un buen resultado dado que la estimación de voltajes es satisfactoria y el estimador, si bien no logra estimar a la perfección la corriente, si sigue adecuadamente se forma de onda básica y con ello su contenido armónico, el cual corresponde al contenido armónico de la corriente medida. La Tabla 4.9 presenta el error medio cuadrático para las 22 señales de la red, en verde se resaltan las variables empleadas como medidas por el estimador. Es importante destacar que las variables más importantes de la red son los voltajes y en este rubro la estimación logra muy buenos resultados; v_1 y v_5 son los que presentan mayor error entre los voltajes y sin embargo visualmente la desviación no es grande. La señal de corriente presenta un error medio cuadrático más grande. En comparación con el resto de error es entre 4 y 10 veces mayor, sin embargo la estimación de esta variable no es el principal objetivo del estimador y considerando que no se tiene detalle sobre como se comporta la dinámica de esta variable, se concluye que los resultados son buenos.

El resto de las variables medidas y estimadas no se presenta a detalle en el dominio del tiempo pues requerian de mucho espacio. En su lugar las Figuras 4.19 y 4.20 representan

Tabla 4.9: Error medio cuadrático del Caso de Estudio III

v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	i_{g1}
0.02175	0.00513	0.00606	0.00569	0.01852	0.04024
i_{g2}	i_{l1s}	i_{l2s}	i_{l3s}	i_{l4s}	i_{l5s}
0.00005	0.01884	0.01843	0.00211	0.00213	0.00241
i_{l6s}	i_{l7s}	i_{l1r}	i_{l2r}	i_{l3r}	i_{l4r}
0.01108	0.01490	0.00681	0.00929	0.00320	0.00330
i_{l5r}	i_{l6r}	i_{l7r}	i_{nl}	Promedio	
0.00768	0.01117	0.01171	0.09566	0.01437	

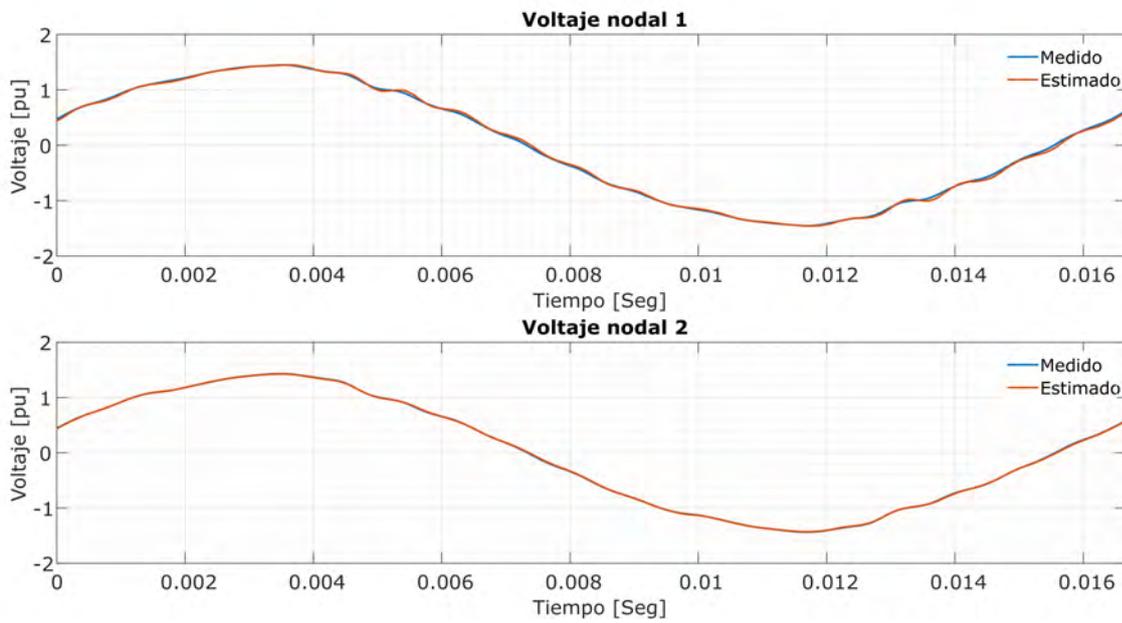


Figura 4.16: Forma de onda de voltaje nodal 1 y voltaje nodal 2

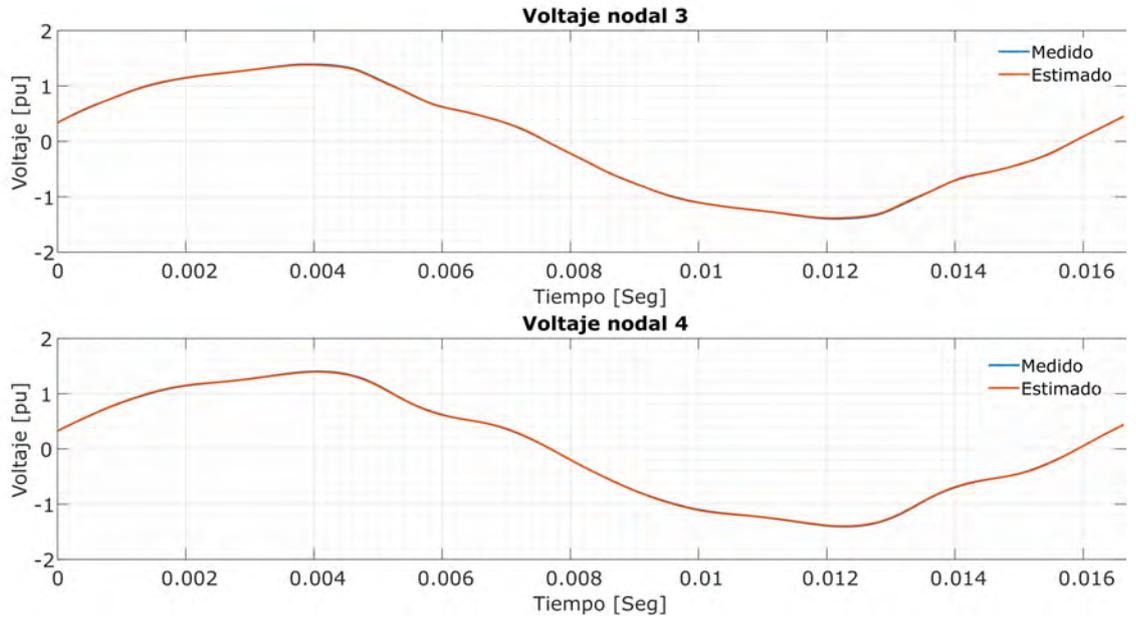


Figura 4.17: Forma de onda de voltaje nodal 3 y voltaje nodal 4

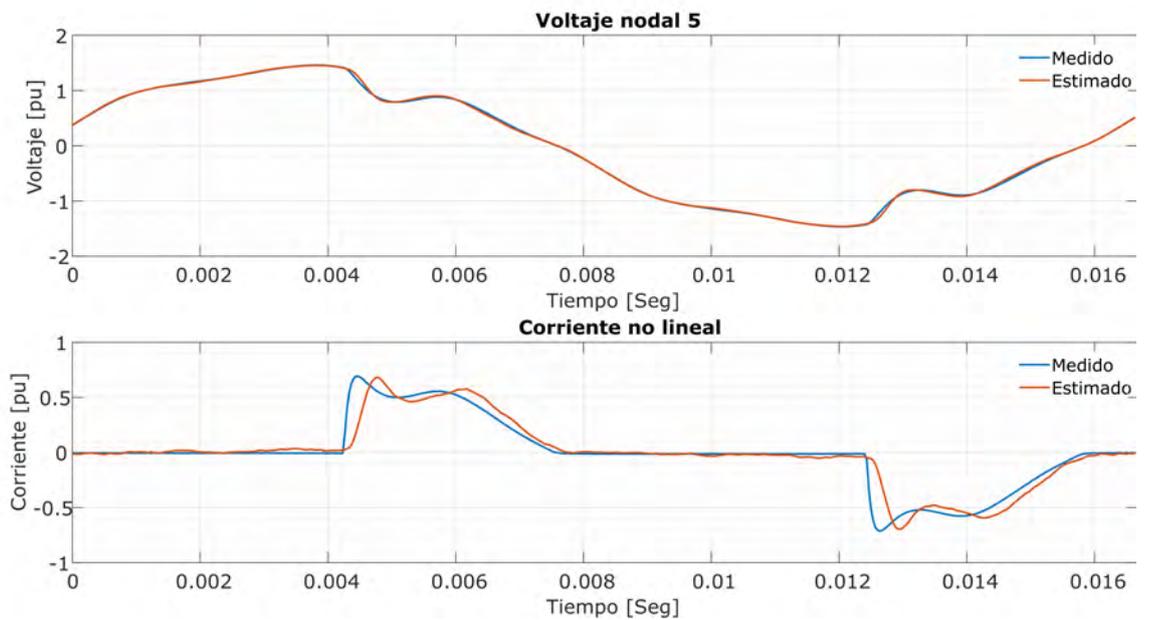


Figura 4.18: Forma de onda de voltaje nodal 5 y corriente no lineal

el contenido armónico en estado estacionario periódico de cada una de las 22 variables. La primer figura muestra los voltajes y la segunda las corrientes. Cada figura tiene tres planos diferentes: el nivel más alto representa el contenido armónico de la señal medida, el segundo nivel es su homologo para la señal estimada y el nivel inferior es el absoluto de la diferencia de los dos planos anteriores. Una estimación perfecta hace que el plano del error este libre de picos y adquiera un color rojo sólido. Si bien la estimación no es perfecta, es fácil detectar que el estimador ha logrado replicar el contenido armónico de voltajes y corrientes con excelente precisión. Los resultados se presentan en dos gráficas por separado debido a que el contenido armónico en el voltaje es casi un décima parte del contenido armónico en las corrientes. Como era de esperarse, el voltaje más contaminado fue aquel donde se conectó la carga no lineal y la corriente más contaminada fue la propia corriente no lineal. Ya que los datos muestreados se capturaron sin realizar variaciones del ángulo de disparo de los convertidores CA-CA y a que se considera que la red opera en su régimen estacionario periódico, analizar los resultados en varios instantes de tiempo, conllevaría a obtener resultados muy similares a los recién presentados. En el Caso de Estudio V se registran cambios en los puntos de operación de la red y se presenta el análisis para cada una de las secciones de interés.

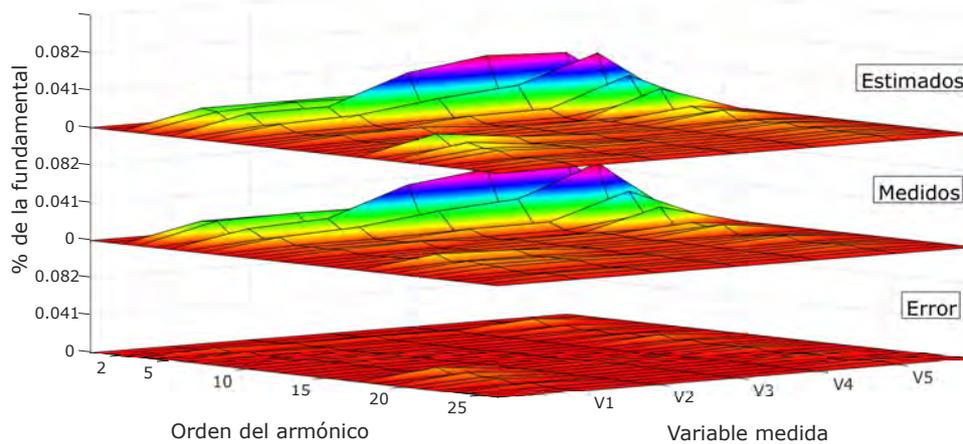


Figura 4.19: Comparación entre armónicos de voltaje medidos y la estimados.

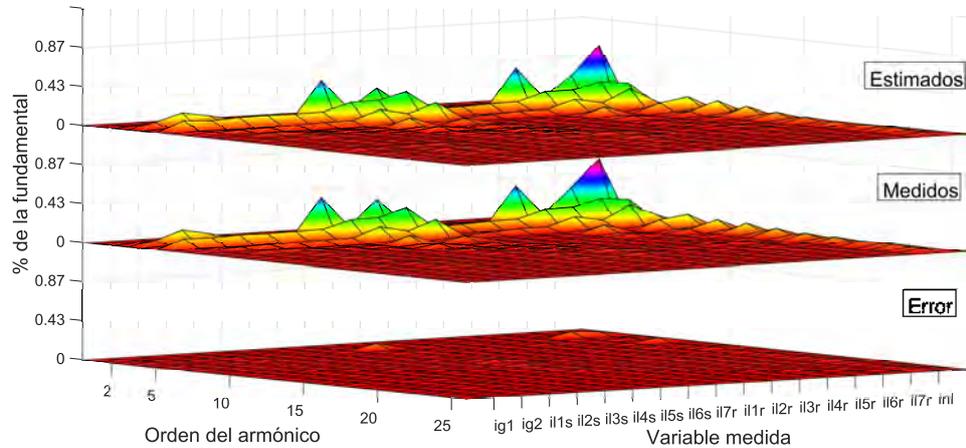


Figura 4.20: Comparación entre armónicos de las corrientes medidas y la estimadas.

El detalle del contenido armónico de las 22 señales, tanto en forma de tabla como en gráfica de barras, para este caso de estudio se pueden consultar en el Apéndice E.

4.3. Casos de Estudio en Tiempo Real

Por tiempo real nos referimos a la capacidad del KF de realizar la estimación a la misma velocidad con la que son medidos los datos, de tal manera que un operador pueda tener conocimiento del estado de la red producto del análisis de los datos que entrega el estimador. En las siguientes subsecciones se muestran dos casos de estudio en tiempo real, el primero corresponde a la prueba de la red radial presentada en el Caso de Estudio II y el segundo es la prueba en tiempo real del Caso de Estudio III. Como solo es necesaria una pequeña cantidad de medidores para la estimación, se usan algunos de los canales restantes de medición para instrumentar puntos de la red que se puedan usar como datos de validación.

4.3.1. Caso IV: Estimación de Estado en Tiempo Real en Red Radial.

A partir de los resultados obtenidos del Caso de Estudio II, donde se simuló una red radial, se procedió a construir un sistema de prueba con la misma topología de la red

de prueba virtual. El circuito implementado en el laboratorio se muestra en la Fig.4.21



Figura 4.21: Red radial construida en laboratorio para pruebas de estimación en tiempo real.

Los parámetros eléctricos de los componentes variaron un poco con respecto a los usados en la red simulada. Este cambio se debe a que la línea simulada no correspondía a ninguna de las siete líneas con que cuenta el laboratorio. Los nuevos parámetros se concentran en la Tabla 4.10.

Tabla 4.10: Parámetros eléctricos de la red radial del Caso de Estudio IV

Parámetro	Valor
R_g	0.6Ω
L_g	49.0727 H
R_l	3.024673Ω
L_l	$3.858\text{E-}02\text{ H}$
C_1	$1.3781\text{E-}06\text{ F}$
C_2	$1.3781\text{E-}06\text{ F}$
C_f	$10.82\text{E-}06\text{ F}$

De acuerdo a los resultados obtenidos del Caso de Estudio II para estimar la

corriente no lineal solo es necesario medir el voltaje en el nodo 2 y la corriente del generador. Para comprobar los resultados en tiempo real, se tomaron ambas mediciones para el KF y se comparó la estimación de la corriente no lineal con su contraparte medida. La Fig.4.22 esquematiza los puntos de medición instrumentados en este caso de estudio.

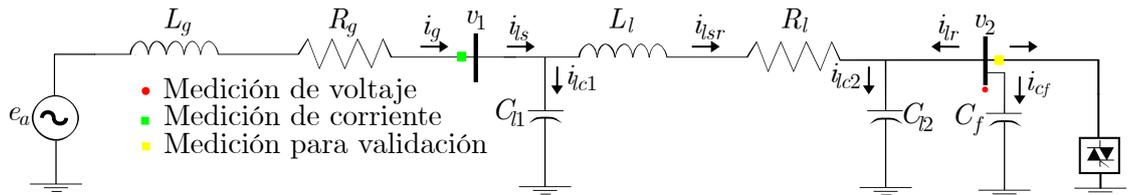


Figura 4.22: Ubicación de medidores en red radial para prueba en tiempo real

Como se mencionó al inicio de este capítulo, todo modelo que se carga al simulador en tiempo real OP5600 requiere de dos subsistemas muy bien definidos: el maestro y la consola. Para este caso de estudio, el maestro (Fig.4.23) toma la corriente I_1 (corriente del generador) y el voltaje E_2 (voltaje del nodo 2) como las mediciones requeridas por el KF. A la salida del filtro se separan los estados del sistema y junto con el total de los canales de medición de voltaje y corriente son mandados a la consola.

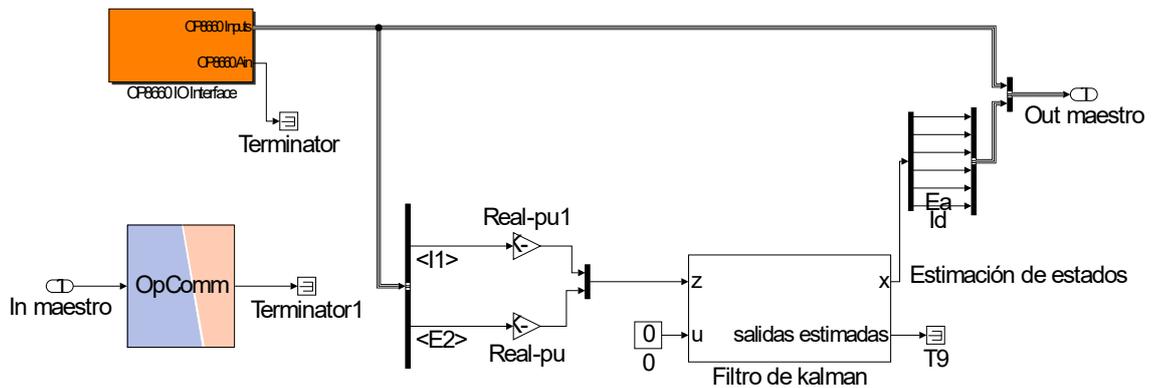


Figura 4.23: Detalle del diagrama de bloques del subsistema maestro (Caso de Estudio IV)

La consola (Fig.4.24) recibe los datos medidos y estimados y los separa en dos osciloscopio diferentes, el primero gráfica juntos todos los valores medidos por los 32 canales de medición del OP8660 y el segundo osciloscopio une en una sola gráfica la corriente no

lineal medida y la estimada. Además de graficar las corrientes no lineales en el dominio del tiempo, también se les realiza un análisis de Fourier, el cual se muestra en pantalla cada que el usuario lo requiere (cambiando la posición del interruptor que se encuentra en el modelo).

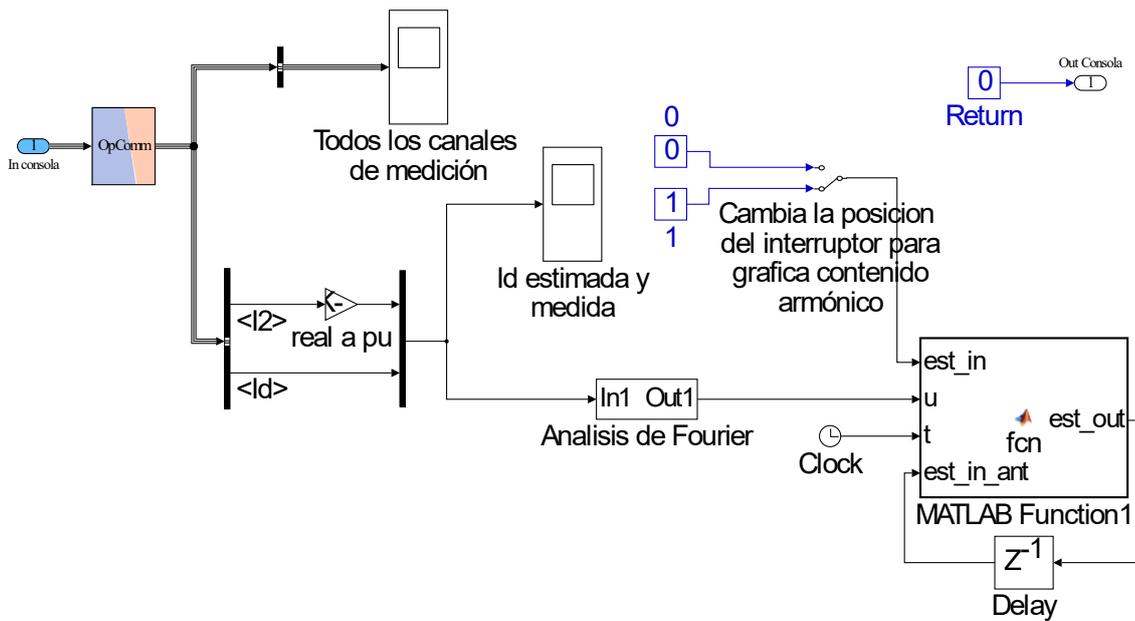


Figura 4.24: Detalle del diagrama de bloques del subsistema consola(Caso de Estudio IV)

Para demostrar la capacidad del algoritmo para estimar la corriente no lineal cuando esta cambia entre puntos de operación, se ejecutó el algoritmo en tiempo real y se cambió en tres ocasiones el ángulo de disparo del convertidor CA-CA que alimenta la carga. El tiempo de muestreo usado fue $T_s = 3.2552e - 5$ seg y las matrices de modelo y covarianza fueron las mismas a las usadas en el Caso de Estudio II.

Las Figuras (4.25-4.27) muestran en su parte superior la corriente no lineal medida y la estimada. Debido a que se muestra una gran cantidad de datos, es imposible ver el detalle de las formas de onda. Sin embargo, es posible diferenciar cuatro secciones bien definidas. De las últimas tres secciones se toma una muestra. Nuevamente, las Figuras (4.25-4.27) muestran el lugar en que se toman las muestras para cada intervalo de los tres bajo análisis. Como en cada una de las secciones el sistema se encuentra en estado estacionario periódico,

cualquier muestra debe entregar los mismos resultados. En la primer sección, el ángulo de disparo fue el mínimo permitido por el convertidor, por lo que la distorsión armónica en la corriente fue pequeña, la ventana a la izquierda de la forma de onda de la corriente medida y estimada en este punto de operación ilustra su contenido armónico, tal como fue adquirido en la simulación en tiempo real. La segunda sección representa el punto de operación del convertidor con un ángulo de disparo aproximado de 90 grados. A pesar del aumento del contenido armónico, el algoritmo estima con excelente precisión la forma de onda y por lo tanto el espectro armónico en el dominio de la frecuencia (Fig.4.26). Finalmente, en la última sección se opera el convertidor con un ángulo de disparo aproximado de 135 grados. En éste caso es donde se presenta la mayor distorsión en la corriente y la respuesta del estimador se obtiene con una muy buena precisión tanto en forma de onda como en espectro de frecuencia, como se puede observar de la Fig.4.27.

De los resultados obtenidos, se puede concluir que en el sistema de prueba radial puede estimarse la corriente no lineal con excelente precisión, sin importar el punto de operación del convertidor.

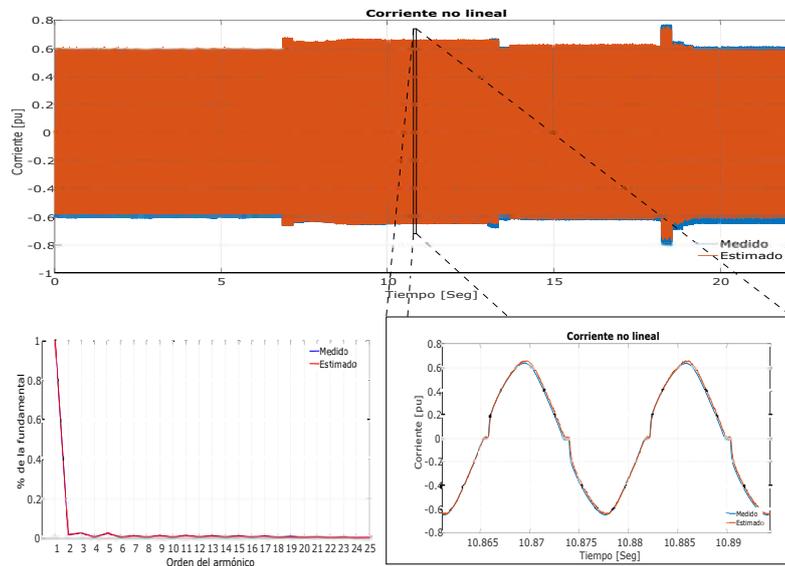


Figura 4.25: Resultados de simulación en tiempo real del Caso de Estudio IV. Primer intervalo

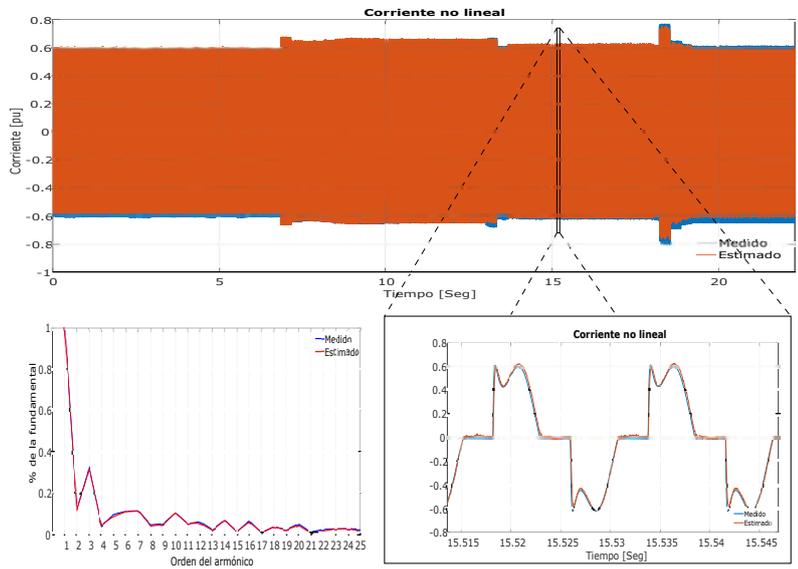


Figura 4.26: Resultados de simulación en tiempo real del Caso de Estudio IV. Segundo intervalo

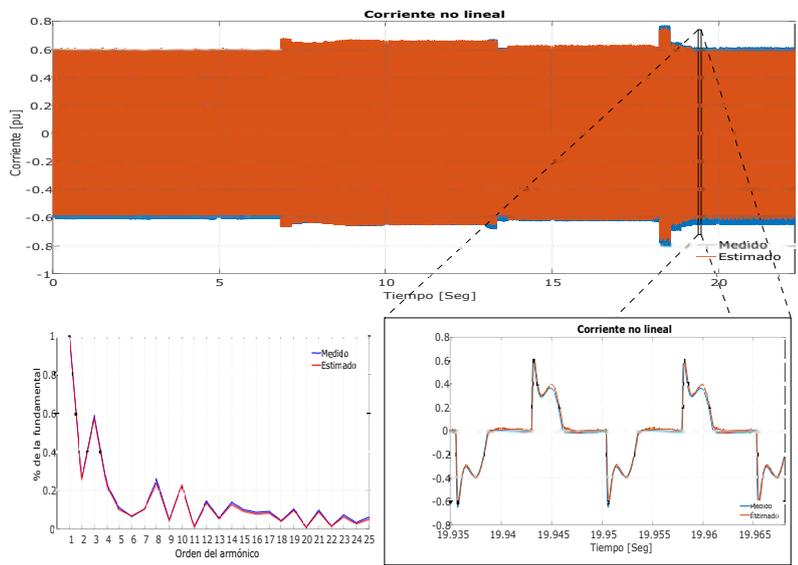


Figura 4.27: Resultados de simulación en tiempo real del Caso de Estudio IV. Tercer intervalo

4.3.2. Caso V: Estimación de Estado en Tiempo Real en Red de Prueba de 5 Nodos

Este es el caso de estudio principal de esta investigación, pues en este estudio se pone a prueba la hipótesis planteada. En esta ocasión se propone realizar la estimación en tiempo real de los estados de una red de prueba experimental de cinco nodos a partir del mínimo número de nodos instrumentados. Puesto que la red es la misma a la utilizada en el Caso de Estudio III, todos los parámetros, modelos y matrices de covarianza son idénticos. Debido a que la prueba de simulación en tiempo real se realizó un par de meses después que las pruebas del Caso de Estudio III, la disposición de los elementos de la red cambio (Fig.4.28) no así su topología. Se considera además que los parámetros eléctricos no cambiaron de una prueba a otro (esto puede no ser cierto, ya que el equipo pudo estar expuesto a condiciones de operación fuera de sus límites lo que ocasionaría cambios en sus parámetros eléctricos).

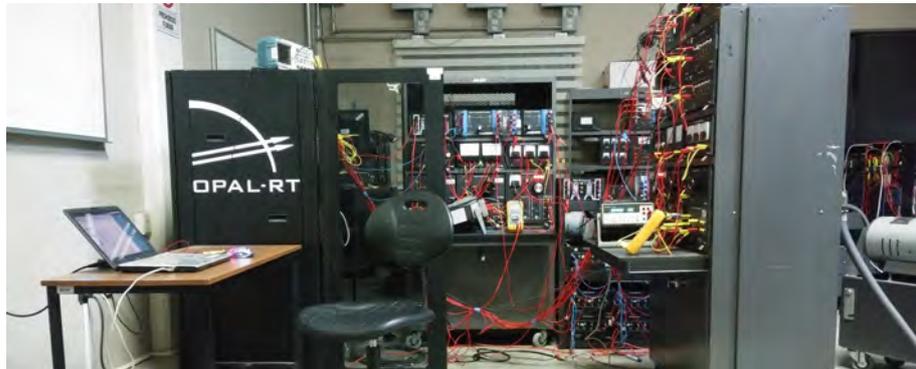


Figura 4.28: Red experimental de 5 nodos construida en laboratorio para pruebas de estimación en tiempo real.

De acuerdo a los resultados del Caso de Estudio III, un solo nodo es suficiente para estimar el resto de estados de la red, incluyendo a la corriente no lineal. El nodo que brinda mejores resultados es el nodo 2, por lo que todas las corrientes de entrada y salida del nodo, así como su voltaje nodal son tomados como entrada del KF. Para validar los resultados, se adquieren las mediciones de voltaje del resto de los nodos y las corrientes representadas como recuadros amarillos en la Fig.4.29.

Los modelos cargados al simulador en tiempo real OP5600 son parecidos a los

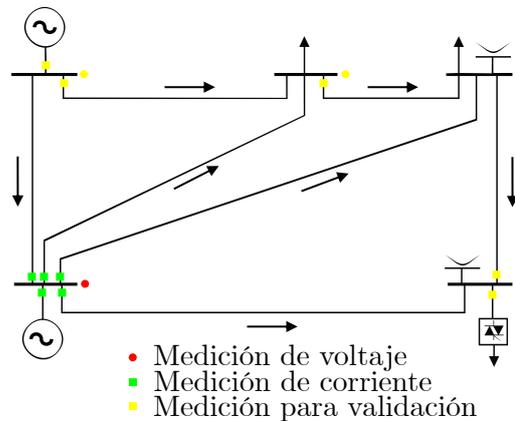


Figura 4.29: Puntos de medición para el estimador y para validación en la red de prueba.

presentados en el caso de estudio anterior. Como se comentó anteriormente, los bloques para el KF y la FFT fueron diseñados de forma general, tal que la migración de un modelo a otro fuera simple y requiriera la menor cantidad de cambios posibles. El subsistema maestro (Fig.4.30) es similar en estructura al del caso IV, la diferencia radica en la elección de las señales de entrada del filtro y a que en lugar de tomar los estados estimados, se utilizan como salidas las señales reconstruidas como funciones lineales de los estados. El bloque de mapeo separa las 22 salidas del estimador y les asigna su nombre para ser indentificadas en la consola. La salida general del bloque es la unión de los 32 canales de medición y las 22 salidas estimadas por el KF. La consola (Fig.4.31) también es muy parecida a la del caso de Estudio IV; el agregado en este modelo es la creación de un par de osciloscopios que faciliten la visualización de las señales de validación.

Para comprobar la capacidad de estimación del algoritmo en tiempo real se llevó a la red a diferentes puntos de operación. En particular se dividió el estudio en 4 etapas diferenciadas; las primeras tres representan cambios en el ángulo de disparo del convertidor CA-CA de la carga no lineal y la última sección representa un cambio en la contribución de potencia de los generadores; es decir, se mantiene el balance energético pero la cantidad de potencia entregada por el generador 2 disminuye a medida que la del generador 1 aumenta. Las cuatro secciones en las que se dividió el experimento se pueden apreciar en la Fig.4.32. El cambio en las corrientes de generación es evidente entre las secciones 3 y 4. Como se

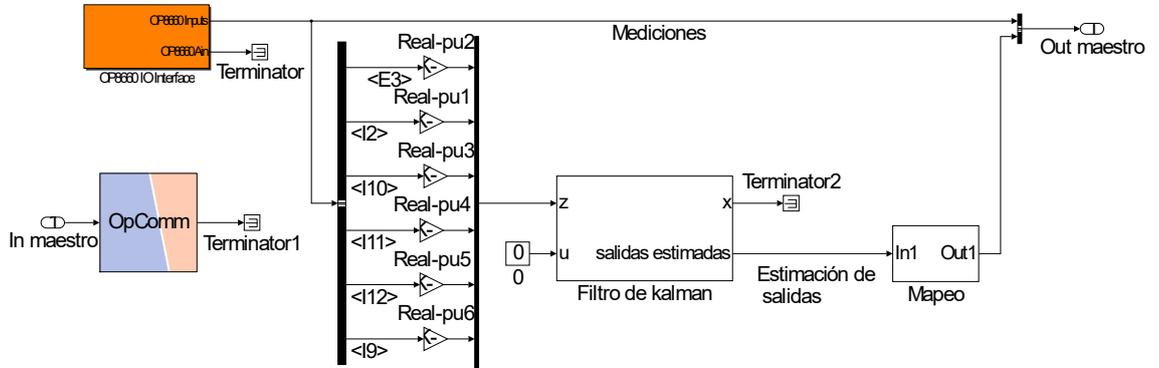


Figura 4.30: Detalle del diagrama de bloques del subsistema maestro (Caso de Estudio V)

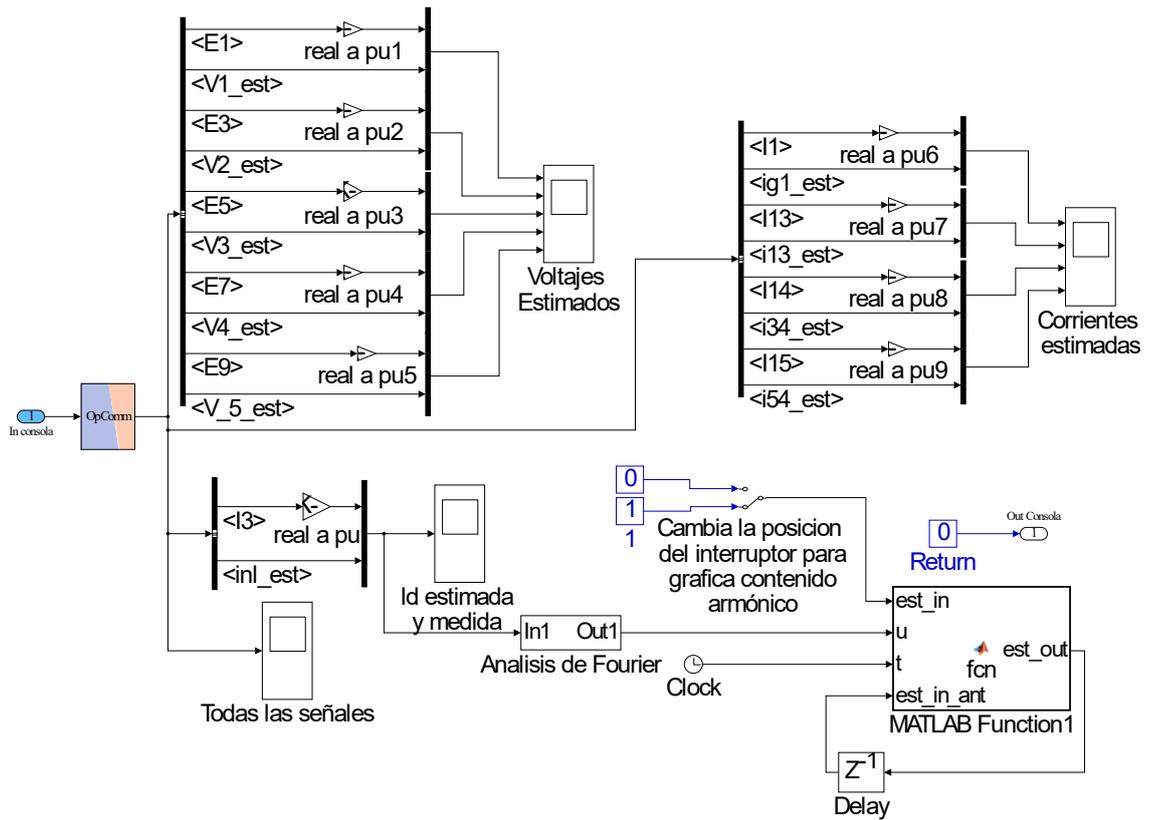


Figura 4.31: Detalle del diagrama de bloques del subsistema consola (Caso de Estudio V)

considera que la red se encuentra en regimen estacionario periódico, basta con tomar una prueba en cada una de las secciones para su análisis.

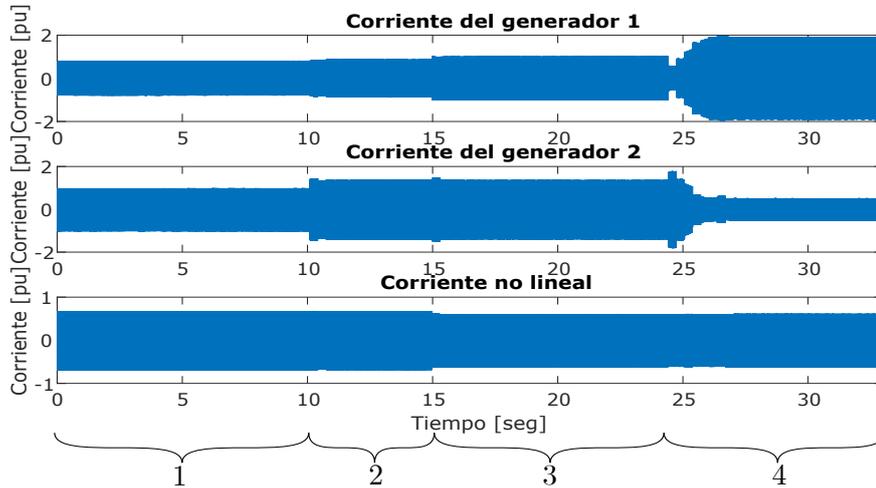


Figura 4.32: División en segmentos de experimento en tiempo real

Inicialmente, en la sección 1 el convertidor opera con un ángulo de disparo de aproximadamente 135 grados, es este el caso donde se manifestó una mayor cantidad de contaminación armónica. La Fig.4.33a muestra la forma de onda de corriente no lineal medida y estimada, mientras que la Fig.4.33b y Fig.4.33d muestran el espectro armónico de los voltajes y corrientes de validación, respectivamente, el aplanamiento del nivel del error (planos inferiores de las gráficas) indica que los resultados son satisfactorios. Adicionalmente, al comparar los errores medios cuadráticos de las señales de validación (Tabla 4.3.2) con los obtenidos en el Caso de Estudio III, no se manifiestan desviaciones muy marcadas. En las Fig.4.33c y Fig.4.33e se presenta el contenido armónico medido y estimado en formato de gráfica de barras tridimensional. En las gráficas de barras se puede apreciar como la estimación armónica capta el contenido armónico de las señales medidas. Este punto de operación es el equivalente al usado en la estimación fuera de línea del Caso de Estudio III.

Tabla 4.11: Error medio cuadrático en pu en la sección 1

v_1	v_3	v_4	v_5	i_{g1}	i_{l13}	i_{l34}	i_{l54}	i_{nl}
0.01711	0.01203	0.01426	0.01802	0.06469	0.04267	0.02060	0.04205	0.07831

En la segunda sección, el ángulo de disparo cambia de 135 grados a cerca de 90 grados. En este nuevo punto de operación la cantidad de contenido armónico en la carga no lineal disminuye. La estimación sigue siendo satisfactoria y las Fig.4.34(a,b,c,d y e) corroboran los resultados. En la Tabla 4.3.2 se muestran los indicadores de desempeño basados en el error medio cuadrático.

Tabla 4.12: Error medio cuadrático en pu en la sección 2

v_1	v_3	v_4	v_5	i_{g1}	i_{l13}	i_{l34}	i_{l54}	i_{nl}
0.02029	0.01064	0.01148	0.01734	0.04730	0.02149	0.01842	0.03595	0.07030

En la tercer sección el ángulo de disparo se configura en su menor valor posible, la reducción del ángulo de disparo disminuye drásticamente el contenido armónico de la corriente no lineal, este dato puede apreciarse en la Fig.4.35a notando que la forma de onda parece más una senoide y en la Fig.4.35d que el espectro de armónico de la corriente no lineal disminuyó drásticamente. En este punto de operación se observa una baja en el desempeño de la estimación de corriente no lineal, el voltaje 1 y el voltaje 5. Sin embargo, los indicadores de error medio cuadrático (Tabla 4.3.2) indican que el error aumenta poco, aunado a que el error se reduce en el resto de las variables.

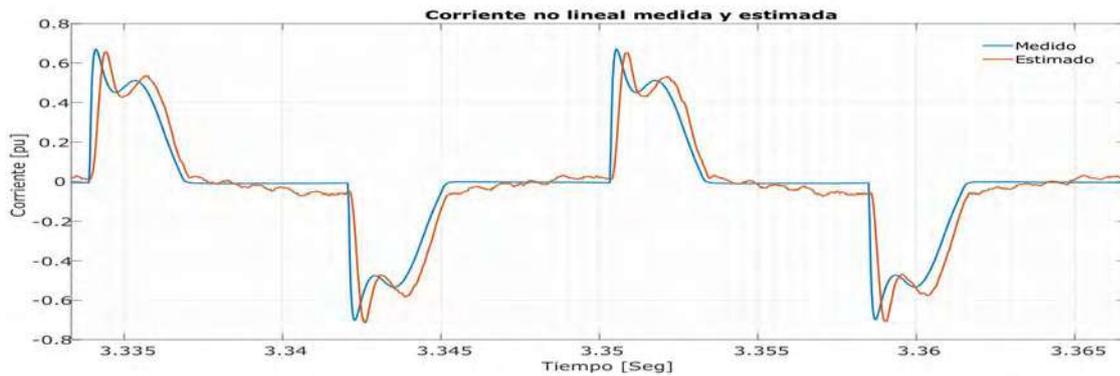
Tabla 4.13: Error medio cuadrático en pu en la sección 3

v_1	v_3	v_4	v_5	i_{g1}	i_{l13}	i_{l34}	i_{l54}	i_{nl}
0.02158	0.00960	0.01043	0.02090	0.04573	0.02035	0.01660	0.02825	0.09244

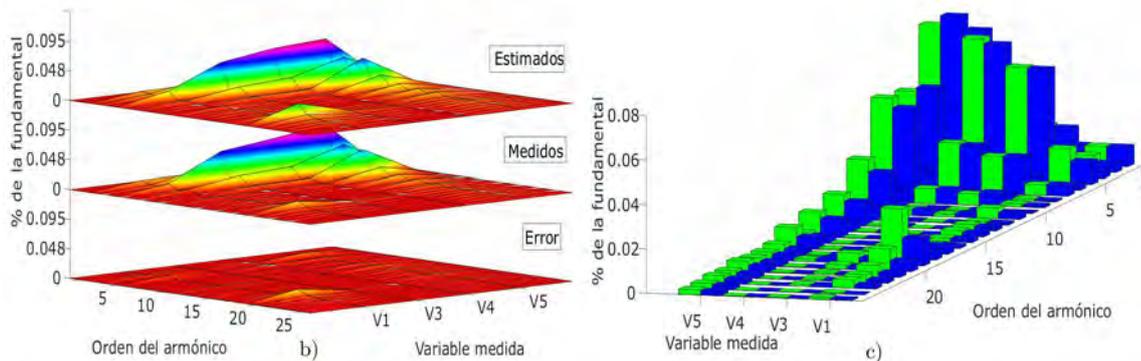
En la última de las secciones se presenta un cambio en la generación, como el balance de potencia aún se cumple; las características de la corriente de carga casi no cambian. Los resultados son muy parecido a los de la sección 3, lo que indica que el estimador compensó el cambio de generación. Al igual que en el caso 3, la estimación disminuyó su desempeño, haciéndose notorio en las estimaciones del voltaje v_1 y la corriente i_{l54} . Sin embargo, este cambio se le atribuye más al cambio del punto de operación de la carga no lineal que al cambio en la generación. Pues al comparar la Fig.4.35 que representa a la sección 3 y la Fig.4.36 que representa a la sección 4 no se observan mayores diferencias. Los índices de desempeño de la Tabla 4.3.2 son muy parecidos a los de la Tabla 4.3.2.

Tabla 4.14: Error medio cuadrático en pu en la sección 4

v_1	v_3	v_4	v_5	i_{g1}	i_{l13}	i_{l34}	i_{l54}	i_{nl}
0.02109	0.00894	0.01095	0.01962	0.04586	0.01908	0.01736	0.02416	0.10121

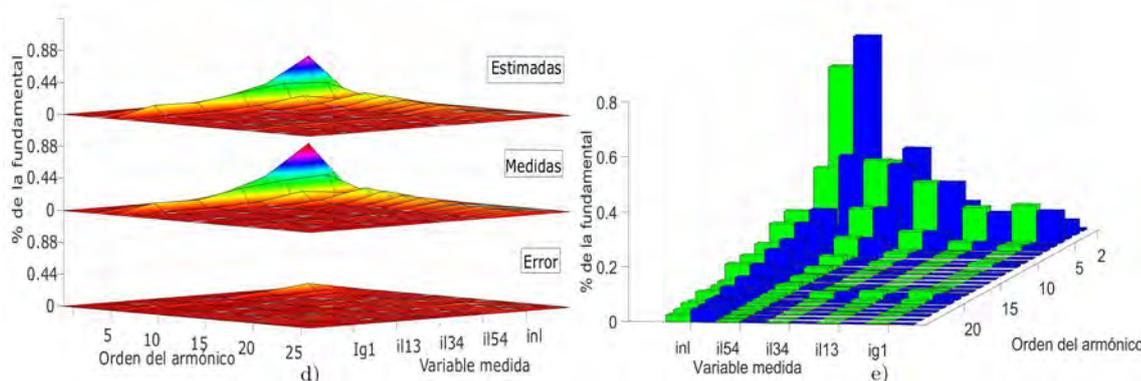


a)



b)

c)



d)

e)

Figura 4.33: Estimación en segmento 1. a) Formas de onda de corriente no lineal; b) Espectro armónico de los voltajes de validación; c) Espectro armónico de las corrientes de validación; d) Comparación entre armónicos de voltaje medidos (azul) y estimados (verde); e) Comparación entre armónicos de corriente medidos (azul) y estimados (verde)

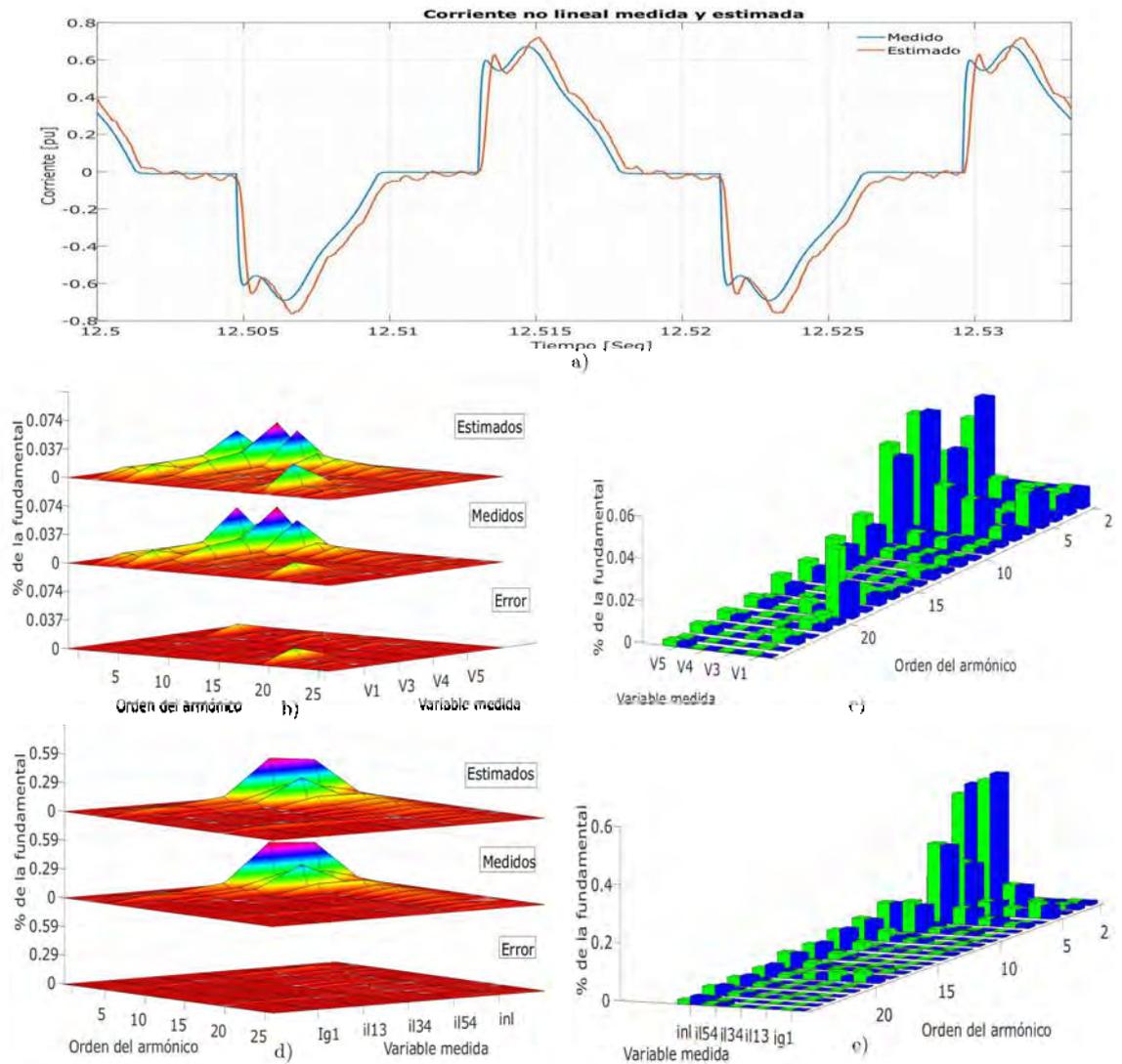


Figura 4.34: Estimación en segmento 2. a) Formas de onda de corriente no lineal; b) Espectro armónico de los voltajes de validación; c) Espectro armónico de las corrientes de validación; d) Comparación entre armónicos de voltaje medidos (azul) y estimados (verde); e) Comparación entre armónicos de corriente medidos (azul) y estimados (verde)

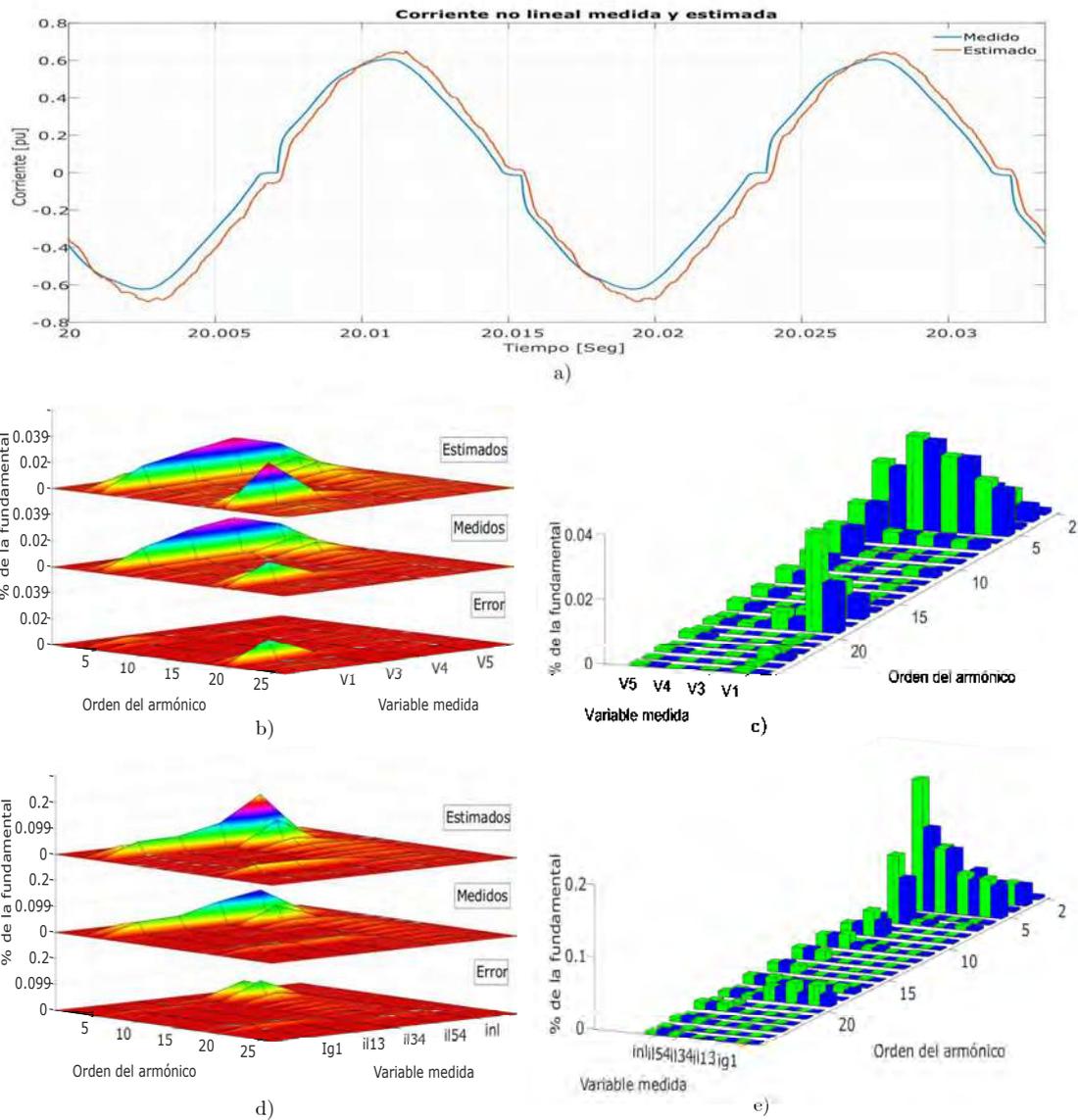


Figura 4.35: Estimación en segmento 3. a) Formas de onda de corriente no lineal; b) Espectro armónico de los voltajes de validación; c) Espectro armónico de las corrientes de validación; d) Comparación entre armónicos de voltaje medidos (azul) y estimados (verde); e) Comparación entre armónicos de corriente medidos (azul) y estimados (verde)

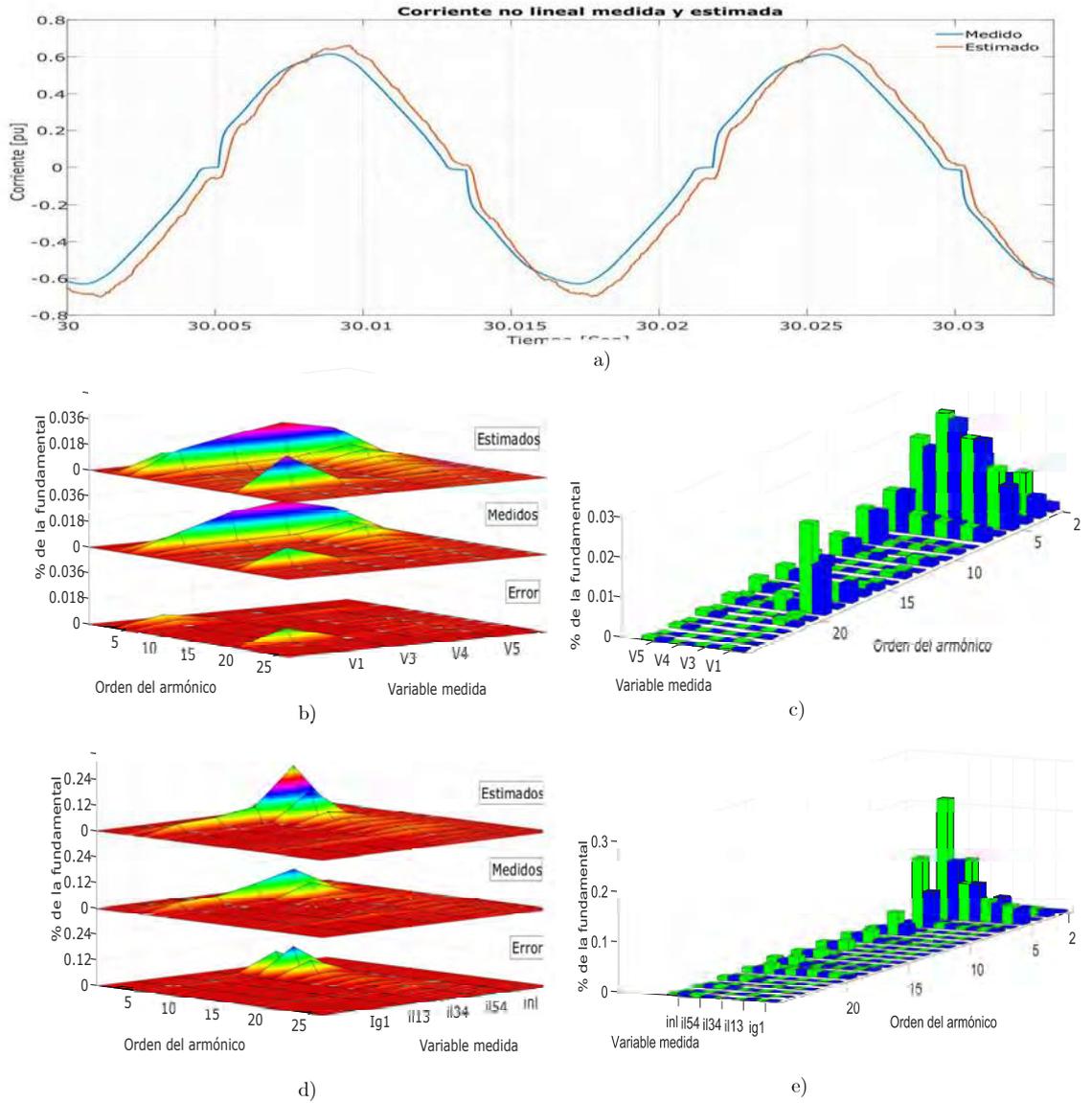


Figura 4.36: Estimación en segmento 4. a) Formas de onda de corriente no lineal; b) Espectro armónico de los voltajes de validación; c) Espectro armónico de las corrientes de validación; d) Comparación entre armónicos de voltaje medidos (azul) y estimados (verde); e) Comparación entre armónicos de corriente medidos (azul) y estimados (verde)

4.4. Conclusiones

En este capítulo se han descrito los resultados de la implementación del KF en cinco casos de estudio, los primero tres fuera de línea y los últimos dos en tiempo real por medio del simulador en tiempo real OP5600. Los resultados obtenidos confirman la hipótesis planteada al inicio de la investigación, la cual postula que es posible estimar en tiempo real el contenido armónico, en general con buena precisión, en todos los puntos de interés de una red eléctrica mediante un estimador de estado armónico dinámico en el dominio del tiempo.

Las respuestas del estimador se han validado exitosamente mediante pruebas en laboratorio con la red eléctrica de pequeña escala y el simulador en tiempo real OPAL-RT. En general, para el Caso de Estudio V, que representa esta aseveración, se observa que el voltaje v_1 fue el voltaje que presentó mayor desviación en uno de sus armónicos, presentado problemas con la estimación del armónico de orden 19, dato que fue reiterativo en cada una de las secciones del caso de estudio. Como se comentó en el Caso de Estudio III, la estimación de estado de la corriente no lineal no es el principal objetivo del estimador, sin embargo se presenta esta señal como referencia debido a que es la que tiene el mayor índice de error, siendo entre 10 y 4 veces mayor al resto de señales del estudio. Las gráficas de barras que acompañan a cada sección del caso de estudio son de gran utilidad para detectar visualmente los armónicos con mayor desviación entre la medición y la estimación, mientras que las gráficas en formato continuo representan mejor el desempeño global del estimador armónico.

En particular, se considera que los resultados son satisfactorios pues se mejora la propuesta de [Molina-Moreno, 2017] donde se utilizan 8 mediciones de corriente y 3 mediciones de voltaje (instrumentando 3 de los 5 nodos de la red), además de conocer los voltajes internos generados en ambas máquinas síncronas y la forma de onda de la corriente no lineal en el nodo 5 del sistema, al proponer un modelo de medición que solo requiere de 1 voltaje medido y 5 corrientes (instrumentando un solo nodo de la red), sin la necesidad de conocer la forma de onda de los voltajes internos generados y la corriente no lineal.

En cuanto a la implementación en tiempo real, se hace énfasis en que es un método

novedoso pues hasta donde se tiene conocimiento no existen reportados en el estado del arte estimadores de este tipo aplicados al sistema eléctrico de potencia.

Capítulo 5

Conclusiones Generales y Trabajos Futuros

El trabajo de investigación reportado en esta tesis ha descrito a detalle la metodología propuesta para el análisis en tiempo real de estimación de estado bajo condiciones de distorsión armónica en redes eléctricas. El Filtro de Kalman constituyó la pieza central del algoritmo de estimación. Este se encargó de realizar la estimación de forma de onda de los estados de la red. Adicionalmente, la Transformada Rápida de Fourier se utilizó para obtener el espectro armónico en el dominio de la frecuencia.

Se presentaron las técnicas de modelado para los elementos convencionales de la red eléctrica de potencia y se propuso modelar el voltaje interno generado en los generadores síncronos y la corriente no lineal de carga, como errores desconocidos. Los errores fueron convertidos en estados del sistema y agregados al sistema de ecuaciones dinámicas de la red. El modelo de medición fue modificado, del reportado en trabajos anteriores, para considerar el efecto capacitivo de las líneas de transmisión; mejorando la observabilidad del sistema de ecuaciones.

Se describió la metodología utilizada para la ubicación óptima de medidores. Esta se basó en encontrar la menor combinación de nodos totalmente instrumentados, que produjeran un sistema de ecuaciones en el espacio de estado completamente observable, y minimizaran la traza de la matriz de error de covarianza P_k .

La validación de la metodología se realizó por medio de la vía experimental. Se presentaron cinco casos de estudio; los primero tres, fuera de línea y los últimos dos, en tiempo real, por medio del simulador en tiempo real OP5600 de la empresa OPAL-RT Technologies. Estos casos comprobaron los conceptos y propuestas contenidas en el cuerpo de ésta tesis.

En general, en los primero cuatro casos de estudio, se considera que la estimación de estado pudo realizarse con excelente precisión, a partir de un grupo reducido de mediciones, aún con la presencia de fuentes de distorsión armónica, cuya dinámica era totalmente desconocida para el estimador. En el último caso de estudio; en cambio, el desempeño del estimador disminuyó un poco; sin embargo, el grado de precisión de la estimación permaneció en un rango satisfactorio ya que los índices de error medio cuadrático no cambiaron demasiado entre los diferentes puntos de operación. Este efecto se le atribuyó a los posibles cambios que pudo sufrir el equipo de laboratorio, en el tiempo transcurrido desde la implementación del Caso de Estudio III al Caso de Estudio V.

Se mejoraron los resultados presentados en [Molina-Moreno, 2017] donde se utilizan 8 mediciones de corriente y 3 mediciones de voltaje (instrumentando 3 de los 5 nodos de la red), además de conocer los voltajes internos generados en ambas máquinas síncronas y la forma de onda de la corriente no lineal en el nodo 5 del sistema, al proponer un modelo de medición que solo requiere de 1 voltaje medido y 5 corrientes (instrumentando un solo nodo de la red), sin la necesidad de conocer la forma de onda de los voltajes internos generados y la corriente no lineal.

Los resultados validados mediante pruebas en laboratorio con redes a pequeña escala y el simulador en tiempo real OP5600, confirman que es posible estimar en tiempo real el contenido armónico, en general con buena precisión, en todos los puntos de interés de una red eléctrica mediante el estimador de estado armónico en el dominio del tiempo propuesto en el Capítulo 3. Lo cual implica una aportación interesante al estado del arte, dado que hasta donde se tiene conocimiento no existen reportados hasta el momento trabajos sobre estimadores de estado armónicos en el dominio del tiempo implementados en tiempo real.

5.1. Propuestas de Trabajos Futuros

La estimación de estado aplicada en sistemas eléctricos de potencia es un área de investigación en constante transformación. Después de la realización de ésta investigación, se identifican las siguientes vertientes de investigación:

- Consideración de cargas no lineales desconocidas en cada uno de los nodos de la red. Aplicar esta técnica eliminaría la necesidad de conocer la ubicación de las fuentes de distorsión armónica. Las pruebas preeliminares demostraron buenos resultados; sin embargo, como no se obtuvieron resultados concluyentes, debido a la falta de tiempo, no se reportaron en esta tesis.
- Prueba de la metodología propuesta en sistemas de mayor escala. La red de prueba a pequeña escala construida para los casos de estudio III y IV, hizo uso de la mayoría de los módulos del laboratorio de máquinas de la DEP-FIE. Para realizar pruebas a sistemas más grandes en el laboratorio, se considera que una buena opción son las técnicas de simulación “power hardware in the loop”; estas vinculan redes físicas (como la utilizada en esta investigación) y redes virtuales simuladas en tiempo real.
- Pruebas con una mayor variedad de fuentes de distorsión armónica.
- Incorporación de métodos de detección de errores topológicos de la red en el dominio del tiempo.
- Estudio de detección de datos erróneos a partir de metodologías basadas en el tiempo.
- Análisis de corrupción de datos debido a ciber-ataques (el simulador en tiempo real OP5600 puede ser el candidato ideal para realizar esta clase de estudios).
- Inclusión de modelos de parques eólicos y análisis de su efecto en la ubicación óptima de medidores.
- Estudio y estimación de otros efectos adversos de calidad de la energía, tales como interarmónicos, depresiones y sobrevoltajes temporales, parpadeo de voltaje, entre otros.

Apéndice A

Simulación en Tiempo Real con OPAL-RT

A.1. Introducción

La simulación de sistemas dinámicos para el estudio de su comportamiento en computadoras personales se ha convertido en un método indispensable para los académicos, investigadores y profesionales de la industria. En general, los sistemas de simulación son empleados por sus operarios para simular, mediante una computadora digital, sistemas de ecuaciones que modelan componentes físicos. La interacción hombre-computadora requiere, en muchas ocasiones, que las simulaciones sean realizadas en el marco de referencia natural en que ocurren los fenómenos, lo cual es conocido como simulación en tiempo real [Popovici y Mosterman, 2017].

A través de los años, se ha desarrollado software con el propósito de apoyar la simulación en el tiempo discreto, como los mencionados en [Popovici y Mosterman, 2017] son: General Purpose Simulation, Simescript, SIMAN/Arena, Simula y Dymola/Modelica. En el área de sistemas eléctricos de potencia, uno de los proveedores de simuladores en tiempo real es OPAL-RT Technologies.

OPAL-RT Technologies es una empresa canadiense, especializada en el desarrollo de simuladores en tiempo real basados en arquitecturas PC/FPGA, equipos de prueba

Hardware in the loop (HIL, por sus siglas en inglés) y sistemas de prototipos de control rápido (RCP, por sus siglas en inglés) aplicados a sistemas eléctricos de potencia, electrónica de potencia, controladores de motores, y a la industria automotriz, ferroviaria, aeroespacial y otras así como a centros de investigación y desarrollo [Opal, 2018].

Uno de los simuladores más usados es el OP5600, un sistema de simulación completo que posee una poderosa computadora, un FPGA reconfigurable y un acondicionador de señales de hasta 256 entradas y salidas [Opal, 2016]. El simulador es además compatible con módulos adicionales que lo facultan para recibir y emular señales de voltaje y corriente. El simulador digital OP5600 está compuesto de dos secciones diferenciadas; la sección superior, que contiene módulos de entrada y salida (I/O) analógicas y digitales y la inferior, la cual resguarda al procesador multinúcleo de la computadora digital y una FPGA. Son los componentes de la sección inferior los encargados de ejecutar las plataformas de simulación digital en tiempo real RT-LAB e HYPERSIM. El fabricante destaca las siguientes características del simulador:

- Contiene una poderosa computadora equipada con hasta 12 núcleos a 3.3-GHz y el sistema operativo Red Hat de Linux.
- Dos FPGAs programables (Xilinx: Spartan-3 o Virtex-6).
- Modo de operación en solitario (single-target) o en modo red (multi-target) para aplicaciones complejas.
- Monitoreo versátil por medio de sus múltiples puertos de conexión (RJ45, mini-BNC y DB37).

En cuanto a los módulos adicionales, uno de ellos es el módulo de control HIL y de adquisición de datos OP8660, equipado con cuatro módulos OP5511 (módulos acondicionadores de voltaje y corriente de entrada a niveles de ± 10 volts), lo que resulta en 16 canales de medición de corriente y 16 canales de medición de voltaje, capaces de soportar niveles de hasta 16 amperes y 600 volts respectivamente.

La Fig.A.1 muestra el conjunto de equipos (OP5600 y OP8660) que se encuentran disponibles en la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica

(DEP-FIE) de la UMSNH .



Figura A.1: Conjunto de simulador en tiempo real (OP5600) y modulo de control HIL y de adquisición de datos(OP8660)

Durante el proceso de investigación, se hizo uso de estos dos equipos de laboratorio, junto con los demás componentes eléctricos disponibles en el laboratorio de máquinas eléctricas del DEP-FIE para realizar pruebas experimentales, a fin de validar la teoría detallada en los capítulos anteriores.

A.2. Principios de Simulación en Tiempo Real Utilizando Opal RT

Como ya se mencionó en la Sección A.1, OPAL-RT es un empresa especializada en la fabricación de sistemas de simulación en tiempo real, el cual tiene aplicaciones en una infinidad de áreas de la ingeniería. El área de sistemas eléctricos de potencia no es la excepción, de echo, los desarrolladores ofrecen un amplio conjunto de soluciones integrales, basadas en hardware-software especializado para el análisis, simulación y solución de fenómenos eléctricos.

Otra pieza clave que ha impulsado el desarrollo de esta compañía es la integración de Matlab/Simulink, uno de los softwares más usados en el ámbito de la ingeniería eléctrica,

a su entorno de desarrollo. La integración se hace por medio del software de simulación en tiempo real RT-LAB y de su unión surge una herramienta poderosa, útil y sencilla para la creación de modelos y su implementación para su aplicación en tiempo real, sin la necesidad de grandes esfuerzos adicionales a los requeridos para desarrollar modelos independientes en el ambiente de Matlab/Simulink.

RT-LAB es un software de descarga gratuita ofrecido por OPAL-RT technologies en su página web, el cual se mantiene en constante actualización. Mientras más actualizada sea la versión instalada en la PC del usuario, más será ésta compatible con las versiones de Matlab/Simulink. Sin embargo, antes de actualizar el software, es necesario verificar la compatibilidad con el hardware que se asociará al equipo de cómputo. En particular, una de las versiones del equipo que se tiene en el laboratorio de máquinas eléctricas del DEP-FIE es la 11.0.1.390, compatible con las siguientes versiones de Matlab/Simulink [García, 2017]:

- Matlab R2013A (32 bits) (8.1)
- Matlab R2012B (32 bits) (8.0)
- Matlab R2012A (32 bits) (7.14)
- Matlab R2011B (32 bits) (7.13)
- Matlab R2011A (32 bits) (7.12)

En lo que se refiere al entorno gráfico, RT-LAB está construido sobre Eclipse, una potente plataforma de programación, desarrollo y compilación de elementos muy variados de la rama de la computación. Esta plataforma permite el uso de varios lenguajes de programación como C++, Java y Python, por nombrar algunos. El sistema de archivos se agrupa en proyectos y estos a su vez en modelos de Simulink. Para que un proyecto sea ejecutado exitosamente en el simulador en tiempo real OP5600 debe pasar por los siguientes 6 pasos generales.

1. **Creación.** La primer etapa es la creación del proyecto y de un modelo de Simulink. Esto se hace desde los menús desplegables de la página principal File/New/RT-LB Project y File/New/RT-LB Model o desde el visor de archivos de la interfaz.

2. **Edición.** Una vez que se a creado el modelo de Simulink, es necesario crear la estructura básica que todo modelo debe tener (Fig.A.2). En principio, todos los modelos deben contar con al menos un bloque maestro y un bloque consola. El contenido del bloque maestro es cargado directamente en el simulador en tiempo real OP5600; en cambio, el contenido en la consola se ejecuta en la PC del usuario. Los modelos y bloques implementados en el maestro se ejecutan en tiempo real, mientras que los cargados en la consola corren off-line y constituyen la interfaz hombre-computadora, es decir, son la ventana que permite la comunicación entre el usuario y el modelo construido en el bloque maestro. Los lazos de comunicación del modelo representan la comunicación vía ethernet entre la consola y el maestro; el lazo de comunicación maestro-consola provee a la consola de información mostrada al usuario, mientras que el lazo de comunicación consola-maestro se usa a menudo para comunicar acciones de control del usuario al modelo que se implementa en el maestro.

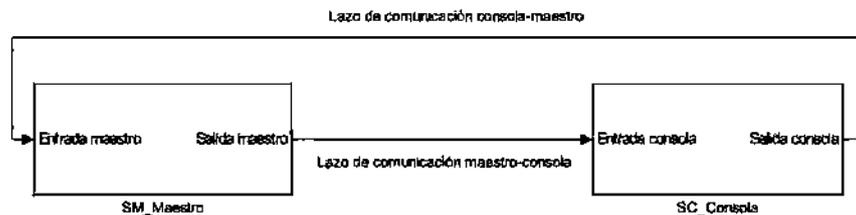


Figura A.2: Modelo básico Matlab/Simulink-RT-LAB

3. **Construcción.** Esta etapa es equivalente a la compilación, aquí son verificados los modelos, conexiones y demás atributos y parámetros requeridos para la correcta simulación del modelo.
4. **Carga.** Ya que ha sido compilado exitosamente un modelo, es necesario cargarlo al simulador en tiempo real OP5660 (o cualquier otro dispositivo similar de la familia OPAL-RT). La carga se hace de forma automática al presionar el boton de acción “Load” de la pantalla de la interfaz. Al ser exitosa la carga, se crea una copia de la consola, en la cual se desplegará la información proveniente del modelo en tiempo real.

5. **Ejecución.** Cuando se ejecuta el archivo, se da inicio a la ejecución del modelo en tiempo real y al despliegue de información en la consola.
6. **Reseteo.** La última etapa es el reseteo; solo reseteando el modelo la ejecución en tiempo real será abortada. Por lo tanto detener el archivo desde la consola solo causará que se deje de desplegar la información, más no detendrá la simulación.

A.2.1. Modos de Simulación

OPAL-RT permite cuatro modos de simulación estándar, cada uno de ellos depende de las necesidades de la aplicación que se desea realizar. El modo de simulación hace referencia al tipo de componentes involucrados dentro de la etapa de modelado y la velocidad de simulación. A continuación se describen los cuatro modos de operación:

1. **Simulación.** Es una simulación libre, lo que quiere decir que se ejecuta lo más rápido posible. En este modo de operación no se realiza sincronización.
2. **Simulación en baja prioridad.** Es igual a la simulación del caso anterior, pero difiere en que esta se ejecuta en baja prioridad lo que permite liberar a recursos del CPU para otros procesos.
3. **Software sincronizado.** Cuando no se requiere de la interacción con ningún componente o señal del exterior (mundo físico) entonces la simulación más adecuada es la que se realiza en el modo “Software synchronized”. La simulación se sincroniza con un temporizador interno.
4. **Hardware sincronizado.** Cuando se requieren hacer mediciones de señales o se necesita mandar una acción de control a dispositivos externos, entonces el modo de simulación requerido es “Hardware synchronized”. En este modo la simulación se sincroniza con un temporizador externo (como el módulo OP8660).

Adicionalmente, el modo de operación de alto rendimiento extremo (XHP por sus siglas en inglés) permite la deshabilitación de las interrupciones. No permitir interrupciones previene procesos de switcheo con lo que se remueven las latencias de tiempo por cómputo adicional en un mismo periodo de tiempo.

A.2.2. Bloques Fundamentales

RT-LAB ofrece una amplia gamma de bloques con funcionalidades bastante variadas. Dependiendo de la aplicación que el usuario desea implementar el catalogo puede reducirse para cumplir sus necesidades específicas. A pesar de lo recién mencionado, se considera que existe un pequeño grupo de bloques que son necesarios para todas las aplicaciones (Al menos las que emplean los equipos OP5600 y OP8660). A continuación se presentan los tres bloques que en la opinión del autor pueden considerarse como fundamentales;

1. **OpComm.** El bloque OPcomm (Fig.A.3) se posiciona como el más necesario para realizar la simulación en tiempo real. El objetivo de este componente es simular el comportamiento de un enlace o vía de comunicación entre los subsistemas del modelo (Maestro-Consola). Cualquier dato que entra a uno de los subsistemas debe primero pasar por el bloque OPComm. Los tipos de datos que permite pasar a través de él son los tipo doble y sus funciones dentro de los modelos son las siguientes:

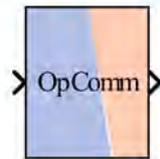


Figura A.3: Bloque OpComm de la librería RT-LAB

- Provee a RT-LAB con información del tamaño y tipo de datos que provienen de otros subsistemas.
 - En los subsistemas consola define grupos de adquisición y sus parámetros.
 - Emula el comportamiento de subsistemas de comunicación en RT-LAB cuando se usan modelos fuera de línea.
 - Especifica el tiempo de muestreo del subsistema donde es colocado el bloque.
2. **Inicialización de modelo.** Este bloque le permite al modelo de Simulink inicializar-

se, esto es, ejecutar un archivo con extensión *.m, en el cual se configuran parámetros e inicializan variables. Cabe destacar que el bloque debe ser colocado a la par de los subsistemas maestro-consola para su correcto funcionamiento. Parámetros como el tiempo de simulación, el paso de integración o matrices como F_k , H_k y $P_{k_{ini}}$ son ejemplos de variables que pueden ser inicializadas en este bloque. La Fig.A.4 muestra el aspecto del bloque descrito.

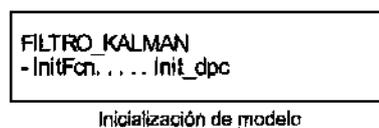


Figura A.4: Bloque de inicialización

3. **Bloque OP8660.** Es el subsistema encargado de enlazar al simulador en tiempo real OP5660 con el controlador HIL y tarjeta de adquisición de datos OP8660. Su función principal es adquirir las señales muestreadas en los canales de medición después de haber sido acondicionadas a valores adecuados para el OP5600. La Fig. A.5 es una vista del bloque; éste consiste de un par de salidas OP8660 Inputs y OP8660 Ain. El bloque es muy útil, pues mapea las salidas de los submódulos de entrada de los 16 canales de medición de voltaje y los 16 canales de medición de corriente a entradas OP8660 y los 16 canales de entrada analógicos (OP8660 Ain).

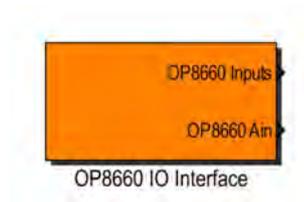


Figura A.5: Bloque de enlace con OP8660

La Fig.A.6 muestra a detalle la configuración de los bloques dentro del submódulo OP8660.

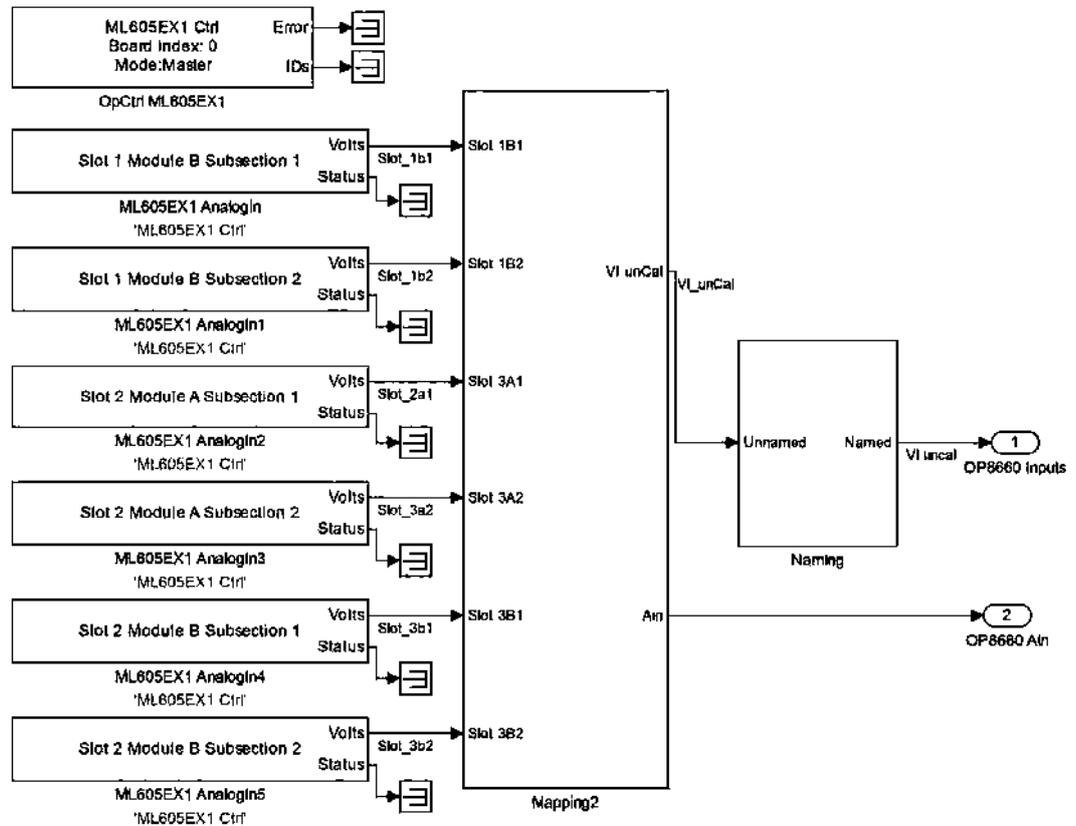


Figura A.6: Detalle de submódulos del bloque OP8600

Como nota, se hace énfasis en que los bloques maestro y consola no se consideraron en esta sección, pues más que bloques, se consideran como la estructura general y obligatoria de todos los modelos creados en OPAL-RT.

A.2.3. Transferencia de Datos

El subsistema maestro y el subsistema consola se albergan en diferentes ubicaciones: la primera se aloja en el simulador en tiempo real OP5600, mientras que la segunda se guarda en la computadora personal desde la que se este accediendo al simulador en tiempo real. Toda la información que se despliega en la consola debe atravesar por el canal de transporte de información desde el maestro y toda acción de retroalimentación desde la consola también debe recorrer el mismo trayecto pero en el sentido inverso. En general, el

canal bidireccional de comunicación se establece por medio de la red de internet. La ventaja de este medio de comunicación es que permite acceder de modo remoto al equipo de simulación en tiempo real, permitiendo al operario no estar en el sitio donde se encuentra el equipo físicamente. La Fig.A.7 ilustra el proceso de transmisión de la información antes de ser visualizada en la consola.

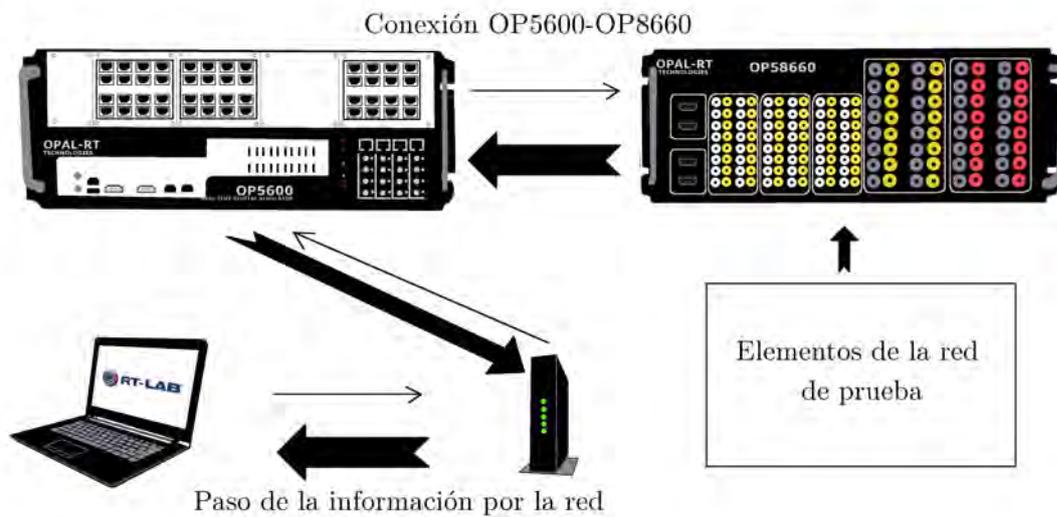


Figura A.7: Transferencia de datos entre simulador en tiempo real y computadora personal.

Apéndice B

Modelo en Simulink para Caso de Estudio I

Las mediciones se separan en dos variables tipo serie de tiempo para poder ser exportadas del workspace de matlab al modelo de Simulink. El paso de integración del modelo es $T_s = 3.2552e - 5$ segundos. El modelo se divide en dos partes, la primera es la derivación numérica y la segunda la estimación por medio del Filtro de Kalman. En ambos casos los métodos reciben la corriente y voltaje en terminales del generador síncrono y sus parámetros. A partir de los datos recibidos, cada uno de los métodos realiza su estimación de el voltaje interno generado de la máquina.

El osciloscopio captura la forma de onda estimada por ambos algoritmos para su posterior comparación. Como se mostró en el Capítulo 4 del trabajo de investigación, los resultados son similares, con la ventaja de eliminación de ruido cuando se utiliza el KF.

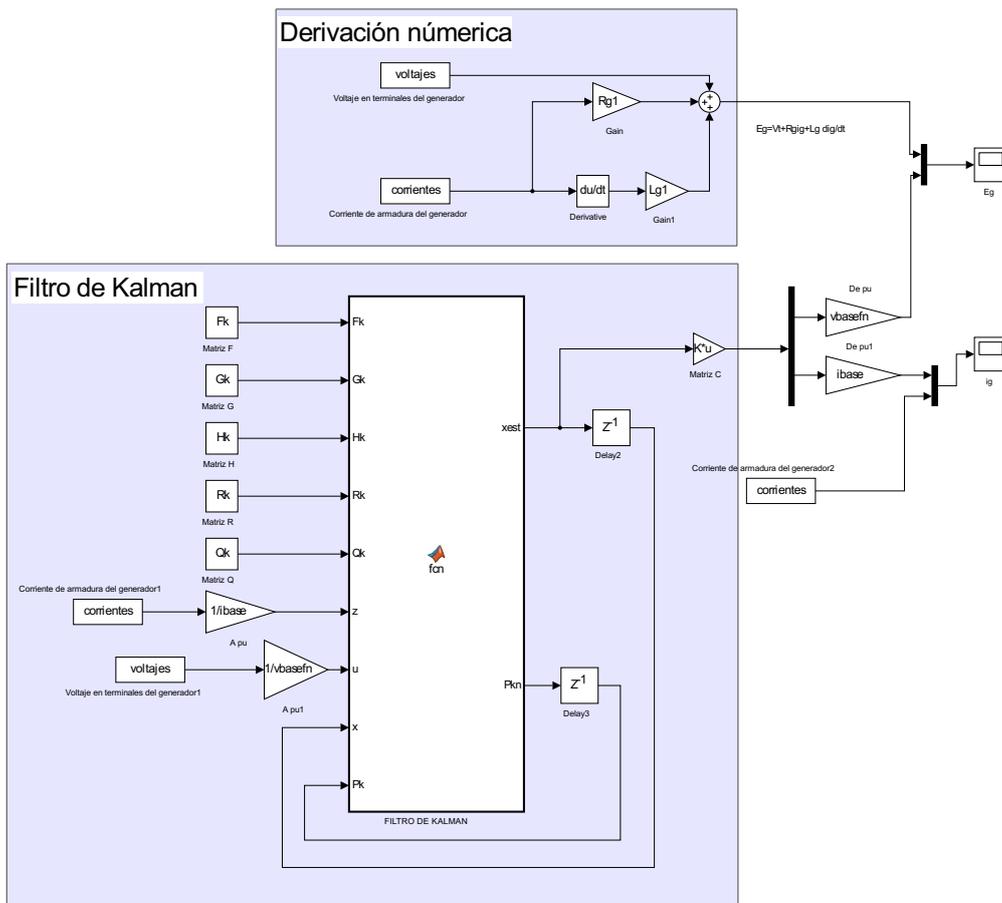


Figura B.1: Modelo implementado en Simulink para el caso de estudio I del Capítulo 4.

Apéndice C

Modelo en Simulink para Caso de Estudio II

En el caso de estudio II del Capítulo 4 de la tesis se propone estimar la corriente no lineal en el extremo de una red radial a partir de un número limitado de mediciones. Se construyó la red eléctrica mediante bloques de la librería SimPower systems de Simulink y se midieron los voltajes y corrientes en los dos nodos de conexión de la red. Simultáneamente se ejecuto la estimación con el Filtro de Kalman. Como se tiene un sistema simulado se tuvo acceso tanto a los estados como a las mediciones en la red. Los resultados del estimador se comparan con los datos de la simulación y se envían al workspace de Matlab para su análisis. En la Fig. C.1, la sección superior es el modelo de la red radial. El bloque naranja es el generador síncrono, el bloque amarillo la red de transmisión, el bloque rosa la carga capacitiva y el bloque gris la carga no lineal. La sección inferior del modelo es el Filtro de Kalman (para disminuir su volumen se encapsula en el subsistema Filtro de Kalaman).

Después de obtener resultados satisfactorios en el caso de estudio simulado, se procedió a replicar la red con equipo del laboratorio de maquinas de la DEP-FIE.

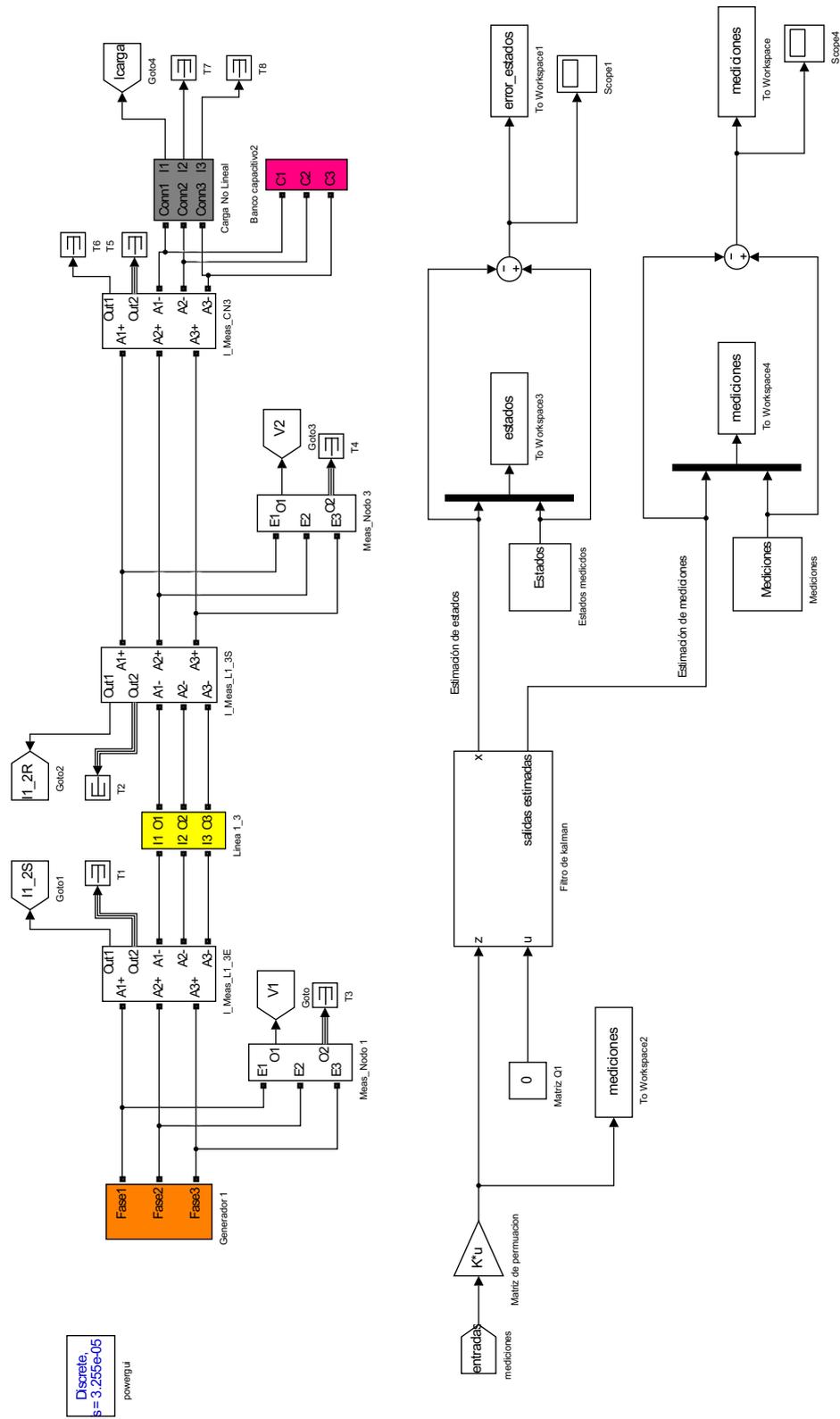


Figura C.1: Modelo implementado en Simulink para el caso de estudio II del Capítulo 4.

Apéndice D

Representación en Espacio de Estado para Caso de Estudio III

El sistema de ecuaciones en el espacio de estado utilizadas en este trabajo de investigación resulta ser muy extenso para su presentación en el cuerpo del capítulo 4. Por esa razón, se decidió mostrar la representación matricial en este apéndice.

Como resultado de modelar a la corriente no lineal y los voltajes internos generados de los generadores síncronos como errores desconocidos, el número de estados se aumenta con tres variables de estado adicionales, mientras que el vector de entradas queda completamente vacío. Por lo tanto la representación en espacio de estado se reduce al par de matrices A y C, tal que,

$$\dot{x} = Ax \tag{D.1}$$

$$y = Cx \tag{D.2}$$

$$\tag{D.3}$$

Las matrices A y C se presentan a continuación.

Apéndice E

Armónicos del Caso de Estudio III

Este apéndice presenta de manera detallada el contenido armónico del Caso de Estudio III. Los datos se ilustran por medio de gráficas de barras tridimensionales para los voltajes y corrientes por separado, además se presentan los armónicos considerando a la fundamental como el valor de referencia, es decir, los valores que se presentan son el resultado de dividir el armónico entre el valor de la fundamental.

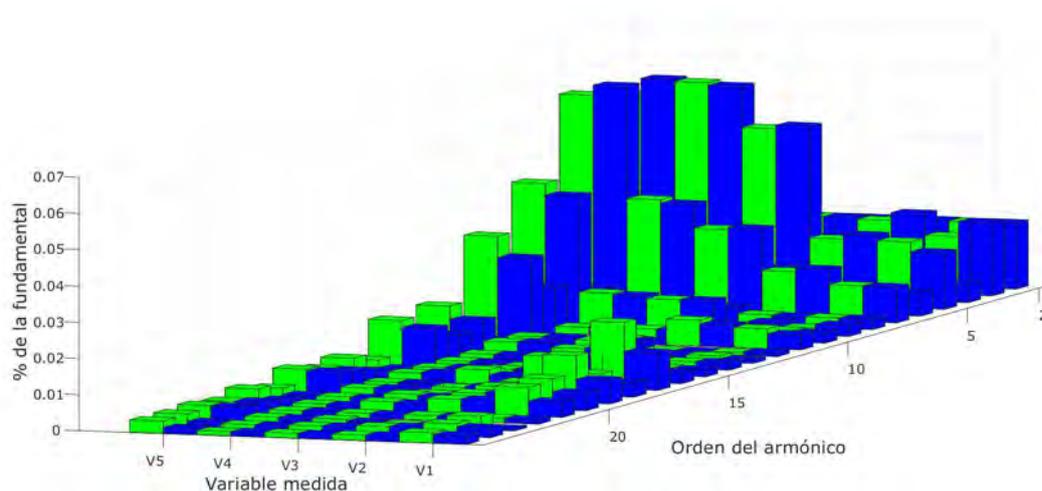


Figura E.1: Comparación entre armónicos de voltaje medidos (azul) y estimados (verde).

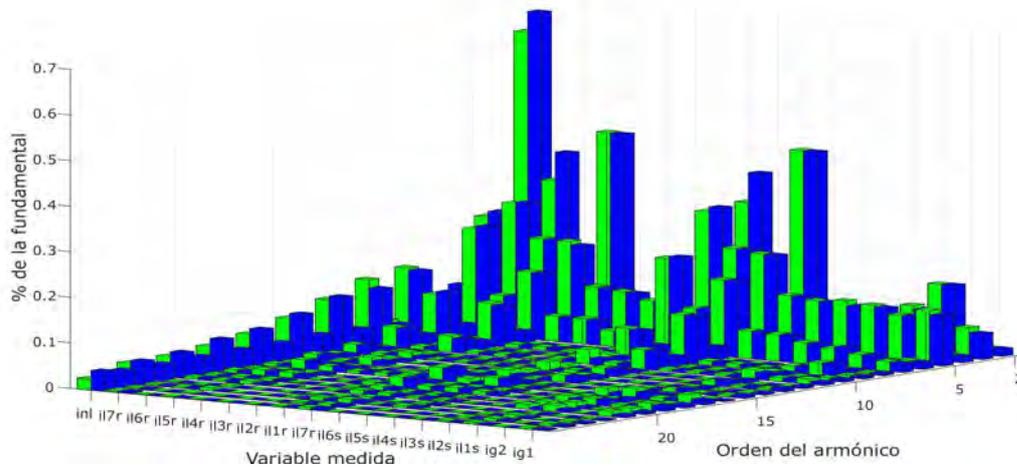


Figura E.2: Comparación entre armónicos de corriente medidos (azul) y estimados (verde).

Tabla E.1: Armónicos de voltaje del Caso de estudio III

armónico		v_1	v_2	v_3	v_4	v_5
2	Medido	0.01806	0.01814	0.01813	0.01806	0.01609
	Estimado	0.01800	0.01809	0.01809	0.01798	0.01634
	Error	0.00006	0.00005	0.00004	0.00008	0.00026
3	Medido	0.02008	0.02185	0.02015	0.01953	0.03991
	Estimado	0.01591	0.01970	0.00000	0.01752	0.03207
	Error	0.00417	0.00216	0.00273	0.00201	0.00784
4	Medido	0.00505	0.00497	0.00339	0.00305	0.00792
	Estimado	0.00527	0.00516	0.00367	0.00325	0.00717
	Error	0.00021	0.00020	0.00028	0.00019	0.00075
5	Medido	0.01545	0.01956	0.04915	0.05956	0.06081
	Estimado	0.01816	0.01828	0.04822	0.06025	0.05644
	Error	0.00271	0.00129	0.00094	0.00068	0.00437
6	Medido	0.00632	0.00701	0.01182	0.01347	0.01426
	Estimado	0.00684	0.00671	0.01175	0.01373	0.01311

Continúa en la página siguiente.

armónico		v_1	v_2	v_3	v_4	v_5
	Error	0.00051	0.00030	0.00007	0.00027	0.00115
7	Medido	0.00983	0.01411	0.02453	0.03067	0.06266
	Estimado	0.00991	0.01316	0.02407	0.03158	0.05986
	Error	0.00008	0.00095	0.00046	0.00091	0.00280
8	Medido	0.00285	0.00279	0.00473	0.00518	0.00827
	Estimado	0.00287	0.00310	0.00486	0.00534	0.00862
	Error	0.00002	0.00031	0.00013	0.00015	0.00035
9	Medido	0.00302	0.00314	0.00854	0.00921	0.03600
	Estimado	0.00200	0.00168	0.00847	0.00961	0.03921
	Error	0.00102	0.00145	0.00006	0.00040	0.00321
10	Medido	0.00271	0.00345	0.00212	0.00210	0.01262
	Estimado	0.00311	0.00376	0.00220	0.00204	0.01438
	Error	0.00040	0.00031	0.00008	0.00006	0.00176
11	Medido	0.00412	0.00617	0.00105	0.00046	0.02251
	Estimado	0.00550	0.00718	0.00142	0.00043	0.02827
	Error	0.00138	0.00102	0.00037	0.00003	0.00576
12	Medido	0.00105	0.00070	0.00275	0.00321	0.00182
	Estimado	0.00077	0.00075	0.00266	0.00318	0.00359
	Error	0.00028	0.00005	0.00009	0.00003	0.00177
13	Medido	0.00087	0.00180	0.00265	0.00363	0.00921
	Estimado	0.00171	0.00142	0.00238	0.00352	0.01286
	Error	0.00084	0.00037	0.00027	0.00011	0.00366
14	Medido	0.00202	0.00226	0.00201	0.00201	0.00712
	Estimado	0.00200	0.00234	0.00204	0.00204	0.00823
	Error	0.00002	0.00008	0.00003	0.00003	0.00111
15	Medido	0.00189	0.00245	0.00132	0.00187	0.01075
	Estimado	0.00211	0.00218	0.00125	0.00198	0.01260

Continúa en la página siguiente.

armónico		v_1	v_2	v_3	v_4	v_5
	Error	0.00021	0.00027	0.00008	0.00011	0.00185
16	Medido	0.00304	0.00208	0.00214	0.00224	0.00136
	Estimado	0.00463	0.00247	0.00232	0.00210	0.00349
	Error	0.00159	0.00039	0.00018	0.00014	0.00212
17	Medido	0.01042	0.00824	0.00261	0.00272	0.00258
	Estimado	0.01845	0.00842	0.00402	0.00246	0.00587
	Error	0.00803	0.00018	0.00141	0.00026	0.00329
18	Medido	0.00378	0.00349	0.00134	0.00175	0.00459
	Estimado	0.00605	0.00314	0.00097	0.00179	0.00482
	Error	0.00227	0.00035	0.00037	0.00004	0.00022
19	Medido	0.00650	0.00430	0.00012	0.00214	0.00615
	Estimado	0.01302	0.00378	0.00118	0.00201	0.00660
	Error	0.00651	0.00052	0.00106	0.00014	0.00045
20	Medido	0.00485	0.00406	0.00234	0.00135	0.00152
	Estimado	0.00847	0.00377	0.00282	0.00144	0.00322
	Error	0.00363	0.00029	0.00048	0.00009	0.00170
21	Medido	0.00420	0.00414	0.00232	0.00126	0.00209
	Estimado	0.00797	0.00397	0.00265	0.00136	0.00486
	Error	0.00377	0.00016	0.00032	0.00010	0.00278
22	Medido	0.00112	0.00131	0.00126	0.00140	0.00342
	Estimado	0.00138	0.00134	0.00133	0.00140	0.00326
	Error	0.00026	0.00003	0.00007	0.00001	0.00016
23	Medido	0.00057	0.00058	0.00104	0.00136	0.00385
	Estimado	0.00370	0.00077	0.00154	0.00145	0.00401
	Error	0.00314	0.00019	0.00050	0.00008	0.00016
24	Medido	0.00267	0.00216	0.00157	0.00127	0.00149
	Estimado	0.00351	0.00201	0.00153	0.00124	0.00358

Continúa en la página siguiente.

armónico		v_1	v_2	v_3	v_4	v_5
	Error	0.00084	0.00015	0.00004	0.00002	0.00208
25	Medido	0.00236	0.00160	0.00136	0.00121	0.00174
	Estimado	0.00286	0.00153	0.00143	0.00121	0.00348
	Error	0.00050	0.00007	0.00007	0.00001	0.00174

Tabla E.2: Armónicos de corriente (Parte I) del Caso de estudio III

armónico		i_{g1}	i_{g2}	i_{l1s}	i_{l2s}	i_{l3s}	i_{l4s}
2	Medido	0.01574	0.01577	0.01609	0.01627	0.01590	0.01588
	Estimado	0.01556	0.01577	0.01594	0.01600	0.01589	0.01588
	Error	0.00018	0.00000	0.00016	0.00027	0.00001	0.00000
3	Medido	0.05634	0.15669	0.09811	0.02590	0.01839	0.02454
	Estimado	0.06671	0.15670	0.10470	0.03867	0.01849	0.02479
	Error	0.01038	0.00001	0.00659	0.01278	0.00010	0.00025
4	Medido	0.01372	0.00515	0.01988	0.01006	0.00810	0.00848
	Estimado	0.01378	0.00515	0.01894	0.00996	0.00793	0.00845
	Error	0.00006	0.00000	0.00094	0.00010	0.00017	0.00003
5	Medido	0.10961	0.10301	0.11605	0.11370	0.11712	0.12289
	Estimado	0.11877	0.10302	0.11943	0.12306	0.11824	0.12440
	Error	0.00916	0.00002	0.00339	0.00937	0.00112	0.00150
6	Medido	0.01457	0.01237	0.00913	0.01827	0.01997	0.02084
	Estimado	0.01664	0.01238	0.01176	0.02002	0.02019	0.02114
	Error	0.00208	0.00000	0.00263	0.00175	0.00021	0.00030
7	Medido	0.01908	0.03088	0.04294	0.04461	0.05797	0.05986
	Estimado	0.02092	0.03089	0.03867	0.04603	0.05869	0.06101
	Error	0.00184	0.00001	0.00427	0.00141	0.00072	0.00114
	Medido	0.00406	0.00681	0.00967	0.00017	0.00206	0.00222

Continúa en la página siguiente.

armónico		i_{g1}	i_{g2}	i_{l1s}	i_{l2s}	i_{l3s}	i_{l4s}
8	Estimado	0.00387	0.00681	0.00879	0.00090	0.00230	0.00243
	Error	0.00020	0.00000	0.00088	0.00074	0.00024	0.00021
9	Medido	0.00377	0.02692	0.01467	0.00548	0.00787	0.00852
	Estimado	0.00518	0.02693	0.01419	0.00634	0.00852	0.00927
	Error	0.00141	0.00001	0.00048	0.00086	0.00065	0.00075
10	Medido	0.00549	0.00545	0.00880	0.00405	0.00317	0.00347
	Estimado	0.00673	0.00546	0.01072	0.00411	0.00344	0.00361
	Error	0.00124	0.00000	0.00193	0.00006	0.00027	0.00015
11	Medido	0.00665	0.00828	0.01542	0.00411	0.00531	0.00533
	Estimado	0.01151	0.00828	0.02115	0.00540	0.00570	0.00582
	Error	0.00486	0.00000	0.00573	0.00129	0.00039	0.00049
12	Medido	0.00439	0.00126	0.00751	0.00250	0.00209	0.00215
	Estimado	0.00237	0.00126	0.00432	0.00109	0.00203	0.00216
	Error	0.00202	0.00000	0.00319	0.00141	0.00006	0.00002
13	Medido	0.00673	0.00480	0.01312	0.00274	0.00206	0.00213
	Estimado	0.00502	0.00481	0.00931	0.00155	0.00200	0.00241
	Error	0.00171	0.00001	0.00381	0.00119	0.00006	0.00027
14	Medido	0.00352	0.00259	0.00571	0.00229	0.00163	0.00181
	Estimado	0.00349	0.00259	0.00536	0.00200	0.00174	0.00177
	Error	0.00003	0.00000	0.00035	0.00029	0.00011	0.00004
15	Medido	0.00558	0.00398	0.00884	0.00295	0.00151	0.00131
	Estimado	0.00474	0.00399	0.00627	0.00359	0.00162	0.00115
	Error	0.00085	0.00000	0.00257	0.00063	0.00011	0.00016
16	Medido	0.00168	0.00124	0.00365	0.00018	0.00103	0.00165
	Estimado	0.00320	0.00124	0.00328	0.00307	0.00117	0.00188
	Error	0.00152	0.00000	0.00037	0.00289	0.00014	0.00022
17	Medido	0.01036	0.00716	0.01515	0.00818	0.00161	0.00093
	Estimado	0.01981	0.00717	0.02236	0.01733	0.00182	0.00220

Continúa en la página siguiente.

armónico		i_{g1}	i_{g2}	i_{l1s}	i_{l2s}	i_{l3s}	i_{l4s}
	Error	0.00945	0.00001	0.00721	0.00915	0.00021	0.00127
18	Medido	0.00733	0.00392	0.00938	0.00594	0.00250	0.00196
	Estimado	0.00779	0.00392	0.00736	0.00789	0.00234	0.00148
	Error	0.00046	0.00001	0.00203	0.00195	0.00017	0.00047
19	Medido	0.01087	0.00600	0.01333	0.01008	0.00397	0.00255
	Estimado	0.01489	0.00601	0.01437	0.01547	0.00309	0.00131
	Error	0.00401	0.00001	0.00104	0.00539	0.00087	0.00124
20	Medido	0.00492	0.00263	0.00538	0.00444	0.00210	0.00138
	Estimado	0.01142	0.00263	0.01325	0.00985	0.00227	0.00160
	Error	0.00650	0.00001	0.00787	0.00542	0.00018	0.00022
21	Medido	0.00504	0.00220	0.00671	0.00434	0.00246	0.00175
	Estimado	0.01205	0.00220	0.01383	0.01036	0.00247	0.00171
	Error	0.00701	0.00000	0.00712	0.00602	0.00001	0.00004
22	Medido	0.00234	0.00138	0.00319	0.00149	0.00097	0.00123
	Estimado	0.00217	0.00139	0.00348	0.00108	0.00095	0.00114
	Error	0.00017	0.00000	0.00029	0.00041	0.00001	0.00009
23	Medido	0.00264	0.00120	0.00337	0.00242	0.00108	0.00126
	Estimado	0.00463	0.00120	0.00698	0.00341	0.00100	0.00124
	Error	0.00200	0.00000	0.00361	0.00099	0.00008	0.00002
24	Medido	0.00355	0.00135	0.00381	0.00322	0.00149	0.00144
	Estimado	0.00544	0.00135	0.00621	0.00479	0.00148	0.00118
	Error	0.00189	0.00000	0.00240	0.00157	0.00001	0.00026
25	Medido	0.00267	0.00094	0.00262	0.00248	0.00144	0.00131
	Estimado	0.00438	0.00094	0.00538	0.00358	0.00144	0.00124
	Error	0.00170	0.00000	0.00275	0.00110	0.00000	0.00007

Tabla E.3: Armónicos de corriente (Parte II) del Caso de estudio III

armónico		i_{l5s}	i_{l6s}	i_{l7s}	i_{l1r}	i_{l2r}	i_{l3r}
2	Medido	0.02883	0.01245	0.02916	0.01583	0.01722	0.01690
	Estimado	0.02885	0.01172	0.02676	0.01604	0.01708	0.01697
	Error	0.00002	0.00073	0.00240	0.00022	0.00014	0.00007
3	Medido	0.42230	0.08212	0.36446	0.08098	0.02511	0.02038
	Estimado	0.42278	0.08689	0.29802	0.08029	0.03304	0.02058
	Error	0.00047	0.00477	0.06644	0.00069	0.00793	0.00020
4	Medido	0.02151	0.01131	0.03029	0.01668	0.00854	0.00687
	Estimado	0.02163	0.01168	0.02552	0.01626	0.00845	0.00669
	Error	0.00011	0.00037	0.00477	0.00042	0.00009	0.00019
5	Medido	0.20968	0.21574	0.30338	0.07675	0.08502	0.09895
	Estimado	0.21067	0.21726	0.29197	0.08000	0.08621	0.10073
	Error	0.00099	0.00153	0.01141	0.00325	0.00120	0.00178
6	Medido	0.02998	0.03330	0.05406	0.01002	0.01586	0.01849
	Estimado	0.03004	0.03365	0.05275	0.01126	0.01650	0.01881
	Error	0.00006	0.00035	0.00131	0.00124	0.00064	0.00032
7	Medido	0.16684	0.10024	0.20902	0.01998	0.03444	0.05327
	Estimado	0.16755	0.09962	0.20395	0.01866	0.03457	0.05543
	Error	0.00071	0.00062	0.00508	0.00132	0.00013	0.00216
8	Medido	0.03022	0.00608	0.02235	0.00750	0.00187	0.00159
	Estimado	0.03049	0.00611	0.02223	0.00745	0.00218	0.00192
	Error	0.00027	0.00003	0.00012	0.00005	0.00031	0.00033
9	Medido	0.10406	0.00903	0.06273	0.00942	0.00301	0.00686
	Estimado	0.10565	0.01142	0.06526	0.00761	0.00426	0.00805
	Error	0.00159	0.00238	0.00253	0.00181	0.00125	0.00119
	Medido	0.02344	0.00342	0.01129	0.00731	0.00368	0.00276

Continúa en la página siguiente.

armónico		i_{l5s}	i_{l6s}	i_{l7s}	i_{l1r}	i_{l2r}	i_{l3r}
10	Estimado	0.02397	0.00357	0.01572	0.00768	0.00356	0.00297
	Error	0.00052	0.00016	0.00443	0.00037	0.00012	0.00021
11	Medido	0.04108	0.00778	0.01414	0.00737	0.00238	0.00565
	Estimado	0.04301	0.00857	0.03303	0.00800	0.00207	0.00609
	Error	0.00192	0.00079	0.01889	0.00063	0.00031	0.00044
12	Medido	0.00593	0.00414	0.00137	0.00500	0.00307	0.00294
	Estimado	0.00645	0.00386	0.00670	0.00423	0.00294	0.00276
	Error	0.00052	0.00028	0.00532	0.00077	0.00014	0.00018
13	Medido	0.01610	0.00724	0.00347	0.00518	0.00340	0.00426
	Estimado	0.01776	0.00694	0.01993	0.00350	0.00315	0.00367
	Error	0.00166	0.00030	0.01646	0.00168	0.00025	0.00060
14	Medido	0.00891	0.00143	0.00376	0.00481	0.00247	0.00148
	Estimado	0.00970	0.00164	0.00984	0.00493	0.00261	0.00158
	Error	0.00079	0.00022	0.00607	0.00012	0.00014	0.00011
15	Medido	0.01468	0.00417	0.00757	0.00521	0.00229	0.00142
	Estimado	0.01630	0.00366	0.01674	0.00573	0.00193	0.00135
	Error	0.00161	0.00051	0.00917	0.00052	0.00036	0.00007
16	Medido	0.00279	0.00515	0.00332	0.00923	0.00398	0.00311
	Estimado	0.00317	0.00505	0.00590	0.00880	0.00429	0.00289
	Error	0.00038	0.00011	0.00258	0.00043	0.00031	0.00022
17	Medido	0.00438	0.01850	0.00389	0.02956	0.00989	0.00855
	Estimado	0.00444	0.01867	0.01219	0.03027	0.01212	0.00748
	Error	0.00006	0.00016	0.00830	0.00072	0.00223	0.00107
18	Medido	0.00377	0.00509	0.00522	0.00942	0.00181	0.00123
	Estimado	0.00443	0.00564	0.00659	0.01004	0.00270	0.00103
	Error	0.00065	0.00055	0.00137	0.00062	0.00089	0.00020
19	Medido	0.00670	0.01068	0.00893	0.02232	0.00568	0.00334
	Estimado	0.00848	0.01120	0.00980	0.02400	0.00778	0.00267

Continúa en la página siguiente.

armónico		i_{l5s}	i_{l6s}	i_{l7s}	i_{l1r}	i_{l2r}	i_{l3r}
	Error	0.00178	0.00053	0.00087	0.00168	0.00210	0.00067
20	Medido	0.00251	0.00503	0.00522	0.00864	0.00298	0.00243
	Estimado	0.00342	0.00477	0.00469	0.01098	0.00377	0.00166
	Error	0.00091	0.00026	0.00053	0.00235	0.00079	0.00078
21	Medido	0.00303	0.00499	0.00628	0.00706	0.00271	0.00255
	Estimado	0.00436	0.00426	0.00803	0.00947	0.00314	0.00163
	Error	0.00132	0.00073	0.00175	0.00241	0.00043	0.00091
22	Medido	0.00335	0.00148	0.00642	0.00253	0.00176	0.00089
	Estimado	0.00428	0.00126	0.00682	0.00324	0.00179	0.00110
	Error	0.00093	0.00023	0.00040	0.00071	0.00003	0.00021
23	Medido	0.00402	0.00334	0.00696	0.00523	0.00292	0.00173
	Estimado	0.00545	0.00294	0.00891	0.00763	0.00331	0.00120
	Error	0.00143	0.00040	0.00194	0.00240	0.00038	0.00053
24	Medido	0.00097	0.00155	0.00558	0.00344	0.00058	0.00049
	Estimado	0.00178	0.00106	0.00569	0.00421	0.00108	0.00085
	Error	0.00081	0.00049	0.00011	0.00077	0.00050	0.00035
25	Medido	0.00067	0.00047	0.00499	0.00304	0.00091	0.00067
	Estimado	0.00138	0.00060	0.00551	0.00325	0.00112	0.00085
	Error	0.00071	0.00013	0.00052	0.00021	0.00022	0.00018

Tabla E.4: Armónicos de corriente (Parte III) del Caso de estudio III

armónico		i_{l4r}	i_{l5r}	i_{l6r}	i_{l7r}	i_{nl}
2	Medido	0.01677	0.02962	0.01343	0.03040	0.04617
	Estimado	0.01684	0.02966	0.01272	0.02742	0.04421
	Error	0.00007	0.00005	0.00071	0.00298	0.00196
	Medido	0.02544	0.42288	0.08392	0.37149	0.67465

Continúa en la página siguiente.

armónico		i_{l4r}	i_{l5r}	i_{l6r}	i_{l7r}	i_{nl}
3	Estimado	0.02531	0.42448	0.08723	0.30841	0.62898
	Error	0.00012	0.00160	0.00330	0.06307	0.04567
4	Medido	0.00740	0.02210	0.01066	0.02512	0.04776
	Estimado	0.00735	0.02236	0.01099	0.02114	0.04616
	Error	0.00005	0.00026	0.00033	0.00398	0.00160
5	Medido	0.10366	0.19304	0.19858	0.27555	0.25064
	Estimado	0.10574	0.19976	0.20067	0.27192	0.23762
	Error	0.00208	0.00673	0.00209	0.00363	0.01302
6	Medido	0.01891	0.02618	0.03072	0.05496	0.02110
	Estimado	0.01926	0.02695	0.03120	0.05412	0.01567
	Error	0.00035	0.00077	0.00048	0.00084	0.00543
7	Medido	0.05328	0.14522	0.09016	0.23767	0.10495
	Estimado	0.05532	0.14721	0.08986	0.23013	0.05808
	Error	0.00204	0.00200	0.00031	0.00754	0.04686
8	Medido	0.00151	0.02647	0.00460	0.03088	0.03088
	Estimado	0.00179	0.02724	0.00469	0.02904	0.02811
	Error	0.00029	0.00077	0.00008	0.00183	0.00277
9	Medido	0.00690	0.08903	0.00538	0.10825	0.15000
	Estimado	0.00813	0.09339	0.00818	0.10094	0.15422
	Error	0.00123	0.00436	0.00280	0.00731	0.00422
10	Medido	0.00307	0.01948	0.00322	0.02263	0.04027
	Estimado	0.00308	0.02036	0.00331	0.02349	0.04624
	Error	0.00000	0.00087	0.00009	0.00085	0.00598
11	Medido	0.00536	0.03033	0.00633	0.04169	0.12514
	Estimado	0.00556	0.03560	0.00720	0.04448	0.14247
	Error	0.00020	0.00527	0.00087	0.00279	0.01734
12	Medido	0.00270	0.00233	0.00394	0.00738	0.04387
	Estimado	0.00258	0.00506	0.00376	0.00888	0.04411

Continúa en la página siguiente.

armónico		i_{l4r}	i_{l5r}	i_{l6r}	i_{l7r}	i_{nl}
	Error	0.00012	0.00273	0.00018	0.00150	0.00025
13	Medido	0.00367	0.00664	0.00668	0.02048	0.12120
	Estimado	0.00324	0.01334	0.00658	0.02033	0.11259
	Error	0.00042	0.00670	0.00010	0.00015	0.00861
14	Medido	0.00174	0.00599	0.00166	0.00786	0.04590
	Estimado	0.00155	0.00855	0.00188	0.00802	0.04335
	Error	0.00019	0.00256	0.00022	0.00016	0.00254
15	Medido	0.00107	0.01014	0.00453	0.01346	0.09739
	Estimado	0.00113	0.01680	0.00409	0.01342	0.08556
	Error	0.00006	0.00666	0.00044	0.00004	0.01183
16	Medido	0.00301	0.00342	0.00531	0.00382	0.04209
	Estimado	0.00282	0.00501	0.00540	0.00497	0.03775
	Error	0.00018	0.00159	0.00009	0.00115	0.00434
17	Medido	0.00766	0.01306	0.01921	0.00609	0.07831
	Estimado	0.00650	0.01165	0.02009	0.00645	0.06507
	Error	0.00116	0.00141	0.00087	0.00036	0.01324
18	Medido	0.00067	0.00462	0.00532	0.00293	0.04204
	Estimado	0.00030	0.00616	0.00626	0.00431	0.03102
	Error	0.00037	0.00154	0.00095	0.00138	0.01102
19	Medido	0.00230	0.00876	0.01147	0.00592	0.07102
	Estimado	0.00169	0.01209	0.01270	0.00669	0.05258
	Error	0.00061	0.00333	0.00123	0.00077	0.01844
20	Medido	0.00209	0.00403	0.00549	0.00394	0.04034
	Estimado	0.00175	0.00566	0.00542	0.00429	0.03053
	Error	0.00034	0.00162	0.00007	0.00035	0.00981
21	Medido	0.00234	0.00412	0.00550	0.00525	0.05602
	Estimado	0.00187	0.00717	0.00491	0.00563	0.04476

Continúa en la página siguiente.

armónico		i_{l4r}	i_{l5r}	i_{l6r}	i_{l7r}	i_{nl}
	Error	0.00047	0.00305	0.00059	0.00039	0.01126
22	Medido	0.00105	0.00136	0.00169	0.00109	0.03821
	Estimado	0.00117	0.00470	0.00147	0.00222	0.03229
	Error	0.00013	0.00333	0.00022	0.00113	0.00592
23	Medido	0.00112	0.00225	0.00388	0.00313	0.05149
	Estimado	0.00081	0.00637	0.00354	0.00304	0.04381
	Error	0.00032	0.00412	0.00034	0.00009	0.00768
24	Medido	0.00100	0.00107	0.00182	0.00297	0.03838
	Estimado	0.00128	0.00297	0.00134	0.00342	0.02692
	Error	0.00028	0.00190	0.00048	0.00046	0.01146
25	Medido	0.00099	0.00121	0.00054	0.00360	0.04347
	Estimado	0.00114	0.00223	0.00078	0.00315	0.02420
	Error	0.00016	0.00101	0.00024	0.00045	0.01928

Apéndice F

Scripts de Matlab

A continuación se despliegan los scripts escritos en Matlab para el caso de estudio III y V del trabajo de investigación. Los códigos dependen del archivo “principal”, desde este archivo se llama al resto de scripts. La mayoría de los codigos contienen comentarios que explican cada parte del proceso, además los nombres de las variables en general son intuitivas, las variables i, j y k generalmente se utilizan como contadores. Cualquier variable precedida de la palabra num indica el numero de elementos del tipo que procede la palabra num, por ejemplo num_nodos; representa el número de nodos.

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           Elaboró: Ing. Juan Tapia Tinoco           %
%           Asesor: Dr. J. Aurelio Medina Rios       %
%Proyecto de Tesis "Análisis Teórico-Experimental e Implementación en %
%Tiempo Real de Estimación de Estado bajo Condiciones de Distorsión Ar- %
%mónica en Redes Eléctricas                          %
%           Basado en el trabajo doctoral del Dr. Ismael Molina Moreno. %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%Principal: Es la rutina principal y en esta se llama a las funcio-%
%nes y scripts secundarios.                            %
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

valoresbase;

% 1.-Valores iniciales
cargardatos;

% 2.-Creacion del modelo dinámico y de medición.
```

```

parametros;
mediciones;
modelo;

% 3.-Verificación de observabilidad de sistema y calculo de la traza de
la matriz Pk.
observabilidad;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           Elaboró: Ing. Juan Tapia Tinoco           %
%           Asesor: Dr. J. Aurelio Medina Rios       %
%Proyecto de Tesis "Análisis Teórico-Experimental e Implementación en %
%Tiempo Real de Estimación de Estado bajo Condiciones de Distorsión Ar- %
%mónica en Redes Eléctricas                               %
%           Basado en el trabajo doctoral del Dr. Ismael Molina Moreno. %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           %
%Valores base: Es la rutina encargada de calcular los valores base. %
%           %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

sbase3f=900;           %Potencia base trifasica en VA.
sbase1f=sbase3f/3;    %Potencia base monofasica en VA.
fbase=60;             %Frecuencia base en Hz.
wbase=2*pi*fbase;     %Frecuencia angular base en rad/seg.
vbaseff=208;         %Voltaje de linea base en V.
vbasefn=vbaseff/sqrt(3); %Voltaje de linea a neutro en V.
ibase=sbase1f/vbasefn; %Corriente base en A.
zbase=vbasefn/ibase;  %Impedancia base en Ohms.
lbase=zbase/wbase;    %Inductancia base en H.
cbase=1/(zbase*wbase); %Capacitancia base en F.

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           Elaboró: Ing. Juan Tapia Tinoco           %
%           Asesor: Dr. J. Aurelio Medina Rios       %
%Proyecto de Tesis "Análisis Teórico-Experimental e Implementación en %
%Tiempo Real de Estimación de Estado bajo Condiciones de Distorsión Ar- %
%mónica en Redes Eléctricas                               %
%           Basado en el trabajo doctoral del Dr. Ismael Molina Moreno. %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           %
%Cargar datos: Es la rutina encargada de recuperar los datos recopilados%
%experimentalmente en el laboratorio y convertirlos a un formato de se- %

```

```

%rie de tiempo exportable a simulink. %
% %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Los datos almacenados en 'prueba2monofasica512' son los valores recopi-
%lados en el laboratorio, mientras que el resto de variables cargadas son
%las corrientes estimadas de las lineas no medidas del caso III.

load('prueba2monofasica512');
load('i21');
i21=i21.signals.values/ibase;
load('i31');
i31=i31.signals.values/ibase;
load('i32');
i32=i32.signals.values/ibase;
load('i42');
i42=i42.signals.values/ibase;
load('i52');
i52=i52.signals.values/ibase;
load('i43');
i43=i43.signals.values/ibase;
load('i45');
i45=i45.signals.values/ibase;

%Se configura el vector de tiempo de simulación t, el tiempo inicial, el
%paso de integración y el tiempo final de la simulación.

t=Voltajes_Corrientes_Potencias.time;
t=t-t(1);
Tfin=length(t);
Tini=t(1);
Ts=t(2)-t(1);
Tfin=t(Tfin);

%Los voltajes y corrientes medidos se transforman a su valor en el siste-
%ma en por unidad.

vol=Voltajes_Corrientes_Potencias.signals.values(:,1:15)/vbasefn;
cor=Voltajes_Corrientes_Potencias.signals.values(:,17:31)/ibase;

med=[vol(:,1),vol(:,2),vol(:,3),vol(:,4),vol(:,5),cor(:,1),cor(:,2)...
      ,cor(:,9),cor(:,10),cor(:,11),cor(:,12),cor(:,13),cor(:,14)...

```

```

,cor(:,15),i21,i31,i32,i42,i52,i43,i45];

%conversión de los arreglos a series de tiempo para ser usadas en simu-
%link.

med=timeseries(med,t);
inolineal=timeseries(cor(:,8),t);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           Elaboró: Ing. Juan Tapia Tinoco           %
%           Asesor: Dr. J. Aurelio Medina Rios       %
%Proyecto de Tesis "Análisis Teórico-Experimental e Implementación en %
%Tiempo Real de Estimación de Estado bajo Condiciones de Distorsión Ar- %
%mónica en Redes Eléctricas                          %
%           Basado en el trabajo doctoral del Dr. Ismael Molina Moreno. %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%Parámetros: Es el archivo de datos de entrada, de este archivo se obti-
%enen los parámetros de la red y su topología.
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%% Datos de nodos
num_nodos=5;

%% Datos de linea
% 1.-Nodo de envío.
% 2.-Nodo de recepción.
% 3.-Resistencia [Ohms].
% 4.-Inductancia [Henrios].
% 5.-Capacitancia envío [Faradios].
% 6.-Capacitancia recepción [Faradios].

%%Parámetros de las lineas
      %1   2       3           4           5           6
lineas=[1  2   1.74782   0.009884  1.6150e-6  1.6150e-6;
        1  3   2.9030004  0.0381456  1.3400e-6  1.3400e-6;
        2  3   2.25019242  0.0258420  1.1100e-6  1.1100e-6;
        2  4   1.99715295  0.0262363  1.1400e-6  1.1400e-6;
        2  5   2.2497995   0.0162329  0.8200e-6  0.8200e-6;
        3  4   0.83728     0.00506316 0.5550e-6  0.5550e-6;
        4  5   3.02467355  0.0385854  1.3781e-6  1.3781e-6];

```

```

[num_lineas,~]=size(lineas);

%% Datos de generadores síncronos
% 1.-Nodo de conexión.
% 2.-Resistencia [Ohms].
% 3.-Inductancia [Henrios].

        % 1      2      3
generadores=[ 1      0.6    0.0490727;
              2      0.6    0.0490727];

[num_generadores,~]=size(generadores);

%% Datos de carga lineal
% 1.-Nodo de conexión
% 2.-Resistencia [Ohms];
% 3.-Inductancia [Henrios];
% 4.-Capacitancia [Faradios];

        % 1      2      3      4
cargas=[ 3    131.78    562.21e-3    0          16.47;
         4     59.06    295.43e-3    21.83e-6    8.66;
         5     0        0          10.82e-6    0];

[num_cargas,~]=size(cargas);

%Se realiza el conteo de las cargas inductivas y capacitivas.

num_cargas_in=0;
num_cargas_cap=0;
for i=1:num_cargas
    if cargas(i,3)~=0
        num_cargas_in=num_cargas_in+1;
    end
    if cargas(i,4)~=0
        num_cargas_cap=num_cargas_cap+1;
    end
end

%% cargas desconocidas (no lineales)
%nodo de conexión

```

```

cargas_nonlin=[5];

[num_cargas_nolin,~]=size(cargas_nonlin);

% Transformar a pu.
lineas(:,3)=lineas(:,3)/zbase;
lineas(:,4)=lineas(:,4)/lbase;
lineas(:,5:6)=lineas(:,5:6)/cbase;

generadores(:,2)=generadores(:,2)/zbase;
generadores(:,3)=generadores(:,3)/lbase;

cargas(:,2)=cargas(:,2)/zbase;
cargas(:,3)=cargas(:,3)/lbase;
cargas(:,4)=cargas(:,4)/cbase;
cargas(:,5)=cargas(:,5)/zbase;

%% Numero de estados (m).
m=num_nodos+num_lineas+num_cargas_in+num_cargas_nolin+2*num_generadores;
% Numero de entradas
in=0;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           Elaboró: Ing. Juan Tapia Tinoco           %
%           Asesor: Dr. J. Aurelio Medina Rios       %
%Proyecto de Tesis "Análisis Teórico-Experimental e Implementación en %
%Tiempo Real de Estimación de Estado bajo Condiciones de Distorsión Ar- %
%mónica en Redes Eléctricas                               %
%           Basado en el trabajo doctoral del Dr. Ismael Molina Moreno.   %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           %
%Mediciones: Es el archivo de datos de entrada para la construcción del %
%modelo de medición. Para el caso de estudio se consideran mediciones de%
%voltaje en todos los nodos, todas las corrientes de generación y todas %
%las corrientes de las líneas de transmisión.           %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%% Mediciones de voltajes nodales
%1.-Nodo de medición.
%2.-Varianza.

% 1 2

```

```
voltajes=[ 1 0.5;
           2 0.5;
           3 0.5;
           4 0.5;
           5 0.5];

[num_voltajes,~]=size(voltajes);

%

%% Mediciones de corriente en generadores
%1.-Nodo de conexión.
%2.-Varianza.
           %1  2
corrientes_gen=[1  0.001;
                2  0.001];

[num_corrientes_gen,~]=size(corrientes_gen);

%% Mediciones de corriente en lineas

%1.-Linea de transmisión.
%2.-Nodo de medición.
%3.-Varianza

%           %1  2  3
corrientes_lin=[1  1 0.001;
                2  1 0.001;
                3  2 0.001;
                4  2 0.001;
                5  2 0.001;
                6  3 0.001;
                7  5 0.001;
                1  2 0.01;%lineas no medidas en laboratorio
                2  3 0.01;
                3  3 0.01;
                4  4 0.01;
                5  5 0.01;
                6  4 0.01;
                7  4 0.01];

[num_corrientes_lin,~]=size(corrientes_lin);
```

```

%% Numero de mediciones (n)

n=num_voltajes+num_corrientes_lin+num_corrientes_gen;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           Elaboró: Ing. Juan Tapia Tinoco           %
%           Asesor: Dr. J. Aurelio Medina Rios       %
%Proyecto de Tesis "Análisis Teórico-Experimental e Implementación en %
%Tiempo Real de Estimación de Estado bajo Condiciones de Distorsión Ar- %
%mónica en Redes Eléctricas                          %
%           Basado en el trabajo doctoral del Dr. Ismael Molina Moreno. %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           %
%Modelo: Construye los modelos dinámico y de medición a partir de los &
%datos del archivo de parámetros y de mediciones.      &
%           %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%% Formación de la matriz A y B
A=zeros(m);
B=zeros(m,in);

%aux_1 es una variable usada para sumar la capacitancia equivalente de
%cada nodo de la red.

aux1=zeros(num_nodos,1);
cont_estados=num_nodos+1;

%generadores
for i=1:num_generadores
    A(cont_estados,cont_estados)=-generadores(i,2)/generadores(i,3);
    A(cont_estados,generadores(i,1))=-1/generadores(i,3);
    A(cont_estados,num_lineas+num_cargas+cont_estados+1)=1/generadores(i,3);
    A(generadores(i,1),cont_estados)=1;
    cont_estados=cont_estados+1;
end

%lineas de transmisión
for i=1:num_lineas
    %Suma de las capacitancias
    aux1(lineas(i,1))=aux1(lineas(i,1))+lineas(i,5);

```

```

    aux1(lineas(i,2))=aux1(lineas(i,2))+lineas(i,6);

    %Ecuaciones de voltajes
    A(lineas(i,1),cont_estados)=-1;
    A(lineas(i,2),cont_estados)=1;

    %Ecuaciones de corriente
    A(cont_estados,lineas(i,1))=1/lineas(i,4);
    A(cont_estados,lineas(i,2))=-1/lineas(i,4);
    A(cont_estados,cont_estados)=-lineas(i,3)/lineas(i,4);

    cont_estados=cont_estados+1;
end

%cargas lineales
for i=1:num_cargas
    %Cargas capacitivas
    aux1(cargas(i,1))=aux1(cargas(i,1))+cargas(i,4);
    %cargas resistivas
    if cargas(i,2)~=0
        A(cargas(i,1),cargas(i,1))=-1/cargas(i,2);
    end
    %cargas inductivas
    if cargas(i,3)~=0
        A(cont_estados,cargas(i,1))=1/cargas(i,3);

        %efecto resistivo del inductor
        A(cont_estados,cont_estados)=-cargas(i,5)/cargas(i,3);

        A(cargas(i,1),cont_estados)=-1;
        cont_estados=cont_estados+1;
    end
end

%cargas no lineales y/o desconocidas
for i=1:num_cargas_nolin
    A(cargas_nonlin(i,1),cont_estados+num_generadores)=-1;
    cont_estados=cont_estados+1;
end

aux1=1./aux1; %calculo del reciproco de las capacitancias equivalentes

```

```

for i=1:num_nodos
    for j=1:m
        if A(i,j)~=0
            A(i,j)=A(i,j)*aux1(i);
        end
    end
end

%% Formación de la matriz C , D y R

C=zeros(n,m);
D=zeros(n,in);
R=zeros(n,n);

cont_mediciones=1;

%Mediciones de voltaje nodal
for i=1:num_voltajes
    C(cont_mediciones,voltajes(i,1))=1;
    R(cont_mediciones,cont_mediciones)=voltajes(i,2)/vbasefn;
    cont_mediciones=cont_mediciones+1;
end

%Mediciones de corrientes de generador
for i=1:num_corrientes_gen
    estado=find(generadores(:,1)==corrientes_gen(i,1))+num_nodos;
    C(cont_mediciones,estado)=1;
    R(cont_mediciones,cont_mediciones)=corrientes_gen(i,2)/ibase;
    cont_mediciones=cont_mediciones+1;
end

%Mediciones de corrientes en líneas de transmisión
for i=1:num_corrientes_lin
    %nodo de envío
    if lineas(corrientes_lin(i,1),1)==corrientes_lin(i,2)
        C(cont_mediciones,:)=lineas(corrientes_lin(i,1),5)*...
        A(corrientes_lin(i,2),:);
        C(cont_mediciones,num_nodos+num_generadores+corrientes_lin(i,1))=...
        C(cont_mediciones,num_nodos+num_generadores+corrientes_lin(i,1))+1;
    %nodo de recepción
    elseif lineas(corrientes_lin(i,1),2)==corrientes_lin(i,2)

```

```

        C(cont Mediciones,:)=lineas(corrientes_lin(i,1),6)*...
        A(corrientes_lin(i,2),:);
        C(cont Mediciones,num_nodos+num_generadores+corrientes_lin(i,1))=...
        C(cont Mediciones,num_nodos+num_generadores+corrientes_lin(i,1))-1;
    end
    R(cont Mediciones,cont Mediciones)=corrientes_lin(i,3)/ibase;
    cont Mediciones=cont Mediciones+1;
end

%Se multiplica la matriz A y B para completar la transformación al sistema en
%por unidad.

A=A*wbase;
B=B*wbase;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           Elaboró: Ing. Juan Tapia Tinoco           %
%           Asesor: Dr. J. Aurelio Medina Rios       %
%Proyecto de Tesis "Análisis Teórico-Experimental e Implementación en %
%Tiempo Real de Estimación de Estado bajo Condiciones de Distorsión Ar- %
%mónica en Redes Eléctricas                               %
%           Basado en el trabajo doctoral del Dr. Ismael Molina Moreno.   %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%Observabilidad: Realiza el algoritmo de ubicación óptima de medidores, %
%para ello asigna a cada medición a su nodo de medición. Verifica la ob- %
%servabilidad de cada conjunto de medición y obtiene la traza de estado %
% estacionario de la matriz Pk.                               %
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

num_comb=2^num_nodos-1; %numero de combinaciones sin contar el cero
[1,~]=size(C); %numero de muestras

%%Matriz auxiliar para el análisis de observabilidad automático (Sirve para
%determinar que mediciones pertenecen a que nodo)

%Para las mediciones de voltaje
matriz_med=[diag(ones(1,num_nodos)) zeros(num_nodos,1-num_nodos)];

%Para las mediciones de corriente (generadores)
for i=1:num_corrientes_gen
    matriz_med(corrientes_gen(i,1),num_nodos+i)=1;

```

```

end

%Para las mediciones de corriente (lineas)
for i=1:num_corrientes_lin
    matriz_med(corrientes_lin(i,2),num_nodos+num_corrientes_gen+i)=1;
end

%Combinaciones posibles
comb=zeros(num_comb,num_nodos+4);
for i=1:num_comb
    binario=dec2bin(i,1);
    binario= fliplr(binario);
    for j=1:1
        if strcmp(binario(j),'1')
            comb(i,j)=1;
        end
    end
    comb(i,num_nodos+1)=sum(comb(i,1:5));
    disp(i);
end

%ordenamiento
[~,k]=sort(comb(:,num_nodos+1));
comb=comb(k,:);

%Checar observabilidad y traza de Pk

%calculo de observabilidad completa por prueba
%rank(C',A'-eig(A)_iI)=m i=1,...,m

autovalores=eig(A);
for i=1:num_comb
    Caux=C; %matriz auxiliar para la simulación de mediciones parciales
    Raux=R;
    Daux=D;
    Permutacion=eye(n);
    indices=zeros(1,1);
    for j=1:num_nodos
        indices=indices+comb(i,j)*matriz_med(j,:);
    end
end

```

```

for k=l:-1:1 %eliminar los renglones matrices no son necesarios
    if indices(k)==0
        Caux(k,:)=[];
        Raux(k,:)=[];
        Raux(:,k)=[];
        Daux(k,:)=[];
        Permutacion(k,:)=[];
    end
end

%observabilidad
cont_rango=0;
for k=1:m
    O=[Caux' A'-autovalores(k)*eye(m)];
    r=rank(O);
    if r==m
        cont_rango=cont_rango+1;
    end
end
comb(i,num_nodos+2)=cont_rango;
disp(i);

%Discretizar
sys=ss(A,B,Caux,Daux);
sysd=c2d(sys,Ts);
[Fk,Gk,Hk,Jk]=ssdata(sysd);

%Calcular la traza Pk
traza;

$Ejecutar filtro de kalman
sim('filtro_kalman_final')

%Indices de desempeño
comb(i,num_nodos+3)=tra;
comb(i,num_nodos+4)=ite;
comb(i,num_nodos+5)=sum(rms(error.signals.values))/22;
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               Elaboró: Ing. Juan Tapia Tinoco                               %
%                               Asesor: Dr. J. Aurelio Medina Rios                               %
%Proyecto de Tesis "Análisis Teórico-Experimental e Implementación en %

```

```

%Tiempo Real de Estimación de Estado bajo Condiciones de Distorsión Ar- %
%mónica en Redes Eléctricas %
% Basado en el trabajo doctoral del Dr. Ismael Molina Moreno. %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% %
%Traza: Se encarga de calcular la traza de la matriz de covarianza del %
%error de estimación por medio de simulación. Para ello se propone un %
%criterio de paro 'tol' y un numero maximo de iteraciones para alcanzar-%
%lo.
% %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

[m1,n1]=size(Hk);
%parametros;
Qk=diag([ones(1,num_nodos)* 1e-5 ones(1,num_generadores)*1e-5 ...
         ones(1,num_lineas)*1e-5 ones(1,num_cargas_in)*1e-5 ...
         ones(1,num_generadores) *0.01 ones(1,num_cargas_nolin)*0.01]);

Pk=10000*eye(n1); %Matriz de covariaza inicial
Pk_ini=Pk;
x_ini=zeros(1,n1);
Rk=Raux;
tol=1e-4;
error=1;

%Propagacion de la covarianza
w=1;
ite=1;
max_ite=512*20;
while (error>tol)
    Pp=Fk*Pk*Fk'+Qk;
    Gp=Pp*Hk'*inv(Hk*Pp*Hk'+Rk);
    Pkn=(eye(n1)-Gp*Hk)*Pp*(eye(n1)-Gp*Hk)'+Gp*Rk*Gp';

    error=max(max(abs(Pkn-Pk)));
    Pk=Pkn;
    w=w+1;
    ite=ite+1;
    if ite>=max_ite
        break;
    end
end
end

```

```

tra=trace(Pk);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%           Elaboró: Ing. Juan Tapia Tinoco           %
%           Asesor: Dr. J. Aurelio Medina Rios       %
%Proyecto de Tesis "Análisis Teórico-Experimental e Implementación en %
%Tiempo Real de Estimación de Estado bajo Condiciones de Distorsión Ar- %
%mónica en Redes Eléctricas                               %
%           Basado en el trabajo doctoral del Dr. Ismael Molina Moreno. %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%Filtro de kalman en simulink: Esta es la funcion que se programa en el %
%bloque Matlab function para la ejecución del filtro de Kalman en Simu- %
%link.                                                    %
%                                                         %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function [xest,Pkn] = fcn(Fk,Hk,Rk,Qk,z,u,x,Pk)
%#codegen

[~,n]=size(Hk);

%esta inicialización se coloca para que simulink determine el tamaño de
%Pkn
Pkn=zeros(n);
%Propagación de la covarianza del error de estimación y de la estimación
%de estado
Pkp=Fk*Pk*Fk'+Qk;
xp=Fk*x;

%Calculo de la ganancia de Kalman
Kk=Pkp*Hk'*inv(Hk*Pkp*Hk'+Rk);

%Actualización de la covarianza del error de estimación y de la estimación
%de estado
xest = xp+(Kk*(z-Hk*xp));
Pkn=(eye(n)-Kk*Hk)*Pkp;%*(eye(n)-Kk*Hk)'+Kk*Rk*Kk';

```


Referencias

- [Abdelaziz *et al.*, 2012] Abdelaziz A.Y., Ibrahim A.M., Salem R.H. “Optimal PMU placement for complete observability using heuristic methods.” En “Proceedings of the 15th International Middle East Power Systems Conference, Alexandria, Egypt,” páginas 23–25. 2012.
- [Abur y Expósito, 2004] Abur A., Expósito A. *Power System State Estimation: Theory and Implementation*. CRC Press, 2004.
- [Ahmadi *et al.*, 2011] Ahmadi A., Alinejad-Beromi Y., Moradi M. “Optimal PMU placement for power system observability using binary particle swarm optimization and considering measurement redundancy.” *Expert Systems with Applications*, tomo 38(6):páginas 7263–7269, 2011.
- [Arrillaga y Watson, 2003] Arrillaga J., Watson R.N. *power system harmonics*. John Wiley & Sons, Ltd, 2003.
- [Auger *et al.*, 2013] Auger F., Hilairet M., Guerrero J.M., Monmasson E., Orłowska-Kowalska T., Katsura S. “Industrial applications of the Kalman filter: A review.” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, tomo 60(12):páginas 5458–5471, 2013.
- [Baray, 2006] Baray H.L.A. *Introducción a la metodología de la investigación*. McGraw-Hill Series in Electrical Engineering. Juan Carlos Martínez Coll, 2006.
- [Chapman, 2012] Chapman S.J. *Máquinas eléctricas*. McGraw Hill Mexico, 2012.
- [Cisneros-Magana *et al.*, 2013] Cisneros-Magana R., Medina A., Dinavahi V. “Parallel Kal-

- man filter based time-domain harmonic state estimation.” En “North American Power Symposium (NAPS), 2013,” páginas 1–6. IEEE, 2013.
- [El-Abiad y Stagg, 1968] El-Abiad A., Stagg G. *Computer Methods in Power System Analysis*. Stagg. McGraw-Hill, 1968.
- [Elgerd, 1982] Elgerd O. *Electric energy systems theory: an introduction*. McGraw-Hill Series in Electrical Engineering. McGraw-Hill, 1982.
- [Expósito, 2002] Expósito A. *Análisis y operación de sistemas de energía eléctrica*. McGraw-Hill, 2002.
- [FESTO, 2016] FESTO I. *8507-00 Synchronous Motor/Generator*. OPAL-RT Technologies, 2016.
- [Fourier, 1822] Fourier J. *Theorie analytique de la chaleur, par M. Fourier*. Chez Firmin Didot, père et fils, 1822.
- [García, 2017] García F.C. *Análisis teórico-experimental de la operación dinámica de un sistema híbrido eólico-fotovoltaico utilizando OPAL-RT*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Michoacana de SAn Nicolás de Hidalgo, 2017.
- [Hassanin *et al.*, 2017] Hassanin K.M., Abdelsalam A.A., Abdelaziz A.Y. “Optimal PMUs Placement for Full Observability of Electrical Power Systems Using Flower Pollination Algorithm.” En “2017 IEEE International Conference on Smart Energy Grid Engineering (SEGE),” IEEE, 2017.
- [Heydt, 1989] Heydt G. “Identification of harmonic sources by a state estimation technique.” *IEEE Transactions on Power Delivery*, tomo 4(1):páginas 569–576, 1989.
- [IEEE Standards Association and others, 2014] IEEE Standards Association and others. “IEEE Std 519-2014-Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems.” *IEEE Power and Energy Society*, tomo 29, 2014.
- [Jamshidi *et al.*, 1992] Jamshidi M., Tarokh M., Shafai B. *Computer-aided analysis and design of linear control systems*. Prentice-Hall, Inc., 1992.

- [Kalman *et al.*, 1960] Kalman R.E., *et al.* “A new approach to linear filtering and prediction problems.” *Journal of basic Engineering*, tomo 82(1):páginas 35–45, 1960.
- [Karamta y Jamnani, 2016] Karamta M.R., Jamnani J. “A review of power system state estimation: Techniques, state-of-the-art and inclusion of FACTS controllers.” En “Electrical Power and Energy Systems (ICEPES), International Conference on,” páginas 533–538. IEEE, 2016.
- [Krause *et al.*, 2013] Krause P., Wasynczuk O., Sudhoff s.D., Pekarek S. *Analysis of electric machinery and drive systems*, tomo 75. Jhon Wiley & Sons, 2013.
- [Kundur, 1994] Kundur P. *Power system stability and Control*. McGraw-Hill, 1994.
- [Larson *et al.*, 1970] Larson R.E., Tinney W.F., Peschon J. “State Estimation in Power systems Part I: Theory and Feasibility.” *IEEE Transactions on Power apparatus and Systems*, tomo PAS-89(3):páginas 345–352, 1970.
- [Liao, 2006] Liao H. “Power system harmonic state estimation via sparsity maximization.” En “Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE,” páginas 7–pp. IEEE, 2006.
- [Lu *et al.*, 2016] Lu Z., Yang S., Sun Y. “Application of extended fractional Kalman filter to power system dynamic state estimation.” En “Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2016 IEEE PES Asia-Pacific,” páginas 1923–1927. IEEE, 2016.
- [Machowsky *et al.*, 2008] Machowsky J., Bialek J.W., Bumby J.R. *Power system dynamics: stability and control*. Jhon Wiley & Sons, Ltd., 2008.
- [Medina y Cisneros-Magaña, 2012] Medina A., Cisneros-Magaña R. “Time-domain harmonic state estimation based on the Kalman filter Poincaré map and extrapolation to the limit cycle.” *IET Generation, Transmission & Distribution*, tomo 6(12):páginas 1209–1217, 2012.
- [Medina *et al.*, 2013] Medina A., Segundo-Ramirez J., Riveiro P., Xu W., Lian K.L., Chang G.W., Dinavahi V., Whatson R. “Harmonic Analysis in Frecuency and Time Domain.” *IEEE transactions on power delivery*, tomo 28(3):páginas 1813–1821, 2013.

- [Meliopoulos *et al.*, 1994] Meliopoulos A.S., Zhang F., Zelingher S. “Power system harmonic state estimation.” *IEEE Transactions on Power Delivery*, tomo 9(3):páginas 1701–1709, 1994.
- [Miller y Lewis, 1971] Miller W., Lewis J. “Dynamic state estimation in power systems.” *IEEE Transactions on automatic control*, tomo 16(6):páginas 841–846, 1971.
- [Moghadasian *et al.*, 2010] Moghadasian M., Mokhtari H., Baladi A. “Power system harmonic state estimation using WLS and SVD; A practical Approach.” En “Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010 14th International Conference on,” páginas 1–7. IEEE, 2010.
- [Mohan *et al.*, 2009] Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. *Electrónica de potencia: convertidores, aplicaciones y diseño*. McGraw-hill, 2009.
- [Molina-Moreno, 2017] Molina-Moreno I. *A framework in Time Domain to Estimate Harmonic and Transient States in Power networks*. Tesis Doctoral, Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo, México, 2017.
- [Molina-Moreno *et al.*, 2014] Molina-Moreno I., Medina A., Cisneros-Magaña R. “Experimental time domain harmonic state estimation using partial measurements.” En “North American Power Symposium (NAPS), 2014,” páginas 1–6. IEEE, 2014.
- [Molina-Moreno *et al.*, 2015] Molina-Moreno I., Medina A., Cisneros-Magaña R. “Time-domain harmonic state estimation using filtered measurements based on Fourier transform.” En “North American Power Symposium (NAPS), 2015,” páginas 1–6. IEEE, 2015.
- [Monticelli, 2012] Monticelli A. *State Estimation in Electric Power Systems: A Generalized Approach*. Power Electronics and Power Systems. Springer US, 2012.
- [Ogata y Yang, 2010] Ogata K., Yang Y. *Modern control engineering*. Prentice-Hall Englewood Cliffs, 2010.
- [Opal, 2016] Opal R. *OP5600 V2 User Manual Real-Time Simulator*. OPAL-RT Technologies, 2016.

- [Opal, 2018] Opal R. *OPAL-RT*. FESTO, labvolt series edición, 2018.
- [Paige, 1981] Paige C. “Properties of numerical algorithms related to computing controllability.” *IEEE Transactions on Automatic Control*, tomo 26(1):páginas 130–138, 1981.
- [Periñán y Expósito, 1999] Periñán P.J.Z., Expósito A.G. *Estimación de estado y de parámetros en redes eléctricas*. 11. Universidad de Sevilla, 1999.
- [Popovici y Mosterman, 2017] Popovici K., Mosterman P. *Real-Time Simulation Technologies: Principles, Methodologies, and Applications*. Computational Analysis, Synthesis, and Design of Dynamic Systems. CRC Press, 2017.
- [Qi *et al.*, 2016] Qi J., Sun K., Wang J., Liu H. “Dynamic state estimation for multi-machine power system by unscented Kalman filter with enhanced numerical stability.” *IEEE Transactions On Smart Grid*, 2016.
- [Rad *et al.*, 2012] Rad M.S., Mokhtari H., Karimi H. “An optimal measurement placement method for power system harmonic state estimation.” En “Electrical and Power Engineering (EPE), 2012 International Conference and Exposition on,” páginas 271–275. IEEE, 2012.
- [Rakpenthai *et al.*, 2013] Rakpenthai C., Uatrongjit S., Watson N.R., Premrudeepreechacharn S. “On harmonic state estimation of power system with uncertain network parameters.” *IEEE Transactions on Power Systems*, tomo 28(4):páginas 4829–4838, 2013.
- [Sahoo *et al.*, 2009] Sahoo H., Dash P., Rath N., Sahu B. “Harmonic estimation in a power system using hybrid H_∞ -Adaline algorithm.” En “TENCON 2009-2009 IEEE Region 10 Conference,” páginas 1–6. IEEE, 2009.
- [Schweppe, 1970] Schweppe F.C. “Power system static-state estimation, Part III: Implementation.” *IEEE Transactions on Power Apparatus and systems*, (1):páginas 130–135, 1970.

- [Schweppe y Rom, 1970] Schweppe F.C., Rom D.B. “Power system static-state estimation, Part II: Approximate model.” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, (1):páginas 125–130, 1970.
- [Schweppe y Wildes, 1970] Schweppe F.C., Wildes J. “Power system static-state estimation, Part I: Exact model.” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, (1):páginas 120–125, 1970.
- [Segundo-Ramírez y Medina, 2010a] Segundo-Ramírez J., Medina A. “An enhanced process for the fast periodic steady state solution of nonlinear systems by Poincaré map and extrapolation to the limit cycle.” *International Journal of Nonlinear Sciences and Numerical Simulation*, tomo 11(8):páginas 661–670, 2010a.
- [Segundo-Ramírez y Medina, 2010b] Segundo-Ramírez J., Medina A. “Computation of the steady-state solution of nonlinear power systems by extrapolation to the limit cycle using a discrete exponential expansion method.” *International Journal of Nonlinear Sciences and Numerical Simulation*, tomo 11(8):páginas 655–660, 2010b.
- [Semlyen y Medina, 1995] Semlyen A., Medina A. “Computation of the periodic steady state in systems with nonlinear components using a hybrid time and frequency domain methodology.” *IEEE Transactions on Power Systems*, tomo 10(3):páginas 1498–1504, 1995.
- [Simon, 2006] Simon D. *Optimal State Estimation: Kalman, H Infinity, and Nonlinear Approaches*. Wiley, 2006.
- [Singh, 2009] Singh G. “Power system harmonics research: a survey.” *European Transactions on Electrical Power*, tomo 19(2):páginas 151–172, 2009.
- [Sorenson, 1970] Sorenson H.W. “Least-squares estimation: from Gauss to Kalman.” *IEEE spectrum*, tomo 7(7):páginas 63–68, 1970.
- [Stevenson, 1979] Stevenson W. *Sistemas eléctricos de potencia*. McGraw-Hill, 1979.

- [Tebianian y Jeyasurya, 2013] Tebianian H., Jeyasurya B. “Dynamic state estimation in power systems using kalman filters.” En “Electrical Power & Energy Conference (EPEC), 2013 IEEE,” páginas 1–5. IEEE, 2013.
- [VA, 2017] VA. “Explicación ampliada de la Reforma Energética.” Accedido en 05-11-2018 a https://www.gob.mx/cms/uploads/attachment/file/10233/Explicacion_ampliada_de_la_Reforma_Energetica1.pdf, 2017.
- [Watson, 2010] Watson N.R. “Power quality state estimation.” *EUROPEAN TRANSACTIONS ON ELECTRICAL POWER*, tomo 20(1):páginas 19–23, 2010.
- [Wood *et al.*, 2013] Wood A., Wollenberg B., Sheblé G. *Power Generation, Operation, and Control*. Wiley, 2013.
- [Yibing *et al.*, 2015] Yibing S., Minyue F., Bingchang W., Huanshui Z. “Dynamic state estimation in power systems using a distributed MAP method.” En “Control Conference (CCC), 2015 34th Chinese,” páginas 47–52. IEEE, 2015.
- [Zhang *et al.*, 2011] Zhang Y., Xu Y., Xu Y. “Research on power system harmonic state estimation.” En “Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT), 2011 4th International Conference on,” páginas 596–600. IEEE, 2011.
- [Zhou *et al.*, 2006] Zhou M., Centeno V.A., Thorp J.S., Phadke A.G. “An alternative for including phasor measurements in state estimators.” *IEEE transactions on power systems*, tomo 21(4):páginas 1930–1937, 2006.