



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA

**CONTROL DE OSCILACIONES INTER-ÁREA EN SISTEMAS DE POTENCIA DE
GRAN ESCALA MEDIANTE MEDICIONES DE ÁREA AMPLIA**

TESIS:

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:

ING. ROMEL ÁNGEL CÁRDENAS JAVIER

TUTOR:

DR. MARIO ROBERTO ARRIETA PATERNINA
FACULTAD DE INGENIERÍA

CIUDAD DE MÉXICO, OCTUBRE DE 2020



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Jurado Asignado

Presidente: Dr. MORENO PÉREZ JAIME ALBERTO

Secretario: Dr. TAPIA OLVERA RUBÉN

1^{er} Suplente: Dr. ARRIETA PATERNINA MARIO ROBERTO

2^{do} Suplente: Dr. FUERTE ESQUIVEL CLAUDIO RUBÉN

3^{er} Suplente: Dr. WILCHES-BERNAL FELIPE

Lugar donde se realizó la tesis:

FACULTAD DE INGENIERÍA, UNAM, CIUDAD DE MÉXICO, MÉXICO.

TUTOR DE TESIS

DR. ARRIETA PATERNINA MARIO ROBERTO

FIRMA

Agradecimientos

Agradecer a Dios, por permitirme culminar el presente trabajo de investigación, a mi familia cuyo recuerdo siempre acaricio y a México que llevo en el corazón por su solidaridad e infinito apoyo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (Conacyt) por los esfuerzos que realiza para sostener a México en los avances científicos.

A la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), cuyo prestigio me motiva al esfuerzo, crecimiento y rectitud constante.

Al Colegio de Sistemas Eléctricos de Potencia del Posgrado en Ingeniería Eléctrica por haber depositado su confianza en mí y darme la oportunidad de crecer profesionalmente.

A mi asesor Dr. Mario A. Paternina por su ejemplo y trabajo, los logros obtenidos son suyos ya que sin su guía y soporte estos no hubieran sido posibles, agradecer su humanidad y respeto con todas las personas; y mi mayor admiración por su generosidad en el reconocimiento de las personas que hemos trabajado con él: Gerardo Avalos, Sarahi Aguayo, Francisco Zelaya, Salvador Vidal, Mónica García, Paola Buendía, Cristian Torres, Gabriel Mejía, a ellos también gracias pues aprendí mucho de ellos.

Agradecimiento al Dr. Felipe Wilches-Bernal, Dr. Raymond H. Byrne y Sra. Sharon Ruiz por permitirme conocer una institución tan prestigiosa como *Sandia National Laboratories* y al equipo dedicado al Control en Sistemas de Potencia, dicha visita permitió incorporar y mejorar los resultados obtenidos anteriormente e identificar los aspectos que se pueden trabajar en el futuro.

A la familia López Hernández, Sra. Silvia, y sus hijos Carolina, Venancio y Adrián y a su padre en el cielo, por la hospitalidad conmigo desde mi primer día en México, que Dios llene de dicha su hogar por todos los gestos de aprecio que tuvieron conmigo.

A tres generaciones de la Maestría en Sistemas Eléctricos de Potencia que conocí, los cuales vienen trabajando y esforzando por mantener el prestigio de la UNAM en alto.

Finalmente, quiero agradecer a la UNAM, en especial agradezco al proyecto PAPIIT con número TA100819 y al proyecto estratégico PE-A-04 del CEMIE-Redes.

A México, fortaleza de América Latina y a la grandeza de la
Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM) su mayor
casa superior de estudios, Por mi raza hablará el espíritu.

Resumen

Esta tesis propone diseñar un control de amortiguamiento de área amplia (WADC, del inglés *Wide-Area Damping Control*) para sistemas eléctricos de potencia de gran escala. El control se realiza con base en la identificación del modelo lineal del sistema dinámico alrededor de una condición operativa. La identificación se lleva a cabo mediante el método de interpolación de matrices de Loewner (LIM, del inglés *Loewner Interpolation Method*), este método utiliza las mediciones del sistema de potencia para obtener el modelo lineal. Después de la identificación, se implementan dos estrategias de control óptimo: la primera estrategia es el Control Lineal Cuadrático Gaussiano (LQG, del inglés *Linear Quadratic Gaussian*) y la segunda estrategia de control es la Retroalimentación de Salida Óptima (OOFC, del inglés *Optimal Output Feedback Control*). Estos son ampliamente usados para controlar sistemas de un gran número de entradas y un gran número de salidas (MIMO, del inglés *Multiple Input Multiple Output*).

Finalmente, se prueba el desempeño del WADC para demostrar que el control lineal diseñado con la identificación LIM incrementa el amortiguamiento de las oscilaciones inter-área; para ello, se realizó simulaciones transitorias sobre el modelo no lineal de tres diferentes sistemas de potencia: sistema de Klein-Rogers-Kundur, Nueva Inglaterra y NPCC, los cuales tienen distintas características y modos oscilatorios a controlar.

Abstract

This thesis proposes to design a wide area damping control (WADC) for large-scale power electrical systems. Control is performed based on the identification of the linear model around an operating condition. Identification is carried out using the Loewner Interpolation Method (LIM), this method uses the measurements of the power system to obtain the linear model of the system. After identification, two optimal control strategies are implemented, the first strategy is Linear Quadratic Gaussian Control (LQG) and the second control strategy is Optimal Output Feedback Control (OOFB); these are widely used to control systems with a large number of inputs and a large number of outputs (MIMO).

Finally, WADC performance is tested to demonstrate that linear control designed with LIM identification increases damping of inter-area oscillations. To this end, transient simulations are performed on the nonlinear model of three different power systems: Klein-Rogers-Kundur, New England and NPCC, these have different characteristics and oscillatory modes to control.

Contenido

1. Introducción.....	14
1.1. Antecedentes y motivación.....	14
1.2. Planteamiento del problema	17
1.3. Objetivo de la investigación	18
1.4. Contribuciones	18
1.5. Publicaciones	18
1.6. Contenido del trabajo:.....	19
2. Fundamentos para la identificación del modelo lineal.....	20
2.1. Modelado del sistema lineal	20
2.2. Identificación del Modelo con el Algoritmo de Realización del Eigensistema	23
2.3. Identificación del Modelo con la Interpolación de las Matrices Loewner.....	27
3. Diseño del control de oscilaciones	32
3.1. Control de Adelanto - Atraso.....	32
3.2. Control Lineal Cuadrático Gaussiano.....	34
3.3. Control de Retroalimentación de Salida Óptima.....	37
4. Propuesta.....	41
4.1. Control local de oscilaciones en sistemas de potencia	42
4.2. Control de oscilaciones en sistemas de potencia con LQG.....	42
4.3. Control de oscilaciones en sistemas de potencia con OOFc	43
4.4. Proceso para implementar el WADC con PST.....	44
4.5. Ejemplos de diseño del sistema de control.....	47
5. Resultados.....	57
5.1. Sistema Klein-Rogers-Kundur de 2 áreas, 4 generadores	58
5.2. Sistema NE ISO de 10 generadores, 39 barras	65
5.3. Sistema NPCC de 48 generadores, 140 barras	72
6. Conclusiones y trabajos futuros	79
6.1. Conclusiones.....	79
6.2. Trabajos futuros	80
Referencias	81
A. Anexos	87

Lista de Acrónimos

ERA:	Algoritmo de Realización del Eigensistema.
LIM:	Método de Identificación de Loewner.
LQE:	Estimador Lineal Cuadrático.
LQG:	Lineal Cuadrático Gaussiano.
LQR:	Regulador Lineal Cuadrático.
MIMO:	Múltiples entradas - múltiples salidas.
NE ISO:	Sistema de Prueba de Nueva Inglaterra.
NERC:	Corporación de Confiabilidad Eléctrica de Norte América.
NPCC:	Consejo de Coordinación de Potencia del Noreste.
OOFC:	Control de Retroalimentación de Salida Óptima.
POD:	Amortiguadores de Sistemas de Potencia.
PSS:	Estabilizador de Sistemas de Potencia.
RMSE:	Raíz del Error Cuadrático Medio.
SEP:	Sistema Eléctrico de Potencia.
SISO:	Una entrada - una salida.
SVC:	Compensador Estático de VARs.
WADC:	Control de Área Amplia.
WTG:	Generador con Turbina Eólica.

Lista de Figuras

Figura 1.1 Clasificación de la estabilidad en sistemas de potencia.	14
Figura 2.1 Diagrama de bloques del descriptor del sistema linealizado.	22
Figura 3.1 Esquema de control del estabilizador local PSS.	32
Figura 3.2 Esquema de control LQG.	35
Figura 3.3 Esquema de control OOF.	38
Figura 4.1 Elementos usados como actuadores en el control de oscilaciones.	41
Figura 4.2 Esquema de control del estabilizador local PSS.	42
Figura 4.3 Esquema de control de área amplia (WADC-LQG).	42
Figura 4.4 Esquema de control de área amplia (WADC-OOF).	43
Figura 4.5 Modulación en el sistema no lineal para la identificación usando PST.	44
Figura 4.6 Implementación del control en el sistema lineal.	45
Figura 4.7 Implementación del control en el sistema no lineal usando PST.	46
Figura 4.8 Sistema de 2 áreas con 2 generadores, 3 buses y 2 cargas.	47
Figura 4.9 Sistema de 2 áreas, 2 generadores con SVC para el control.	48
Figura 4.10 Modelo dinámico del SVC del software PST.	49
Figura 4.11 LGR del sistema de 2 áreas con SVC. (a) $G\omega_{1-2}$, (b) $-G\omega_{1-2}G_{wh}$, (c) lazo abierto $-G\omega_{1-2}G_{wh}G_{sh}G_{ll}$ y (d) lazo cerrado del $G_{control}$ con el sistema $G\omega_{1-2}$	50
Figura 4.12 Comparación de los valores propios del control con el SVC.	51
Figura 4.13 Comparación de la respuesta al impulso en el control con el SVC.	52
Figura 4.14 Sistema de 2 áreas, 2 generadores con WTG para el control.	52
Figura 4.15 Modelo dinámico del WTG Tipo 3 del software PST.	53
Figura 4.16 LGR del sistema de 2 áreas con WTG. (a) $G\omega_{1-2}$, (b) $-G\omega_{1-2}G_{wh}$, (c) lazo abierto $-G\omega_{1-2}G_{wh}G_{sh}G_{ll}$ y (d) lazo cerrado del $G_{control}$ con el sistema $G\omega_{1-2}$	54
Figura 4.17 Comparación de los valores propios del control con el WTG.	55
Figura 4.18 Comparación de la respuesta al impulso en el control con el WTG.	56
Figura 5.1 Sistema de prueba Klein-Rogers-Kundur de 13 barras 4 generadores.	58
Figura 5.2 Comparación bode del G_1 de KRK, funciones de transferencia a) $\omega_1(s)/V_{r1}(s)$ y b) $\omega_1(s)/P_{m1}(s)$	60
Figura 5.3 Sistema KRK, sin control y con controles LQG y OOF.	61
Figura 5.4 Comportamiento dinámico del sistema KRK sin control.	62
Figura 5.5 Comportamiento dinámico del sistema KRK con control LQG.	63
Figura 5.6 Comportamiento dinámico del sistema KRK con control OOF.	63
Figura 5.7 Estabilidad transitoria en el sistema de KRK con control de área amplia.	64
Figura 5.8 Sistema de prueba NE ISO.	65

Figura 5.9 Comparación bode del G2 de NE ISO, funciones de transferencia a) $\omega_2(s)/Vr_2(s)$ y b) $\omega_2(s)/Pm_2(s)$	67
Figura 5.10 Sistema de prueba NE ISO, sin control y con los controles LQG y OOFC.....	68
Figura 5.11 Comportamiento dinámico del sistema NE ISO sin control.	70
Figura 5.12 Comportamiento dinámico del sistema NE ISO con control LQG.....	71
Figura 5.13 Comportamiento dinámico del sistema NE ISO con control OOFC.	71
Figura 5.14 Sistema de prueba NPCC.....	72
Figura 5.15 Comparación bode del G1 de NPCC, funciones de transferencia a) $\omega_1(s)/Vr_1(s)$ y b) $\omega_1(s)/Pm_1(s)$	74
Figura 5.16 Sistema de prueba NPCC, sin control y los controles LQG y OOFC.....	75
Figura 5.17 Comportamiento dinámico del sistema NPCC sin control.	77
Figura 5.18 Comportamiento dinámico del sistema NPCC con control LQG.....	78
Figura 5.19 Comportamiento dinámico del sistema NPCC con control OOFC.....	78

Lista de Tablas

Tabla 4.1 Modo inter-área en el sistema de dos áreas y dos generadores.	48
Tabla 4.2 Modos del sistema de 2 áreas con el control en el SVC.....	51
Tabla 4.3 Modos del sistema de 2 áreas con el control en el WTG.	55
Tabla 5.1 Matrices de identificación con el método ERA en el sistema de KRK.....	59
Tabla 5.2 Matrices de identificación con el método LIM en el sistema de KRK.	59
Tabla 5.3 Valores propios de sistema de KRK – SSA, ERA y LIM.....	59
Tabla 5.4 Error en la magnitud y fase de bode de la identificación – KRK G1.....	60
Tabla 5.5 Comparación de los modos en el sistema de KRK: sin control, LQG y OOFc.....	61
Tabla 5.6 Matrices de identificación con el método ERA en el sistema de NE ISO.	66
Tabla 5.7 Matrices de identificación con el método LIM en el sistema de NE ISO.	66
Tabla 5.8 Valores propios de sistema de NE ISO – SSA, ERA y LIM.....	67
Tabla 5.9 Error en la magnitud y fase de bode de la identificación – NE ISO G2.....	68
Tabla 5.10 Comparación del ζ de los modos en NE ISO - sin control, LQG y OOFc.	69
Tabla 5.11 Matrices de identificación con el método ERA en el sistema de NPCC.....	73
Tabla 5.12 Matrices de identificación con el método LIM en el sistema de NPCC.	73
Tabla 5.13 Valores propios de sistema de NPCC – SSA, ERA y LIM.....	74
Tabla 5.14 Error en la magnitud y fase de bode de la identificación – NPCC G1.....	74
Tabla 5.15 Comparación del ζ de los modos en NPCC - sin control, LQG y OOFc.	76
Tabla A.1 Datos de las barras - dos generadores.	87
Tabla A.2 Datos de las líneas y transformadores - dos generadores.	87
Tabla A.3 Datos dinámicos de los generadores - dos generadores.	87
Tabla A.4 Datos de las barras - dos generadores con SVC.....	87
Tabla A.5 Datos de las líneas y transformadores - dos generadores con SVC.....	87
Tabla A.6 Datos dinámicos de los generadores - dos generadores con SVC.	87
Tabla A.7 Datos dinámicos del SVC.	87
Tabla A.8 Datos de las barras - dos generadores con WTG.....	88
Tabla A.9 Datos de las líneas y transformadores - dos generadores con WTG.....	88
Tabla A.10 Datos dinámicos de los generadores - dos generadores con WTG.....	88
Tabla A.11 Datos dinámicos del WTG.....	88
Tabla A.12 Condiciones operativas para el sistema de prueba de KRK.	89
Tabla A.13 Datos de las líneas y transformadores del sistema de potencia de KRK.	90
Tabla A.14 Datos dinámicos de los generadores del sistema de prueba de KRK.	90
Tabla A.15 Datos dinámicos de los excitadores del sistema de prueba de KRK.	90

Tabla A.16 Condiciones operativas para el sistema de prueba de NE ISO.	91
Tabla A.17 Datos de las líneas y transformadores del sistema de potencia de NE ISO.	92
Tabla A.18 Datos dinámicos de los generadores del sistema de prueba de NE ISO.	93
Tabla A.19 Datos dinámicos de los excitadores del sistema de prueba de NE ISO.	93
Tabla A.20 Condiciones operativas para el sistema de prueba de NPCC.	95
Tabla A.21 Datos de las líneas y transformadores del sistema de potencia de NPCC.	98
Tabla A.22 Datos dinámicos de los generadores del sistema de prueba de NPCC.	101
Tabla A.23 Datos dinámicos de los excitadores del sistema de prueba de NPCC.	102

Lista de Algoritmos

Algoritmo 1: Método de identificación ERA	27
Algoritmo 2: Método de identificación LIM.....	31
Algoritmo 3: Diseño del control adelanto - atraso (SISO).....	34
Algoritmo 4: Determinación de K y G del control LQG	37
Algoritmo 5: Determinación de F del OOFK.....	40

1. Introducción

En este capítulo, se describen los antecedentes y las principales investigaciones sobre el control de oscilaciones inter-área en Sistemas Eléctricos de Potencia (SEP) mediante mediciones. Se define la estabilidad en los SEP, los métodos para la obtención del modelo lineal y el control de amortiguamiento de área amplia (WADC, por sus siglas del inglés *Wide Area Damping Control*). Además, se realiza planteamiento del problema, los objetivos y contribuciones de esta investigación.

1.1. Antecedentes y motivación

El análisis de estabilidad en sistemas de potencia se clasifica en cinco grandes grupos, estos son: estabilidad de ángulo de rotor, estabilidad de frecuencia, estabilidad de voltaje, estabilidad de resonancia y la estabilidad accionada por los convertidores electrónicos; las tres primeras clasificaciones fueron presentadas en [1] y las dos últimas en [2], esta clasificación se presenta en la Figura 1.1. El presente tema de investigación está enmarcado principalmente en la estabilidad de ángulo de rotor, la cual presenta dos enfoques: la primera es conocida como estabilidad transitoria, que se define como la capacidad que tiene el sistema de potencia para recuperar el estado de equilibrio después de haber sido sometido a una gran perturbación; y la segunda conocida como estabilidad de pequeña señal, que se define como la capacidad que tiene el sistema para mantener el sincronismo de sus elementos bajo pequeños disturbios [3].

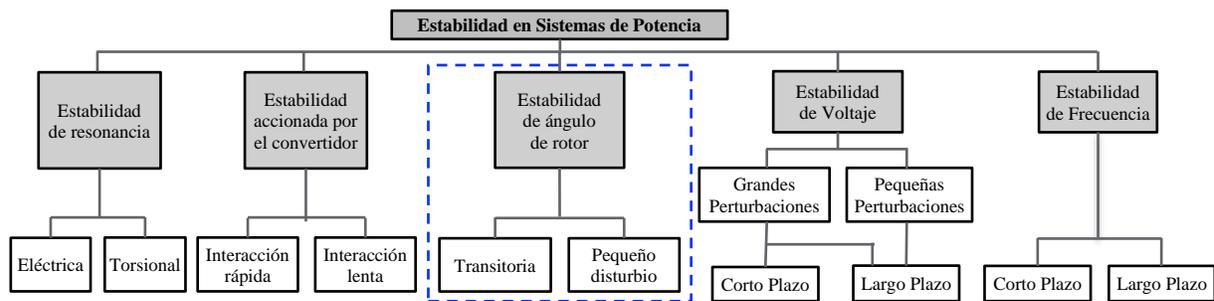


Figura 1.1 Clasificación de la estabilidad en sistemas de potencia.

Los problemas de estabilidad de ángulo de rotor en sistemas de potencia han provocado severas interrupciones en todo el mundo [4], una de las más estudiadas es la interrupción eléctrica que se produjo el 10 de agosto de 1996, en este evento la oscilación de potencia entre los enlaces del Oeste USA/Canadá provocaron que estos dos sistemas se desconecten, ocasionando uno de los mayores apagones registrados en estados unidos de norte américa [5], [6]. Asimismo, estos fenómenos también se presentan en la operación del sistema eléctrico de México como se evidencia en las publicaciones [7]–[9].

Para mitigar estos problemas se han desarrollado amplios estudios de análisis de pequeño disturbio o pequeña señal (SSA, del inglés *Small Signal Analysis*) con el cual se obtiene el modelo lineal del sistema de potencia, para ello se ha desarrollado dos enfoques: (i) basado en el modelo linealizado y (ii) basado en mediciones. Para el primer enfoque, se linealizan las ecuaciones algebraicas-diferenciales que representan el comportamiento dinámico del sistema de potencia en un punto de operación, estos métodos se desarrollaron ampliamente en el siglo pasado, entre los trabajos más representativos se tiene: el análisis del par de amortiguamiento en generadores síncronos y la incorporación de los dispositivos de regulación automática de voltaje (AVR, del inglés *Automatic Voltage Regulator*) realizado en 1944 por C. Concordia et al. [10]; los modelos linealizados del generador barra infinita (SMIB, del inglés *Single-Machine Infinite-Bus*) desarrollado por W. Heffron y R. Phillips [11] en 1952; siendo este trabajo utilizado por F. Demello y C. Concordia [12] para analizar la estabilidad en el generador síncrono afectado con el sistema de excitación en 1969. La expansión de los sistemas de potencia abrió el enfoque de análisis modal para el SSA en sistemas de gran extensión, entre los trabajos más importantes realizados se encuentra el desarrollado por P. Arriaga, G. Verghese et al. [13], [14] y P. Sauer et al. [15]. Posteriormente, la incorporación de los dispositivos de transmisión flexible (FACTS, por sus siglas en inglés *Flexible AC Transmission System*) motivó a E.V. Larsen et al. [16] y H. Wang et al. [17] a realizar estudios del modelo linealizado de dispositivos que contienen electrónica de potencia en su infraestructura y su interacción con la red eléctrica; estudios que continúan en la actualidad. Finalmente, la creciente incorporación de energía renovable motivó los estudios de SSA en sistemas de potencia con la incorporación de modelos de turbinas eólica: H. Tang et al. [18], R. Byrne et al. [19] y F. Wilches-Bernal et al. [20]; así como de equipos de generación solar fotovoltaica: W. Du [21] y Q. Jia [22].

Por otro lado, el segundo enfoque es la obtención del modelo a partir de las mediciones, los trabajos más resaltantes se reportan en [23], uno de los artículos iniciales es el realizado por J. Hauer et al. [24], en esta se usa la técnica de Prony para identificar los modos del sistema oeste de USA; luego, I. Kamwa et al. [25] utilizó el Algoritmo de Realización del Eigensistema (ERA, del inglés *Eigensystem Realization Algorithm*) con base en el trabajo de N. Juang et al. [26] desarrollado en el campo aeroespacial; V. Overschee et al. [27] utilizó el método *Subspace State-Space System Identification* también conocido como N4SID; D. Trudnowski et al. en [28] realizó la identificación con el método Autorregresivo de Media Móvil (ARMA, del inglés *Auto-Regressive Moving Average*); M. Crow et al. [29] uso el método de *Matrix Pencil* con base en el trabajo de Y. Hua et al. [30] en el campo de procesamiento de señales. Actualmente, nuevas propuestas para la identificación mediante modulación de las entradas de forma sinusoidal reportado en el trabajo por A. Messina et al. [31], donde introducen el método de Interpolación de Matrices Loewner (LIM, del inglés *Loewner Interpolation Method*) y cuyas ventajas fueron probadas por F. Zelaya [32], siendo ésta última el fundamentó de la presente investigación.

Como se indicó, el control de oscilaciones de sistemas de potencia está ampliamente documentado; los estabilizadores de sistemas de potencia (PSS, del inglés *Power System Stabilizers*) y amortiguadores de sistemas de potencia (POD, del inglés *Power Oscillation Damping*) se encuentran instalados en generadores a lo largo de todo el mundo; las diferentes configuraciones del PSS se tiene documentado en el estándar IEEE Std 421.5–2005 [33], estas se basan principalmente en mediciones locales y funciones de transferencia de adelanto-atraso [34], [35]. Debido a su simplicidad de implementación y sintonización, esta estructura de control ha sido extendida con otros tipos de componentes, como los FACTS [21], [36]–[39] y fuentes renovables [40]. No obstante, a pesar de que esta estructura es la más difundida en sistemas de potencia, se tiene menor desempeño en comparación con otras estrategias como el control robusto [41] o el control óptimo [42], [43]. La estrategia de control robusto ha sido desarrollado extensivamente por B. Pal en [44]–[47]; y con respecto al control óptimo existen distintas estrategias disponibles [48], las cuales siguen siendo un área de investigación en los sistemas de potencia. Dentro de las estrategias de control óptimo, se encuentra el control Lineal Cuadrático Gaussiano (LQG, del inglés *Linear Quadratic Gaussian*) que desde sus primeras investigaciones realizadas por D. Pierre et al. [49] y J. Park et al. [50] aún son de gran interés debido a su efectividad como se muestra en las investigaciones [51], [52]. Por otra parte, el control de Retroalimentación de Salida Óptima (OOF, del inglés *Optimal Output Feedback Control*) es otra estrategia ampliamente utilizada desde sus primeras publicaciones de E. Davison et al. [53] y V. Quintana et al. [54] y también ha obtenido un gran impulso con la evolución de las técnicas de identificación del modelo lineal [55], [56].

Con la incorporación de las unidades de medición fasorial (PMU, por sus siglas del inglés *Phasor Measurement Unit*), el control de oscilaciones con PSS ha encontrado mejores aplicaciones como se indica en [57]–[59]. La incorporación intensiva de estos dispositivos en el nuevo milenio abrió el camino para un gran número de investigaciones sobre los esquemas de monitoreo, protección y control de área amplia (WAMPAC por sus siglas en inglés *Wide-Area Monitoring, Protection and Control*) siendo uno de los más representativos el trabajo realizado por A. Phadke et al. [60]. Este concepto se divide en tres funciones [61]: monitoreo (WAM, por sus siglas del inglés *Wide-Area Monitoring*) [62], protección (WAP, por sus siglas del inglés *Wide-Area Protection*) y control (WAC, por sus siglas del inglés *Wide-Area Control*). El concepto de control de área amplia o WAC está relacionado con el control rápido del flujo de potencia, el manejo de la diferencia angular en el enlace de dos áreas desconectadas súbitamente, el control de potencia reactiva, entre otras características especialmente ante contingencias. Esta investigación se centra en la función WADC cuyo objetivo principal es el control de oscilaciones de área amplia en sistemas con un extenso número de generadores.

El tratado de WAMPAC de Phadke [60] incluye el control centralizado con equipamiento de medición sincro-fasorial; asimismo, se ha continuado con el desarrollo de nuevos esquemas de control en línea y fuera de línea; específicamente los esquemas fuera de línea consisten en un proceso de identificación del sistema lineal y el control del sistema con el modelo identificado. En la literatura se cuenta con un número extenso de estos trabajos, cambiando especialmente el proceso de identificación como son las desarrolladas por: Y. Liu et al. [47], [63], donde la obtención del modelo se realiza con variaciones al método autorregresivo de media móvil y la minimización de errores de predicción (PEM, por sus siglas del inglés *Prediction Error Minimization*) [31]; el método de ERA también ha sido extensamente utilizado en el control de área amplia [52], al igual que N4SID [64]. Se observa que los métodos presentados han demostrado la efectividad del control a partir del sistema identificado. En la presente investigación, se busca probar que el método de interpolación de matrices Loewner también tiene la capacidad de realizar el control de área amplia a gran escala, esto es importante porque complementa las ventajas de precisión y tiempo de procesamiento descritos en [31], [32]; para ello se han utilizado las estrategias de control óptimo utilizadas en sistemas de potencia como son LQG y OOFK; ambos son implementados y probados mediante simulaciones dinámicas en tres sistemas de potencia [65] comúnmente usados en estudios de dinámica, tales como el sistema de potencia de 4 generadores y 13 buses, más conocido como el sistema de Klein-Rogers-Kundur [66], la red de transmisión de Nueva Inglaterra reducida a 10 generadores y 39 buses [67], y el sistema de potencia perteneciente al Consejo de Coordinación de Potencia del Noreste (NPCC, por sus siglas en inglés *Northeastern Power Coordination Council*) [68].

1.2. Planteamiento del problema

Los sistemas de potencia de gran escala, como el Sistema Eléctrico Nacional (SEN) de México tienen modos de oscilación inter-área. En [7], [69] se realiza el análisis modal en el Sistema Interconectado Nacional (SIN) de México, obteniendo modos oscilatorios entre las áreas: Norte-Sur, Oeste-Sudeste y Norte-Noreste, estos modos u otros se pueden estimular espontáneamente por las condiciones de operación o por fallas. Por otra parte, la medición fasorial también se usa en la identificación de modos oscilatorios del SIN [8], [9]. En el 2020, la institución encargada de la operación del sistema eléctrico de potencia mexicano (CENACE, por sus siglas Centro Nacional de Control de Energía) tomó en consideración dos eventos de estimulación del fenómeno de oscilaciones electromecánicas para establecer el Acuerdo para garantizar la eficiencia, Calidad, Confiabilidad, Continuidad y Seguridad en el SIN [70], el primer evento sucedió el 15/04/2020 debido a las pruebas para la puesta en operación de centrales fotovoltaicas en el área Noroeste del SIN, el segundo evento, el 29/05/2020 debido al colapso en las estructuras de la línea de transmisión Champayan - Tres Mesas.

El operador del SEN, actual CENACE, en la expansión del sistema de potencia ha incorporado continuamente equipos que mejoran su estabilidad permanente, como PSS en generadores síncronos y POD en generadores asíncronos; así como indica la normativa vigente en el Código de Red Mexicano [71]; sin embargo, estos esquemas de control local obtienen un mejor desempeño en combinación con esquemas de WADC [57], [72], lo cual constituye la principal problemática de esta investigación.

1.3. Objetivo de la investigación

1.3.1. Objetivo general

Desarrollar el control de oscilaciones inter-área en sistemas de potencia de gran escala a partir de la identificación del modelo lineal mediante las mediciones de área amplia.

1.3.2. Objetivos específicos

- Obtener el modelo lineal del SEP a partir de la identificación basada en mediciones de área amplia.
- Diseñar el control óptimo de oscilaciones de área amplia basado en el sistema identificado.
- Implementar y verificar el control lineal en el sistema de potencia no lineal.

1.4. Contribuciones

- Identificación del modelo lineal del sistema usando el método de Interpolación de Matrices Loewner (LIM) con modulaciones sinusoidales de corta duración, y evaluación de la precisión con el método clásico de Algoritmo de Realización del Eigensistema (ERA).
- Exposición de los algoritmos para diseñar el control lineal de oscilaciones de potencia con mediciones de área amplia. Las estrategias de control óptimo expuestas son: Lineal Cuadrático Gaussiano (LQG) y Retroalimentación de Salida Óptima (OOF) ambos son basados en el modelo lineal identificado con la Interpolación de Matrices Loewner (LIM).
- Ilustración de la implementación del control de oscilaciones de potencia en el modelo no lineal, mediante simulaciones transitorias en el software PST.

1.5. Publicaciones

En la Maestría en Sistemas Eléctricos de Potencia, se ha colaborado en las siguientes publicaciones:

Artículo de conferencia publicados:

- **R. Cardenas**, V. Gonzalez, M.R.A Paternina, D. Dotta, A. Zamora and F.A Zelaya A. "*A Matlab and PowerFactory-based WAMS simulator*", North American Power Symposium (NAPS), 2019.

Artículos de revista publicados:

- J. C. Silva Chavez, A. Zamora-Mendez, M. R. Paternina, Juan F. Yrena Heredia, **R. Cardenas**, "A hybrid optimization framework for the non-convex economic dispatch problem via meta-heuristic algorithms", Electric Power Systems Research, 2019.

Artículos de revista sometidos:

- R. Cardenas, et al. "Coordinated Optimal Volt/Var Control for Distribution Networks via D-PMUs and EV Chargers by Exploiting the Eigensystem Realization", IEEE Transactions on Smart Grid, sometido Julio 2020.

1.6. Contenido del trabajo:

En este capítulo, se presentaron los antecedentes y motivaciones para el trabajo de investigación; a continuación, se describe el contenido de los otros capítulos que constituyen el presente documento.

Capítulo 2: en este capítulo, se detallan los fundamentos para obtener el modelo lineal del sistema de potencia; primero se expone la linealización del modelo algebraico-diferencial, luego se presentan los métodos de identificación ERA y LIM con base en mediciones del sistema.

Capítulo 3: en este capítulo, se presentan los criterios de diseño de tres esquemas de control, primero se detalla el control lineal adelanto-atraso usado extensamente en sistemas de potencia. Luego, se detallan los esquemas de control LQG y OOFK que tienen amplia difusión en control de área amplia.

Capítulo 4: este capítulo contiene la propuesta de la investigación, los procesos seguidos para la implementación del control de oscilaciones de área amplia y dos aplicaciones del diseño de los esquemas de control basados en el modelo de un pequeño sistema de potencia usando un compensador estático de VARs y un generador eólico WTG Tipo III.

Capítulo 5: en este capítulo, se detalla la aplicación de la metodología propuesta en tres sistemas de potencia benchmark: el primero es el sistema de Klein-Rogers-Kundur de 13 barras - 4 generadores; el segundo es el NE-ISO de 39 barras - 10 generadores; y el tercer sistema es el NPCC de 140 barras - 48 generadores.

Capítulo 6: en este capítulo, se presentan las conclusiones relevantes de la presente investigación; así como los trabajos futuros que se pueden desarrollar a partir de la presente tesis.

2. Fundamentos para la identificación del modelo lineal

En este capítulo, se describe el proceso para derivar el modelo lineal de un sistema de potencia, considerando dos enfoques: (i) Con base en la linealización de las ecuaciones del sistema de potencia en un punto de operación determinado [3], [73]; y (ii) basado en mediciones, en esta investigación se adoptan los métodos ERA [26], [55] y LIM [31], [32] en las Secciones 2.2 y 2.3, respectivamente. ERA y LIM se utilizan para identificar el modelo lineal del sistema dinámico en un punto de operación a partir de la medición de las variables de salidas ante modulaciones controladas en sus entradas.

2.1. Modelado del sistema lineal

Los sistemas eléctricos de potencia son sistemas dinámicos no lineales de alto orden, y su representación matemática está definido por las ecuaciones (2.1), (2.2) y (2.3) [73].

$$\dot{\mathbf{x}} = f_0(\mathbf{x}, \mathbf{I}_{d-q}, \bar{\mathbf{V}}, \mathbf{u}) \quad (2.1)$$

$$\mathbf{I}_{d-q} = h(\mathbf{x}, \bar{\mathbf{V}}) \quad (2.2)$$

$$0 = g_0(\mathbf{x}, \mathbf{I}_{d-q}, \bar{\mathbf{V}}) \quad (2.3)$$

La ecuación diferencial (2.1) es la representación matemática de un sistema dinámico, donde \mathbf{x} son las variables de estado, $\dot{\mathbf{x}}$ es la derivada de las variables de estado con respecto al tiempo, \mathbf{I}_{d-q} representa las variables algebraicas asociadas al estator de la máquina (2.2), $\bar{\mathbf{V}}$ son las variables asociadas a la red y \mathbf{u} es el vector de entradas del sistema.

El número de ecuaciones diferenciales dependerá de la cantidad de componentes del sistema y el orden del modelo dinámico de cada uno de ellos; éstas pueden variar de acuerdo con el detalle del análisis. Para generadores síncronos, se pueden usar diversos modelos, como son: el modelo electromecánico o clásico, que considera dinámicas mecánicas de ángulo (δ) y velocidad (ω); el modelo transitorio, que incluye, además de la dinámica mecánica, las dinámicas de los voltajes internos transitorios en el eje directo (E'_d) y en el eje de cuadratura (E'_q); y el modelo sub-transitorio se extiende a las dinámicas sub-transitorias de los voltajes en el eje directo (E''_d) y en el eje de cuadratura (E''_q).

La ecuación (2.3) representa el balance de potencia en la red [73]. Ya que las variables algebraicas asociadas al estator \mathbf{I}_{d-q} están en función de \mathbf{x} y $\bar{\mathbf{V}}$ estas se sustituyen en (2.1) y (2.3), obteniendo el modelo de ecuaciones algebraico-diferencial (DAE, del inglés *Differential-Algebraic Equations*) compuesto por las ecuaciones diferenciales (2.4) y las ecuaciones algebraicas (2.5).

$$\dot{\mathbf{x}} = f_1(\mathbf{x}, \bar{\mathbf{V}}, \mathbf{u}) \quad (2.4)$$

$$0 = g_1(\mathbf{x}, \bar{\mathbf{V}}) \quad (2.5)$$

Para obtener un modelo lineal que conserve las propiedades dinámicas del sistema de potencia de naturaleza no lineal se somete las variables del modelo DAE [73] a pequeñas perturbaciones alrededor de un punto de equilibrio (2.6) - (2.8).

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}(0) + \Delta \mathbf{x} \quad (2.6)$$

$$\bar{\mathbf{V}} = \bar{\mathbf{V}}(0) + \Delta \bar{\mathbf{V}} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}(0) + \Delta \mathbf{u} \quad (2.8)$$

Al someter las variables a pequeñas perturbaciones el modelo DAE [73] se obtiene (2.9) y (2.10).

$$\dot{\mathbf{x}}(0) + \Delta \dot{\mathbf{x}} = f_1(\mathbf{x}(0) + \Delta \mathbf{x}, \bar{\mathbf{V}}(0) + \Delta \bar{\mathbf{V}}, \mathbf{u}(0) + \Delta \mathbf{u}) \quad (2.9)$$

$$0 = g_1(\mathbf{x}(0) + \Delta \mathbf{x}, \bar{\mathbf{V}}(0) + \Delta \bar{\mathbf{V}}) \quad (2.10)$$

Considerando una variación muy pequeña de las variables ($\Delta \mathbf{x}$, $\Delta \bar{\mathbf{V}}$, $\Delta \mathbf{u}$), las ecuaciones (2.9) y (2.10) se pueden expresar por la parte lineal de la serie de Taylor [73], obteniendo (2.11) y (2.12).

$$\dot{\mathbf{x}}(0) + \Delta \dot{\mathbf{x}} = f_1(\mathbf{x}(0), \bar{\mathbf{V}}(0), \mathbf{u}(0)) + \frac{df_1}{dx_n} \Delta \mathbf{x} + \frac{df_1}{d\bar{V}_q} \Delta \bar{\mathbf{V}} + \frac{df_1}{du_i} \Delta \mathbf{u} \quad (2.11)$$

$$0 = g_1(\mathbf{x}(0), \bar{\mathbf{V}}(0)) + \frac{dg_1}{dx_n} \Delta \mathbf{x} + \frac{dg_1}{d\bar{V}_q} \Delta \bar{\mathbf{V}} \quad (2.12)$$

donde x_n representa la n -ésima variable de estado, \bar{V}_q el q -ésimo voltaje en terminales y u_i la i -ésima entrada del sistema. Por consiguiente, el modelo DAE evaluado en el punto de operación está definido por (2.13) y (2.14).

$$\dot{\mathbf{x}}(0) = f_1(\mathbf{x}(0), \bar{\mathbf{V}}(0), \mathbf{u}(0)) \quad (2.13)$$

$$0 = g_1(\mathbf{x}(0), \bar{\mathbf{V}}(0)) \quad (2.14)$$

Entonces, eliminando las ecuaciones (2.13) y (2.14) de las ecuaciones (2.11) y (2.12), se obtiene el modelo linealizado representado por (2.15) y (2.16).

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \frac{df_1}{dx_n} \Delta \mathbf{x} + \frac{df_1}{d\bar{V}_q} \Delta \bar{\mathbf{V}} + \frac{df_1}{du_i} \Delta \mathbf{u} \quad (2.15)$$

$$0 = \frac{dg_1}{dx_n} \Delta \mathbf{x} + \frac{dg_1}{d\bar{V}_q} \Delta \bar{\mathbf{V}} \quad (2.16)$$

Considerando que la diferencial $\frac{dg_1}{d\bar{V}}$ es invertible y además las salidas del sistema $\Delta \mathbf{y}$ son las variables de la red $\Delta \bar{\mathbf{V}}$ [73], se puede reducir el sistema linealizado con las matrices **A**, **B**, **C** y **D**, las cuales están dadas por las ecuaciones en (2.17) y (2.18).

$$\mathbf{A} = \frac{df_1}{dx_n} - \frac{df_1}{d\bar{V}_q} \left(\frac{dg_1}{d\bar{V}_q} \right)^{-1} \frac{dg_1}{dx_n}, \quad \mathbf{B} = \frac{df_1}{du_i} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{C} = - \left(\frac{dg_1}{d\bar{V}_q} \right)^{-1} \frac{dg_1}{dx_n}, \quad \mathbf{D} = 0 \quad (2.18)$$

Por lo tanto, se define el descriptor del sistema dinámico lineal [3], como:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u} \quad (2.19)$$

$$\Delta \mathbf{y} = \mathbf{C} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{D} \Delta \mathbf{u} \quad (2.20)$$

El diagrama de bloques en tiempo continuo se presenta en la Figura 2.1.

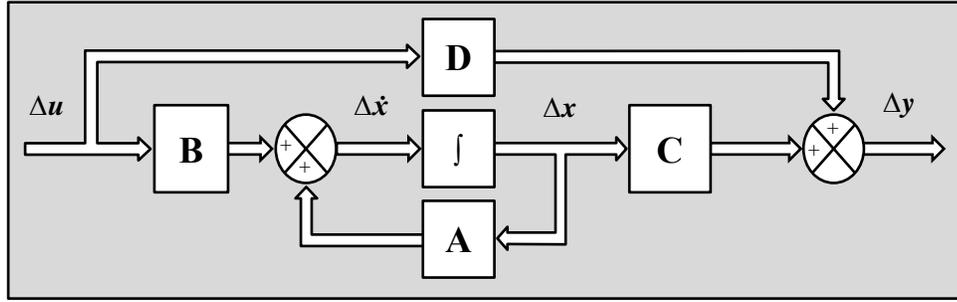


Figura 2.1 Diagrama de bloques del descriptor del sistema linealizado.

donde, $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ es la matriz de estado, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times m}$ es la matriz de entrada, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{p \times n}$ es la matriz de salida y $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{p \times m}$ es la matriz de transición directa, n es el número de estados, m es el número de entradas, p es el número de salidas [3].

Una vez obtenido el modelo lineal del sistema de potencia es posible evaluar la estabilidad de pequeña señal, esto se obtiene mediante la integración de las ecuaciones (2.19)-(2.20) y la transformada de Laplace [3] resultando en:

$$s\mathbf{I}\Delta\mathbf{x}(s) - \Delta\mathbf{x}(0) = \mathbf{A}\Delta\mathbf{x}(s) + \mathbf{B}\Delta\mathbf{u}(s) \quad (2.21)$$

$$\Delta\mathbf{y}(s) = \mathbf{C}\Delta\mathbf{x}(s) + \mathbf{D}\Delta\mathbf{u}(s) \quad (2.22)$$

Reorganizando las ecuaciones (2.21) y (2.22), se obtiene [3]:

$$\Delta\mathbf{x}(s) = \frac{\text{adj}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^T}{\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A})} [\Delta\mathbf{x}(0) + \mathbf{B}\Delta\mathbf{u}(s)] \quad (2.23)$$

$$\Delta\mathbf{y}(s) = \mathbf{C} \frac{\text{adj}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^T}{\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A})} [\Delta\mathbf{x}(0) + \mathbf{B}\Delta\mathbf{u}(s)] + \mathbf{D}\Delta\mathbf{u}(s) \quad (2.24)$$

Los polos de las expresiones (2.23) y (2.24) están dados por las raíces del polinomio característico $P(\lambda) = \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A})$, donde $\lambda = \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ es el conjunto de los n eigenvalores o valores propios [3], [73], los cuales a su vez contienen los modos frecuenciales del sistema y preservan la información de la dinámica en el punto de operación analizado, estos se representan en su forma compleja conjugada como:

$$\lambda_i = \sigma_i \pm j\omega_i \quad (2.25)$$

donde σ_i y ω_i es la parte real e imaginaria del modo, respectivamente; ambas partes permiten relacionar el factor de amortiguamiento y la frecuencia asociada al i -ésimo modo del sistema lineal como [3]:

$$\zeta_i = -\frac{\text{Re}(\lambda_i)}{|\lambda_i|} \quad (2.26)$$

$$f_i = \frac{\omega_i}{2\pi} \quad (2.27)$$

Es importante mencionar que la presencia de determinados modos define la respuesta que tendrá el sistema dinámico [73], [74]: (a) el sistema tendrá una respuesta inestable si uno de los modos está ubicado en el semiplano derecho del plano complejo, $\sigma_i > 0$; (b) si se presentan modos ubicados en el eje imaginario se tendrá una respuesta no amortiguada [3], $\sigma_i = 0$; (c) el sistema tendrá una respuesta estable si todos los modos están ubicados en el semiplano izquierdo del plano complejo, $\sigma_i < 0$; (d) el sistema tendrá una respuesta no oscilatoria si la frecuencia angular de los modos es cero, $\omega_i = 0$; y (e) el sistema tendrá una respuesta oscilatoria con la presencia de modos complejos conjugados. Sobre estos últimos en [2], [3], [12], [73] se indica que la frecuencia de los modos se encuentran asociadas a distintos fenómenos oscilatorios como son inter planta, locales o inter-área; en la nueva clasificación realizada en [2] se indican las siguiente asociación:

- *Los modos oscilatorios locales se encuentran en el rango de frecuencias de 0.7 a 2.5 Hz y corresponden a máquinas en una misma área eléctrica. Los modos oscilatorios inter-área se encuentran en el rango de frecuencias de 0.1 a 1.2 Hz y corresponden a varias máquinas ubicadas en distintas áreas eléctricas del sistema de potencia.*

2.2. Identificación del Modelo con el Algoritmo de Realización del Eigensistema

Este método comúnmente denominado ERA es el método más utilizado para la identificación del modelo lineal del sistema, ERA se inició en la ciencia aeroespacial [26] y ha desarrollado diversas aplicaciones en sistemas de potencia [25], esto se debe a la simplicidad y versatilidad del método. En esta investigación, se implementa el método ERA para propósitos de comparación con el método de identificación LIM.

2.2.1. Formulación de la identificación con ERA

La formulación de ERA es expuesta en [26], ésta inicia con la definición del descriptor o modelo lineal del sistema en tiempo discreto, dado por las ecuaciones (2.28) y (2.29).

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_r \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_r \mathbf{u}(k) \quad (2.28)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_r \mathbf{x}(k) + \mathbf{D}_r \mathbf{u}(k) \quad (2.29)$$

donde los parámetros de Markov a identificar son: $\mathbf{A}_r \in \mathbb{R}^{r \times r}$ es la matriz de estados, $\mathbf{B}_r \in \mathbb{R}^{r \times m}$ es la matriz de entrada, $\mathbf{C}_r \in \mathbb{R}^{p \times r}$ es la matriz de salida y $\mathbf{D}_r \in \mathbb{R}^{p \times m}$ es la matriz de transición directa, $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{r \times 1}$ es el vector de estados de la dimensión identificada r , $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ es el vector de entradas de m entradas moduladas, $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{p \times 1}$ es el vector de salidas de p salidas medidas y k es un entero indicador de la muestra.

Se define la matriz $\mathbf{Y}(k) \in \mathbb{R}^{p \times m}$ formada por la respuesta al impulso $y_{q,i}(k)$ de cada salida medida $q=1, 2 \dots p$ por cada entrada $i = 1, 2 \dots m$, como se presenta en la (2.30).

$$\mathbf{Y}(k) = \begin{bmatrix} y_{1,1}(k) & y_{1,2}(k) & \dots & y_{1,m}(k) \\ y_{2,1}(k) & y_{2,2}(k) & \dots & y_{2,m}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{p,1}(k) & y_{p,2}(k) & \dots & y_{p,m}(k) \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

En [26] se define la formulación de los parámetros de Markov, estos se encuentran dados por las respuestas al impulso $\mathbf{Y}(k)$ para $k > 0$ cómo se presenta en las ecuaciones (2.31) y (2.32):

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}_r^{k-1} \mathbf{B}_r \quad (2.31)$$

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{C}_r \mathbf{A}_r^{k-1} \mathbf{B}_r \quad (2.32)$$

Lo anterior, permite establecer el problema de identificación en términos de $\mathbf{Y}(k)$ [52], el cual se centra en encontrar las matrices \mathbf{A}_r , \mathbf{B}_r y \mathbf{C}_r con $\mathbf{D}_r = 0$.

Para iniciar el método de identificación ERA se forma una estructura matricial Hankel [26], [52], [55] $\mathbf{H}(k) \in \mathbb{R}^{p(N) \times m(N)}$ con $2N-1$ grupos de muestras $\mathbf{Y}(k)$, el grupo de muestras se seleccionan con base en el criterio de Nyquist el cual indica que se obtiene una identificación apropiada con dos ciclos de la menor frecuencia de oscilación a identificar [25], como se presenta a continuación:

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}(k) & \mathbf{Y}(k+1) & \dots & \mathbf{Y}(k+N-1) \\ \mathbf{Y}(k+1) & \mathbf{Y}(k+2) & \dots & \mathbf{Y}(k+N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{Y}(k+N-1) & \mathbf{Y}(k+N) & \dots & \mathbf{Y}(k+2N-2) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$\mathbf{H}(k+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}(k+1) & \mathbf{Y}(k+2) & \dots & \mathbf{Y}(k+N) \\ \mathbf{Y}(k+2) & \mathbf{Y}(k+3) & \dots & \mathbf{Y}(k+N+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{Y}(k+N) & \mathbf{Y}(k+N+1) & \dots & \mathbf{Y}(k+2N-1) \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

donde la matriz $\mathbf{H}(k)$ en términos de (2.32) y se obtiene y (2.35) se puede reorganizar en (2.37) [26].

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \mathbf{A}^{k-1} \mathbf{B} & \mathbf{C} \mathbf{A}^k \mathbf{B} & \dots & \mathbf{C} \mathbf{A}^{k+N-1} \mathbf{B} \\ \mathbf{C} \mathbf{A}^k \mathbf{B} & \mathbf{C} \mathbf{A}^{k+1} \mathbf{B} & \dots & \mathbf{C} \mathbf{A}^{k+N} \mathbf{B} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{C} \mathbf{A}^{k+N-1} \mathbf{B} & \mathbf{C} \mathbf{A}^{k+N} \mathbf{B} & \dots & \mathbf{C} \mathbf{A}^{k+2N-2} \mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{C} \mathbf{A}^1 \\ \vdots \\ \mathbf{C} \mathbf{A}^N \end{bmatrix} \mathbf{A}^{k-1} [\mathbf{B} \quad \mathbf{A}^1 \mathbf{B} \quad \dots \quad \mathbf{A}^N \mathbf{B}] \quad (2.36)$$

$$\mathbf{H}(k) = \mathbf{O} \mathbf{A}^{k-1} \mathbf{R} \quad (2.37)$$

donde $\mathbf{O} \in \mathbb{R}^{p(N) \times p(N)}$ es la matriz de observabilidad de las p variables de salida medidas del sistema y $\mathbf{R} \in \mathbb{R}^{m(N) \times m(N)}$ es la matriz de controlabilidad de las m entradas moduladas [52].

Evaluando las matrices Hankel de (2.37) en $k = 1$ y $k = 2$, se obtiene (2.38) y (2.39):

$$\mathbf{H}(1) = \mathbf{O} \mathbf{R} \quad (2.38)$$

$$\mathbf{H}(2) = \mathbf{O} \mathbf{A} \mathbf{R} \quad (2.39)$$

2.2.2. Obtención del modelo dinámico con ERA

Como se indica en [23] y [26] para obtener un modelo lineal reducido con ERA, se realiza la descomposición de valores singulares (SVD) de la matriz Hankel $\mathbf{H}(1)$, obteniendo tres matrices \mathbf{P} , \mathbf{S} , \mathbf{Q} ; las cuales se presentan en formato separado en (2.40).

$$\mathbf{H}(1) = \mathbf{P}\mathbf{S}\mathbf{Q}^T = [\mathbf{P}_r \quad \mathbf{P}_z] \begin{bmatrix} \mathbf{S}_r & 0 \\ 0 & \mathbf{S}_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_r^T \\ \mathbf{Q}_z^T \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

donde las matrices $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{p(N) \times p(N)}$ y $\mathbf{Q} \in \mathbb{R}^{m(N) \times m(N)}$ son matrices ortogonales [26], [55], por lo que $\mathbf{P}\mathbf{P}^T = \mathbf{I}$ y $\mathbf{Q}\mathbf{Q}^T = \mathbf{I}$; la matriz $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{p(N) \times m(N)}$ ha sido dividida en dos sub matrices diagonales $\mathbf{S}_r \in \mathbb{R}^{r \times r}$ y $\mathbf{S}_z \in \mathbb{R}^{p(N)-r \times m(N)-r}$ cuyos elementos están ordenados de forma descendente como muestra (2.41).

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \overbrace{\sigma_1}^{\mathbf{S}_r} & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \sigma_r & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \sigma_{r+1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \underbrace{\sigma_z}_{\mathbf{S}_z} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

donde el orden r se determina como la mejor aproximación de la matriz \mathbf{S} reducida a \mathbf{S}_r , esto se obtiene con el criterio espectral de energía ε mayor al 90% (2.42) [32].

$$\varepsilon = \frac{\sum_{v=1}^r (\sigma_v)}{\sum_{\tau=1}^z (\sigma_\tau)}, \quad v = 1, 2 \dots r \quad \text{y} \quad \tau = 1, 2 \dots z \quad (2.42)$$

truncando la expresión (2.40) al orden reducido r se obtiene $\mathbf{P}_r \in \mathbb{R}^{r \times p(N)}$ y $\mathbf{Q}_r^T \in \mathbb{R}^{r \times m(N)}$ las cuales conservarán las propiedades dinámicas del sistema lineal; separando éstas se obtiene (2.43) [23].

$$\mathbf{H}(1) \approx \mathbf{P}_r \mathbf{S}_r \mathbf{Q}_r^T \approx \mathbf{P}_r \mathbf{S}_r^{1/2} \mathbf{S}_r^{1/2} \mathbf{Q}_r^T \quad (2.43)$$

Remplazando estos bloques en la ecuación (2.38) se obtiene.

$$\mathbf{O} = \mathbf{P}_r \mathbf{S}_r^{1/2} \quad (2.44)$$

$$\mathbf{R} = \mathbf{S}_r^{1/2} \mathbf{Q}_r^T \quad (2.45)$$

considerando que \mathbf{P}_r y \mathbf{Q}_r son ortogonales las matrices identificadas \mathbf{A}_r , \mathbf{B}_r y \mathbf{C}_r del sistema lineal en tiempo discreto se obtienen con (2.46) - (2.48) [23].

$$\mathbf{A}_r = \mathbf{O}^{-1} \mathbf{H}(2) \mathbf{R}^{-1} = \mathbf{S}_r^{-1/2} \mathbf{P}_r^T \mathbf{H}(2) \mathbf{Q}_r \mathbf{S}_r^{-1/2} \quad (2.46)$$

$$\mathbf{B}_r = \mathbf{R} = \mathbf{S}_r^{1/2} \mathbf{Q}_r^T \quad (2.47)$$

$$\mathbf{C}_r = \mathbf{O} = \mathbf{P}_r \mathbf{S}_r^{1/2} \quad (2.48)$$

Finalmente, se transforma el modelo lineal identificado de tiempo discreto a tiempo continuo usando las expresiones (2.49) - (2.51) [23].

$$\mathbf{A} = \ln \left(\frac{\mathbf{A}_r}{\Delta t} \right) \quad (2.49)$$

$$\mathbf{B} = \left[\int_0^{\Delta t} e^{\mathbf{A}_r \tau} d\tau \right] \cdot \mathbf{B}_r \quad (2.50)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_r \quad (2.51)$$

2.2.3. Modulación mediante una señal de frecuencia modulada pulsada

Si bien el método ERA requiere una estimulación tipo impulso, para obtener la identificación del modelo con una mejor excitación de los modos una banda frecuencial de interés en [19] y [55] se propone la modulación de las entradas con una señal de frecuencia modulada pulsada de manera exponencial, también definida como *exponential chirp*; esta señal contiene el barrido de frecuencias que corresponden a los modos que se desean excitar, ésta señal en tiempo continuo está definida por:

$$u_i(t) = \alpha_i \text{sen} \left(\frac{2\pi f_s (r_f^t - 1)}{\ln(r_f)} \right) \quad (2.52)$$

$$r_f = \left(\frac{f_e}{f_s} \right)^{\frac{1}{T}} \quad (2.53)$$

donde α_i es la amplitud de la señal, cuyo valor debe ser lo suficientemente grande para ser medido en las salidas del sistema, T es la duración de la señal de frecuencia modulada pulsada, f_s es la frecuencia de inicio, f_e es la frecuencia final y r_f es la tasa de cambio de la frecuencia de la señal.

Como se indica en [55], se debe obtener las componentes frecuenciales $U_i(\omega)$ de las entrada $u_i(t)$ moduladas y $Y'_{q,i}(\omega)$ de las salidas $y'_{q,i}(t)$ medidas como se presenta en las ecuaciones (2.54) y (2.55), estas componentes frecuenciales se obtienen con la Transformada Rápida de Fourier (FFT, por sus siglas del inglés *Fast Fourier Transform*) representado por \mathcal{F} :

$$U_i(\omega) = \mathcal{F}(u_i(t)) \quad (2.54)$$

$$Y'_{q,i}(\omega) = \mathcal{F}(y'_{q,i}(t)) \quad (2.55)$$

donde ω es el vector de componentes frecuenciales que varía de $-fm/2$ a $fm/2$, siendo fm la frecuencia de muestreo de la señal, $fm = 1/\Delta t$.

Para obtener la respuesta al impulso de la función de transferencia salida/entrada se utiliza la Inversa de la Transformada Rápida de Fourier (IFFT del inglés *Inverse Fast Fourier Transform*) [55].

$$y_{q,i}(t) = \mathcal{F}^{-1}(Y'_{q,i}(\omega)/U_i(\omega)) \quad (2.56)$$

donde $y_{q,i}(t)$ es la respuesta al impulso en cada salida medida $q=1,2\dots m$ al modular cada entrada $i=1,2\dots p$. En caso de obtener una señal con ruido de alta frecuencia después de realizar la Inversa de la Transformada Rápida de Fourier \mathcal{F}^{-1} , se recomienda filtrar las señales de alta frecuencia usando un filtro pasa bajas [55].

2.2.4. Algoritmo para la identificación con ERA

Con base en la metodología seguida en [55] se presenta el **Algoritmo 1** referida a la identificación del modelo lineal del sistema de potencia mediante ERA y modulación de las entradas *exponential chirp*.

Algoritmo 1: Método de identificación ERA

```

for:  $i=1:m$  do
    modular cada  $u_i(t)$  con una exponential chirp y medir  $y'_{q,i}(t)$ 
end for
for:  $i=1:m$  do
    Calcular la FFT de la entrada  $U_i(\omega) \leftarrow \mathcal{F}(u_i(t))$ 
    for:  $q=1:p$  do
        Calcular el FFT de las salidas  $Y'_{q,i}(\omega) \leftarrow \mathcal{F}(y'_{q,i}(t))$ 
        Obtener la respuesta al impulso IFFT de la relación salida/entrada
         $y_{q,i}(t) \leftarrow \mathcal{F}^{-1}(Y'_{q,i}(\omega)/U_i(\omega))$ 
        Filtrar la señal en caso de obtener ruido
    end for
end for
    Formar los grupos de datos  $\mathbf{Y}(k) \leftarrow y_{q,i}(k)$ 
    Formar las matrices Hankel  $\mathbf{H}(1), \mathbf{H}(2) \leftarrow \mathbf{Y}(k), N$ 
    Descomposición de valores singulares  $\mathbf{P}, \mathbf{S}, \mathbf{Q} \leftarrow svd(\mathbf{H}(1))$ 
    Definir el orden reducido con base en la energía  $\mathbf{P}_r, \mathbf{S}_r, \mathbf{Q}_r \leftarrow \mathbf{P}, \mathbf{S}, \mathbf{Q}$ 
    Calcular el modelo lineal en tiempo discreto  $\mathbf{A}_r, \mathbf{B}_r, \mathbf{C}_r \leftarrow \mathbf{P}_r, \mathbf{S}_r, \mathbf{Q}_r$  y  $\mathbf{H}(1)$ 
    Obtener el modelo lineal en tiempo continuo  $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C} \leftarrow \mathbf{A}_r, \mathbf{B}_r, \mathbf{C}_r$ 

```

2.3. Identificación del Modelo con la Interpolación de las Matrices Loewner

El método de identificación usando la interpolación de las matrices Loewner (LIM) es un método que viene incrementando su difusión debido al número de ventajas presentadas en las referencias [31] y [32], estas son: una elevada precisión en la captura de los modos oscilatorios y un reducido tiempo para la obtención de los resultados en sistemas con una gran cantidad de entradas y salidas; a continuación, se explica los fundamentos del método LIM.

2.3.1. Formulación de la identificación con LIM

La formulación LIM expuesta en [31] inicia con la formulación del descriptor del sistema, formado por las ecuaciones diferenciales (2.57) y algebraicas (2.58).

$$\mathbf{E}\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (2.57)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \quad (2.58)$$

donde $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^{r \times 1}$ es el vector de estados de la dimensión identificada r , $\mathbf{u}(t) \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ es el vector de m entradas, $\mathbf{y}(t) \in \mathbb{R}^{p \times 1}$ es el vector de p salidas, las matrices paramétricas tienen las siguientes dimensiones $\mathbf{E} \in \mathbb{R}^{r \times r}$; $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{r \times r}$; $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{r \times m}$; $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{p \times r}$; $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{p \times m}$, siendo \mathbf{E} una matriz identidad. Estas matrices son la realización de $\mathbf{H}(s)$ (2.59) [31], [75].

$$\mathbf{H}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{E} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (2.59)$$

El método LIM usa los datos en frecuencia formados por las entradas y las salidas medidas [31].

$$\{\mathbf{s}_\gamma, \mathbf{H}(\mathbf{s}_\gamma)\} \quad (2.60)$$

donde $\mathbf{s}_\gamma \in \mathbb{C}^{1 \times \Gamma}$, $\mathbf{H}(\mathbf{s}_\gamma) \in \mathbb{C}^{p \times m \times \Gamma}$, para $\gamma = 1, 2, 3, \dots, \Gamma$ y Γ es el número de puntos frecuenciales evaluados. Luego se realiza la agrupación de los subconjuntos de los datos en frecuencia y sus complejos conjugados, obteniendo así una matriz $\mathbf{s}_l \in \mathbb{C}^{1 \times 2\Gamma}$ y un tensor $\mathbf{H}(\mathbf{s}_l) \in \mathbb{C}^{p \times m \times 2\Gamma}$ (2.61) [31].

$$\{\mathbf{s}_\gamma, \mathbf{H}(\mathbf{s}_\gamma)\} \cup \{-\mathbf{s}_\gamma, \mathbf{H}^H(\mathbf{s}_\gamma)\} \rightarrow \{\mathbf{s}_l, \mathbf{H}(\mathbf{s}_l)\} \quad (2.61)$$

donde $(.)^H$ denota la Hermitiana del complejo conjugado.

Luego, esta agrupación se separa en datos derechos $\boldsymbol{\mu}_\gamma, \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_\gamma)$ e izquierdos $\mathbf{v}_\gamma, \mathbf{H}(\mathbf{v}_\gamma)$ [31], [32].

$$\{\mathbf{s}_l, \mathbf{H}(\mathbf{s}_l)\} \rightarrow \{\boldsymbol{\mu}_\gamma, \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_\gamma)\}, \{\mathbf{v}_\gamma, \mathbf{H}(\mathbf{v}_\gamma)\} \quad (2.62)$$

donde los vectores $\boldsymbol{\mu}_\gamma, \mathbf{v}_\gamma \in \mathbb{C}^{1 \times \Gamma}$ y los tensores $\mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_\gamma), \mathbf{H}(\mathbf{v}_\gamma) \in \mathbb{C}^{p \times m \times \Gamma}$ se utilizan para obtener las matrices Loewner $\mathbf{L} \in \mathbb{C}^{p(\Gamma) \times m(\Gamma)}$ (2.63), shifted-Loewner $\mathbf{M} \in \mathbb{C}^{p(\Gamma) \times m(\Gamma)}$ (2.64), entradas $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{p(\Gamma) \times m}$ (2.65) y salidas $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{p \times m(\Gamma)}$ (2.66) [31], [32].

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_1) - \mathbf{H}(\mathbf{v}_1)}{\boldsymbol{\mu}_1 - \mathbf{v}_1} & \frac{\mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_1) - \mathbf{H}(\mathbf{v}_2)}{\boldsymbol{\mu}_1 - \mathbf{v}_2} & \dots & \frac{\mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_1) - \mathbf{H}(\mathbf{v}_i)}{\boldsymbol{\mu}_1 - \mathbf{v}_i} \\ \frac{\mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_2) - \mathbf{H}(\mathbf{v}_1)}{\boldsymbol{\mu}_2 - \mathbf{v}_1} & \frac{\mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_2) - \mathbf{H}(\mathbf{v}_2)}{\boldsymbol{\mu}_2 - \mathbf{v}_2} & \dots & \frac{\mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_2) - \mathbf{H}(\mathbf{v}_i)}{\boldsymbol{\mu}_2 - \mathbf{v}_i} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_q) - \mathbf{H}(\mathbf{v}_1)}{\boldsymbol{\mu}_q - \mathbf{v}_1} & \frac{\mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_q) - \mathbf{H}(\mathbf{v}_2)}{\boldsymbol{\mu}_q - \mathbf{v}_2} & \dots & \frac{\mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_q) - \mathbf{H}(\mathbf{v}_i)}{\boldsymbol{\mu}_q - \mathbf{v}_i} \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \frac{\boldsymbol{\mu}_1 \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_1) - \mathbf{v}_1 \mathbf{H}(\mathbf{v}_1)}{\boldsymbol{\mu}_1 - \mathbf{v}_1} & \frac{\boldsymbol{\mu}_1 \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_1) - \mathbf{v}_2 \mathbf{H}(\mathbf{v}_2)}{\boldsymbol{\mu}_1 - \mathbf{v}_2} & \dots & \frac{\boldsymbol{\mu}_1 \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_1) - \mathbf{v}_i \mathbf{H}(\mathbf{v}_i)}{\boldsymbol{\mu}_1 - \mathbf{v}_i} \\ \frac{\boldsymbol{\mu}_2 \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_2) - \mathbf{v}_1 \mathbf{H}(\mathbf{v}_1)}{\boldsymbol{\mu}_2 - \mathbf{v}_1} & \frac{\boldsymbol{\mu}_2 \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_2) - \mathbf{v}_2 \mathbf{H}(\mathbf{v}_2)}{\boldsymbol{\mu}_2 - \mathbf{v}_2} & \dots & \frac{\boldsymbol{\mu}_2 \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_2) - \mathbf{v}_i \mathbf{H}(\mathbf{v}_i)}{\boldsymbol{\mu}_2 - \mathbf{v}_i} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\boldsymbol{\mu}_q \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_q) - \mathbf{v}_1 \mathbf{H}(\mathbf{v}_1)}{\boldsymbol{\mu}_q - \mathbf{v}_1} & \frac{\boldsymbol{\mu}_q \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_q) - \mathbf{v}_2 \mathbf{H}(\mathbf{v}_2)}{\boldsymbol{\mu}_q - \mathbf{v}_2} & \dots & \frac{\boldsymbol{\mu}_q \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_q) - \mathbf{v}_i \mathbf{H}(\mathbf{v}_i)}{\boldsymbol{\mu}_q - \mathbf{v}_i} \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

$$\mathbf{F} = \left[\mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_1)^T \quad \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_2)^T \quad \dots \quad \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_q)^T \right]^T \quad (2.65)$$

$$\mathbf{W} = [\mathbf{H}(\mathbf{v}_1) \quad \mathbf{H}(\mathbf{v}_2) \quad \dots \quad \mathbf{H}(\mathbf{v}_i)] \quad (2.66)$$

Ahora bien, con el fin de obtener matrices reales a partir de las ecuaciones (2.63) a (2.66) se utiliza la siguiente transformación de similitud [31], [32].

$$\mathbf{L}_{\text{Re}} = \mathbf{G}_r^* \mathbf{L} \mathbf{G}_l, \quad \mathbf{M}_{\text{Re}} = \mathbf{G}_r^* \mathbf{M} \mathbf{G}_l \quad (2.67)$$

$$\mathbf{F}_{\text{Re}} = \mathbf{G}_r^* \mathbf{F}, \quad \mathbf{W}_{\text{Re}} = \mathbf{W} \mathbf{G}_l \quad (2.68)$$

donde $(\cdot)^*$ es la matriz conjugada transpuesta [31], [32], y $\mathbf{G}_r \in \mathbb{C}^{p(\Gamma) \times p(\Gamma)}$ y $\mathbf{G}_l \in \mathbb{C}^{m(\Gamma) \times m(\Gamma)}$ son:

$$[\mathbf{G}_r]_\gamma = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_p & -j\mathbf{I}_p \\ \mathbf{I}_p & +j\mathbf{I}_p \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{G}_l]_\gamma = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_m & -j\mathbf{I}_m \\ \mathbf{I}_m & +j\mathbf{I}_m \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

2.3.2. Obtención del modelo dinámico con LIM

Para obtener un modelo lineal con LIM se realiza la descomposición de valores singulares (SVD) de la matriz Loewner real \mathbf{L}_{Re} , obteniendo las tres matrices $\mathbf{\Phi} \in \mathbb{R}^{p(\Gamma) \times p(\Gamma)}$, $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{R}^{p(\Gamma) \times m(\Gamma)}$ y $\mathbf{\Psi} \in \mathbb{R}^{m(\Gamma) \times m(\Gamma)}$, al igual que ERA estos son separados para determinar una realización reducida del sistema [32].

$$\mathbf{L}_{\text{Re}} = \mathbf{\Phi} \mathbf{\Sigma} \mathbf{\Psi}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}_r & \mathbf{\Phi}_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\Sigma}_r & 0 \\ 0 & \mathbf{\Sigma}_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\Psi}_r^T \\ \mathbf{\Psi}_z^T \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

donde $\mathbf{\Sigma}_r \in \mathbb{R}^{r \times r}$ y $\mathbf{\Sigma}_z \in \mathbb{R}^{p(\Gamma) - r \times m(\Gamma) - r}$ son matrices con elementos diagonales ordenados en magnitud descendente, como se indica en (2.71) [32].

$$\mathbf{\Sigma} = \begin{bmatrix} \overbrace{\begin{matrix} \sigma_1 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \sigma_r & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \sigma_{r+1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \sigma_z \end{matrix}}^{\mathbf{\Sigma}_r} & & & & & \\ & & & & & \underbrace{\hspace{10em}}_{\mathbf{\Sigma}_z} \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

Para determinar la mejor aproximación del modelo reducido a r elementos, se formula el criterio espectral de energía ϱ , esta se define como la relación de las sumatorias de los elementos diagonales de la matriz $\mathbf{\Sigma}$ [32].

$$\varrho = \frac{\sum_{v=1}^r (\sigma_v)}{\sum_{\tau=1}^z (\sigma_\tau)}, \quad v = 1, 2 \dots r \quad \text{y} \quad \tau = 1, 2 \dots z \quad (2.72)$$

Al trincar (2.70) con el orden r del criterio de energía se obtienen $\mathbf{\Phi}_r \in \mathbb{R}^{r \times p(N)}$ y $\mathbf{\Psi}_r^T \in \mathbb{R}^{r \times m(N)}$; el descriptor del sistema estará dado por las expresiones [31], [32].

$$\mathbf{E}_r = \mathbf{\Phi}_r^T \mathbf{L}_{\text{Re}} \mathbf{\Psi}_r, \quad \mathbf{A}'_r = \mathbf{\Phi}_r^T \mathbf{M}_{\text{Re}} \mathbf{\Psi}_r \quad (2.73)$$

$$\mathbf{B}'_r = \mathbf{\Phi}_r^T \mathbf{F}_{\text{Re}}, \quad \mathbf{C}_r = -\mathbf{W}_{\text{Re}} \mathbf{\Psi}_r \quad (2.74)$$

Para obtener el modelo lineal se utilizan las expresiones (2.75)-(2.76) [31], [32].

$$\mathbf{A} = \mathbf{E}_r^{-1} \mathbf{A}'_r, \quad \mathbf{B} = \mathbf{E}_r^{-1} \mathbf{B}'_r \quad (2.75)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_r, \quad \mathbf{D} = \mathbf{0} \quad (2.76)$$

2.3.3. Modulaciones sinusoidales y respuesta frecuencial para el LIM

Al igual que en ERA para el método de identificación LIM se debe modular las entradas midiendo las salidas del sistema; como se indica en [31], las señales para el método LIM son sinusoidales en un rango selectivo de frecuencia con la forma de (2.77).

$$u_i(t) = \alpha_i \sin(2\pi f_\gamma t + \varphi_i) \quad (2.77)$$

donde f_γ corresponde al rango de frecuencias que se desea identificar, $f_\gamma \in \mathcal{X} \forall \gamma = 1, 2, \dots, \Gamma$, siendo Γ el número de frecuencias establecidas en el conjunto \mathcal{X} , la señal de modulación de la entrada tiene una fase $\varphi_i = 0$ y la amplitud α_i debe ser suficientemente grande para poder medir la respuesta del sistema en las salidas [32].

Como se indica en [75] se calcula la FFT a las señales de entrada $u_i(t)$ y se obtiene la máxima amplitud ρ_i y el ángulo de ésta representada por ϕ_i (2.78) [32].

$$u_i(t) = \hat{u}_i + \rho_i \sin(2\pi f_\gamma t + \phi_i) + \vartheta_i \quad (2.78)$$

donde la entrada $u_i(t)$ es modulada $\forall i = 1, 2, \dots, m$, siendo m el número de entradas.

De igual forma, se calcula la FFT de las salidas medidas $y_{q,i}(t)$ y se obtiene la máxima amplitud $\beta_{q,i}$ y el ángulo de ésta representada por $\theta_{q,i}$ (2.79) [32].

$$y_{q,i}(t) = \hat{y}_{q,i} + \beta_{q,i} \sin(2\pi f_\gamma t + \theta_{q,i}) + \eta_{q,i} \quad (2.79)$$

donde las salidas $y_{q,i}(t)$ son medidas $\forall q = 1, 2, \dots, p$ y $\forall i = 1, 2, \dots, m$, siendo p y m el número de salidas y de entradas, respectivamente.

Con los parámetros obtenidos se forma el vector \mathbf{s}_γ (2.80) y el tensor $\mathbf{H}(\mathbf{s}_\gamma)$ (2.81) [31], [75].

$$\mathbf{s}_\gamma = j(2\pi f_\gamma) \quad (2.80)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{s}_\gamma) = \begin{bmatrix} \frac{\beta_{1,1}}{\rho_1} e^{j(\theta_{1,1} - \phi_1)} & \frac{\beta_{1,2}}{\rho_2} e^{j(\theta_{1,2} - \phi_2)} & \dots & \frac{\beta_{1,m}}{\rho_m} e^{j(\theta_{1,m} - \phi_m)} \\ \frac{\beta_{2,1}}{\rho_1} e^{j(\theta_{2,1} - \phi_1)} & \frac{\beta_{2,2}}{\rho_2} e^{j(\theta_{2,2} - \phi_2)} & \dots & \frac{\beta_{2,m}}{\rho_m} e^{j(\theta_{2,m} - \phi_m)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\beta_{p,1}}{\rho_1} e^{j(\theta_{p,1} - \phi_1)} & \frac{\beta_{p,2}}{\rho_2} e^{j(\theta_{p,2} - \phi_2)} & \dots & \frac{\beta_{p,m}}{\rho_m} e^{j(\theta_{p,m} - \phi_m)} \end{bmatrix}_{(\gamma)} \quad (2.81)$$

donde $\gamma = 1, 2, \dots, \Gamma$, siendo γ el índice de un conjunto de frecuencias \mathcal{X} con Γ valores en el intervalo que se desea identificar.

2.3.4. Algoritmo para la identificación con LIM

Con base en la metodología descrita en [32], se presenta el **Algoritmo 2** para implementar la identificación del modelo lineal con LIM.

Algoritmo 2: Método de identificación LIM

```

for:  $\gamma=1: \Gamma$  do
  for:  $i=1: m$  do
    Modular con una señal sinusoidal de frecuencia  $f_\gamma$  cada entrada  $u_{i,\gamma}(t)$  y
    medir las salidas  $y_{q,i,\gamma}(t)$ 
  end for
end for
for:  $\gamma=1: \Gamma$  do
  for:  $i=1: m$  do
    Calcular la amplitud y ángulo de la FFT de cada entada modulada
     $\rho_{i,\gamma}, \phi_{i,\gamma} \leftarrow \max\{\mathcal{F}(u_{i,\gamma}(t))\}$ 
    for:  $q=1: p$  do
      Calcular los parámetros de amplitud y ángulo de la FFT de cada salida
      medida
       $\beta_{q,i,\gamma}, \theta_{i,j,\gamma} \leftarrow \max\{\mathcal{F}(y_{q,i,\gamma}(t))\}$ 
      Formar el tensor  $\mathbf{H}(\mathbf{s}_\gamma) \leftarrow \rho_{i,\gamma}, \phi_{i,\gamma}, \beta_{q,i,\gamma}, \theta_{i,j,\gamma}$ 
    end for
    formar el vector  $\mathbf{s}_k \leftarrow f_\gamma$ 
  end for
end for
división de datos
 $\{\mathbf{s}_l, \mathbf{H}(\mathbf{s}_l)\} \leftarrow \{\mathbf{s}_k, \mathbf{H}(\mathbf{s}_k)\} \cup \{-\mathbf{s}_k, \mathbf{H}^H(\mathbf{s}_k)\}$ 
 $\{\boldsymbol{\mu}_k, \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_k)\}, \{\mathbf{v}_k, \mathbf{H}(\mathbf{v}_k)\} \leftarrow \{\mathbf{s}_l, \mathbf{H}(\mathbf{s}_l)\}$ 
Construcción de las matrices Loewner
 $\mathbf{L}, \mathbf{M}, \mathbf{F}, \mathbf{W} \leftarrow \{\boldsymbol{\mu}_q, \mathbf{H}(\boldsymbol{\mu}_q)\}, \{\mathbf{v}_k, \mathbf{H}(\mathbf{v}_k)\}$ 
Conversión de matrices reales  $\mathbf{L}_{\text{Re}}, \mathbf{M}_{\text{Re}}, \mathbf{F}_{\text{Re}}, \mathbf{W}_{\text{Re}} \leftarrow \mathbf{L}, \mathbf{M}, \mathbf{F}, \mathbf{W}, \mathbf{G}_r, \mathbf{G}_l$ 
Descomposición de valores singulares  $\boldsymbol{\Phi}, \boldsymbol{\Sigma}, \boldsymbol{\Psi} \leftarrow \text{svd}(\mathbf{L}_{\text{Re}})$ 
Definir el modelo reducido con base en la energía de  $\boldsymbol{\Phi}_\Gamma, \boldsymbol{\Psi}_\Gamma, \boldsymbol{\Sigma}_\Gamma \leftarrow \boldsymbol{\Sigma}$ 
Calcular el descriptor  $\mathbf{E}_r, \mathbf{A}'_r, \mathbf{B}'_r, \mathbf{C}_r \leftarrow \mathbf{L}_{\text{Re}}, \mathbf{M}_{\text{Re}}, \mathbf{F}_{\text{Re}}, \mathbf{W}_{\text{Re}}, \boldsymbol{\Phi}_\Gamma, \boldsymbol{\Psi}_\Gamma$ 
Obtener el modelo lineal  $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D} \leftarrow \mathbf{E}_r, \mathbf{A}'_r, \mathbf{B}'_r, \mathbf{C}_r$ 

```

3. Diseño del control de oscilaciones

El sistema de potencia actualmente cuenta con una extensa variedad de estabilizadores locales, como son: PSS1, PSS2, PSS3, entre otros [33]. Por ello, en este capítulo se describen los pasos para la sintonización de un PSS local estándar descrito en [76], [77]; sin embargo, la constante implementación de las unidades de medición fasorial en el sistema de potencia ha motivado el desarrollo de los WADC, estos usan mediciones de área amplia en sus esquemas de control de oscilaciones y tienen una mayor efectividad que el control local [72], [78]. Aunque existen diversos métodos de implementación de los WADC, en la presente investigación se usaron dos de ellos [79]: el primero se fundamenta en el diseño de la estrategia de control Lineal Cuadrático Gaussiano (LQG), la cual exhibe un desempeño sobresaliente para el control de oscilaciones inter-área en [51], [52]; el segundo se fundamenta en la estrategia de control de Retroalimentación de Salida Óptima (OOF) que no requiere el proceso de estimación del LQG, cuya efectividad ha sido demostrada en los artículos de [55], [80].

3.1. Control de Adelanto - Atraso

El estabilizador del sistema de potencia (PSS) es usado para controlar las oscilaciones de forma local y se encuentra ampliamente documentado en [33], por lo general su arquitectura consiste en un sistema de una entrada y una salida (SISO) [77], el sistema de control toma como señal de entrada el error de la velocidad del rotor con respecto a su referencia o la potencia de aceleración, y como señal de salida de control el voltaje de referencia (V_r) del regulador de voltaje en el sistema de excitación; este esquema se presenta en la Figura 3.1.

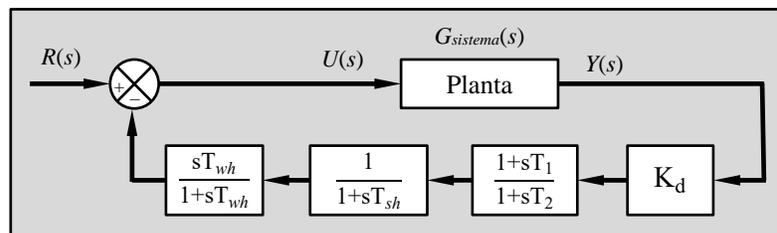


Figura 3.1 Esquema de control del estabilizador local PSS.

Asimismo, el PSS llega a tener la función de transferencia de la forma (3.1) [77]:

$$G_c(s) = \left[\frac{sT_{wh}}{1+sT_{wh}} \right] \left[\frac{1}{1+sT_{sh}} \right] \left[\frac{1+sT_1}{1+sT_2} \right]^n K_d \quad (3.1)$$

La sintonización de este controlador (cálculo de sus constantes de tiempo y ganancia) se ha reportado extensamente en la literatura [3], [76], [77]; siendo los métodos de diseño de control más clásicos: el Lugar Geométrico de las Raíces (LGR) y la respuesta en frecuencia; a continuación, se explica la función de cada bloque presentado en la Figura 3.1.

El filtro *wash-out* suaviza la señal de entrada y está definido por la función de transferencia (3.2), donde el valor de la constante está comúnmente en el intervalo de $5 \leq T_{wh} \leq 10$ [77].

$$G_{wh}(s) = \frac{sT_{wh}}{1+sT_{wh}} \quad (3.2)$$

El desfasador o *phase shifter* está definido por (3.3), y modifica el ángulo de partida del modo oscilatorio a controlar, el valor de esta constante esta comúnmente en el intervalo $0.01 \leq T_{sh} \leq 0.05$ [77].

$$G_{sh}(s) = \frac{1}{1+sT_{sh}} \quad (3.3)$$

El compensador adelanto-atraso o *lead-lag* definido por (3.4), puede tener n etapas para mejorar la respuesta transitoria (*adelanto*) y la respuesta estacionaria (*atraso*). Las constantes T_1 y T_2 se pueden determinar con distintos métodos, en esta investigación se utiliza la sintonización usando el trazo del LGR [77].

$$G_{ll}(s) = \left(\frac{1+sT_1}{1+sT_2} \right)^n \quad (3.4)$$

La ganancia en lazo cerrado o constante K_d se determina en función del factor de amortiguamiento que brindará el controlador, éste está limitado por el amortiguamiento máximo en la trayectoria del polo compensado y la trayectoria de otros modos dentro de la zona estable, estas trayectorias se determinan en el trazo del LGR [77].

3.1.1. Formulación del esquema de control adelanto-atraso

Para el diseño del control de la función de transferencia $G_c(s)$ (3.1), primero se define la función de transferencia del sistema $G_{sistema}(s)$, esta se obtiene con el modelo lineal en espacio de estados y la función “*ss2tf*”, de ésta se selecciona el modo inter-área a controlar con frecuencia oscilatoria ω_i .

A la función de transferencia del sistema se incorpora un filtro *wash-out* $G_{wh}(s)$, con la constante T_{wh} previamente seleccionada en el intervalo de 5 a 10; luego se traza el LGR con la función “*rlocus*” de Matlab al negativo de la función de transferencia compuesta $[-G_{sistema}(s) \cdot G_{wh}(s)]$ y se obtienen dos puntos K1 y K2 para determinar el ángulo de partida θ'_{dep} , dado por la ecuación (3.5) [77].

$$\theta'_{dep} = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_i|_{K2}}{\sigma_i|_{K1}} \right) \quad (3.5)$$

A esta última función de transferencia compuesta, se le incorpora el desfasador $G_{sh}(s)$ con la constante de tiempo T_{sh} previamente seleccionada en el intervalo de 0.01 a 0.05, el ángulo de partida θ'_{dep} se desplaza a un nuevo ángulo $\theta_{dep} \approx \theta'_{dep} + \angle \tan^{-1}(-T_{sh}\omega_i)$, el cual se compensa con el bloque adelanto – atraso, la compensación de fase ϕ_m se puede obtener (3.6) [77].

$$\phi_m = \frac{180^\circ - \theta_{dep}}{n} \quad (3.6)$$

Con $n = 1$, la trayectoria del ángulo de partida θ_{dep} gira aproximadamente ϕ_m de forma antihoraria si dicha compensación de fase es positiva o de forma horaria si es negativa. Luego, el parámetro α del compensador adelanto - atraso se obtiene con (3.7) [77].

$$\alpha = \frac{1 + \sin(\phi_m)}{1 - \sin(\phi_m)} \quad (3.7)$$

Las constantes T_1 y T_2 del compensador se obtienen con α y la frecuencia ω_i en rad/s [77]:

$$T_1 = \sqrt{\alpha}/\omega_i, \quad T_2 = T_1/\alpha \quad (3.8)$$

Finalmente, se traza el LGR del sistema compensado en lazo abierto y se determina la ganancia de K_d en función del amortiguamiento del modo compensado y la trayectoria estable de los otros modos.

Cabe mencionar que existen diversas formas de sintonización del PSS, con algoritmos genéticos, aprendizaje de máquina y métodos probabilísticos [37], [76]; sin embargo, en esta investigación se ha optado por el método determinístico descrito en [77] debido a su efectividad en la sintonización.

3.1.2. Algoritmo para el diseño del control adelanto - atraso

Con base en [77], se presenta el **Algoritmo 3** referida al control adelanto – atraso.

Algoritmo 3: Diseño del control adelanto - atraso (SISO)

Paso 0: Obtener la función de transferencia SISO con el modelo linealizado

$$G_{sistema}(s) \leftarrow \mathbf{A}, \mathbf{B}(:,i), [\mathbf{C}(q1,:), \mathbf{D}]$$

Paso 1: Obtener el ángulo de partida $\theta'_{dep} \leftarrow \text{LGR} [-G_{sistema}(s) \cdot G_{wh}(s)]$

Paso 2: Obtener el ángulo $\theta_{dep} \leftarrow \theta'_{dep}$ incorporando $G_{sh}(s)$

Paso 3: Establecer la compensación de fase $\phi_m \leftarrow \theta_{dep}, \omega_i$

Paso 4: Las constantes del compensador adelanto -atraso $T_1, T_2 \leftarrow \phi_m, \omega_i$

Paso 5: Obtener la ganancia $K_d \leftarrow \text{LGR} [-G_{sistema}(s) \cdot G_{wh}(s) \cdot G_{sh}(s) \cdot G_{ll}(s)]$.

Paso 6: Evaluar el sistema retroalimentado $G_{sistema}(s)$ y $[G_{wh}(s) \cdot G_{sh}(s) \cdot G_{ll}(s) \cdot K_d]$

3.2. Control Lineal Cuadrático Gaussiano

El control Lineal Cuadrático Gaussiano (LQG) es uno de los controles modernos más utilizados en WADC, éste requiere la representación del modelo lineal en espacio de estados \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} y \mathbf{D} para su diseño. El control LQG está compuesto por la ganancia de retroalimentación de estados \mathbf{K} del Regulador Lineal Cuadrático (LQR, del inglés para *Linear Quadratic Regulator*) y la ganancia de Kalman \mathbf{G} del Estimador Lineal Cuadrático (LQE, del inglés *Linear Quadratic Estimator*) con lo que se estima los estados $\hat{\mathbf{x}}$. En la Figura 3.2 se presenta la composición del control LQG [48], [51].

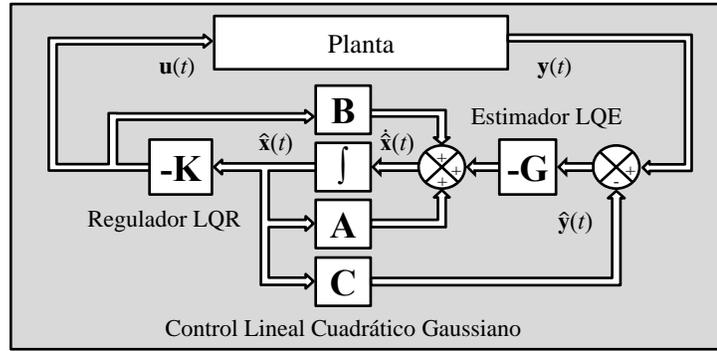


Figura 3.2 Esquema de control LQG.

3.2.1. Formulación del esquema de control LQG

El LQR consiste en una ganancia de retroalimentación de los estados $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{m \times n}$ que obtiene el comando óptimo \mathbf{u} que minimiza los estados \mathbf{x} [50], [51], del esquema se obtiene (3.9) y (3.10):

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K} \hat{\mathbf{x}} \quad (3.9)$$

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{BK}) \hat{\mathbf{x}} \quad (3.10)$$

Para encontrar la matriz de retroalimentación de estados \mathbf{K} del LQR, se debe resolver el problema de optimización del coste de la energía de la señal de control $J(\mathbf{u}, \tau)$ (3.11) [49]–[52], como el vector \mathbf{u} no está restringido y las matrices \mathbf{Q}_c y \mathbf{R}_c son positivas definidas simétricas, la minimización de J implica la minimización de los estados estimados del sistema de control $\hat{\mathbf{x}}(\infty) = 0$.

$$J(\mathbf{u}, \tau) = \lim_{\tau \rightarrow +\infty} \frac{1}{2} \int_0^{\tau} (\hat{\mathbf{x}}^T \mathbf{Q}_c \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{u}^T \mathbf{R}_c \mathbf{u}) dt \quad (3.11)$$

Las matrices de penalización de estado $\mathbf{Q}_c \in \mathbb{R}^{n \times n}$ y penalización del esfuerzo de control $\mathbf{R}_c \in \mathbb{R}^{m \times m}$ deben satisfacer la condición (3.12) y (3.13), respectivamente. Para la selección de \mathbf{Q}_c no se tiene un método específico [42]. Se puede usar la regla Bryson para penalizar todos los estados por igual [43], [48], usar una matriz identidad o incrementar el valor de algunos elementos mejorando su desempeño.

$$\mathbf{Q}_c^T = \mathbf{Q}_c \geq 0 \quad (3.12)$$

$$\mathbf{R}_c^T = \mathbf{R}_c \geq 0 \quad (3.13)$$

La matriz \mathbf{K} se obtiene con la ecuación (3.14) [51], [52].

$$\mathbf{K} = \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P}_c \quad (3.14)$$

donde $\mathbf{P}_c \in \mathbb{R}^{n \times n}$ se obtiene con la solución de la Ecuación Algebraica de Riccati o ARE (3.15) [52].

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P}_c + \mathbf{P}_c \mathbf{A} - \mathbf{P}_c \mathbf{B} \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P}_c + \mathbf{Q}_c = 0 \quad (3.15)$$

El LQE se implementa debido a que en la práctica no es posible la medición de todos los estados del sistema para aplicar el LQR. Por ello los estados son estimados con el LQE en (3.16) [52].

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{u} + \mathbf{G}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \quad (3.16)$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}} \quad (3.17)$$

La diferencia entre la salida medida y la salida estimada es multiplicada por la ganancia de Kalman $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{p \times n}$. Para determinar la matriz \mathbf{G} se define el error \mathbf{e} [52] con la ecuación (3.18).

$$\mathbf{e} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} \quad (3.18)$$

Se reduce las ecuaciones (3.16) y (3.17) para obtener el sistema (3.19) [52].

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{G}\mathbf{C}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) \quad (3.19)$$

Considerando el sistema en espacio de estados, se puede obtener la relación (3.20) [52].

$$\mathbf{B}\mathbf{u} = \dot{\mathbf{x}} - \mathbf{A}\mathbf{x} \quad (3.20)$$

Ahora, reemplazando (3.20) en la ecuación (3.19) y reduciendo en función del error \mathbf{e} :

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \dot{\mathbf{x}} - \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{G}\mathbf{C}(\mathbf{e}) \quad (3.21)$$

$$\dot{\mathbf{x}} - \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{G}\mathbf{C}(\mathbf{e}) \quad (3.22)$$

$$(\dot{\mathbf{x}} - \dot{\hat{\mathbf{x}}}) = \mathbf{A}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) - \mathbf{G}\mathbf{C}(\mathbf{e}) \quad (3.23)$$

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}(\mathbf{e}) - \mathbf{G}\mathbf{C}(\mathbf{e}) \quad (3.24)$$

$$\dot{\mathbf{e}} = (\mathbf{A} - \mathbf{G}\mathbf{C})\mathbf{e} \quad (3.25)$$

Se observa la similitud de las ecuaciones (3.10) y (3.25); el error \mathbf{e} tiende a ser cero para una ganancia de Kalman \mathbf{G} , basado en la teoría del filtro de Kalman [48], para obtener dicha ganancia se transforman las matrices del sistema original al sistema dual mediante (3.26) [52].

$$\mathbf{A} \rightarrow \mathbf{A}^T, \quad \mathbf{B} \rightarrow \mathbf{C}^T, \quad \mathbf{K} \rightarrow \mathbf{G}^T \quad (3.26)$$

Entonces el sistema dual estará dado por (3.27) [52].

$$\dot{\mathbf{o}} = (\mathbf{A}^T - \mathbf{C}^T\mathbf{G}^T)\mathbf{o} \quad (3.27)$$

Aplicando la metodología usada en el LQR [51], [52] y las matrices $\mathbf{Q}_0 \in \mathbb{R}^{n \times n}$ y $\mathbf{R}_0 \in \mathbb{R}^{p \times p}$ en el sistema dual, se obtiene la matriz \mathbf{G}^T con (3.28) entonces \mathbf{G} se obtiene con (3.29).

$$\mathbf{G}^T = \mathbf{R}_0^{-1}\mathbf{C}^T\mathbf{P}_0 \quad (3.28)$$

$$\mathbf{G} = \mathbf{P}_0^T\mathbf{C}\mathbf{R}_0^{-1} \quad (3.29)$$

donde la matriz \mathbf{P}_0 se obtiene con la solución de la Ecuación Algebraica de Riccati (3.30) [52].

$$\mathbf{P}_0\mathbf{A}^T + \mathbf{A}\mathbf{P}_0 - \mathbf{P}_0\mathbf{C}^T\mathbf{R}_0^{-1}\mathbf{C}\mathbf{P}_0 + \mathbf{Q}_0 = 0 \quad (3.30)$$

Una vez que las matrices \mathbf{K} y \mathbf{G} son determinadas, a continuación se forman las matrices en el espacio de estados del control LQG, con el uso de las expresiones (3.31) y (3.32).

$$\mathbf{A}_{LQG} = \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K} - \mathbf{G}^T\mathbf{C} \quad , \quad \mathbf{B}_{LQG} = -\mathbf{G}^T \quad (3.31)$$

$$\mathbf{C}_{LQG} = -\mathbf{K} \quad , \quad \mathbf{D}_{LQG} = \mathbf{0} \quad (3.32)$$

donde la matriz $\mathbf{A}_{LQG} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B}_{LQG} \in \mathbb{R}^{n \times p}$, $\mathbf{C}_{LQG} \in \mathbb{R}^{m \times n}$ y $\mathbf{D}_{LQG} \in \mathbb{R}^{m \times p}$.

3.2.2. Algoritmo para el diseño de control LQG

Con base en la metodología propuesta en [51] y la formulación antes mencionada, el diseño del control LQG se implementa mediante el **Algoritmo 4**, compuesta por las etapas de regulación (LQR) y estimación (LQE).

Algoritmo 4: Determinación de K y G del control LQG

- Paso 0:** Seleccionar las matrices positivas definidas \mathbf{Q}_c y \mathbf{R}_c
- Paso 1:** Obtener la solución de ARE (3.15) para obtener $\mathbf{P}_c \leftarrow \mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{Q}_c$ y \mathbf{R}_c
- Paso 2:** Calcular la matriz de retroalimentación de estado $\mathbf{K} \leftarrow \mathbf{R}_c, \mathbf{B}$ y \mathbf{P}_c
- Paso 3:** Seleccionar las matrices positivas definidas \mathbf{Q}_o y \mathbf{R}_o
- Paso 4:** Obtener la solución de ARE (3.30) para obtener $\mathbf{P}_o \leftarrow \mathbf{A}, \mathbf{C}, \mathbf{Q}_o$ y \mathbf{R}_o
- Paso 5:** Calcular la ganancia de Kalman $\mathbf{G} \leftarrow \mathbf{R}_o, \mathbf{C}$ y \mathbf{P}_o
- Paso 6:** Determinar si el control en lazo cerrado no genera un factor de amortiguamiento negativo de algunos modos, de lo contrario seleccionar matrices diferentes a las seleccionadas en el Paso 0.

En la práctica no se tiene un método específico para la selección de las matrices \mathbf{Q}_c y \mathbf{R}_c ; un método funcional es la regla Bryson, ésta se deduce por el desarrollo de la ecuación de minimización de $J(\mathbf{u}, \tau)$.

$$J(\mathbf{u}, \tau) = \lim_{\tau \rightarrow +\infty} \frac{1}{2} \int_0^{\tau} (\hat{x}_1^2 q_{c11} + \dots + \hat{x}_n^2 q_{cnn} + u_1^2 r_{c11} + \dots + u_m^2 r_{cmm}) dt \quad (3.33)$$

Entonces para que \mathbf{Q}_c minimice a todos los estados por igual esta es proporcional al cuadrado del estado controlado [43], [48]:

$$q_{c\ ii} = \frac{1}{\max(|x_i|^2)} \quad (3.34)$$

donde $i = 1, 2 \dots n$ y el valor máximo es 1; en esencia la regla de Bryson escala la penalización tomando en consideración el valor de cada estado; sin embargo, aunque se obtiene un resultado aceptable este se puede mejorar aún más incrementando $q_{c\ ii}$ de los dos estados relacionados al modo a controlar. Por otro lado, como el vector \mathbf{u} no tiene restricciones al reducir \mathbf{R}_c se reducirá el esfuerzo de control de $J(\mathbf{u}, \tau)$.

3.3. Control de Retroalimentación de Salida Óptima

Por último, se implementará la estrategia de control de retroalimentación de salida óptima de la Figura 3.3, el cual fue reportado en [55], [80]. Este control tiene la ventaja de evitar el proceso de estimación LQE que requiere el LQG. Para esto, el OOFC obtiene una matriz de control óptimo \mathbf{F} tomando en cuenta las matrices del sistema lineal \mathbf{A}, \mathbf{B} y \mathbf{C}, \mathbf{D} .

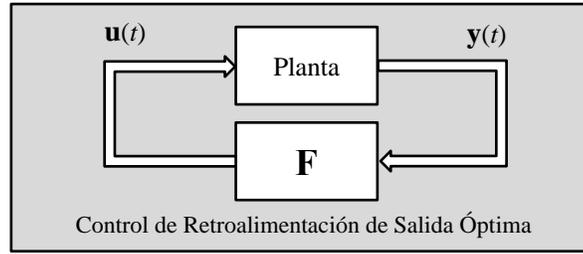


Figura 3.3 Esquema de control OOFC.

3.3.1. Formulación del esquema de control OOFC

El control OOFC se encuentra dado por las siguientes ecuaciones [48]:

$$\mathbf{u} = \mathbf{F} \mathbf{y} = \mathbf{F} \mathbf{C} \mathbf{x} \quad (3.35)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} + \mathbf{B} \mathbf{F} \mathbf{C}) \mathbf{x} \quad (3.36)$$

donde $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{m \times p}$ es la matriz de retroalimentación, m el número de entradas y p el número de salidas.

Entonces, al igual que la formulación del LQR, la minimización del esfuerzo de control se logra minimizando el costo funcional de $J(\mathbf{u}, \tau)$ [48], [81] (3.37).

$$J(\mathbf{u}, \tau) = \lim_{\tau \rightarrow +\infty} \int_0^\tau (\mathbf{x}^T \mathbf{Q}_F \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R}_F \mathbf{u}) dt + \mathbf{x}(\tau)^T S_f \mathbf{x}(\tau) \quad (3.37)$$

donde τ es el tiempo, $\mathbf{Q}_F \in \mathbb{R}^{n \times n}$ es la matriz de penalización de estados y $\mathbf{R}_F \in \mathbb{R}^{m \times m}$ es la matriz de penalización del esfuerzo de control que satisfacen las condiciones (3.38) y (3.39), respectivamente.

$$\mathbf{Q}_F \geq 0 \quad (3.38)$$

$$\mathbf{R}_F \geq 0 \quad (3.39)$$

Remplazando la ecuación (3.35) en (3.37) y considerando que el sistema es controlado $\mathbf{x}(\infty) = 0$ entonces el término $\mathbf{x}(\tau)^T S_f \mathbf{x}(\tau) = 0$ [55], [80], el costo funcional se redefine en (3.40).

$$J(\mathbf{F}, \tau) = \lim_{\tau \rightarrow +\infty} \int_0^\tau \mathbf{x}(t)^T (\mathbf{Q}_F + \mathbf{C}^T \mathbf{F}^T \mathbf{R}_F \mathbf{F} \mathbf{C}) \mathbf{x}(t) dt \quad (3.40)$$

La optimización consiste en minimizar el costo funcional dado por $\min_{\mathbf{F}^*} J(\mathbf{F}, \tau)$ desarrollada en [48], [80], esta solución define una matriz Λ constante simétrica, positiva semi-definida e independiente de los estados \mathbf{x} ; reformulando el problema se obtiene (3.41).

$$\mathbf{x}^T \Lambda \mathbf{x} = - \lim_{\tau \rightarrow +\infty} \int_0^\tau \mathbf{x}^T (\mathbf{Q}_F + \mathbf{C}^T \mathbf{F}^T \mathbf{R}_F \mathbf{F} \mathbf{C}) \mathbf{x} dt \quad (3.41)$$

El cual representado en su forma diferencial se tiene (3.42) .

$$\frac{d}{dt} (\mathbf{x}^T \Lambda \mathbf{x}) = \dot{\mathbf{x}}^T \Lambda \mathbf{x} + \mathbf{x}^T \Lambda \dot{\mathbf{x}} = -\mathbf{x}^T (\mathbf{Q}_F + \mathbf{C}^T \mathbf{F}^T \mathbf{R}_F \mathbf{F} \mathbf{C}) \mathbf{x} \quad (3.42)$$

Remplazando la igualdad $\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} + \mathbf{B} \mathbf{F} \mathbf{C}) \mathbf{x}$ en la ecuación (3.42) se obtiene (3.43).

$$\dot{\mathbf{x}}^T \Lambda \mathbf{x} + \mathbf{x}^T \Lambda \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{x}^T \left((\mathbf{A} + \mathbf{B} \mathbf{F} \mathbf{C})^T \Lambda + \Lambda (\mathbf{A} + \mathbf{B} \mathbf{F} \mathbf{C}) \right) \mathbf{x} \quad (3.43)$$

Uniando las ecuaciones (3.42) y (3.43) se obtiene la ecuación (3.44) [55], [80]:

$$\frac{d}{dt} (\mathbf{x}^T \Lambda \mathbf{x}) = -\mathbf{x}^T (\mathbf{Q}_F + \mathbf{C}^T \mathbf{F}^T \mathbf{R}_F \mathbf{F} \mathbf{C}) \mathbf{x} = \mathbf{x}^T \left((\mathbf{A} + \mathbf{B} \mathbf{F} \mathbf{C})^T \Lambda + \Lambda (\mathbf{A} + \mathbf{B} \mathbf{F} \mathbf{C}) \right) \mathbf{x} \quad (3.44)$$

Como se observa en (3.44) se obtiene una la ecuación de Lyapunov, esta será definida como la restricción \mathbf{g} (3.45) [55], [80].

$$\mathbf{g} = (\mathbf{A} + \mathbf{BFC})^T \boldsymbol{\Lambda} + \boldsymbol{\Lambda}(\mathbf{A} + \mathbf{BFC}) + \mathbf{Q}_F + \mathbf{C}^T \mathbf{F}^T \mathbf{R}_F \mathbf{FC} = 0 \quad (3.45)$$

donde al tener las matrices \mathbf{F} y \mathbf{Q}_F y las matrices del sistema lineal se puede solucionar la ecuación de Lyapunov y obtener la matriz solución $\boldsymbol{\Lambda}$ simétrica y semidefinida positiva.

Ahora, para obtener la matriz \mathbf{F} que minimiza la función \mathbf{J} (3.46) sujeto a la condición \mathbf{g} (3.45) se usa la identidad de la traza $\text{tr}(MN) = \text{tr}(NM)$ y se define la matriz $\mathbf{X} = \mathbf{x}\mathbf{x}^T \in \mathbb{R}^{n \times n}$ siendo n el número de estados [48], obteniendo la ecuación.

$$\text{tr}(\mathbf{J}) = \text{tr}(\mathbf{x}^T \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{x}) = \text{tr}(\boldsymbol{\Lambda} \mathbf{x} \mathbf{x}^T) = \text{tr}(\boldsymbol{\Lambda} \mathbf{X}) \quad (3.46)$$

Para resolver este problema [48] define la solución del Hamiltoniano definido por las variables independientes \mathbf{P} , $\boldsymbol{\Lambda}$ y \mathbf{F} ; donde $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ es una matriz simétrica $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T$ de multiplicadores de Lagrange sobre la condición \mathbf{g} (3.45).

$$\mathbf{H}(\mathbf{P}, \boldsymbol{\Lambda}, \mathbf{F}) = \text{tr}(\mathbf{J}) + \text{tr}(\mathbf{P}\mathbf{g}) = \text{tr}(\boldsymbol{\Lambda} \mathbf{X}) + \text{tr}(\mathbf{P}\mathbf{g}) \quad (3.47)$$

$$\mathbf{H} = \text{tr}\{(\mathbf{Q}_F + \mathbf{C}^T \mathbf{F}^T \mathbf{R}_F \mathbf{FC}) \mathbf{X}\} + \text{tr}\{\mathbf{P}((\mathbf{A} + \mathbf{BFC})^T \boldsymbol{\Lambda} + \boldsymbol{\Lambda}(\mathbf{A} + \mathbf{BFC}) + \mathbf{Q}_F + \mathbf{C}^T \mathbf{F}^T \mathbf{R}_F \mathbf{FC})\} \quad (3.48)$$

Para determinar la solución del problema de optimización se determinan las derivadas parciales de \mathbf{H} respecto a \mathbf{P} , $\boldsymbol{\Lambda}$ y \mathbf{F} y luego se igualan a cero, usando el teorema $\frac{d\text{tr}(NWM)}{dW} = N^T M^T$ indicada en [48].

Al simplificar la derivada $\frac{d\mathbf{H}}{d\mathbf{P}}$ se obtiene la ecuación de Lyapunov \mathbf{g} presentada anteriormente.

$$0 = \frac{d\mathbf{H}}{d\mathbf{P}} = \frac{d(\text{tr}(\boldsymbol{\Lambda} \mathbf{X}))}{d\mathbf{P}} + \frac{d(\text{tr}(\mathbf{P}\mathbf{g}))}{d\mathbf{P}} = \frac{d(\text{tr}(\mathbf{P}\mathbf{g}))}{d\mathbf{P}} = \mathbf{g} \quad (3.49)$$

$$0 = (\mathbf{A} + \mathbf{BFC})^T \boldsymbol{\Lambda} + \boldsymbol{\Lambda}(\mathbf{A} + \mathbf{BFC}) + \mathbf{Q}_F + \mathbf{C}^T \mathbf{F}^T \mathbf{R}_F \mathbf{FC} \quad (3.50)$$

Al simplificar la derivada $\frac{d\mathbf{H}}{d\boldsymbol{\Lambda}}$ se obtiene una nueva ecuación de Lyapunov adicional [55], [80].

$$0 = \frac{d\mathbf{H}}{d\boldsymbol{\Lambda}} = \frac{d(\text{tr}(\boldsymbol{\Lambda} \mathbf{X}))}{d\boldsymbol{\Lambda}} + \frac{d(\text{tr}(\mathbf{P}\mathbf{g}))}{d\boldsymbol{\Lambda}} = \frac{d(\text{tr}(\boldsymbol{\Lambda} \mathbf{X}))}{d\boldsymbol{\Lambda}} + \frac{d(\text{tr}(\mathbf{P}\mathbf{g}))}{d\boldsymbol{\Lambda}} = \mathbf{X}^T + \frac{d(\text{tr}(\mathbf{P}\mathbf{g}))}{d\boldsymbol{\Lambda}} \quad (3.51)$$

$$0 = \mathbf{X}^T + \frac{d(\text{tr}(\mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{BFC})^T \boldsymbol{\Lambda} + \boldsymbol{\Lambda}(\mathbf{A} + \mathbf{BFC}) + \mathbf{Q}_F + \mathbf{C}^T \mathbf{F}^T \mathbf{R}_F \mathbf{FC}))}{d\boldsymbol{\Lambda}} = \mathbf{X}^T + \frac{d(\text{tr}(\mathbf{P}((\mathbf{A} + \mathbf{BFC})^T \boldsymbol{\Lambda} + \boldsymbol{\Lambda}(\mathbf{A} + \mathbf{BFC}))))}{d\boldsymbol{\Lambda}} \quad (3.52)$$

$$0 = \mathbf{X}^T + \frac{d(\text{tr}(\mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{BFC})^T \boldsymbol{\Lambda}))}{d\boldsymbol{\Lambda}} + \frac{d(\text{tr}(\mathbf{P}\boldsymbol{\Lambda}(\mathbf{A} + \mathbf{BFC})))}{d\boldsymbol{\Lambda}} \quad (3.53)$$

$$0 = \mathbf{X}^T + (\mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{BFC})^T)^T + \mathbf{P}^T (\mathbf{A} + \mathbf{BFC})^T = \mathbf{X}^T + (\mathbf{A} + \mathbf{BFC}) \mathbf{P}^T + \mathbf{P}^T (\mathbf{A} + \mathbf{BFC})^T \quad (3.54)$$

$$0 = (\mathbf{A} + \mathbf{BFC}) \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{BFC})^T + \mathbf{X}^T \quad (3.55)$$

Finalmente, para la derivada $\frac{d\mathbf{H}}{d\mathbf{F}}$ se utiliza la igualdad descrita en [82], [83] del cual se despeja \mathbf{F} .

$$0 = \frac{d\mathbf{H}}{d\mathbf{F}} = 2(\mathbf{R}_F \mathbf{FC} + \mathbf{B}^T \boldsymbol{\Lambda}) \mathbf{P} \mathbf{C}^T \quad (3.56)$$

$$0 = \mathbf{R}_F \mathbf{FC} \mathbf{P} \mathbf{C}^T + \mathbf{B}^T \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{P} \mathbf{C}^T \quad (3.57)$$

$$\mathbf{F} = -\mathbf{R}_F^{-1} \mathbf{B}^T \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{P} \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{P} \mathbf{C}^T)^{-1} \quad (3.58)$$

Con el proceso de optimización definido por las ecuaciones (3.50), (3.55) y (3.58) se obtiene la matriz \mathbf{F} , luego se forma el sistema del control OOFc en espacio de estado, dado por (3.59) y (3.60)

$$\mathbf{A}_{\text{OOFc}} = \mathbf{0} \quad , \quad \mathbf{B}_{\text{OOFc}} = \mathbf{0} \quad (3.59)$$

$$\mathbf{C}_{\text{OOFc}} = \mathbf{0} \quad , \quad \mathbf{D}_{\text{OOFc}} = -\mathbf{F} \quad (3.60)$$

donde la matriz $\mathbf{A}_{\text{OOFc}} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B}_{\text{OOFc}} \in \mathbb{R}^{n \times p}$, $\mathbf{C}_{\text{OOFc}} \in \mathbb{R}^{m \times n}$ y $\mathbf{D}_{\text{OOFc}} \in \mathbb{R}^{m \times p}$.

3.3.2. Algoritmo para el diseño de control OOFc

Con base en la metodología seguida en [80] y la descripción del control de retroalimentación de salida óptima, se presenta el **Algoritmo 5** para la obtención de la matriz \mathbf{F} .

Algoritmo 5: Determinación de \mathbf{F} del OOFc

Paso 0: Seleccionar una ganancia de retroalimentación inicial $\mathbf{F}_h = \mathbf{F}_0 \in \mathcal{S}$, definiendo como iteración inicial $h = 0$, y escoger un parámetro positivo pequeño δ .

Paso 1: Con $\mathbf{F} = \mathbf{F}_h$, solucionar la ecuación de Lyapunov para obtener $\mathbf{P} \rightarrow \mathbf{P}_h$

Paso 2: Con $\mathbf{F} = \mathbf{F}_h$, solucionar la ecuación de Lyapunov para obtener $\mathbf{\Lambda} \rightarrow \mathbf{\Lambda}_h$

Paso 3: Con $\mathbf{\Lambda} = \mathbf{\Lambda}_h$, $\mathbf{P} = \mathbf{P}_h$, solucionar la ecuación (3.58) y obtener la ganancia de retroalimentación óptimo $\mathbf{F} = \hat{\mathbf{F}}_h$

Paso 4: Calcular la diferencia $\Delta\mathbf{F}_h = \hat{\mathbf{F}}_h - \mathbf{F}_h$

Paso 5: Calcular la diferencia $\|\Delta\mathbf{F}_h\|_F$, donde $\|\cdot\|_F$ es la norma de Frobenius.

Si $\|\Delta\mathbf{F}_h\|_F \leq \delta$, detener el algoritmo; en caso contrario, escoger otro valor de α_h , en el intervalo $0 < \alpha_h \leq 1$.

$$\mathbf{F}_{h+1} = \mathbf{F}_h - \alpha_h \Delta\mathbf{F}_h$$

Establecer, $h = h + 1$, e ir al **Paso 1**.

Al igual que en el LQR, el valor de los elementos de la matriz de penalización de estados \mathbf{Q}_F se puede determinar con la regla Bryson; asimismo, al reducir \mathbf{R}_F se reducirá el esfuerzo de control de $J(\mathbf{u}, \tau)$.

La matriz de retroalimentación \mathbf{F} para iniciar las iteraciones debe pertenecer al conjunto \mathcal{S} , donde $\mathcal{S} \triangleq \{\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{m \times p} : \text{Re}\{\lambda(\mathbf{A} + \mathbf{BFC})\} < 0\}$; además, \mathbf{X} se selecciona como una matriz identidad $\in \mathbb{R}^{n \times n}$; por otra parte, para dar una mayor velocidad de convergencia de la matriz \mathbf{F} se escoge un valor α_h , en el intervalo $0 < \alpha_h \leq 1$ que multiplica el error de \mathbf{F} nuevo y el \mathbf{F} anterior.

4. Propuesta

En el control de oscilaciones de área amplia (WADC) suele emplear las entradas de control de los generadores existentes $\mathbf{u}_{\text{GEN}}(t)$, complementando el control local provista por los PSSs [79]; además, debido la considerable importancia de las instalaciones FACTS y la efectividad de estos elementos en el control de sistemas de potencia [38], estos han sido ampliamente analizados en la literatura para realizar control de oscilaciones inter-área. Al respecto, para elementos de transferencia de potencia reactiva como del SVC $\mathbf{u}_{\text{SVC}}(t)$ [36] y el STATCOM $\mathbf{u}_{\text{STATCOM}}(t)$ [37] se usa como entrada el voltaje de referencia. Para instalaciones de transferencia de potencia en corriente directa como el convertidor $\mathbf{u}_{\text{B2B}}(t)$ [84] y $\mathbf{u}_{\text{LCC}}(t)$ [39], [85] se usa como entrada de la potencia activa de referencia. En los sistemas de almacenamiento de energía como $\mathbf{u}_{\text{BESS}}(t)$ [80] (BESS, del inglés *Battery Energy Storage System*) y la generación eólicas $\mathbf{u}_{\text{WTG}}(t)$ [19], [56] se emplean como entradas la potencia de referencia y/o el voltaje de referencia. Esquemáticamente en la Figura 4.1 se muestran distintos actuadores descritos anteriormente para el control de oscilaciones en el sistema de potencia.

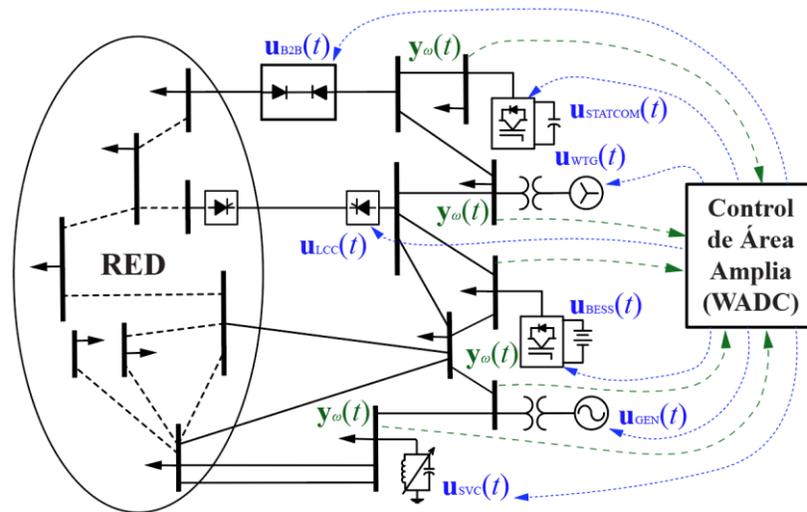


Figura 4.1 Elementos usados como actuadores en el control de oscilaciones.

Los distintos modelos dinámicos de cada componente y las diversas condiciones de operación producen generalmente dificultades y errores en la obtención de los parámetros del modelo lineal del sistema; la identificación del modelo con mediciones presenta una opción para el diseño del control de oscilaciones del sistema de potencia a gran escala; por ello la presente investigación propone adoptar las estrategias de control óptimo LQG y OOF, diseñados a partir de la identificación del modelo lineal con la Interpolación de Matrices Loewner (LIM) debido a las ventajas en precisión y procesamiento descritas en [31], [32]; en las siguientes secciones se describe la aplicación de los conceptos de identificación y control aplicados a los sistemas eléctricos de potencia.

4.1. Control local de oscilaciones en sistemas de potencia

Para diferenciar el control de oscilaciones de área amplia con el control de mediciones locales en la Figura 4.2 se presenta el PSS simple [77], este control local se encuentra implementado en muchos sistemas de potencia, esta estructura de control fue detallada en la Sección 3.1.

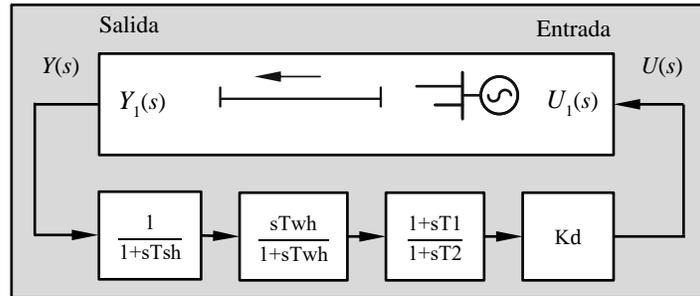


Figura 4.2 Esquema de control del estabilizador local PSS.

4.2. Control de oscilaciones en sistemas de potencia con LQG

A diferencia del control local, el control de área amplia utiliza las mediciones de múltiples salidas para ejercer el control en múltiples entradas del sistema (MIMO), entre estas arquitecturas se tiene el control LQG el cual se diseña con las matrices en espacio de estados **A**, **B**, **C** y **D** que se obtienen con la linealización o identificación del sistema, el control LQG está compuesto por un LQE y un LQR; el LQE realiza una estimación de los estados con la matriz **G** y LQR realiza el control multiplicando estos estados estimados con la matriz de retroalimentación de estados **K**, la obtención de las matrices **G** y **K** se describe en la Sección 3.2, el esquema de control de área amplia (WADC) se muestra en la Figura 4.3.

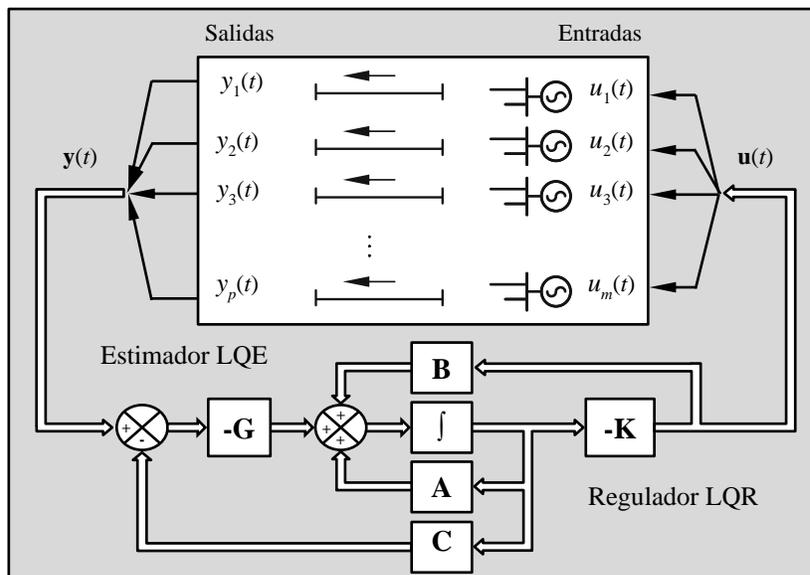


Figura 4.3 Esquema de control de área amplia (WADC-LQG).

donde $\mathbf{u}(t) = [u_1(t), u_2(t), u_3(t) \dots u_m(t)]$ son las m entradas del sistema de potencia, estas se encuentran relacionadas a las magnitudes de referencia establecidas en las ecuaciones diferenciales de cada equipo modelado; $\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), y_3(t) \dots y_p(t)]$ son las salidas del sistema de potencia, estas se encuentran relacionadas a las variables de la red contenidas en las ecuaciones algebraicas. Para el diseño del control LQG, se requiere solucionar dos ecuaciones algebraicas de Riccati (ARE), la primera ARE se resuelve para obtener \mathbf{P}_c y con esta obtener la matriz \mathbf{K} del LQR y la segunda ARE se resuelve para determinar \mathbf{P}_o y con esta obtener la matriz \mathbf{G} del estimador LQE. Se puede utilizar las funciones “*are*” o “*care*” para obtener la solución de estas ecuaciones con el software Matlab. Con \mathbf{K} y \mathbf{G} se forma el sistema del control LQG en espacio de estados usando la función “*ss*” con las matrices \mathbf{A}_{LQG} , \mathbf{B}_{LQG} , \mathbf{C}_{LQG} y \mathbf{D}_{LQG} , de las ecuaciones (3.31) y (3.32).

4.3. Control de oscilaciones en sistemas de potencia con OOFC

La estrategia de control OOFC consiste en multiplicar las salidas del sistema con una matriz \mathbf{F} y retroalimentar las entradas con esta señal, en la Sección 3.3 se detalla el proceso de diseño del control para múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO). Como se vio en dicha sección, el control OOFC se basa en el modelo lineal del sistema \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} y \mathbf{D} para obtener la matriz de retroalimentación \mathbf{F} . En la Figura 4.4 se muestra el esquema WADC.

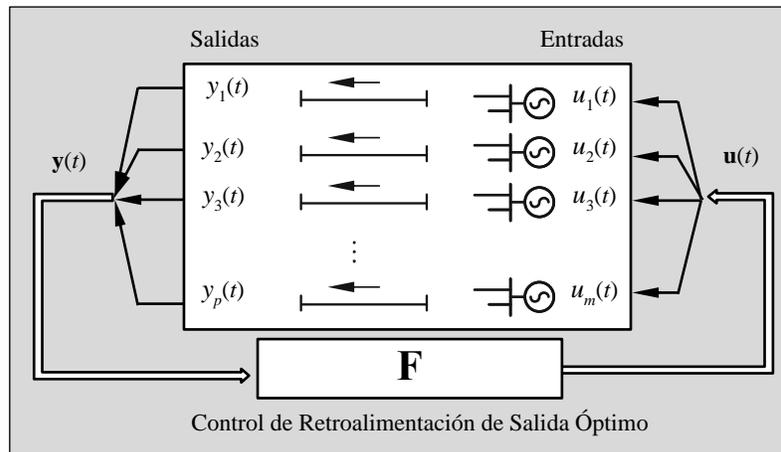


Figura 4.4 Esquema de control de área amplia (WADC-OOFC).

donde $\mathbf{u}(t)$ son las entradas e $\mathbf{y}(t)$ son las salidas del sistema de potencia; para el diseño del OOFC se realizan numerosas iteraciones evaluando la convergencia de la matriz de retroalimentación de salida óptima \mathbf{F} ; en cada iteración se soluciona dos ecuaciones de Lyapunov, se puede utilizar las funciones “*lyap*” de Matlab, para obtener las matrices auxiliares \mathbf{P} y $\mathbf{\Lambda}$, y con estas determinar un nuevo \mathbf{F} hasta que alcance su convergencia. Finalmente se forma el sistema del control OOFC en espacio de estados usando la función “*ss*” con las matrices \mathbf{A}_{OOFC} , \mathbf{B}_{OOFC} , \mathbf{C}_{OOFC} y \mathbf{D}_{OOFC} , dado por (3.59) y (3.60).

4.4. Proceso para implementar el WADC con PST

4.4.1. Modulación del modelo no lineal para la identificación

Para identificar el modelo del sistema de potencia se modulan las entradas, utilizando la señal de frecuencia modulada pulsada de manera exponencial de (2.77) para ERA y un conjunto de señales sinusoidales de (2.52) para LIM, esquemáticamente en la Figura 4.5 se muestra la implementación de la modulaciones realizadas para un generador síncrono en PST [65].

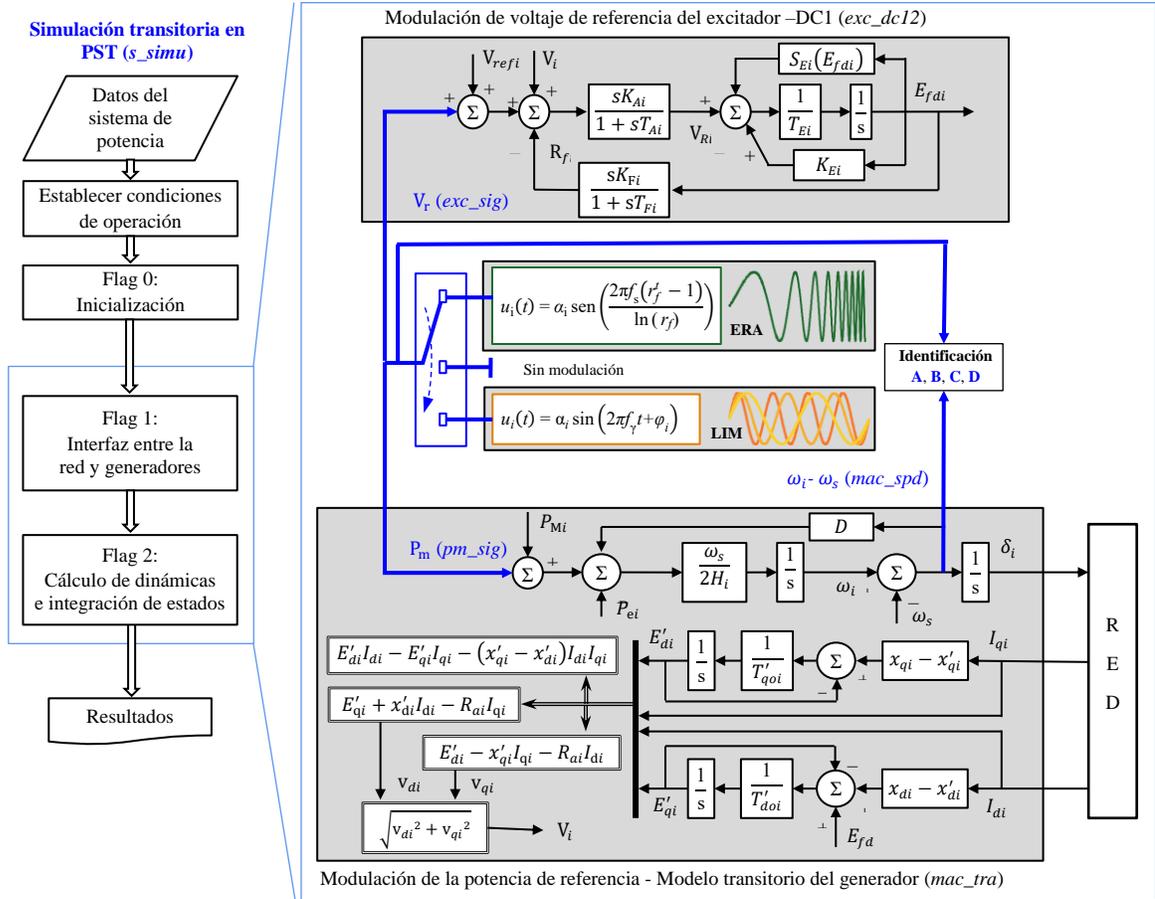


Figura 4.5 Modulación en el sistema no lineal para la identificación usando PST.

El esquema presentado es un diagrama de bloques para un i -ésimo generador síncrono representado con el modelo transitorio de cuarto orden (estados δ , ω , E'_d y E'_q) y un excitador DC Tipo 1 modelado con tres estados (E'_{fd} , R_F y V_R). Para el generador síncrono descrito las ecuaciones diferenciales son:

$$T'_{doi} \frac{dE'_{qi}}{dt} = -E'_{qi} - (x_{di} - x'_{di})I_{di} + E_{fdi} \quad (4.1)$$

$$T'_{qoi} \frac{dE'_{di}}{dt} = -E'_{di} + (x_{qi} - x'_{qi})I_{qi} \quad (4.2)$$

$$\frac{d\delta_i}{dt} = \omega_i - \omega_s \quad (4.3)$$

$$\frac{2H_i}{\omega_s} \frac{d\omega_i}{dt} = P_{Mi} - \underbrace{-E'_{di}I_{di} - E'_{qi}I_{qi} - (x_{qi} - x'_{di})I_{di}I_{qi}}_{P_{ei}} - D_i(\omega_i - \omega_s) + P_m \quad (4.4)$$

donde la entrada de potencia en el generador (\mathbf{P}_m) es modulada en PST con la variable “ pm_sig ”. De igual forma para el excitador DC Tipo 1 las ecuaciones son:

$$T_{Ei} \frac{dE_{fdi}}{dt} = -\left(K_{Ei} + S_{Ei}(E_{fdi})\right) E_{fdi} + V_{Ri} \quad (4.5)$$

$$T_{Fi} \frac{dR_{fi}}{dt} = -R_{fi} + \frac{K_{Fi}}{T_{Fi}} E_{fdi} \quad (4.6)$$

$$T_{Ai} \frac{dV_{Ri}}{dt} = -V_{Ri} + K_{Ai} R_{fi} - \frac{K_{Ai} K_{Fi}}{T_{Fi}} E_{fdi} + K_{Ai} (V_{refi} - V_i + \mathbf{V}_r) \quad (4.7)$$

donde la entrada voltaje de referencia del excitador (\mathbf{V}_r) es modulada en PST con la variable “ exc_sig ”.

En el modelo presentado se modulan las entradas \mathbf{V}_r y \mathbf{P}_m , con estas modulaciones se ejecutan las simulaciones transitorias en un sistema sin fallas y se guardan las mediciones de las salidas de sistema, principalmente, la salida de la velocidad angular de cada máquina (ω) y las entradas moduladas.

Con las mediciones de las entradas y salidas se realiza la identificación del modelo lineal con los métodos de ERA presentado en el Algoritmo 1 y LIM en el Algoritmo 2.

4.4.2. Implementación del control en el modelo lineal

Para diseñar los controles lineales MIMO, LQG presentado en el Algoritmo 1 y OOFc presentado en el Algoritmo 2, primeros se debe obtener modelo lineal identificado del sistema de potencia. El diseño del control se realiza evaluando el incremento del factor de amortiguamiento de los modos oscilatorios del sistema con el control en lazo cerrado, en la Figura 4.6 se muestra la implementación de los controles óptimos LQG y OOFc en el modelo lineal.

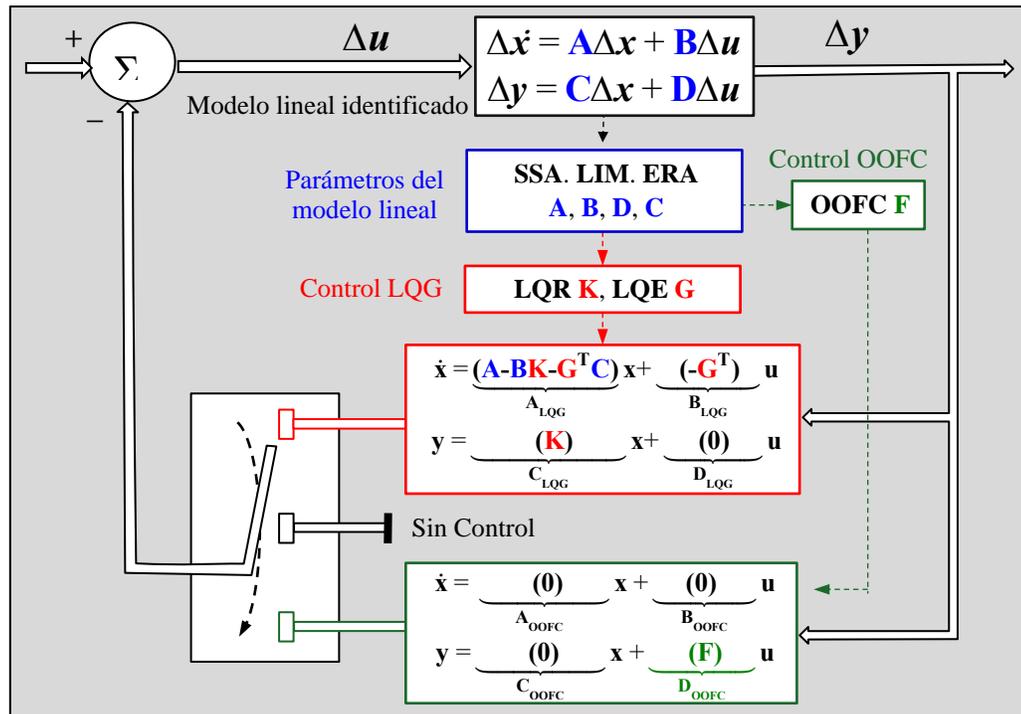


Figura 4.6 Implementación del control en el sistema lineal.

Dentro del esquema de la simulación transitoria en PST se ha incorporado el sistema de control utilizando las velocidades angulares del rotor de los generadores ω como variable a controlar, estas salidas se encuentran en la variable “*mac_spd*” del software PST; el control busca reducir el error de las velocidades ω comparando con una referencia de 1.0 en por unidad (p.u.), mantener las velocidades constante en 1.0 p.u. produce un equilibrio entre el torque mecánico y el torque electromagnético incrementando así la estabilidad del sistema de potencia [1]. Las variables de entrada usadas en el control son la potencia de referencia del generador P_m que se encuentra en la función de modulación “*pm_sig*” y el voltaje de referencia V_r del excitador DC Tipo 1 que se encuentra en la función de modulación “*exc_sig*”, los cuales se pueden modificar de forma vectorial.

Cabe indicar que los sistemas de control LQG y OOFc diseñados se encuentran en tiempo continuo, estos se deben transformar a tiempo discreto para ser incorporados en el simulador del sistema de potencia, para ello se utiliza la función “*d2c*” de Matlab que discretiza el modelo dinámico del control con el mismo tiempo de muestreo usado en las simulaciones de PST.

4.5. Ejemplos de diseño del sistema de control

Para aplicar de forma conceptual los métodos de control de oscilaciones inter-área en sistemas de potencia de la propuesta; a continuación, se diseña el control con el modelo linealizado del sistema de potencia. Para ello se utiliza un sistema de dos máquinas representadas por el modelo clásico (δ y ω) con una gran transferencia de potencia entre las líneas de transmisión entre los buses 1 y 3 que genera una diferencia angular entre estas barras de -48.4° , esta es una condición de estrés en la relación potencia ángulo, en la Figura 4.8 se presenta este sistema y sus parámetros se presentan en el Anexo A.1.

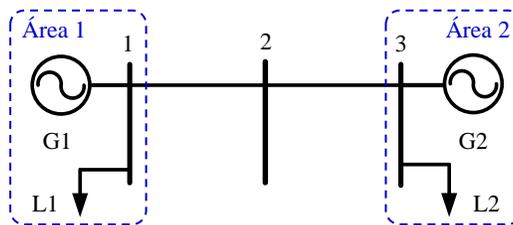


Figura 4.8 Sistema de 2 áreas con 2 generadores, 3 buses y 2 cargas.

La gran transferencia de potencia entre ambas áreas puede producir problemas de estabilidad de pequeña señal, para determinar esto se realiza la linealización del sistema con los fundamentos presentados en la Sección 2.1 [77], obteniendo la matriz de estado \mathbf{A} mediante la ecuación (4.8).

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2\pi f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2\pi f \\ \frac{-E_1 E_2 Y_{12} \sin(\phi_{12} - \delta_1 - \delta_2)}{2 H_1} & \frac{E_1 E_2 Y_{12} \sin(\phi_{12} - \delta_1 - \delta_2)}{2 H_1} & \frac{D_1}{2 H_1} & 0 \\ \frac{E_2 E_1 Y_{21} \sin(\phi_{21} - \delta_1 - \delta_2)}{2 H_2} & \frac{-E_2 E_1 Y_{21} \sin(\phi_{21} - \delta_1 - \delta_2)}{2 H_2} & 0 & \frac{D_2}{2 H_2} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Para el esquema mostrado se tiene $E_1 = 1.111$, $\delta_1 = 12.1$, $E_2 = 1.115$, $\delta_2 = -36.3$, $H_1 = 36$, $H_2 = 45$, $f = 60$
 $Y_{11} = 7.59$, $Y_{12} = Y_{21} = 0.88$, $Y_{12} = 8.83$, $\phi_{11} = -30.5$, $\phi_{12} = \phi_{21} = 71.30$, $\phi_{22} = -29.6$, $D_1 = D_2 = 0$.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 377.0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 377.0 \\ -5.846e^{-3} & 5.846e^{-3} & 0 & 0 \\ 10.471e^{-3} & -10.471e^{-3} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Los valores propios de la matriz del sistema \mathbf{A} se indican en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1 Modo inter-área en el sistema de dos áreas y dos generadores.

Modo	Valor propio $\lambda (\sigma \pm j\omega)$	Frecuencia f (Hz)	Amortiguamiento σ (1/s)	Factor de amortiguado ζ (%)
1	$-0.000 + 2.4802i$	0.395	-0.000	0.00
2	$-0.000 - 2.4802i$	0.395	-0.000	0.00
3	$0.000 + 0.000i$	-	-	-
4	$0.000 + 0.000i$	-	-	-

Como se observa el sistema tiene solo un modo oscilatorio no amortiguado de frecuencia 0.395 Hz. Para controlar el amortiguamiento de este modo inter-área y aplicar los métodos de control descritos en el capítulo 3 se utilizan dos tipos de actuadores, el primero un compensador estático de VARs (SVC por sus siglas en inglés *Static VAR Compensator*) y el segundo el generador eólico - Tipo 3 (WTG por sus siglas en inglés *Wind Turbine Generator*), estos dos actuadores se conectan al bus central del sistema.

4.5.1. Control de oscilaciones inter-área utilizando SVC como actuador

La incorporación del SVC como actuador para controlar las oscilaciones en el sistema de dos áreas de la Figura 4.9 se encuentra ampliamente difundida en [36], [41], [72], al sistema presentado anteriormente se incorporó el SVC, cuyos parámetros se reportan en el Anexo A.2.

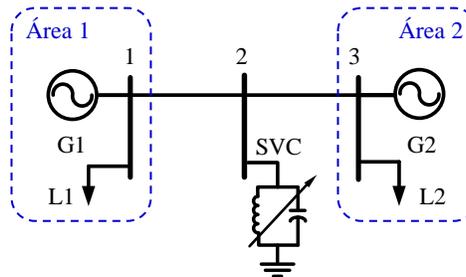


Figura 4.9 Sistema de 2 áreas, 2 generadores con SVC para el control.

El SVC incorporado incrementa dos estados al sistema dinámico, el diagrama de bloques de este equipo se presenta en la Figura 4.10, este modelo fue desarrollado en [36], la acción de control B_{control} se incorpora sobre la entrada de la susceptancia definida como B_{SVC} .

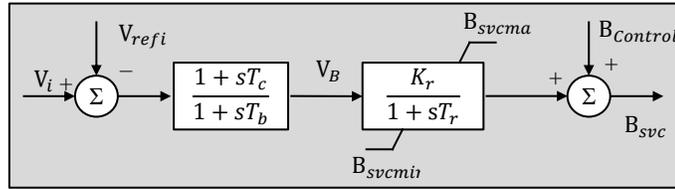


Figura 4.10 Modelo dinámico del SVC del software PST.

Se realiza un análisis de pequeña señal para obtener los parámetros del modelo lineal del sistema de potencia con la incorporación del SVC; esto se realiza usando la función “*svm_mgen*” del software “*Power System Toolbox (PST)*” [65], este resultado se presenta en la ecuación (4.10).

$$\mathbf{A}_{sistema} = \begin{bmatrix} 0.0 & 377.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 8.83e^{-9} & -6.25e^{-2} & 6.75e^{-3} & 0.0 & -7.89e^{-4} & 0.0 \\ 0.0 & -377.0 & 0.0 & 377.0 & 0.0 & 0.0 \\ 7.07e^{-9} & 0.0 & -5.4e^{-3} & -5.0e^{-2} & -6.31e^{-4} & 0.0 \\ 1.67e^{-3} & -2.30e^{-9} & -2.55e^{-3} & -2.3e^{-9} & -189.1 & 666.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -5.0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{svc} = \begin{bmatrix} 0.0 \\ 0.0 \\ 0.0 \\ 0.0 \\ 666 \\ 0.0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{\omega 12} = \begin{bmatrix} 0.0 & 0.0 \\ 1.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 1.0 \end{bmatrix}^T \quad (4.10)$$

donde $\mathbf{A}_{sistema}$ es la matriz de estado, \mathbf{B}_{svc} es la matriz de entrada referido a la susceptancia del SVC y $\mathbf{C}_{\omega 12}$ es la matriz de salida referido a las velocidades de los generadores G1 y G2.

La incorporación del SVC modifica la matriz del sistema, el nuevo modo inter-área es $\lambda = -0.0285 \pm 2.1394i$; la frecuencia de oscilación del modo es 0.3405 Hz, se observa que este modo mantiene la característica de ser un modo electromecánico muy cercano al sistema original; en base a este modelo se diseñan los tres controles presentados en el capítulo 3.

Control adelanto-atraso: Como se indicó en el **Algoritmo 3**, usando las matrices en espacio de estado de (4.10) se obtiene la función de transferencia del sistema $G_{\omega 1-2}$ (4.11).

$$G_{\omega 1-2}(s) = \frac{-0.1051s^3 - 2.287e-06s^2 + 1.194e-11s}{s^5 + 189.2s^4 + 25.86s^3 + 866.6s^2 + 48.1s - 0.0005478} \quad (4.11)$$

Estableciendo la constante $T_{wh} = 5$, se traza el LGR de la función de transferencia $-G_{\omega 1-2}(s)G_{wh}(s)$, este se muestra en la Figura 4.11(b), obteniendo un ángulo de partida $\theta'_{dep} = 23.6^\circ$.

Luego, estableciendo la constante $T_{sh} = 0.01$, se obtiene un nuevo desplazamiento en el ángulo de partida a $\theta_{dep} = -11.5^\circ$; siguiendo con el Paso 4 del **Algoritmo 3** se determinan las constantes $T_1 = 0.57$ y $T_2 = 0.38$. Finalmente, se realiza el trazo del LGR en lazo abierto este se muestra en la Figura 4.11(c) para determinar la ganancia $K_d = 350$ que produce un factor de amortiguamiento $\zeta = 6.8\%$; siendo la función de transferencia del control la ecuación dada por (4.12):

$$G_{control}(s) = \frac{1001s^2 + 1750s}{0.1909s^3 + 2.447s^2 + 5.482s + 1} \quad (4.12)$$

Al cerrar el lazo de control y trazar el LGR presentado en la Figura 4.11(d), se observa que el polo controlado se dirige hacia el semiplano estable.

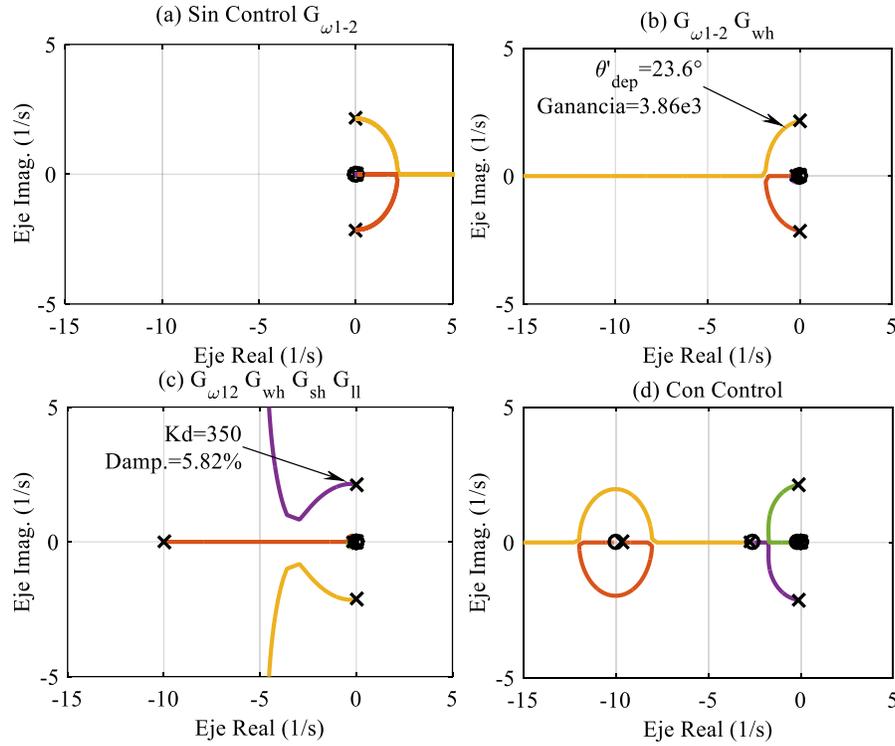


Figura 4.11 LGR del sistema de 2 áreas con SVC. (a) $G_{\omega 1-2}$, (b) $-G_{\omega 1-2}G_{wh}$, (c) lazo abierto $-G_{\omega 1-2}G_{wh}G_{sh}G_{ll}$ y (d) lazo cerrado del $G_{control}$ con el sistema $G_{\omega 1-2}$.

Para los dos controles de área amplia MIMO: LQG y OOFc, se necesita reducir la complejidad del sistema a controlar, para ello se redujo el orden del sistema de 6 a 3 estados (4.13) manteniendo el modo de 0.3405 Hz que se desea controlar, evitando también los modos no oscilatorios:

$$A_{sistema} = \begin{bmatrix} -2.84e^{-2} & -3.019 & -0.182 \\ 1.516 & -2.84e^{-2} & 4.69e^{-2} \\ 0.0 & 0.0 & -5.55e^{-2} \end{bmatrix}, B_{SVC} = \begin{bmatrix} -6.73e^{-2} \\ -2.18e^{-3} \\ -4.41e^{-2} \end{bmatrix}, C_{\omega 12} = \begin{bmatrix} 4.44e^{-3} & -3.59e^{-3} \\ 4.37e^{-4} & -3.79e^{-4} \\ 5.61e^{-2} & 5.58e^{-2} \end{bmatrix}^T \quad (4.13)$$

Control LQG: con las matrices del sistema reducido en espacio de estados (4.13) y la selección de las matrices de penalización $Q_c = Q_o$ con (4.14) y las matrices $R_c=1$ y $R_o=1$, se sigue el **Algoritmo 4** para obtener la matriz de retroalimentación de estado K (4.15) y la ganancia de Kalman G (4.16) del LQG.

$$Q_c = Q_o = \begin{bmatrix} 5.0e^3 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 5.0e^3 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 500 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$K = [-69.51 \quad -69.56 \quad -25.92] \quad (4.15)$$

$$G = \begin{bmatrix} 83.92 & -4.64 & 15.06 \\ -74.87 & -1.24 & 15.58 \end{bmatrix}^T \quad (4.16)$$

Control OOFc: por último con las matrices del sistema en espacio de estados (4.13), $Q_F=I$, $X=I$, $R_F=1$ y $F=[-0.0285 \quad -0.0285]$; se obtiene las iteraciones de la matriz F (4.17) con el **Algoritmo 5**.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{F}_0 &= [-0.028 \quad -0.028] & \|\Delta\mathbf{F}_0\|_F &= - \\
 \mathbf{F}_1 &= [87.084 \quad -81.745] & \|\Delta\mathbf{F}_1\|_F &= 159.3 \\
 \mathbf{F}_2 &= [84.537 \quad -78.517] & \|\Delta\mathbf{F}_2\|_F &= 5.481 \\
 \mathbf{F}_3 &= [83.869 \quad -77.691] & \|\Delta\mathbf{F}_3\|_F &= 1.417 \\
 \mathbf{F}_4 &= [83.701 \quad -77.483] & \|\Delta\mathbf{F}_4\|_F &= 0.357 \\
 \mathbf{F}_5 &= [83.659 \quad -77.431] & \|\Delta\mathbf{F}_5\|_F &= 0.089 \\
 \mathbf{F}_6 &= [83.648 \quad -77.418] & \|\Delta\mathbf{F}_6\|_F &= 0.022 \\
 \mathbf{F}_7 &= [83.645 \quad -77.416] & \|\Delta\mathbf{F}_7\|_F &= 0.006 \\
 \mathbf{F}_8 &= [83.645 \quad -77.414] & \|\Delta\mathbf{F}_8\|_F &= 0.001
 \end{aligned}
 \tag{4.17}$$

Como se puede observar la matriz \mathbf{F} converge en la octava iteración, considerando que se redujo el orden del sistema es necesario modificar la ganancia \mathbf{F} , en este caso se usa un factor de 20 para incrementar su desempeño, obteniendo (4.18):

$$\mathbf{F} = [1672.89 \quad -1548.27]
 \tag{4.18}$$

Para realizar el análisis del comportamiento del sistema sin control y con el control en lazo cerrado, en la Figura 4.12 y Tabla 4.2 se muestra la comparación de los valores propios.

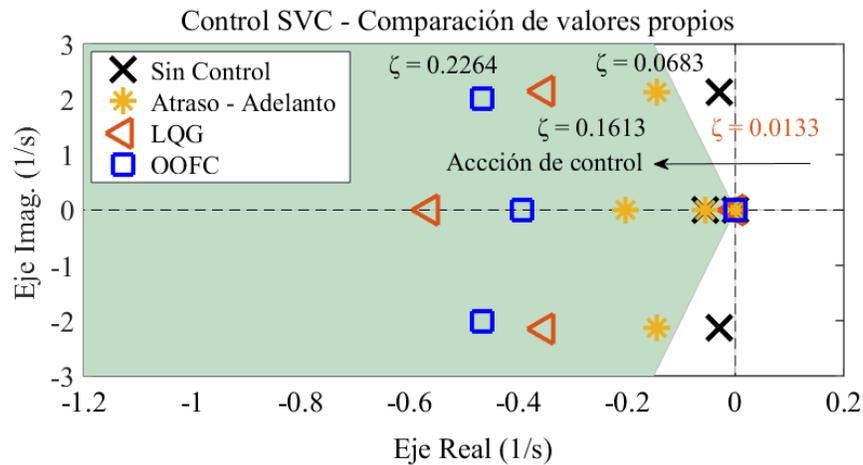


Figura 4.12 Comparación de los valores propios del control con el SVC.

Tabla 4.2 Modos del sistema de 2 áreas con el control en el SVC.

Modo	Sin control	Atraso – Adelanto	LQG	OOFC
Inter-área	$\lambda = -0.0285 \pm 2.1394i$ $f = 0.3405, \zeta = 0.0133$	$\lambda = -0.1453 \pm 2.1214i$ $f = 0.3376, \zeta = 0.0683$	$\lambda = -0.3511 \pm 2.1480i$ $f = 0.3419, \zeta = 0.1613$	$\lambda = -0.4670 \pm 2.0087i$ $f = 0.3197, \zeta = 0.2264$

Se observa que con los tres controles diseñados se incrementa el factor de amortiguamiento ζ , siendo inicialmente 0.0133 (sin control) a 0.0683 con el control adelanto-atraso, 0.1613 con el control LQG y 0.2264 con el control OOFC. En la Figura 4.13 se presenta la respuesta al impulso del sistema con los controles diseñados adelanto-atraso, LQG y OOFC, en la Figura 4.13(a) se muestra la diferencia de las velocidades de los dos generadores y en la Figura 4.13(b) se muestra el parámetro de control del SVC.

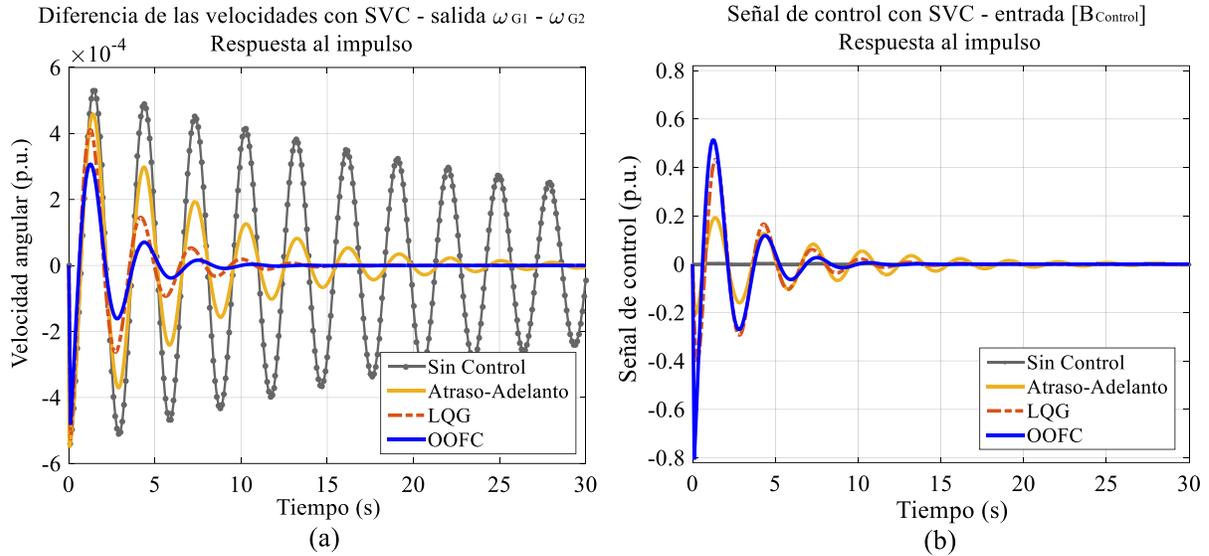


Figura 4.13 Comparación de la respuesta al impulso en el control con el SVC.

El sistema controlado tiene menor sobre impulso y una respuesta más amortiguada, tanto LQG como OOFC reducen el tiempo de las oscilaciones electromecánicas a menos de 15 segundos, tiempo deseable para evitar accionamientos de los controles primarios de frecuencia del sistema.

4.5.2. Control de oscilaciones inter-área utilizando WTG como actuador

El control de las oscilaciones con WTG como actuador ha sido ampliamente detallado en [19], [20], [56]. La incorporación del WTG en el sistema de dos áreas modifica las condiciones de operación del sistema como se presenta en el Anexo A.3, en la Figura 4.14 se muestra este nuevo sistema.

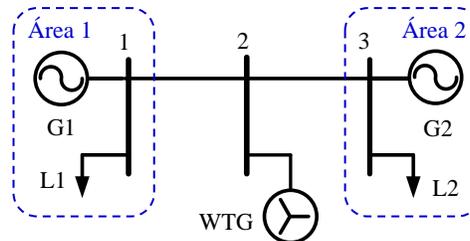


Figura 4.14 Sistema de 2 áreas, 2 generadores con WTG para el control.

Se utilizó el modelo de WTG Tipo 3 de dos masas desarrollados en [56], dicho modelo está compuesto por 14 estados, los cuales son $x_{WT3m2} = [\Delta\omega_t, \Delta\omega_g, \delta_{gt}, \delta_{err1}, \delta_{err2}, E_{err}, \theta, P_{ord}, \omega_{ref}, E_{fd}, I_p, \gamma, E_{fdcmd}, R_{err}]^T$, en la Figura 4.15 se presenta el bloque de control de potencia activa del modelo WTG - Tipo 3 en PST, se ha detallado las matrices de entrada: $P_{\theta sig}$, $\omega_{\theta sig}$, θ_{sig} , $\omega_{T sig}$, T_{sig} y $P_{f sig}$; además se muestra algunas variables calculadas o impuestas por la red como: $P_{g sig}$, P_{setlf} , P_{ord} , θ , v_ω , ω_g , ω_{ref} , V_t y I_{pcmd} . Para el control del sistema se utiliza la entrada $P_{f sig}$ en la cual se incorpora la variable de control $P_{f_Control}$.

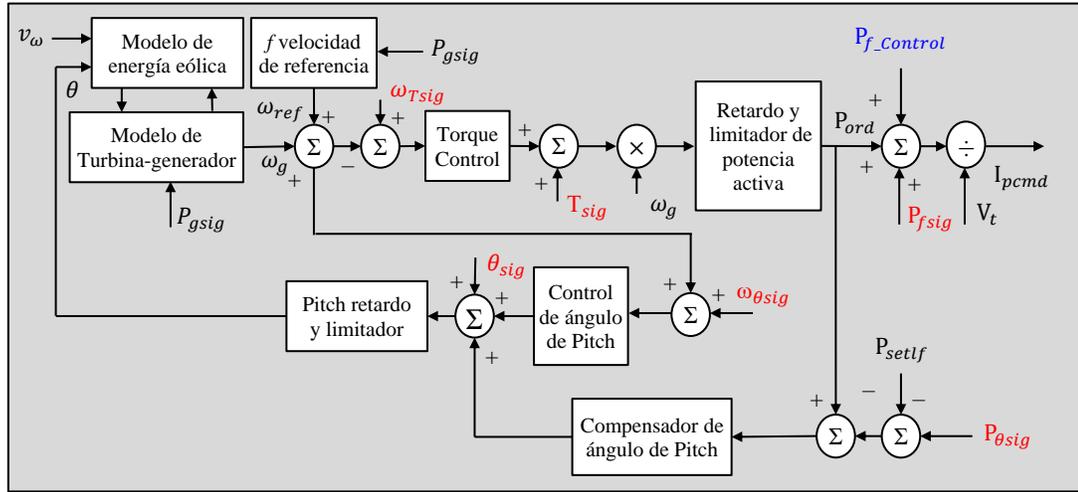


Figura 4.15 Modelo dinámico del WTG Tipo 3 del software PST.

Se realiza un análisis de pequeña señal usando la función “*svm_mgen*” y se obtienen los parámetros del modelo lineal del sistema de potencia con la incorporación del WTG Tipo 3, estos se presentan en las ecuaciones (A.3.1) - (A.3.3) del Anexo A.3.

Control adelanto-atraso: Con las matrices del modelo lineal del sistema de las ecuaciones (A.3.1) - (A.3.3) se obtiene la función de transferencia (4.19), de esta función de transferencia se desea controlar el modo inter-área de frecuencia de oscilación 0.3405 Hz.

$$G_{sist}(s) = \frac{911.3s^{16} + 3.5e^5s^{15} + 5.0e^7s^{14} + 2.8e^9s^{13} + 5.5e^{10}s^{12} + 2.6e^{11}s^{11} + 9.1e^{11}s^{10} + 2.1e^{12}s^9}{s^{18} + 1.9e^6s^{17} + 5.2e^8s^{16} + 4.7e^{10}s^{15} + 1.7e^{12}s^{14} + 2.6e^{13}s^{13} + 1.3e^{14}s^{12} + 5.4e^{14}s^{11} + 1.5e^{15}s^{10} + 2.3e^{15}s^9} \cdot \frac{6.2e^{11}s^8 + 5.0e^{10}s^7 + 7.8e^7s^6 - 223s^5 - 0.2s^4 + 3.8e^{-06}s^3 - 1.1e^{-10}s^2 - 1.1e^{-22}s + 7.7e^{-39}}}{1.6e^{15}s^7 + 2.1e^{14}s^6 + 8.9e^{12}s^5 + 7.9e^9s^4 - 7.6e^5s^3 - 9.5e^4s^2 + 3.7e^{-16}s + 3.1e^{-30}} \quad (4.19)$$

Estableciendo como constante de tiempo del wash-out $T_{wh} = 5$, se traza el LGR de la función de transferencia $-G_{\omega 1-2}(s)G_{wh}(s)$, de la Figura 4.16(b), y se obtiene un ángulo de partida $\theta'_{dep} = 24.7^\circ$.

Luego, estableciendo la constante $T_{sh} = 0.01$, se obtiene un nuevo desplazamiento en el ángulo de partida a $\theta_{dep} = -12.6^\circ$, siguiendo el Paso 4 del **Algoritmo 3**, se determinan las constantes $T_1 = 0.58$ y $T_2 = 0.37$. Finalmente, se realiza el trazo del LGR en lazo abierto este se muestra en la Figura 4.16(c) para determinar la ganancia $K_d = 75$ que produce un factor de amortiguamiento $\zeta = 6.5\%$, con lo que el control esta dado por la función de transferencia (4.20).

$$G_{control}(s) = \frac{218.9s^2 + 375s}{0.1872s^3 + 2.409s^2 + 5.474s + 1} \quad (4.20)$$

En la Figura 4.16(d) se observa como el sistema con control en lazo cerrado se dirige hacia el semiplano estable.

Para los dos controles de área amplia MIMO, se reduce el sistema de 18 a 7 estados (4.21) manteniendo el modo de 0.3405 Hz a controlar, esto evita también los modos no oscilatorios (4.21).

$$\mathbf{A}_{sistema} = \begin{bmatrix} -32.8 & 2.03 & -5.09 & 1.47 & 1.48 & -0.51 & 8.94e^{-2} \\ 0.0 & -2.87e^{-2} & 2.44 & 0.24 & 0.57 & 0.11 & 9.01e^{-2} \\ 0.0 & -1.876 & -2.87e^{-2} & 0.21 & 0.41 & 0.12 & 5.35e^{-2} \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & -0.15 & 1.90e^{-2} & -1.98e^{-2} & 0.102 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -8.87e^{-2} & -1.83e^{-2} & 1.60e^{-2} \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -9.91e^{-4} & -1.79e^{-3} \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -7.02e^{-10} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{Vti-WTG} = \begin{bmatrix} 0.854 \\ -0.017 \\ 0.013 \\ -0.026 \\ -0.047 \\ -0.012 \\ -0.003 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{\omega} = \begin{bmatrix} -0.011 & -0.009 \\ -0.346 & 0.279 \\ -0.178 & 0.136 \\ -0.116 & -0.149 \\ -0.110 & -0.169 \\ -0.043 & -0.065 \\ 0.122 & 0.109 \end{bmatrix}^T \quad (4.21)$$

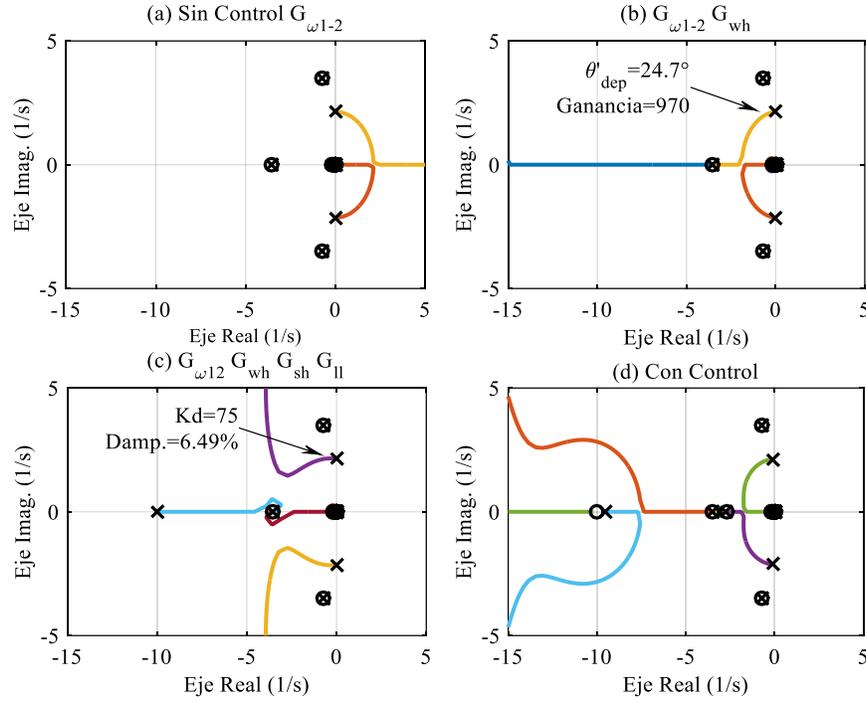


Figura 4.16 LGR del sistema de 2 áreas con WTG. (a) $G_{\omega 1-2}$, (b) $-G_{\omega 1-2}G_{wh}$, (c) lazo abierto $-G_{\omega 1-2}G_{wh}G_{sh}G_{ll}$ y (d) lazo cerrado del $G_{control}$ con el sistema $G_{\omega 1-2}$.

Control LQG: con el **Algoritmo 4**, las matrices en espacio de estados (4.21), las matrices de penalización \mathbf{Q}_c , \mathbf{Q}_o escogidas para bridar mayor amortiguamiento en el modo de 0.3405 Hz (4.22), $\mathbf{R}_c = 0.005$, y \mathbf{R}_o una matriz identidad de dimensión 2, se obtiene la matriz de retroalimentación de estado \mathbf{K} (4.23) y la ganancia de Kalman \mathbf{G} (4.24) del LQG, como se presentan a continuación:

$$\mathbf{Q}_c = \mathbf{Q}_o = \begin{bmatrix} 1.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 5.0e^3 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 5.0e^3 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 1.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 1.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 1.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 1.0 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$\mathbf{K} = [1.53 \quad -978.8 \quad 944.5 \quad 54.8 \quad 116.7 \quad 26.7 \quad 9.72] \quad (4.23)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} -8.55e^{-2} & -1.22 & -0.28 & -0.81 & -0.58 & 1.62e^{-2} & -0.54 \\ -0.12 & 0.58 & 0.56 & -0.79 & -0.50 & 3.62e^{-2} & -0.54 \end{bmatrix}^T \quad (4.24)$$

Control OOFc: Con base en el **Algoritmo 5**, se tienen las iteraciones para obtener **F** en (4.25).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{F}_0 &= [-0.0287 \quad -0.0287] & \|\Delta F_0\|_F &= -- \\
 \mathbf{F}_1 &= [-8.38e^7 \quad -1.05e^7] & \|\Delta F_1\|_F &= 1.68e^8 \\
 \mathbf{F}_2 &= [-4.94e^7 \quad -6.22e^7] & \|\Delta F_2\|_F &= 6.91e^7 \\
 \mathbf{F}_3 &= [-2.99e^7 \quad -3.76e^7] & \|\Delta F_3\|_F &= 3.92e^7 \\
 \mathbf{F}_4 &= [-1.80e^7 \quad -2.26e^7] & \|\Delta F_4\|_F &= 2.40e^7 \\
 \mathbf{F}_5 &= [-1.08e^7 \quad -1.36e^7] & \|\Delta F_5\|_F &= 1.44e^7 \\
 & \vdots & & \vdots \\
 \mathbf{F}_{736} &= [-1.42e^4 \quad 1.34e^4] & \|\Delta F_{736}\|_F &= 0.432 \\
 \mathbf{F}_{737} &= [-1.42e^4 \quad 1.34e^4] & \|\Delta F_{737}\|_F &= 0.006
 \end{aligned}
 \tag{4.25}$$

Se observa la convergencia de **F**, considerando que se modificó el orden del sistema es necesario modificar también esta ganancia, en este caso se usa factor de 0.05 que mejora su desempeño:

$$\mathbf{F} = [-708.528 \quad 671.586]
 \tag{4.26}$$

En la Figura 4.17 y Tabla 4.3 se analiza el desempeño de las tres estrategias de control.

Tabla 4.3 Modos del sistema de 2 áreas con el control en el WTG.

Modo	Sin control	Atraso - Adelanto	LQG	OOFc
Inter-área	$\lambda = -0.0287 \pm 2.1394i$ $f = 0.3405, \zeta = 0.0134$	$\lambda = -0.1381 \pm 2.1232i$ $f = 0.3379, \zeta = 0.0649$	$\lambda = -0.3794 \pm 2.1443i$ $f = 0.3413, \zeta = 0.1742$	$\lambda = -0.7438 \pm 3.4717i$ $f = 0.2783, \zeta = 0.4346$

Se observa que, el factor de amortiguamiento ζ se incrementa de 0.0134 (sin control) a 0.0649 con el control adelanto-atraso, a 0.1742 con LQG, y a 0.4346 con el OOFc.

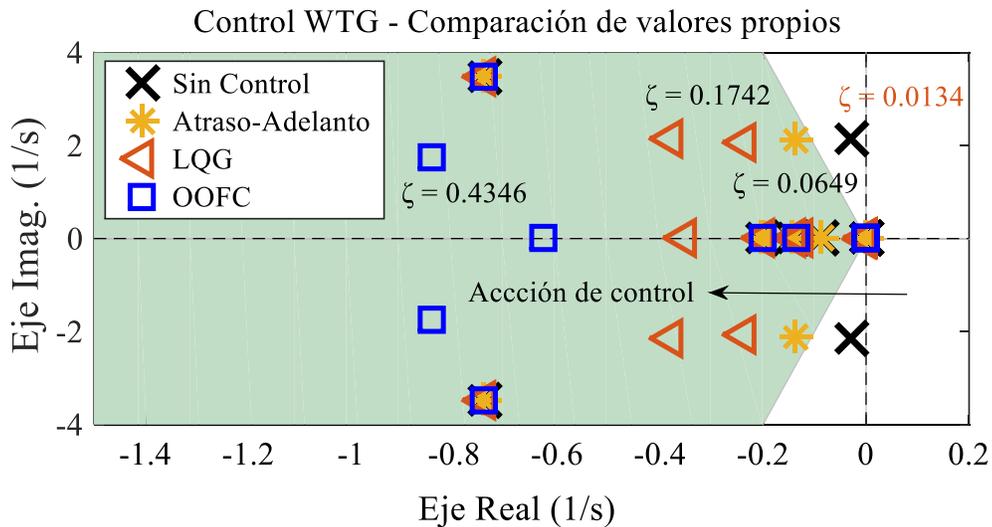


Figura 4.17 Comparación de los valores propios del control con el WTG.

Así mismo, en la Figura 4.18 se muestra la respuesta al impulso del sistema sin control y con los controles diseñados adelanto-atraso, LQG y OOFc, en la Figura 4.18(a) se presenta la diferencia de las velocidades entre los generadores de ambas áreas y en la Figura 4.18(b) se presenta la señal de control del sistema.

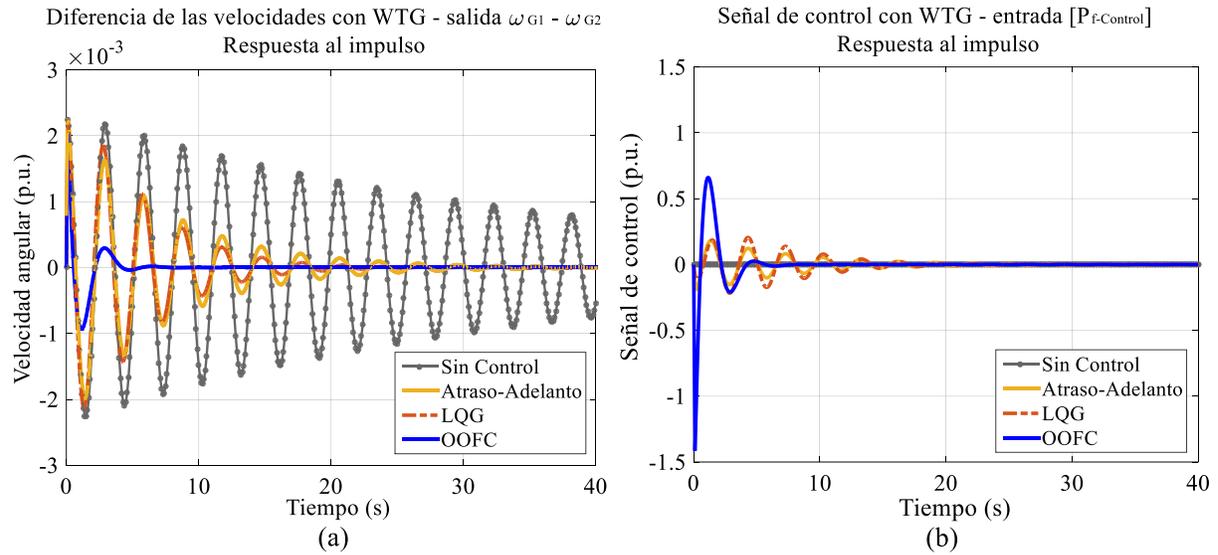


Figura 4.18 Comparación de la respuesta al impulso en el control con el WTG.

El sistema controlado tiene menor sobre impulso y una respuesta más amortiguada, OOFc reduce el tiempo de las oscilaciones electromecánicas a menos de 15 segundos.

5. Resultados

En este capítulo se implementan los controles de área amplia en tres casos de aplicación comúnmente reportados en la literatura de estabilidad de pequeña señal [86]: el primero es el sistema de Klein-Rogers-Kundur de dos áreas y cuatro generadores [66], donde la identificación y el control se implementan en todos los generadores; el segundo es el sistema de prueba de Nueva Inglaterra (NE ISO por sus siglas en inglés *New England Independent System Operator*) de 10 generadores - 39 barras, en este sistema la identificación y el control se implementan en los generadores G2 - G10 debido a que el G1 representa una barra de referencia de la interconexión con el sistema de potencia de Nueva York (NY ISO por sus siglas en inglés *New York Independent System Operator*). Finalmente, se presenta el sistema del Consejo de Coordinación de Potencia del Noreste (NPCC por sus siglas del inglés *Northeast Power Coordinating Council*) de 48 generadores - 140 barras, implementando tanto la identificación como el control en 24 generadores ubicados principalmente en las áreas NE ISO y NY ISO.

En los tres sistemas se sigue el mismo procedimiento, el primer paso consiste en realizar la identificación del sistema con los métodos de ERA de la sección 2.2 y LIM de la sección 2.3; en ambas secciones se modulan las entradas V_r referido al voltaje de referencia del excitador y P_m referida a la potencia mecánica de la turbina-gobernador; para incrementar la precisión en el modelo lineal del sistema se utilizó la mejor identificación usando las entradas V_r , P_m y ambas entradas agrupadas. Esto permite reducir el tiempo de modulación y obtener mayor número de entradas para controlar el sistema.

En ambas identificaciones se realizaron simulaciones transitorias con la función “ s_simu ” de PST con un tiempo de 60 s por cada modulación, la amplitud de la señal es $\alpha = 1 \times 10^{-3}$ p.u. y el paso de integración es 1×10^{-2} s. Para la identificación con ERA, se siguió el **Algoritmo 1** descrito en [56], estimulando la entrada con una señal de frecuencia modulada pulsada de manera exponencial con una frecuencia inicial $f_s = 0.1$ Hz, una frecuencia final $f_e = 3.0$ Hz y una duración de la señal $T = 56$ s, con las mediciones obtenidas se identifica el sistema. Para la identificación con LIM, se siguió el **Algoritmo 2** descrito en [31] estimulando las mismas entradas con 10 señales sinusoidales puntos frecuenciales en el rango de 0.1 a 3 Hz, estos se presentan en (5.1).

$$\mathcal{X} = \{0.10, 0.35, 0.60, 0.85, 1.10, 1.35, 1.60, 2.00, 2.50, 3.00\} \quad (5.1)$$

Se usaron modulaciones de 60 s de simulación por cada frecuencia, esto permite una identificación más rápida que [32], donde se realizan simulaciones de 400 s y 46 frecuencias entre 0.01 a 10 Hz.

La exactitud de cada identificación es analizada con el indicador Raíz del Error Cuadrático Medio (RMSE, del inglés *Root Mean Square Error*).

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{s=1}^z (P_s - O_s)^2}{z}} \quad (5.2)$$

donde s es cada frecuencia evaluada en el sistema y z es el número total de frecuencias utilizadas, P_s corresponde a la identificación y O_s corresponde al sistema real.

El segundo paso consiste en sintonizar las dos estructuras de control óptimo de área amplia expuestos previamente para el LQG en la Sección 3.2 y para el OOFK en la Sección 3.3, ambos con la mejor identificación realizada.

Para realizar el control LQG primero se determina las matrices \mathbf{K} y \mathbf{G} con el **Algoritmo 4**, se utilizó la función de Matlab “*lqr*” para obtener la solución continua de la ARE, luego se forma la función de transferencia de control con las matrices en espacio de estados dado por (3.31)-(3.32).

De forma similar, para realizar el control OOFK, primero se determina la matriz \mathbf{F} con el **Algoritmo 5**, se utiliza la función de Matlab “*lyap*” para obtener la solución de la ecuación de Lyapunov, luego se forma la matriz de control en espacio de estados dado por (3.59)-(3.60).

El tercer y último paso consiste en aplicar estos controles en el sistema no lineal, para esto se discretiza la función de transferencia del control LQG y OOFK usando la función de Matlab “*c2d*”, con el mismo tiempo de muestreo del simulador del sistema de potencia, obteniendo así las matrices en espacio de estado del control en tiempo discreto con la función de Matlab “*ssdata*”. Finalmente, el control se implementa en las mismas entradas y salidas usadas en la identificación del modelo.

5.1. Sistema Klein-Rogers-Kundur de 2 áreas, 4 generadores

El Klein-Rogers-Kundur, KRK o Kundur es especialmente usado en estudios de control de oscilaciones de potencia [86], está compuesto por 13 barras y 4 generadores como se muestra en la Figura 5.1, los parámetros de este sistema se presentan en los Anexos en la Sección A.4.

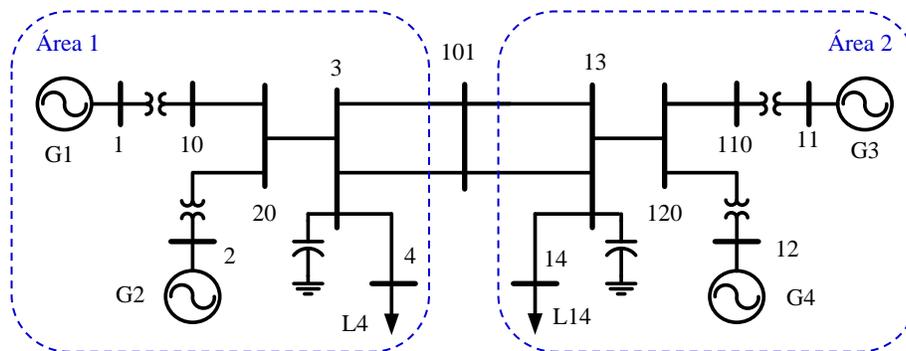


Figura 5.1 Sistema de prueba Klein-Rogers-Kundur de 13 barras 4 generadores.

El sistema KRK posee 2 áreas simétricas, compuestas por 6 barras y 2 generadores conectadas a la barra 101, cada área tiene un modo local y se tiene un modo inter-área entre estas dos áreas. El modelo tiene un total de 48 estados, 12 en cada generador, controles de excitación y velocidad (modelo sub transitorio de la máquina síncrona con 6 estados, excitador DC con 3 estados y modelo de turbina-gobernador de vapor con 3 estados). Para la identificación mediante LIM, se utilizan las señales de la velocidad del rotor de los generadores (ω) como salidas, y el voltaje de referencia del excitador (V_r) y la potencia de referencia de la turbina-gobernador (P_m) como entradas del sistema. Para el control del sistema de potencia, se toman las mismas variables de entradas y salidas utilizadas en la identificación.

5.1.1. Identificación del modelo lineal basado en mediciones

Para el sistema de Klein-Rogers-Kundur se realiza la modulación del sistema en las entradas V_r y P_m midiendo las salidas de la velocidad, esta es la variable a controlar, en la Tabla 5.1 se presenta la dimensión de las matrices Hankel, el orden de la identificación con el criterio de 95% de la energía y las matrices del sistema identificado con ERA; en la Tabla 5.2 se presenta la dimensión de las matrices de interpolación de Loewner, el orden de la identificación con el criterio de 95% de la energía y las matrices del sistema identificado con LIM.

Tabla 5.1 Matrices de identificación con el método ERA en el sistema de KRK.

Modulación	H(1), H(2)	Orden	A	B	C	D
V_r	$\mathbb{R}^{480 \times 480}$	12	$\mathbb{R}^{12 \times 12}$	$\mathbb{R}^{12 \times 4}$	$\mathbb{R}^{4 \times 12}$	$\mathbb{R}^{4 \times 4}$
P_m	$\mathbb{R}^{480 \times 480}$	12	$\mathbb{R}^{12 \times 12}$	$\mathbb{R}^{12 \times 4}$	$\mathbb{R}^{4 \times 12}$	$\mathbb{R}^{4 \times 4}$
$V_r + P_m$	$\mathbb{R}^{480 \times 960}$	22	$\mathbb{R}^{22 \times 22}$	$\mathbb{R}^{22 \times 8}$	$\mathbb{R}^{8 \times 22}$	$\mathbb{R}^{4 \times 8}$

Tabla 5.2 Matrices de identificación con el método LIM en el sistema de KRK.

Modulación	L_{Re}, M_{Re}	F_{Re}	W_{Re}	Orden	A	B	C	D
V_r	$\mathbb{R}^{40 \times 40}$	$\mathbb{R}^{40 \times 4}$	$\mathbb{R}^{4 \times 40}$	9	$\mathbb{R}^{9 \times 9}$	$\mathbb{R}^{9 \times 4}$	$\mathbb{R}^{4 \times 9}$	$\mathbb{R}^{4 \times 4}$
P_m	$\mathbb{R}^{40 \times 40}$	$\mathbb{R}^{40 \times 4}$	$\mathbb{R}^{4 \times 40}$	13	$\mathbb{R}^{13 \times 13}$	$\mathbb{R}^{13 \times 4}$	$\mathbb{R}^{4 \times 13}$	$\mathbb{R}^{4 \times 4}$
$V_r + P_m$	$\mathbb{R}^{40 \times 80}$	$\mathbb{R}^{40 \times 8}$	$\mathbb{R}^{8 \times 40}$	13	$\mathbb{R}^{13 \times 13}$	$\mathbb{R}^{13 \times 8}$	$\mathbb{R}^{8 \times 13}$	$\mathbb{R}^{4 \times 8}$

En la Tabla 5.3 se presenta los valores propios de mayor interés del sistema de KRK obtenidos con la identificación con ERA y LIM y con la linealización del sistema obtenida con la función “*svm_mgen*”.

Tabla 5.3 Valores propios de sistema de KRK – SSA, ERA y LIM

Método	Valor propio	SSA	V_r	P_m	$V_r + P_m$
ERA	Local 1	$-0.5277 \pm 7.0525i$	$-0.5397 \pm 6.9352i$	$-0.5397 \pm 6.9352i$	$-0.5304 \pm 7.0564i$
	Local 2	$-0.4870 \pm 6.8792i$	$-0.5134 \pm 6.8043i$	$-0.5134 \pm 6.8043i$	$-0.4890 \pm 6.8826i$
	Inter-área	$-0.0409 \pm 3.5077i$	$-0.0406 \pm 3.5080i$	$-0.0406 \pm 3.5080i$	$-0.0409 \pm 3.5082i$
LIM	Local 1	$-0.5277 \pm 7.0525i$	$-0.4806 \pm 6.9167i$	$-0.5290 \pm 7.0527i$	$-0.5258 \pm 7.0559i$
	Local 2	$-0.4870 \pm 6.8792i$	$-0.4416 \pm 6.7596i$	$-0.4880 \pm 6.8801i$	$-0.4843 \pm 6.8805i$
	Inter-área	$-0.0409 \pm 3.5077i$	$-0.0506 \pm 3.5160i$	$-0.0214 \pm 3.4631i$	$-0.0378 \pm 3.5039i$

Como se observa los modos son capturados correctamente con ambos métodos, siendo mucho más preciso cuando se utiliza las dos entradas moduladas. En la Figura 5.2 se muestra el barrido frecuencial en el rango identificado de 0.1 a 3.0 Hz, esta contiene: (i) la función de transferencia real obtenido con el análisis de pequeña señal del sistema SSA en color negro; dos identificaciones realizadas con el método de ERA (ii) con una entrada modulada en color amarillo y (iii) con dos entradas moduladas en color naranja y dos identificaciones realizadas con LIM (iv) con una entrada modulada en color verde y (v) dos entradas moduladas en color azul. Se destaca que las dos identificaciones realizadas con LIM obtienen una mayor precisión que ERA al preservar el modelo real del sistema SSA,

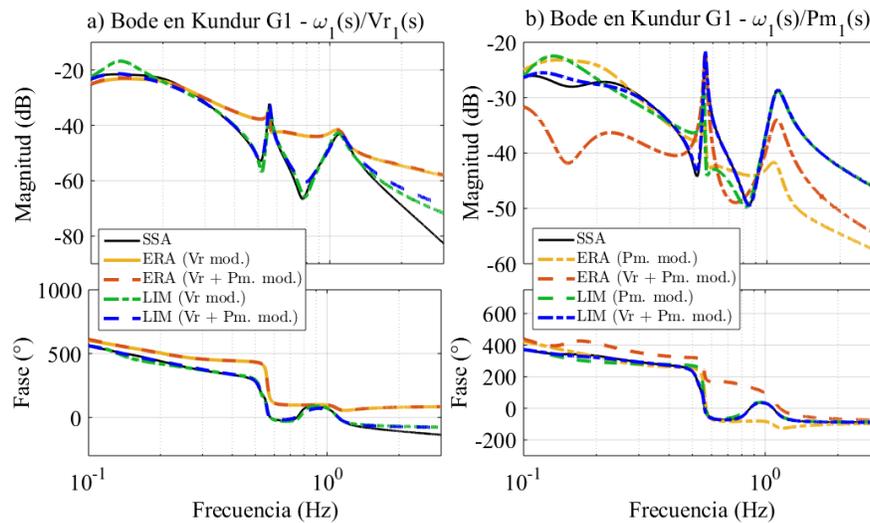


Figura 5.2 Comparación bode del G1 de KRK, funciones de transferencia a) $\omega_1(s)/Vr_1(s)$ y b) $\omega_1(s)/Pm_1(s)$.

Las identificaciones realizadas con la modulación múltiple muestran que LIM con 13 estados presenta mejor exactitud en la respuesta en la frecuencia de 0.1 a 3.0 Hz que ERA con 22 estados. Esto también se observa en el indicador RMSE de las Tabla 5.4 donde se comparan los errores en magnitud y fase:

Tabla 5.4 Error en la magnitud y fase de bode de la identificación – KRK G1.

Parámetro	Método	$\omega_1(s)/Vr_1(s)$		$\omega_1(s)/Pm_1(s)$	
		Vr	Vr + Pm	Pm	Vr + Pm
Magnitud	ERA	0.0042	0.0041	0.0112	0.0101
	LIM	0.0063	0.0018	0.0066	0.0012
Fase	ERA	158.6282	159.2851	41.4477	84.1683
	LIM	33.2969	31.5923	15.3082	1.9065

5.1.2. Diseño de control de área amplia basado en el modelo identificado

Si bien se puede realizar el control de área amplia con todos los sistemas identificados, para el diseño del control se usa la identificación obtenida con LIM y múltiples modulaciones ya que tienen menor error tanto en magnitud como en fase. Esta identificación tiene 13 estados, menor orden y mayor exactitud que ERA, lo cual facilita el proceso de diseño del control LQG y OOFK.

Con el sistema identificado de 13 estados obtenidos con LIM y el **Algoritmo 4** se determinan las matrices **K** y **G** del control LQG, en el Anexo A.4 se presenta las matrices del sistema identificado y las matrices de diseño del control **Q_c**, **Q_o**, **R_c** y **R_o**. De igual forma, con el **Algoritmo 5** y las matrices identificadas se obtiene la ganancia de retroalimentación de salida óptima **F** del control OOFC, en el Anexo A.4 se presenta las matrices de diseño de control **Q_F** y **R_F**.

Para analizar el desempeño de los controles diseñados se obtiene los polos del sistema lineal identificado sin control y con la incorporación de los controles LQG y OOFC en lazo cerrado usando las expresiones desarrolladas en el capítulo 3, en la Tabla 5.5 se presentan los modos del sistema en el intervalo de frecuencia de 0.1 a 3 Hz y un factor de amortiguamiento menor a 50%.

Tabla 5.5 Comparación de los modos en el sistema de KRK: sin control, LQG y OOFC.

Modo	Sin control	LQG	OOFC
1-3 Hz	$\lambda = -0.5259 \pm 7.0511i$ $f = 1.1222, \zeta = 0.0744$	$\lambda = -0.5789 \pm 7.0513i$ $f = 1.1223, \zeta = 0.0818$	$\lambda = -0.5970 \pm 6.8631i$ $f = 1.0923, \zeta = 0.0867$
	$\lambda = -0.4845 \pm 6.8774i$ $f = 1.0946, \zeta = 0.0703$	$\lambda = -0.5359 \pm 6.8774i$ $f = 1.0946, \zeta = 0.0777$	$\lambda = -0.6361 \pm 7.0055i$ $f = 1.1150, \zeta = 0.0904$
		$\lambda = -0.9961 \pm 6.7971i$ $f = 1.0818, \zeta = 0.1450$	
		$\lambda = -0.8865 \pm 6.9464i$ $f = 1.1055, \zeta = 0.1266$	
0.1-1 Hz	$\lambda = -0.0400 \pm 3.5029i$ $f = 0.5575, \zeta = 0.0114$	$\lambda = -0.3401 \pm 3.4957i$ $f = 0.5564, \zeta = 0.0968$	$\lambda = -0.2744 \pm 3.2763i$ $f = 0.5214, \zeta = 0.0835$
	$\lambda = -0.8324 \pm 1.5513i$ $f = 0.2469, \zeta = 0.4728$	$\lambda = -0.7207 \pm 3.2442i$ $f = 0.5163, \zeta = 0.2169$	$\lambda = -0.4444 \pm 1.6305i$ $f = 0.2595, \zeta = 0.2630$
	$\lambda = -0.1551 \pm 0.7650i$ $f = 0.1217, \zeta = 0.1987$	$\lambda = -0.3560 \pm 0.7300i$ $f = 0.1162, \zeta = 0.4383$	

Para poder observar de mejor forma las acciones de control, en la Figura 5.3 se muestra la comparación de los modos en lazo abierto y en lazo cerrado con los controles LQG y OOFC obtenidos.

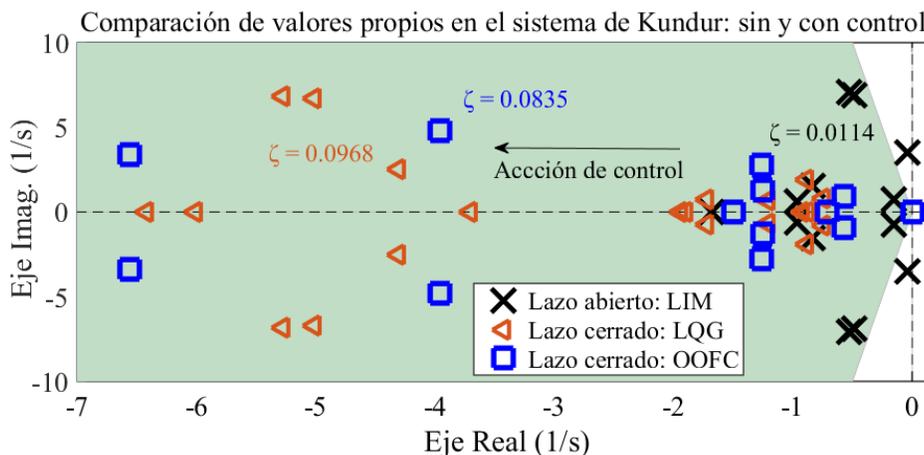


Figura 5.3 Sistema KRK, sin control y con controles LQG y OOFC.

Se aprecia que el modo inter-área $\lambda = -0.0400 \pm 3.5029i$ incrementa su factor de amortiguamiento desde 0.0114 (sin control) a 0.0968 (con control LQG) y 0.0835 (con control OOF), cabe precisar que seleccionando distintas matrices de penalización se pueden obtener distintos desempeños en base al diseño del control realizado.

5.1.3. Implementación del control de oscilaciones inter-área

En esta sección, se implementan los controles lineales diseñados sobre el sistema dinámico no lineal del sistema de potencia; para ello, el control LQG obtenido con las ecuaciones (3.31) (3.32) y el control de OOF obteniendo con las ecuaciones (3.59) (3.60) son transformadas de tiempo continuo a tiempo discreto al mismo paso de simulación del sistema no lineal en PST de 1×10^{-2} s usando la función “*c2d*” de Matlab.

Obtenido el control en espacio de estados en tiempo discreto, estos controles se implementan en las funciones de PST “*exc_sig*” para la entrada V_r y “*pm_sig*” para la entrada P_m , en el caso de LQG los estados del control inician como un vector de ceros.

Para que el evento simulado excite el modo inter-área del sistema Klein-Rogers-Kundur se realiza una falla trifásica auto aclarada en la barra 101 que enlaza ambas áreas del sistema, el evento inicia a los 1.10 segundos y se despeja a los 1.15 segundos (con una duración de 50 milisegundos, 3 ciclos). En la Figura 5.4(a), se muestra como la velocidad de los generadores G1 y G2 del área 1 oscilan en contraposición con G3 y G4 del área 2; en la Figura 5.4(b) se observa las oscilaciones de potencia en los enlaces de ambas áreas, dos líneas del bus 3 al 101 y las dos líneas del bus 101 al 13, estas oscilaciones no se atenúan de forma significativa en el tiempo y realiza aproximadamente 3 ciclos de oscilaciones entre 5 y 10 segundos, eso quiere decir que la frecuencia de oscilación predominante es de aproximadamente de 0.6 Hz lo cual es congruente con la frecuencia de oscilación inter-área presentado en la Tabla 5.5 cuyo modo $\lambda = -0.0400 \pm 3.5029i$ (frecuencia 0.5575 Hz).

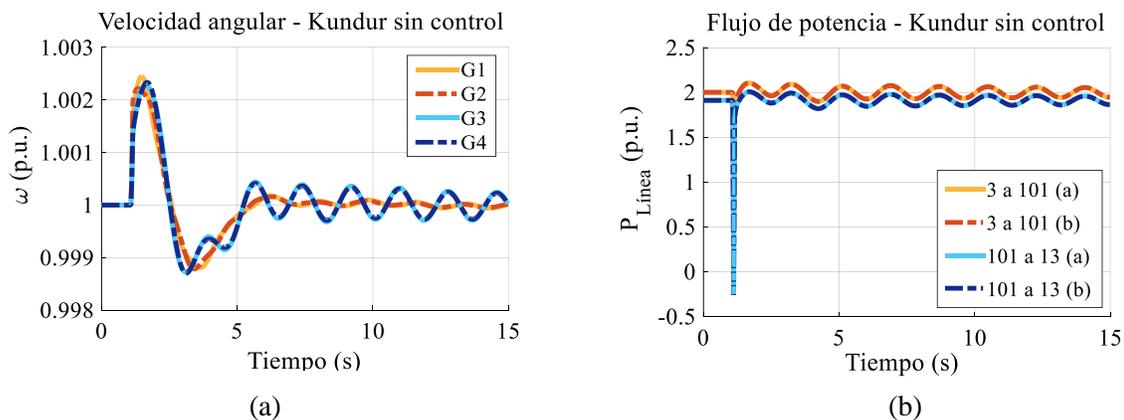


Figura 5.4 Comportamiento dinámico del sistema KKR sin control.

Con la implementación del control se espera la respuesta amortiguada de la oscilación inter-área tal como se presentó en la Tabla 5.5, el modo inter-área incrementará su factor de amortiguamiento de 1.1% sin control a 9.6% con el control LQG; realizando la simulación de una falla trifásica auto aclarada en el bus central 101 del sistema KRK con el control LQG se obtiene el comportamiento dinámico mostrado en la Figura 5.5; en la Figura 5.5(a) se presenta la velocidad angular de los cuatro generadores y en la Figura 5.5(b) se muestra la transferencia de potencia en las cuatro líneas que enlazan ambas áreas, dos líneas del bus 3 al 101 y las dos líneas del bus 101 al 13, se observa que el control LQG disminuye el tiempo de oscilación y por ende incrementa el factor de amortiguamiento del sistema de potencia, la oscilación se controla alrededor de los 9 segundos.

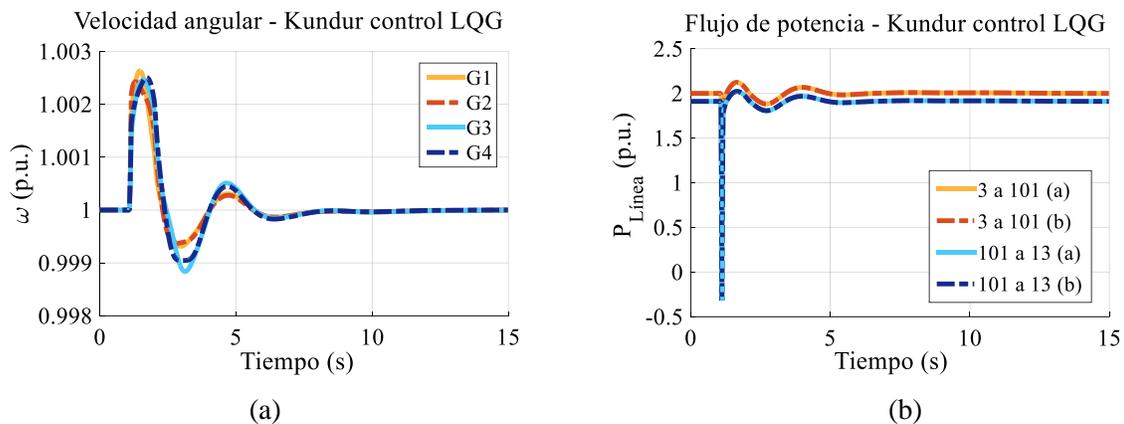


Figura 5.5 Comportamiento dinámico del sistema KRK con control LQG.

Asimismo, se implementó en PST el control lineal OOFC diseñado, como se indicó en la Tabla 5.5 se espera el incremento del factor de amortiguamiento del modo inter-área de 1.1% a 8.4%; esto se puede apreciar en la Figura 5.6(a) de las velocidades de los generadores y en la Figura 5.6(b) de transferencia de potencia entre áreas; en ambas figuras se aprecia que la incorporación del control OOFC en el sistema de KRK incrementa el amortiguamiento del sistema.

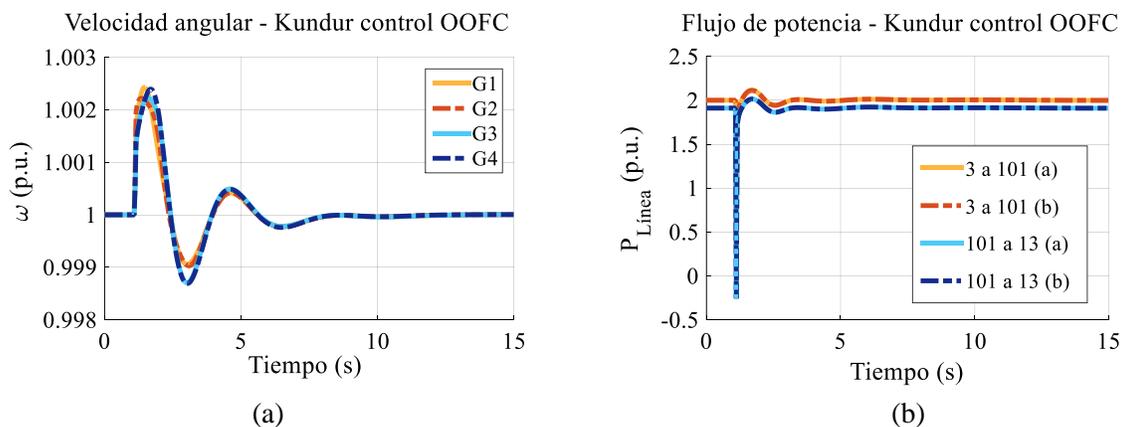


Figura 5.6 Comportamiento dinámico del sistema KRK con control OOFC.

Finalmente, se concluye que los controles LQG-LIM y OOFc-LIM implementados incrementan el amortiguamiento del sistema no lineal, ya que la oscilación de potencia entre las áreas 1 y 2 es controlada antes de los 15 segundos. Es preciso señalar que el control en el sistema de KRK es una aplicación simple debido al pequeño número de equipos o estados del sistema en comparación con los sistemas de potencia a gran escala, esto se observa porque de los 48 estados del sistema real se penalizan solo 13 estados que fueron identificados con LIM, esta penalización incluye el modo inter-área de 0.558 Hz y locales de 1.122 y 1.095 Hz suficiente para controlar el sistema.

5.1.4. Discusión en sobre el control de oscilaciones en estabilidad transitoria

Otro de los aspectos analizados en la estabilidad de ángulo de rotor es la estabilidad transitoria del sistema, si bien el control se diseñó para incrementar el factor de amortiguamiento de los modos oscilatorios del sistema y mejorar la estabilidad de ángulo de rotor de pequeña señal. En la Figura 5.7, se presenta la variación de los tiempos críticos de despeje de falla en el sistema de Klein-Rogers-Kundur sin control Figura 5.7(I), con control LQG Figura 5.7(II) y con OOFc Figura 5.7(III).

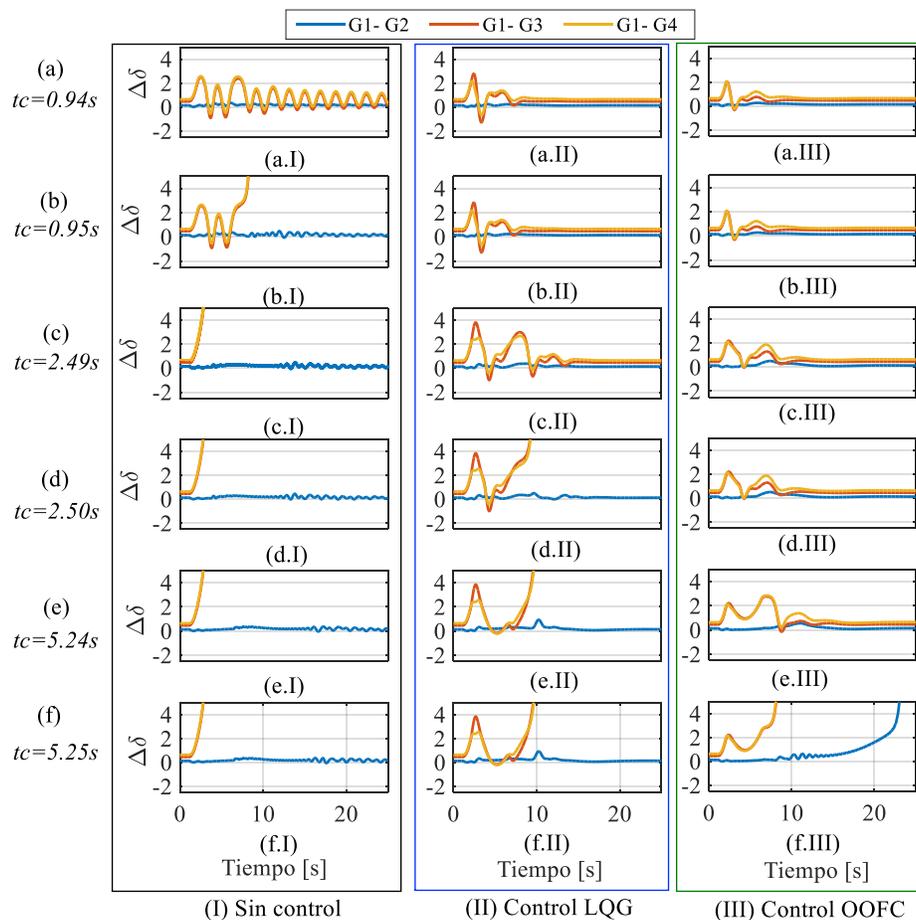


Figura 5.7 Estabilidad transitoria en el sistema de KRK con control de área amplia.

En los resultados obtenidos se resalta que el sistema sin control con una falla trifásica auto aclarada en el bus 101, tiene un tiempo crítico de despeje de falla a los 0.94 s, Figura 5.7(a.I); con la falla aclarada a los 0.95 s, los generadores del área 2 (G3 y G4) pierden estabilidad de ángulo de rotor ($\Delta\delta$) con respecto al generador de referencia G1, Figura 5.7(b.I). Cuando se implementa el control LQG, el tiempo crítico de despeje de la falla se incrementa hasta los 2.49 s, Figura 5.7(c.II), perdiendo el sincronismo de los generadores a los 2.50 s, Figura 5.7(d.II). En todos los tiempos indicados anteriormente y hasta los 5.24 s el control OOFK mantiene la estabilidad de ángulo de rotor del sistema, Figura 5.7(e.III), perdiendo la estabilidad de los generadores cuando la falla se libera a los 5.25 s, Figura 5.7(f.III).

Si bien el sistema de Klein-Rogers-Kundur no es comúnmente usado para evaluar la estabilidad transitoria, ya que las grandes inercias de las maquinas hacen robusto al sistema, estas simulaciones indican que el WADC también mejora la estabilidad transitoria del sistema.

5.2. Sistema NE ISO de 10 generadores, 39 barras

El sistema de potencia Nueva Inglaterra mostrado en la Figura 5.8, está compuesto por 10 generadores y 39 barras [67]. Este sistema representa la interconexión del sistema de Nueva Inglaterra (NE ISO) enlazado con el sistema del estado de Nueva York (NY ISO) que es representado con el generador equivalente G1. Además, este tiene 4 niveles de voltaje 16.5 kV en los generadores, una red a 345 kV y las cargas conectadas a 230 kV y 138 kV en los buses 12 y 20, respectivamente. Los parámetros del sistema se presentan en el Anexo A.5.

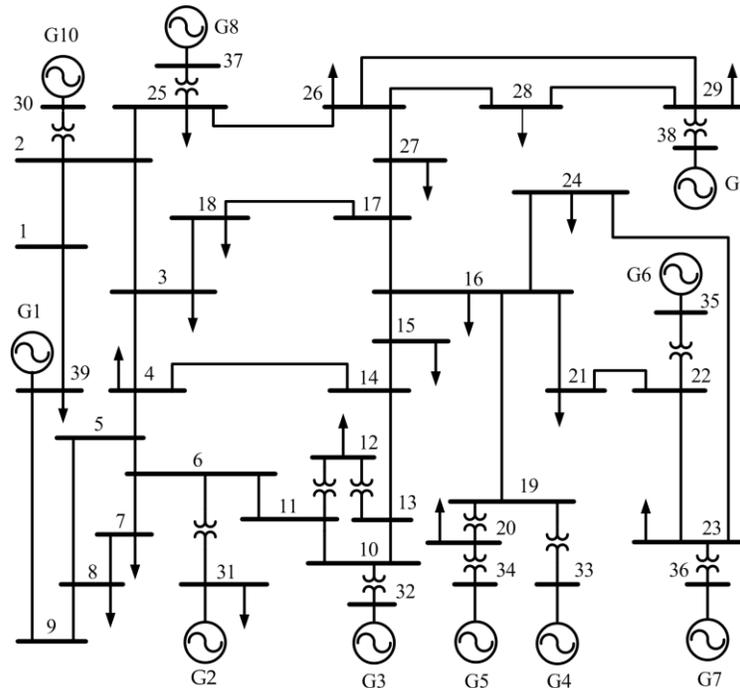


Figura 5.8 Sistema de prueba NE ISO.

El modelo tiene en total 67 estados, los 9 generadores pertenecientes al NE ISO se representan con el modelo transitorio de 4 estados para las máquinas síncronas y 3 estados del excitador DC; mientras que la máquina equivalente G1 de NY ISO está representada únicamente por un modelo transitorio compuesta por 4 estados.

La característica de este sistema es que presenta solo un modo inter-área entre el generador equivalente G1 de NY ISO con el resto de los generadores G2 al G10 de NE ISO; sin embargo, existe una presencia considerable de modos locales; así también se este sistema cuenta con una barra en la cual se conectan un considerable número de generadores, este es el bus 16 (“*Medway*”) donde una falla en barra produce la estimulación de la mayor cantidad de estados tanto locales como el modo inter-área.

5.2.1. Identificación del modelo lineal basado en mediciones

Para identificar el sistema se utilizó los 9 generadores NE ISO (G2 al G10), al igual que el caso anterior se usa como entradas el voltaje de referencia del excitador (V_r) y la potencia de referencia de la turbina-gobernador (P_m) y como salidas la velocidad del rotor de los generadores (ω), estas también serán las variables de control.

En la Tabla 5.6 se presenta la dimensión de las matrices Hankel, el orden de la identificación con el criterio de 92% de la energía y las matrices del sistema identificado con ERA.

Tabla 5.6 Matrices de identificación con el método ERA en el sistema de NE ISO.

Modulación	H(1), H(2)	Orden	A	B	C	D
V_r	$\mathbb{R}^{800 \times 720}$	18	$\mathbb{R}^{18 \times 19}$	$\mathbb{R}^{18 \times 9}$	$\mathbb{R}^{10 \times 18}$	$\mathbb{R}^{10 \times 9}$
P_m	$\mathbb{R}^{800 \times 720}$	16	$\mathbb{R}^{16 \times 16}$	$\mathbb{R}^{16 \times 9}$	$\mathbb{R}^{10 \times 16}$	$\mathbb{R}^{10 \times 9}$
$V_r + P_m$	$\mathbb{R}^{800 \times 1440}$	22	$\mathbb{R}^{22 \times 22}$	$\mathbb{R}^{22 \times 18}$	$\mathbb{R}^{10 \times 18}$	$\mathbb{R}^{10 \times 18}$

En la Tabla 5.7 se presenta la dimensión de las matrices de interpolación de Loewner, el orden de la identificación con el criterio de 92% de la energía y las matrices del sistema identificado con LIM.

Tabla 5.7 Matrices de identificación con el método LIM en el sistema de NE ISO.

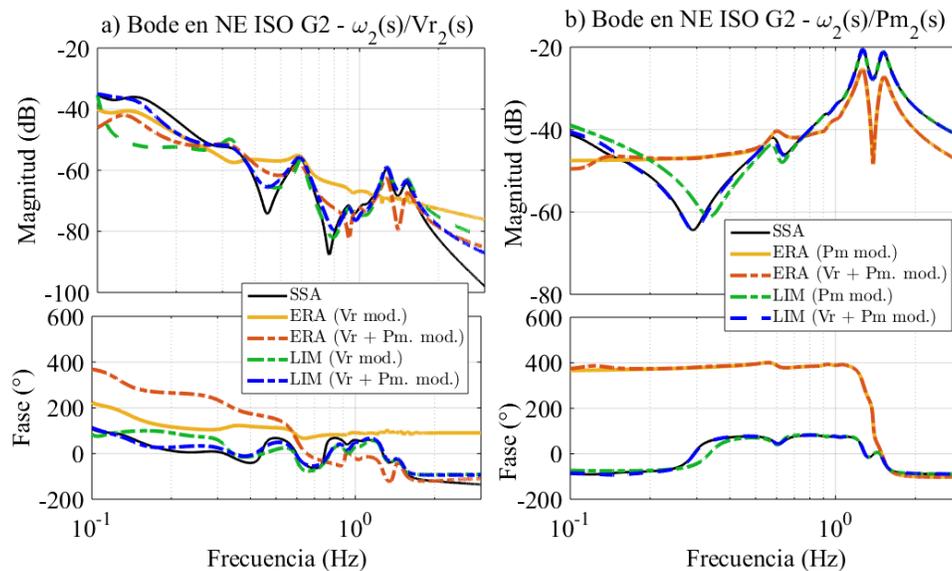
Modulación	L_{Re}, M_{Re}	F_{Re}	W_{Re}	Orden	A	B	C	D
V_r	$\mathbb{R}^{100 \times 90}$	$\mathbb{R}^{100 \times 9}$	$\mathbb{R}^{10 \times 90}$	31	$\mathbb{R}^{31 \times 31}$	$\mathbb{R}^{31 \times 9}$	$\mathbb{R}^{10 \times 31}$	$\mathbb{R}^{10 \times 9}$
P_m	$\mathbb{R}^{100 \times 90}$	$\mathbb{R}^{100 \times 9}$	$\mathbb{R}^{10 \times 90}$	22	$\mathbb{R}^{22 \times 22}$	$\mathbb{R}^{22 \times 9}$	$\mathbb{R}^{10 \times 22}$	$\mathbb{R}^{10 \times 9}$
$V_r + P_m$	$\mathbb{R}^{100 \times 180}$	$\mathbb{R}^{100 \times 18}$	$\mathbb{R}^{10 \times 180}$	29	$\mathbb{R}^{29 \times 29}$	$\mathbb{R}^{29 \times 18}$	$\mathbb{R}^{10 \times 29}$	$\mathbb{R}^{10 \times 18}$

En la Tabla 5.8 se presenta los valores propios de mayor interés del sistema de NE ISO, obtenidos con la función “*svm_mgen*” SSA y la identificación usando ERA y LIM, estos corresponden a los modos locales de NE ISO y el modo inter-área de $\lambda = -0.2445 \pm 3.7476i$.

Tabla 5.8 Valores propios de sistema de NE ISO – SSA, ERA y LIM

Método	Valor propio	SSA	Vr	Pm	Vr + Pm
ERA	Local 1	$-0.3189 \pm 7.1779i$	$-0.0318 \pm 7.6410i$	$-0.3199 \pm 7.1770i$	$-0.3191 \pm 7.1780i$
	Local 2	$-0.2879 \pm 6.5108i$	$-0.2969 \pm 6.6084i$	$-0.2877 \pm 6.5102i$	$-0.2973 \pm 7.9937i$
	Local 3	$-0.2384 \pm 5.7946i$	$-0.2448 \pm 5.8030i$	$-0.2382 \pm 5.7947i$	$-0.2384 \pm 5.7939i$
	Inter-área	$-0.2445 \pm 3.7476i$	$-0.2605 \pm 3.7436i$	$-0.2493 \pm 3.7288i$	$-0.2493 \pm 3.7347i$
LIM	Local 1	$-0.3189 \pm 7.1779i$	$-0.3029 \pm 7.1105i$	$-0.3203 \pm 7.1654i$	$-0.3198 \pm 7.1659i$
	Local 2	$-0.2879 \pm 6.5108i$	$-0.2946 \pm 6.4050i$	$-0.2904 \pm 6.4933i$	$-0.2903 \pm 6.5038i$
	Local 3	$-0.2384 \pm 5.7946i$	$-0.2457 \pm 5.7677i$	$-0.2352 \pm 5.7751i$	$-0.2352 \pm 5.7856i$
	Inter-área	$-0.2445 \pm 3.7476i$	$-0.1458 \pm 3.7612i$	$-0.2294 \pm 3.7216i$	$-0.2510 \pm 3.7323i$

Como se observa los modos son capturados correctamente en todos los métodos propuestos, siendo mucho más preciso la identificación cuando se utiliza las dos entradas moduladas Vr y Pm. Al igual que en el caso anterior se realizó un barrido frecuencial en el rango identificado de 0.1 a 3.0 Hz que se muestran en la Figura 5.9, en estas figuras se puede observar de forma gráfica la identificación con mayor precisión, en el rango identificado de 0.1 a 3.0 Hz, esta contiene: (i) la función de transferencia real obtenido con el análisis de pequeña señal del sistema SSA en color negro; dos identificaciones realizadas con el método de ERA (ii) con una entrada modulada en color amarillo y (iii) con dos entradas moduladas en color naranja y dos identificaciones realizadas con LIM (iv) con una entrada modulada en color verde y (v) dos entradas moduladas en color azul. En Figura 5.9(a) se muestra el diagrama de Bode con la entrada Vr y en la Figura 5.9(b) con la entrada Pm, ambos para el generador G2.

Figura 5.9 Comparación bode del G2 de NE ISO, funciones de transferencia a) $\omega_2(s)/Vr_2(s)$ y b) $\omega_2(s)/Pm_2(s)$.

De estas comparaciones se destaca que las dos identificaciones realizadas con LIM obtienen una mayor precisión que ERA al preservar el modelo real del sistema SSA, además ha reducido el orden de las matrices de 67 a 29 estados.

Esto mismo se observa en el indicador de precisión RMSE de la Tabla 5.9 donde se comparan los errores del barrido frecuencial en magnitud y en fase de todas las identificaciones realizadas.

Tabla 5.9 Error en la magnitud y fase de bode de la identificación – NE ISO G2.

Parámetro	Método	$\omega_2(s)/Vr_2(s)$		$\omega_2(s)/Pm_2(s)$	
		Vr	Vr + Pm	Pm	Vr + Pm
Magnitud	ERA	0.0011	0.0015	0.0153	0.0153
	LIM	0.0019	0.0005	0.0007	0.0003
Fase	ERA	165.69	92.166	222.09	222.99
	LIM	33.322	25.839	10.027	1.5803

Las identificaciones realizadas con la modulación de las dos entradas Vr o Pm muestran que el sistema identificado con LIM de 29 estados presenta mejor precisión que la identificación realizada con ERA de 22 estados para el rango de frecuencia 0.1 a 3.0 Hz, por ello usaremos la identificación obtenida con LIM para el diseño del control de área amplia.

5.2.2. Diseño de control de área amplia basado en el modelo identificado

Siguiendo el **Algoritmo 4** se determinan las matrices **K** y **G** del control LQG, en el Anexo A.5 se presenta las matrices del sistema identificado y criterios de diseño de control **Q_c**, **Q_o**, **R_c** y **R_o**. De igual forma, con el **Algoritmo 5** y las matrices en espacio de estados obtenidas con LIM se obtiene la ganancia de retroalimentación de salida óptima **F** del control OOFc, en el Anexo A.5 también se presenta las matrices **Q_F** y **R_F** del diseño de control OOFc.

Como se muestra en la Figura 5.10, la incorporación de los controles óptimos ocasiona un desplazamiento de los modos locales e inter-área hacia el semiplano izquierdo, esto indica se ha incrementado el factor de amortiguamiento de los modos del sistema al cerrar el lazo de control.

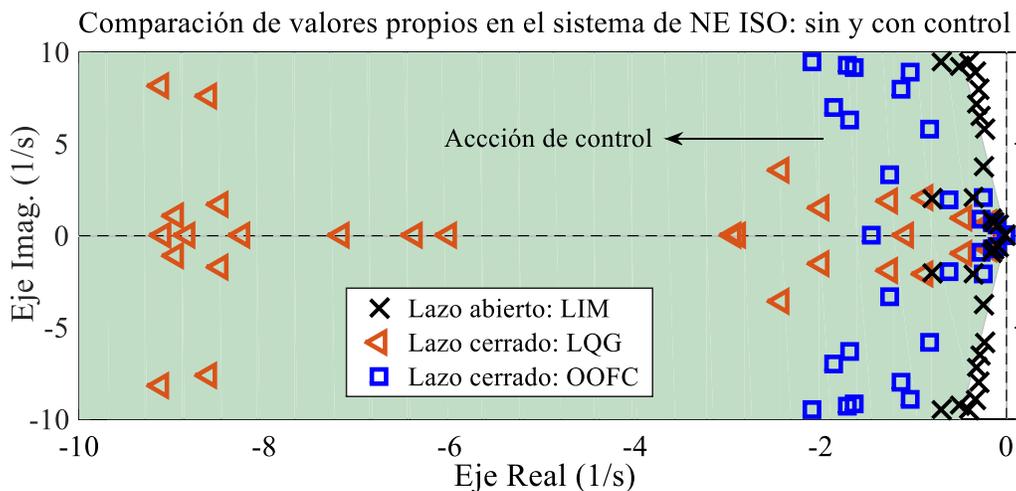


Figura 5.10 Sistema de prueba NE ISO, sin control y con los controles LQG y OOFc.

En la Tabla 5.10 se presentan los modos cuya frecuencia está entre 0.1 a 3.0 Hz con un factor de amortiguamiento ζ menor al 50% para el sistema identificado en lazo abierto y en lazo cerrado con los dos controles diseñados, para esto se ha utilizado las ecuaciones (3.31), (3.32) para el LQG y (3.59), (3.60) para OOF. Como se puede observar los modos predominantes en el sistema NE ISO son locales entre 0.7 a 2.5 Hz [2] se desplazan al modo estable con los controles LQG y OOF.

Tabla 5.10 Comparación del ζ de los modos en NE ISO - sin control, LQG y OOF.

Modo	Sin control	LQG	OOF
1-3 Hz	$\lambda = -0.4106 \pm 9.4670i$ $f = 1.5067, \zeta = 0.0433$	$\lambda = -9.1210 \pm 8.1947i$ $f = 1.3042, \zeta = 0.7439$	$\lambda = -2.1027 \pm 9.4491i$ $f = 1.4615, \zeta = 0.3507$
	$\lambda = -0.7074 \pm 9.4767i$ $f = 1.5083, \zeta = 0.0744$	$\lambda = -8.6060 \pm 7.6385i$ $f = 1.2157, \zeta = 0.7479$	$\lambda = -1.7110 \pm 9.3106i$ $f = 1.4404, \zeta = 0.2849$
	$\lambda = -0.5072 \pm 9.2025i$ $f = 1.4646, \zeta = 0.0550$		$\lambda = -1.6359 \pm 9.1309i$ $f = 1.4076, \zeta = 0.2959$
	$\lambda = -0.3360 \pm 8.9048i$ $f = 1.4172, \zeta = 0.0377$		$\lambda = -1.0388 \pm 8.8916i$ $f = 1.4062, \zeta = 0.1837$
	$\lambda = -0.2981 \pm 7.9867i$ $f = 1.2711, \zeta = 0.0373$		$\lambda = -1.1426 \pm 7.9983i$ $f = 1.2602, \zeta = 0.2451$
	$\lambda = -0.3198 \pm 7.1659i$ $f = 1.1405, \zeta = 0.0446$		$\lambda = -1.8595 \pm 7.0129i$ $f = 1.0742, \zeta = 0.3917$
	$\lambda = -0.2903 \pm 6.5038i$ $f = 1.0351, \zeta = 0.0446$		$\lambda = -1.6859 \pm 6.3188i$ $f = 1.0742, \zeta = 0.3917$
0.1-1 Hz	$\lambda = -0.2352 \pm 5.7856i$ $f = 0.9208, \zeta = 0.0406$	$\lambda = -2.4301 \pm 3.5421i$ $f = 0.5637, \zeta = 0.5657$	$\lambda = -0.8313 \pm 5.7980i$ $f = 0.9228, \zeta = 0.1419$
	$\lambda = -0.2510 \pm 3.7323i$ $f = 0.5940, \zeta = 0.0671$	$\lambda = -0.8725 \pm 2.0965i$ $f = 0.3337, \zeta = 0.3842$	$\lambda = -1.2609 \pm 3.2992i$ $f = 0.5251, \zeta = 0.3570$
	$\lambda = -0.3557 \pm 2.0616i$ $f = 0.3281, \zeta = 0.1700$	$\lambda = -0.4582 \pm 0.9523i$ $f = 0.1516, \zeta = 0.4336$	$\lambda = -0.2460 \pm 2.1045i$ $f = 0.3349, \zeta = 0.1161$
	$\lambda = -0.1688 \pm 0.8839i$ $f = 0.3174, \zeta = 0.3719$	$\lambda = -0.1887 \pm 0.7216i$ $f = 0.1149, \zeta = 0.2529$	$\lambda = -0.6244 \pm 1.9682i$ $f = 0.3133, \zeta = 0.3024$
	$\lambda = -0.1440 \pm 0.7247i$ $f = 0.1407, \zeta = 0.1876$	$\lambda = -1.2627 \pm 1.9072i$ $f = 0.3035, \zeta = 0.5520$	$\lambda = -0.2722 \pm 0.8926i$ $f = 0.1421, \zeta = 0.2917$
	$\lambda = -0.0922 \pm 0.5970i$ $f = 0.1153, \zeta = 0.1949$		$\lambda = -0.1490 \pm 0.7129i$ $f = 0.1135, \zeta = 0.2046$

5.2.3. Implementación del control de oscilaciones inter-área

En esta sección se incorporan los controles lineales diseñados sobre el sistema dinámico no lineal del sistema de potencia; para ello, el sistema de control LQG obtenido usando las ecuaciones (3.31) (3.32) y OOF de las ecuaciones (3.59) (3.60) diseñados para NE ISO. Se transforman de tiempo continuo a tiempo discreto con la función “*c2d*” de Matlab al mismo tiempo de simulación del sistema no lineal cuyo paso de integración es de 1×10^{-2} s. Estos nuevos sistemas de control se retroalimentan sobre las funciones de PST [65] “*exc_sig*” y “*pm_sig*” para las entradas V_r y P_m , respectivamente.

Para que el evento simulado excite la mayor cantidad de modos locales y el modo inter-área en el sistema NE ISO se realiza una falla trifásica auto aclarada en la barra 16, ésta es una barra importante pues en ella se realiza la mayor inyección de potencia al sistema desde los generadores G4, G5, G7, y G35 como se puede observar en la Figura 5.11, el evento inicia a los 1.10 segundos y se despeja a los 1.15 segundos (50 milisegundos, 3 ciclos). En la Figura 5.11(a) se muestra como la velocidad del generador G1 (equivalente de NY ISO) oscilan en contraposición con los 9 generadores de (NE ISO) G2 a G10; en la Figura 5.11(b) se observa las oscilaciones de potencia en el enlace de las áreas involucradas, en las líneas entre las barras 39 a 1, 39 a 9, 15 a 16 y 16 a 17. Estas oscilaciones no se atenúan significativamente en el tiempo y por ello esta red de prueba es ampliamente utilizada en el diseño de control de oscilaciones.

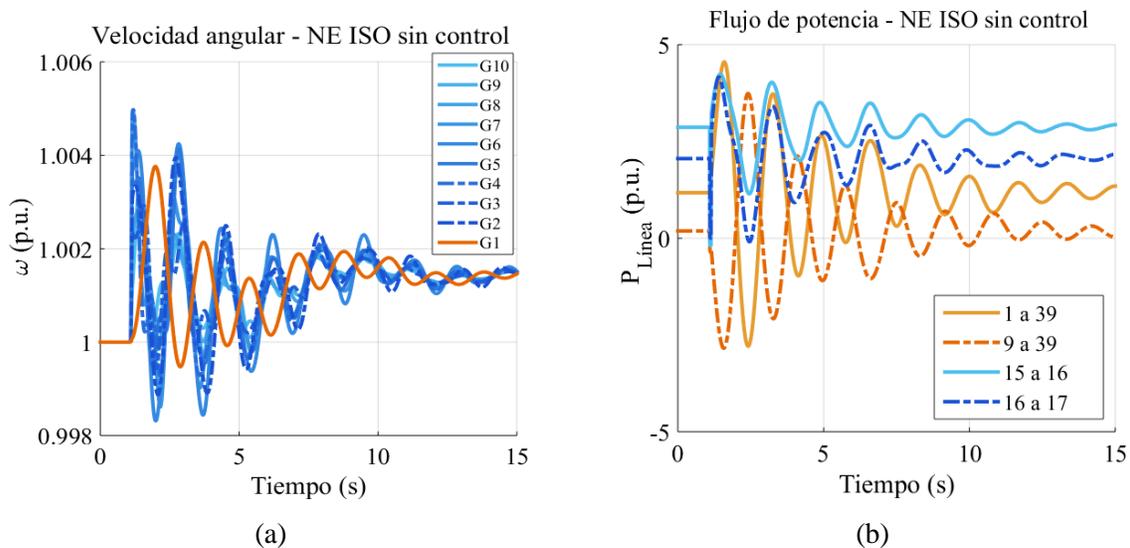


Figura 5.11 Comportamiento dinámico del sistema NE ISO sin control.

Con la implementación del control se espera la respuesta amortiguada de la oscilación inter-área y de los modos locales como se presentó en la Tabla 5.10.

Al implementar el control LQG diseñado en el sistema no lineal y simular la misma falla trifásica auto aclarada en el bus 16 del sistema NE ISO se espera obtener el control de las oscilaciones antes presentadas. En la Figura 5.12 se presenta el comportamiento dinámico del sistema con el control LQG, en la Figura 5.12(a) se presenta la velocidad angular de los 10 generadores y en la Figura 5.12(b) la potencia de transferencia en las líneas 39 a 1, 39 a 9 que enlazan NY ISO y NE ISO 15, así como el flujo de potencia entre las líneas 15 a 16 y 16 a 17 que enlazan el gran polo de generación con todo el sistema; en ambas figuras se observa que control LQG disminuye el tiempo de oscilación.

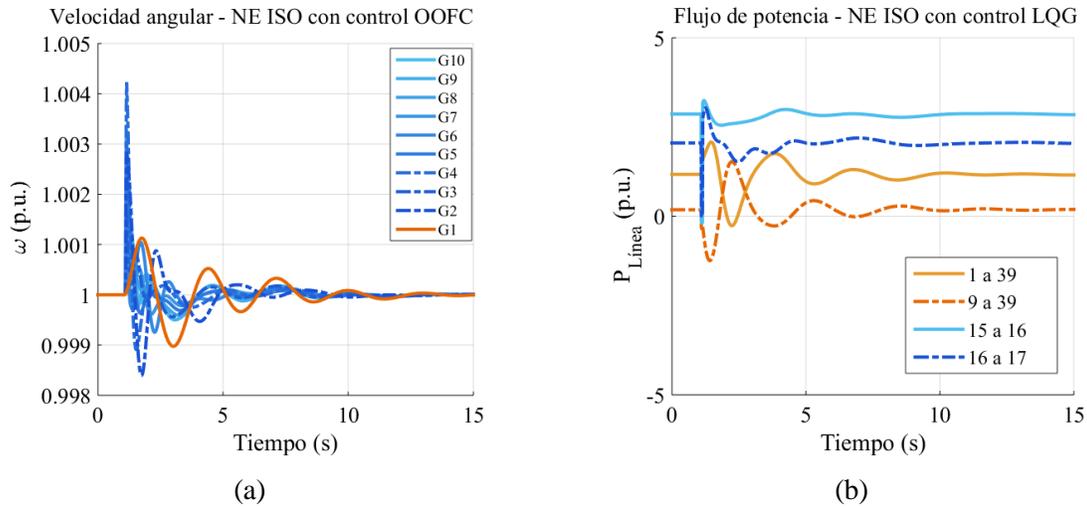


Figura 5.12 Comportamiento dinámico del sistema NE ISO con control LQG.

Es importante mencionar que el equivalente del sistema NY ISO no fue usada en el control pues no tiene entrada de V_r para la identificación o control de este; por lo que el control de la oscilación inter-área es controlada solo con los 9 generadores del G2 al G10 que componen el sistema de NE ISO.

De igual forma, se implementó el control OOFK diseñado sobre el sistema no lineal NE ISO, como se indicó en la Tabla 5.10 se espera el incremento del factor de amortiguamiento del modo inter-área y los modos locales; para ello se simuló nuevamente la falla en la barra 16, estos resultados se presentan en la Figura 5.13(a) velocidad de los generadores y en la Figura 5.13(b) potencia en los enlaces.

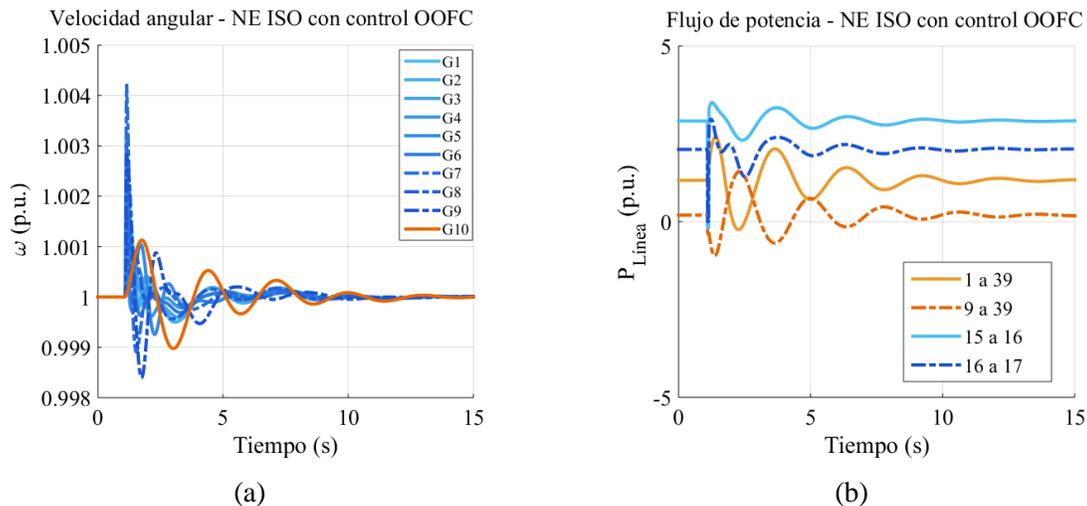


Figura 5.13 Comportamiento dinámico del sistema NE ISO con control OOFK.

Como se observa LQG es más efectivo que OOFK, esto se debe al proceso de estimación del LQR que mejora la señal de control del WADC; sin embargo, ambos tienen la capacidad de mitigar las oscilaciones antes de los 15 segundos, tiempo en que inicia los procesos de regulación de frecuencia.

Los controles óptimos implementados sobre el sistema NE ISO son una aplicación compleja debido a la cantidad considerable de modos locales, el control se ha realizado sobre 29 estados identificados con LIM de los 67 estados del sistema real. Los modos más penalizados en el diseño del control son: el modo inter-área de frecuencia 0.5940 Hz y los modos locales con bajo factor de amortiguamiento de frecuencias 0.9208, 1.0351, 1.1405, 1.2711, 1.4172, 1.4646, 1.5083 y 1.5067 Hz.

5.3. Sistema NPCC de 48 generadores, 140 barras

Por último, se seleccionó el sistema de potencia NPCC [87] de 48 generadores y 140 buses, los datos de cada componente del sistema se reportan en la Sección A.6, éste sistema representa una de las ocho regiones de la Corporación de Confiabilidad Eléctrica de Norte América (NERC por sus siglas en inglés *North American Electric Reliability Corporation*).

Para este sistema se realizaron algunas consideraciones más comunes en los sistemas de potencia, como la capacidad de realizar la identificación y control con un número reducido de generadores, esta es una limitante frecuente pues no todos los generadores pueden ser sometidos a pruebas o formar parte de un esquema de control de amortiguamiento de área amplia. En ese contexto, en la Figura 5.14 se representan en círculos de color azul a los generadores habilitados para la identificación y el control de área amplia y los círculos en color verde corresponden a los generadores donde solo se cuenta con mediciones, pero no están habilitados para realizar la modulación y/o el control.

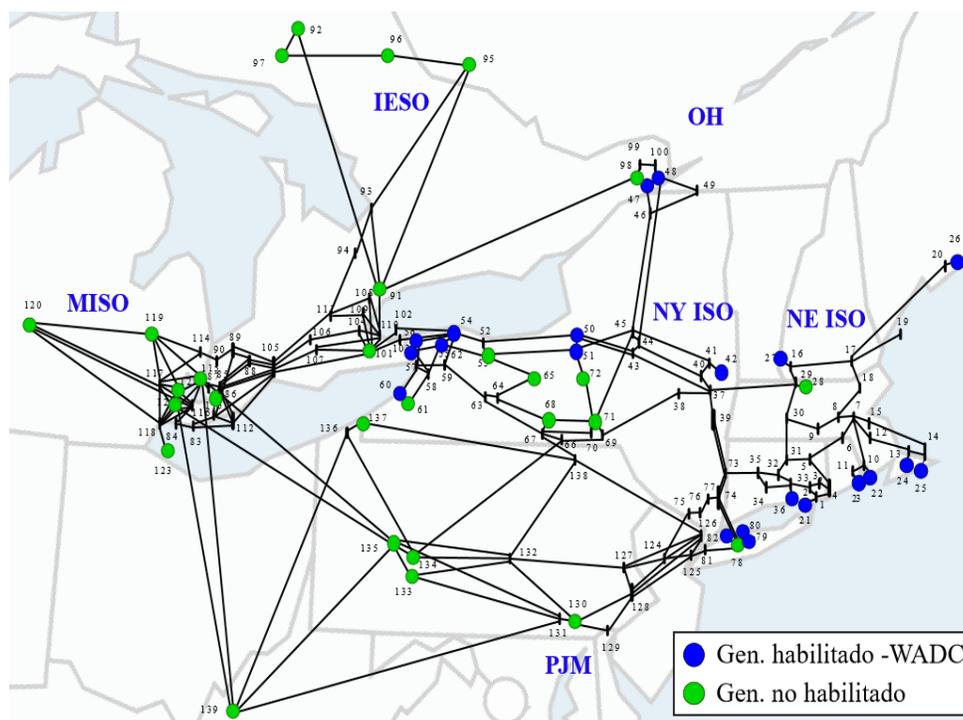


Figura 5.14 Sistema de prueba NPCC.

El modelo corresponde a la librería de PST, se observa que el sistema tiene un enlace importante en la barra 37 (Subestación *New Scotland*), ya que se interconectan el NY ISO y NE ISO, por lo que una falla en la barra 37 activa la mayor cantidad de los modos locales y el modo inter-área de estas dos áreas.

El modelo del sistema de NPCC tiene un total de 294 estados, representado por un total de 48 generadores, de los cuales 27 utilizan un modelo transitorio de 4 estados y los 21 restantes utilizan el modelo clásico de 2 estados. Asimismo, 24 de estos generadores están equipados con excitadores del DC Tipo 1 con 3 estados y modelos de turbina - gobernador de vapor con 3 estados.

Estos 24 generadores serán considerados están habilitadas para la identificación y el control, se encuentran modelados por 24 entradas V_r del voltaje de referencia del excitador DC Tipo 1 y por 24 entradas P_m referida a la potencia de referencia de la turbina-gobernador; la salida del sistema está definida por la velocidad rotor ω de todos los generadores y serán controladas por el WADC.

5.3.1. Identificación del modelo lineal basado en mediciones

Como se indicó inicialmente, para identificar el sistema se utilizó modulaciones con una señal de frecuencia modulada pulsada para ERA y señales sinusoidales para LIM sobre las entradas V_r y P_m y midiendo las velocidades en todos los generadores. En la Tabla 5.11 se presenta la dimensión de las matrices Hankel para ERA con el criterio de 90% de la energía y el orden de las matrices del modelo lineal del sistema de potencia NPCC.

Tabla 5.11 Matrices de identificación con el método ERA en el sistema de NPCC.

Modulación	H(1), H(2)	Orden	A	B	C	D
V_r	$\mathbb{R}^{9600 \times 4800}$	56	$\mathbb{R}^{56 \times 56}$	$\mathbb{R}^{56 \times 24}$	$\mathbb{R}^{48 \times 56}$	$\mathbb{R}^{48 \times 24}$
P_m	$\mathbb{R}^{9600 \times 4800}$	47	$\mathbb{R}^{47 \times 47}$	$\mathbb{R}^{47 \times 24}$	$\mathbb{R}^{48 \times 47}$	$\mathbb{R}^{48 \times 24}$
$V_r + P_m$	$\mathbb{R}^{9600 \times 9600}$	61	$\mathbb{R}^{61 \times 61}$	$\mathbb{R}^{61 \times 48}$	$\mathbb{R}^{48 \times 61}$	$\mathbb{R}^{48 \times 48}$

De igual forma a los casos presentados anteriormente en la Tabla 5.12 se presenta la dimensión de las matrices de interpolación de Loewner, el orden de la identificación con el criterio de 90% de la energía y las matrices del sistema identificado con LIM en el sistema NPCC.

Tabla 5.12 Matrices de identificación con el método LIM en el sistema de NPCC.

Modulación	L_{Re}, M_{Re}	F_{Re}	W_{Re}	Orden	A	B	C	D
V_r	$\mathbb{R}^{480 \times 240}$	$\mathbb{R}^{480 \times 24}$	$\mathbb{R}^{48 \times 240}$	49	$\mathbb{R}^{49 \times 49}$	$\mathbb{R}^{49 \times 24}$	$\mathbb{R}^{48 \times 49}$	$\mathbb{R}^{48 \times 24}$
P_m	$\mathbb{R}^{480 \times 240}$	$\mathbb{R}^{480 \times 24}$	$\mathbb{R}^{48 \times 240}$	50	$\mathbb{R}^{50 \times 50}$	$\mathbb{R}^{50 \times 24}$	$\mathbb{R}^{48 \times 50}$	$\mathbb{R}^{48 \times 24}$
$V_r + P_m$	$\mathbb{R}^{480 \times 480}$	$\mathbb{R}^{480 \times 48}$	$\mathbb{R}^{48 \times 480}$	76	$\mathbb{R}^{76 \times 76}$	$\mathbb{R}^{76 \times 48}$	$\mathbb{R}^{48 \times 76}$	$\mathbb{R}^{48 \times 48}$

En la Tabla 5.13 se presenta los modos de mayor interés del sistema de NPCC estos corresponden a los modos locales con menor amortiguamiento y el modo inter-área $\lambda = -0.1860 \pm 4.0487i$, obtenidos con la linealización del sistema provisto por la función “*svm_mgen*” y las identificaciones ERA y LIM.

Tabla 5.13 Valores propios de sistema de NPCC – SSA, ERA y LIM

Método	Valor propio	SSA	Vr	Pm	Vr + Pm
ERA	Local 1	-0.3287 ± 7.2768i	-0.4633 ± 7.3600i	-0.4653 ± 7.2773i	-0.4697 ± 7.2141i
	Local 2	-0.0749 ± 6.6378i	-0.1029 ± 6.6203i	-0.0808 ± 6.6257i	-0.0946 ± 6.6314i
	Local 3	-0.3512 ± 6.5837i	-0.3408 ± 6.5423i	-0.3546 ± 6.6009i	-0.3342 ± 6.5614i
	Inter-área 2	-0.1936 ± 4.0021i	-0.1763 ± 4.0963i	-0.2106 ± 4.0524i	-0.1789 ± 4.0861i
LIM	Local 1	-0.3287 ± 7.2768i	-0.4338 ± 7.1778i	-0.4761 ± 7.2089i	-0.4268 ± 7.2515i
	Local 2	-0.0749 ± 6.6378i	-0.0510 ± 6.6386i	-0.0849 ± 6.6201i	-0.0939 ± 6.6324i
	Local 3	-0.3512 ± 6.5837i	-0.3746 ± 6.3510i	-0.5809 ± 6.5559i	-0.3232 ± 6.5147i
	Inter-área 2	-0.1936 ± 4.0021i	-0.1604 ± 4.0670i	-0.1926 ± 4.0653i	-0.1860 ± 4.0487i

Como se observa los modos son capturados en todas las identificaciones realizadas pero debido a la menor cantidad de entradas se tiene una menor precisión en comparación con el sistema original obtenido con el análisis de pequeña señal del sistema de ecuaciones completos.

Para observar la precisión de los métodos usados en la Figura 5.15 se muestra el barrido frecuencial en el rango 0.1 a 3.0 Hz con cada una de las identificaciones realizadas, siendo LIM de 76 estados más preciso en el rango seleccionado; asimismo, a diferencia de ERA de 61 estados se observa que la identificación con LIM mejora con el uso de las dos modulaciones unidas como una sola entrada.

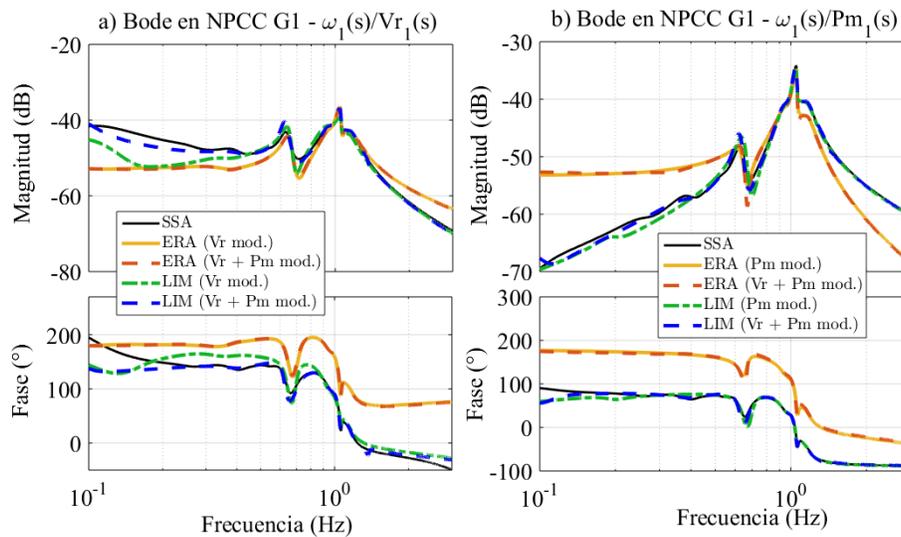


Figura 5.15 Comparación bode del G1 de NPCC, funciones de transferencia a) $\omega_1(s)/Vr_1(s)$ y b) $\omega_1(s)/Pm_1(s)$.

De forma cuantitativa, en la Tabla 5.14 se comparan los errores en magnitud y fase del barrido en frecuencia de todas las identificaciones realizadas, estas son medidas con el indicador RMSE.

Tabla 5.14 Error en la magnitud y fase de bode de la identificación – NPCC G1.

Parámetro	Método	$\omega_1(s)/Vr_1(s)$		$\omega_1(s)/Pm_1(s)$	
		Vr	Vr + Pm	Pm	Vr + Pm
Magnitud	ERA	0.0012	0.0012	0.0011	0.0011
	LIM	0.0009	0.0005	0.0012	0.0005
Fase	ERA	87.6589	86.7118	73.9851	75.4019
	LIM	14.1881	14.0086	7.5941	5.8362

5.3.2. Diseño de control de área amplia basado en el modelo identificado

Como la identificación LIM de 76 estados modulando las entradas V_r y P_m tiene una mejor precisión de todas las identificaciones realizadas, con estas matrices se diseñan los controles óptimos cabe mencionar que se puede diseñar con todas las identificaciones realizadas; sin embargo, con un mayor número de estados se obtiene un mejor performance en la señal de control del sistema.

Con el **Algoritmo 4** se determinan las matrices \mathbf{K} y \mathbf{G} del control LQG, obtenido estas matrices se determina el sistema en espacio de estados del control con las ecuaciones (3.31) y (3.32), y se evalúan los modos del sistema identificado con el control en lazo cerrado. De igual forma, con el **Algoritmo 5** se obtiene la ganancia de retroalimentación \mathbf{F} del control OOFc, se determina el sistema en espacio de estados del control con las ecuaciones (3.59) y (3.60), y se evalúan los modos del sistema identificado con el control en lazo cerrado.

En el Anexo A.6 se presenta de forma gráfica las matrices identificadas, las matrices de penalización \mathbf{Q}_c , \mathbf{Q}_o , \mathbf{R}_c y \mathbf{R}_o usadas para el diseño del control LQG y las matrices \mathbf{Q}_F y \mathbf{R}_F del control OOFc.

En la Figura 5.16 se muestra la comparación entre los modos del sistema en lazo abierto y en lazo cerrado de los controles LQG y OOFc.

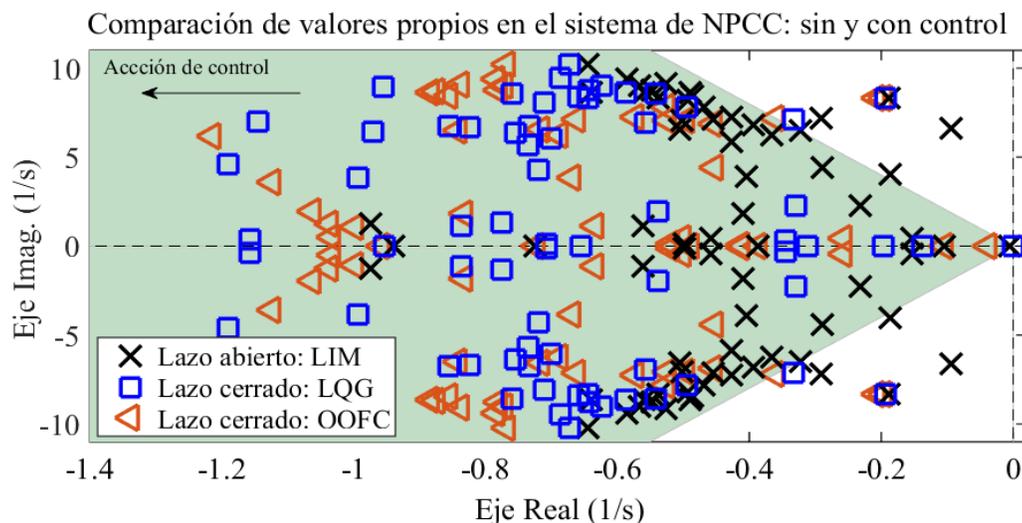


Figura 5.16 Sistema de prueba NPCC, sin control y los controles LQG y OOFc.

En la Tabla 5.15 se presenta los modos en la banda frecuencial de 1.0 a 3.0 Hz con un factor de amortiguamiento ζ menor al 10% y de 0.1 a 1.0 Hz con un ζ menor al 25%, la tabla hace énfasis en el incremento del factor de amortiguamiento de los modos inter-área, el modo inter-área predominante es $-0.1860 \pm 4.0487i$ cuyo factor de amortiguamiento ζ se incrementa de 0.0459 (sin control) a 0.1026 (con control LQG) y 0.1649 (con control OOFc).

Tabla 5.15 Comparación del ζ de los modos en NPCC - sin control, LQG y OOFc.

Modo	Sin control	LQG	OOF
1-3 Hz	$\lambda = -0.7966 \pm 12.5413i$ $f = 1.996, \zeta = 0.0634$	$\lambda = -0.7688 \pm 10.1984i$ $f = 1.6231, \zeta = 0.0752$	$\lambda = -0.9647 \pm 12.4372i$ $f = 1.9794, \zeta = 0.0773$
	$\lambda = -0.6443 \pm 10.1910i$ $f = 1.6219, \zeta = 0.0631$	$\lambda = -0.7837 \pm 9.3713i$ $f = 1.4915, \zeta = 0.0833$	$\lambda = -0.6728 \pm 10.1882i$ $f = 1.6215, \zeta = 0.0659$
	$\lambda = -0.5856 \pm 9.3689i$ $f = 1.4911, \zeta = 0.0624$	$\lambda = -0.8389 \pm 9.0935i$ $f = 1.4473, \zeta = 0.0919$	$\lambda = -0.6873 \pm 9.4426i$ $f = 1.5028, \zeta = 0.0726$
	$\lambda = -0.5255 \pm 9.1467i$ $f = 1.4557, \zeta = 0.0574$	$\lambda = -0.7723 \pm 9.0085i$ $f = 1.4337, \zeta = 0.0854$	$\lambda = -0.6234 \pm 9.0196i$ $f = 1.4355, \zeta = 0.069$
	$\lambda = -0.5666 \pm 9.0091i$ $f = 1.4338, \zeta = 0.0628$	$\lambda = -0.7812 \pm 8.7806i$ $f = 1.3975, \zeta = 0.0886$	$\lambda = -0.6430 \pm 8.7689i$ $f = 1.3956, \zeta = 0.0731$
	$\lambda = -0.5469 \pm 8.7823i$ $f = 1.3977, \zeta = 0.0621$	$\lambda = -0.8747 \pm 8.7165i$ $f = 1.3873, \zeta = 0.0998$	$\lambda = -0.5870 \pm 8.6457i$ $f = 1.376, \zeta = 0.0677$
	$\lambda = -0.5595 \pm 8.6578i$ $f = 1.3779, \zeta = 0.0645$	$\lambda = -0.1964 \pm 8.3321i$ $f = 1.3261, \zeta = 0.0236$	$\lambda = -0.5424 \pm 8.5898i$ $f = 1.3671, \zeta = 0.063$
	$\lambda = -0.4888 \pm 8.6531i$ $f = 1.3772, \zeta = 0.0564$	$\lambda = -0.2078 \pm 8.3293i$ $f = 1.3257, \zeta = 0.0249$	$\lambda = -0.7596 \pm 8.5595i$ $f = 1.3623, \zeta = 0.0884$
	$\lambda = -0.6392 \pm 8.6440i$ $f = 1.3757, \zeta = 0.0737$	$\lambda = -0.5271 \pm 7.8145i$ $f = 1.2437, \zeta = 0.0673$	$\lambda = -0.6578 \pm 8.3814i$ $f = 1.3339, \zeta = 0.0782$
	$\lambda = -0.4868 \pm 8.4482i$ $f = 1.3446, \zeta = 0.0575$	$\lambda = -0.5728 \pm 7.2620i$ $f = 1.1558, \zeta = 0.0786$	$\lambda = -0.1937 \pm 8.3185i$ $f = 1.3239, \zeta = 0.0233$
	$\lambda = -0.1882 \pm 8.3167i$ $f = 1.3236, \zeta = 0.0226$	$\lambda = -0.3615 \pm 7.2098i$ $f = 1.1475, \zeta = 0.0501$	$\lambda = -0.6442 \pm 8.2939i$ $f = 1.32, \zeta = 0.0774$
	$\lambda = -0.5380 \pm 8.3078i$ $f = 1.3222, \zeta = 0.0646$	$\lambda = -0.6624 \pm 7.1093i$ $f = 1.1315, \zeta = 0.0928$	$\lambda = -0.7117 \pm 8.0772i$ $f = 1.2855, \zeta = 0.0878$
	$\lambda = -0.4926 \pm 8.1691i$ $f = 1.3002, \zeta = 0.0602$	$\lambda = -0.4966 \pm 7.0837i$ $f = 1.1274, \zeta = 0.0699$	$\lambda = -0.4941 \pm 7.8036i$ $f = 1.242, \zeta = 0.0632$
	$\lambda = -0.4695 \pm 7.8145i$ $f = 1.2437, \zeta = 0.060$	$\lambda = -0.5241 \pm 7.0415i$ $f = 1.1207, \zeta = 0.0742$	$\lambda = -0.3334 \pm 7.1525i$ $f = 1.1384, \zeta = 0.0466$
	$\lambda = -0.4268 \pm 7.2515i$ $f = 1.1541, \zeta = 0.0588$	$\lambda = -0.4545 \pm 6.8566i$ $f = 1.0913, \zeta = 0.0661$	$\lambda = -0.5571 \pm 6.9360i$ $f = 1.1039, \zeta = 0.0801$
	$\lambda = -0.2913 \pm 7.2133i$ $f = 1.148, \zeta = 0.0404$		
	$\lambda = -0.4546 \pm 7.1287i$ $f = 1.1346, \zeta = 0.0636$		
	$\lambda = -0.5021 \pm 7.0427i$ $f = 1.1209, \zeta = 0.0711$		
	$\lambda = -0.3935 \pm 6.8390i$ $f = 1.0885, \zeta = 0.0574$		
	$\lambda = -0.0939 \pm 6.6324i$ $f = 1.0556, \zeta = 0.0142$		
$\lambda = -0.5052 \pm 6.5437i$ $f = 1.0415, \zeta = 0.077$			
$\lambda = -0.3232 \pm 6.5147i$ $f = 1.0368, \zeta = 0.0495$			
0.1-1 Hz	$\lambda = -0.3654 \pm 6.2655i$ $f = 0.9972, \zeta = 0.0582$	$\lambda = -0.6876 \pm 6.2347i$ $f = 0.9813, \zeta = 0.1096$	$\lambda = -0.6998 \pm 6.0641i$ $f = 0.9651, \zeta = 0.1146$
	$\lambda = -0.4265 \pm 5.8926i$ $f = 0.9378, \zeta = 0.0722$	$\lambda = -1.2140 \pm 6.1655i$ $f = 0.9923, \zeta = 0.1932$	$\lambda = -0.7346 \pm 5.6621i$ $f = 0.9011, \zeta = 0.1287$
	$\lambda = -0.2899 \pm 4.3993i$ $f = 0.7002, \zeta = 0.0658$	$\lambda = -0.4535 \pm 4.3974i$ $f = 0.6999, \zeta = 0.1026$	$\lambda = -0.7196 \pm 4.3030i$ $f = 0.6848, \zeta = 0.1649$
	$\lambda = -0.1860 \pm 4.0487i$ $f = 0.6444, \zeta = 0.0459$	$\lambda = -0.6698 \pm 3.8574i$ $f = 0.6139, \zeta = 0.1711$	$\lambda = -0.9928 \pm 3.8753i$ $f = 0.6168, \zeta = 0.2482$
	$\lambda = -0.4039 \pm 3.8817i$ $f = 0.6178, \zeta = 0.1035$		$\lambda = -0.3290 \pm 2.2612i$ $f = 0.3599, \zeta = 0.1440$
	$\lambda = -0.2322 \pm 2.2899i$ $f = 0.3645, \zeta = 0.1009$		
$\lambda = -0.4095 \pm 1.8190i$ $f = 0.2895, \zeta = 0.2196$			

Cabe precisar que se pueden generar distintos controles con diferentes desempeños en base a la selección de las matrices de penalización de estados o esfuerzos de control.

5.3.3. Implementación del control de oscilaciones inter-área

En esta sección se implementan los controles lineales anteriormente diseñados en el sistema dinámico no lineal del sistema NPCC; como se ha mencionado para el LQG se usa las ecuaciones (3.31) y (3.32). De igual forma, para el control de OOFK las ecuaciones (3.59) y (3.60), deben ser transformados de tiempo continuo a tiempo discreto con la función “*c2d*” de Matlab con el mismo tiempo del paso de integración del simulador del sistema no lineal, en este caso 1×10^{-2} segundos y se implementan sobre las funciones de PST “*exc_sig*” para V_r y “*pm_sig*” para P_m .

Para que el evento simulado excite el modo inter-área en NPCC se realiza una falla trifásica auto aclarada en la barra 37 (Subestación *New Scotland*) que enlaza dos grandes áreas del sistema NY ISO y NE ISO, el evento inicia a los 1.10 segundos y se despeja a los 1.15 segundos (duración de 50 milisegundos o 3 ciclos). En la Figura 5.17(a) se muestra como la falla descrita anteriormente ocasiona que la velocidad de los 24 generadores tengan un comportamiento oscilatorio débilmente amortiguado; en la Figura 5.17(b) se muestra la transferencia de potencia altamente oscilatoria en las líneas que conectan con el bus 37, estas líneas son bus 37 a 29, bus 37 a 38, bus 37 a 40, bus 37 a 43 y bus 37 a 39, estos tienen oscilaciones de potencia con una duración mayor a 15 segundos.

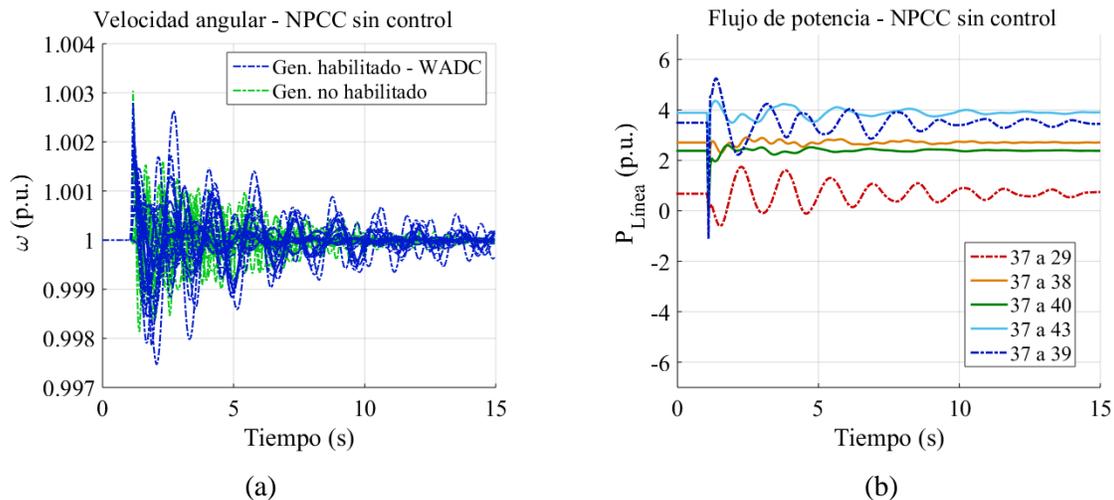


Figura 5.17 Comportamiento dinámico del sistema NPCC sin control.

Con la implementación del control LQG en el sistema no lineal se espera una respuesta más amortiguada de las oscilaciones inter-área antes presentadas en la Tabla 5.15. Se ha simulado la misma falla trifásica auto aclarada en el bus 37 del sistema NPCC con una acción de control LQG iniciado a los 2 segundos y concluido a los 7 segundos de la simulación; en la Figura 5.18 se presenta el comportamiento dinámico de este sistema con el control implementado; en la Figura 5.18(a) se presenta la velocidad angular de los 48 generadores y en la Figura 5.18(b) la potencia de transferencia en las líneas descritas anteriormente; en ambas el control LQG disminuye el tiempo de duración de las oscilaciones.

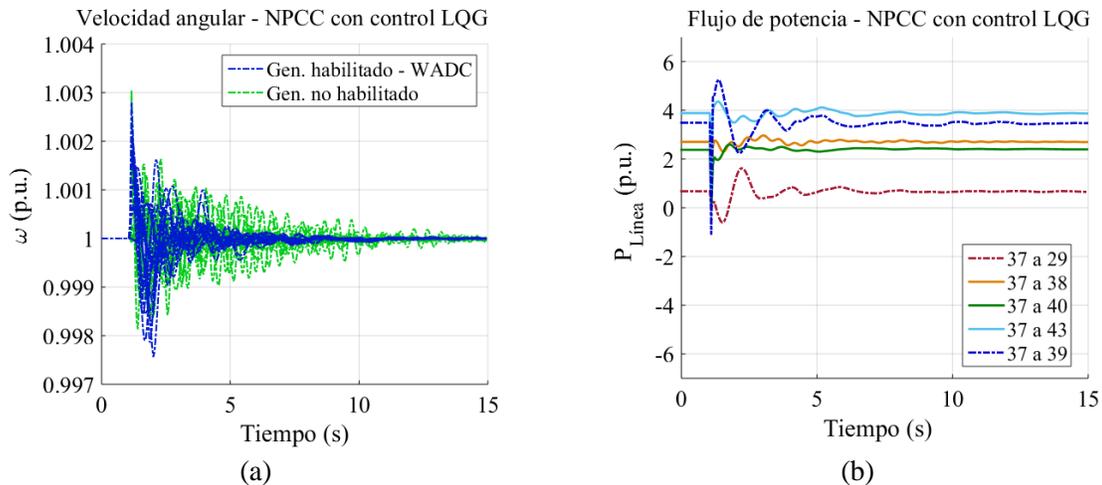


Figura 5.18 Comportamiento dinámico del sistema NPCC con control LQG.

Se implementó el control OOFC en el sistema NPCC y se simuló la falla trifásica auto aclarada en la barra 37 con la acción de control del segundo 2 al segundo 12, como se observa se redujo el tiempo de la oscilación tanto en las velocidad de los generadores de la Figura 5.19(a) como en la potencia de transferencia de las líneas que conectan el bus 37 mostrado en la Figura 5.19(b).

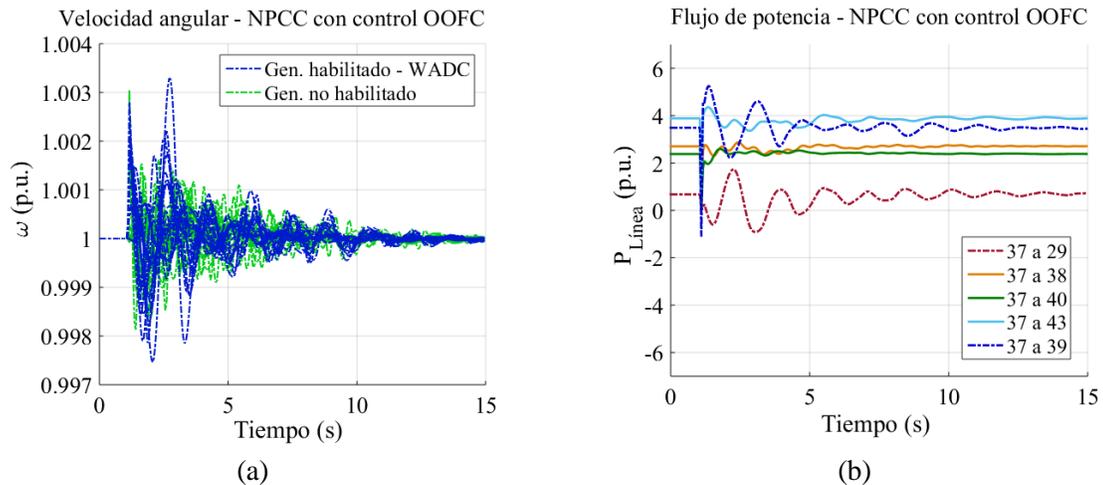


Figura 5.19 Comportamiento dinámico del sistema NPCC con control OOFC.

Como en el caso anterior, el control LQG tiene un mejor desempeño que OOFC debido a que LQG estima los estados en base a las salidas del sistema, esto reduce el error en la acción de control. El sistema NPCC de 294 estados es una aplicación compleja porque cuenta con diferentes modelos de máquinas, excitadores y turbinas. En el control se penalizaron 76 estados identificados con LIM, como se indicó en la sección teórica, el proceso de diseño del control óptimo se dificulta cuando se tiene una cantidad elevada de estados; por ello el método LIM que brinda un modelo lineal pequeño y mantiene la mayor cantidad de propiedades dinámicas del sistema compete se adapta de forma adecuada a estos controles.

6. Conclusiones y trabajos futuros

En esta sección se presentan las conclusiones y los trabajos futuros de la presente investigación.

6.1. Conclusiones

Esta tesis presenta de forma detallada la formulación para realizar el control de oscilaciones de un sistema de potencia basado en mediciones de área amplia o WADC. La tesis presenta dos métodos de identificación del modelo lineal del sistema de potencia, los métodos de ERA y LIM en la tesis son selectivos en un rango de frecuencia propuesto. Asimismo, la tesis detalla dos estrategias de control MIMO con los cuales se controla los modos inter-área y locales del sistema eléctrico de potencia, las estrategias LQG y OOFc son diseñadas a partir de los parámetros **A**, **B**, **C**, **D** del modelo lineal identificado. Finalmente se implementan estos controles en el simulador de sistemas de potencia con sus características no lineales para analizar el desempeño del WADC.

Las conclusiones más relevantes de la presente investigación son:

- La identificación del sistema lineal mediante mediciones de área amplia usando el método LIM tiene mayor precisión que el método ERA, en ambos métodos se modula el sistema en el rango de frecuencias de 0.1 a 3.0 Hz. Además, LIM incrementa la precisión de la identificación a medida que se agrupa el número de entradas por cada generador.
- En lo que se refiere al WADC, la identificación con LIM se adapta de forma exitosa al control de oscilaciones de área amplia con las estrategias de control óptimo; la alta precisión y el reducido orden del modelo identificado son favorables para el diseño del control Lineal Cuadrático Gaussiano (LQG) y el control de Retroalimentación de Salida Óptima (OOFc).
- Para obtener la matriz de retroalimentación del control OOFc se necesita un proceso iterativo cuya velocidad de convergencia depende del número de estados del modelo lineal a controlar; sin embargo, la ventaja del control OOFc se encuentra en la simplicidad de su esquema.
- Sobre la implementación del WADC basado en mediciones de área amplia en el sistema no lineal se concluye: que tanto el control LQG como el control OOFc pueden controlar las oscilaciones inter-área; sin embargo, LQG tiene un mejor desempeño que OOFc, esto es más evidente a medida que se incrementa el número de componentes o se disminuyen los generadores que realizan las acciones de control. Esto se debe principalmente a que el estimador del LQG minimiza el error de los estados y mejora así la señal de control proporcionada por el WADC.

6.2. Trabajos futuros

Los trabajos futuros que se desprenden de la presente investigación son:

- Usar las estrategias de identificación y control del sistema para implementar un control de voltaje centralizado con las diversas entradas de potencia reactiva.
- Evaluar las características de los métodos de identificación presentados con la aparición de las características no lineales del sistema de potencia y determinar cuál de estas tiene una mayor capacidad de mantener la precisión en este escenario.
- Usar métodos de interpolación matricial de Loewner con señales que exciten mayor número de modos como la señal de frecuencia modulada pulsada de forma lineal o cosenoidal, así como una sumatoria de armónicas para así reducir el tiempo de modulación del sistema.
- Cambiar el método del FFT por TFT u otros métodos para obtener un mejor cálculo de los componentes frecuenciales del sistema y obtener mejores identificaciones.
- Someter la estrategia de control LQG basado en LIM a restricciones, como el patrón de dispersión que representa un escenario de inaccesibilidad a ciertas mediciones del sistema.

Referencias

- [1] P. Kundur *et al.*, “Definition and classification of power system stability,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 19, no. 3, pp. 1387–1401, 2004, doi: 10.1109/TPWRS.2004.825981.
- [2] T. Report, “Month Year Stability definitions and characterization of dynamic behavior in systems with high penetration of power electronic interfaced technologies,” no. April, 2020.
- [3] P. Kundur, “Power System Stability And Control.” p. 1661, 2005, doi: 10.1016/S0022-3115(02)01404-6.
- [4] G. Rogers, *Power System Oscillations*. Boston, MA: Springer US, 2000.
- [5] D. N. Kosterev, C. W. Taylor, and W. A. Mittelstadt, “Model validation for the august 10,1996 wscs system outage,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 14, no. 3, pp. 967–979, 1999, doi: 10.1109/59.780909.
- [6] V. M. Venkatasubramanian and Y. Li, “Analysis of 1996 Western American Electric Blackouts,” *Bulk Power Syst. Dyn. Control - VI*, pp. 685–721, 2004.
- [7] R. Castellanos B., J. G. Calderón G., D. Olguin S., H. Sarmiento U., and A. R. Messina, “Use of power system stabilizers for damping inter-area oscillations in the south systems of the Mexican electrical grid,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 76, no. 4, pp. 169–179, Jan. 2006, doi: 10.1016/j.epr.2005.04.010.
- [8] E. Martínez and A. R. Messina, “Modal analysis of measured inter-area oscillations in the Mexican Interconnected System: The July 31, 2008 event,” in *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2011, doi: 10.1109/PES.2011.6039383.
- [9] M. R. A. Paternina, J. M. Ramirez, and A. Z. Méndez, “Real-time implementation of the digital Taylor–Fourier transform for identifying low frequency oscillations,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 140, pp. 846–853, Nov. 2016, doi: 10.1016/j.epr.2016.04.021.
- [10] C. Concordia, “Steady-State Stability of Synchronous Machines as Affected by Voltage-Regulator Characteristics,” *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 63, no. 5, pp. 215–220, 1944, doi: 10.1109/T-AIEE.1944.5058926.
- [11] W. G. Heffron and R. A. Phillips, “Effect of a Modern Amplidyne Voltage Regulator on Underexcited Operation of Large Turbine Generators [includes discussion],” *Trans. Am. Inst. Electr. Eng. Part III Power Appar. Syst.*, vol. 71, no. 3, pp. 692–697, 1952.
- [12] F. P. Demello and C. Concordia, “Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control,” *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-88, no. 4, pp. 316–329, 1969, doi: 10.1109/TPAS.1969.292452.
- [13] G. C. Verghese, I. J. Perez-arriaga, and F. C. Schweppe, “Selective Modal Analysis With Applications to Electric Power Systems, Part II: The Dynamic Stability Problem,” *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-101, no. 9, pp. 3126–3134, 1982.
- [14] I. J. Perez-arriaga, G. C. Verghese, and F. C. Schweppe, “Selective Modal Analysis with Applications to Electric Power Systems, PART I: Heuristic Introduction,” *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-101, no. 9, pp. 3117–3125, 1982.
- [15] P. W. Sauer and M. A. Pai, “Power system steady-state stability and the load-flow jacobian,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 5, no. 4, pp. 1374–1383, 1990, doi: 10.1109/59.99389.
- [16] E. V Larsen, J. J. Sanchez-Gasca, and J. H. Chow, “Concepts for design of FACTS controllers to damp power swings,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 10, no. 2, pp. 948–956, 1995.

- [17] H. F. Wang and F. J. Swift, "A unified model for the analysis of facts devices in damping power system oscillations part I: Single-machine infinite-bus power systems," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 12, no. 2, pp. 941–946, Apr. 1997, doi: 10.1109/61.584417.
- [18] H. Tang, J. L. Wu, and S. X. Zhou, "Modeling and simulation for small signal stability analysis of power system containing wind farm," *Power Syst. Technol.*, vol. 28, no. 1, pp. 38–41, 2004.
- [19] R. H. Byrne *et al.*, "Small signal stability of the western North American power grid with high penetrations of renewable generation," in *2016 IEEE 43rd Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, Nov. 2016, vol. 2016-Novem, pp. 1784–1789, doi: 10.1109/PVSC.2016.7749930.
- [20] F. Wilches-Bernal, C. Lackner, J. H. Chow, and J. J. Sanchez-Gasca, "Small-signal analysis of power system swing modes as affected by wind turbine-generators," in *2016 IEEE Power and Energy Conference at Illinois, PECE 2016*, 2016, pp. 1–6, doi: 10.1109/PECE.2016.7459228.
- [21] W. Du, H. F. Wang, and R. Dunn, "Power system small-signal oscillation stability as affected by large-scale PV penetration," in *1st International Conference on Sustainable Power Generation and Supply, SUPERGEN '09*, 2009, doi: 10.1109/SUPERGEN.2009.5348073.
- [22] Q. Jia, G. Yan, Y. Cai, Y. Li, and J. Zhang, "Small-signal stability analysis of photovoltaic generation connected to weak AC grid," *J. Mod. Power Syst. Clean Energy*, vol. 7, no. 2, pp. 254–267, Mar. 2019, doi: 10.1007/s40565-018-0415-3.
- [23] J. J. Sanchez-Gasca, "Identification of Electromechanical Modes in Power Systems," *IEEE PES Resour. Center, IEEE PES Tech. Rep. TR-15*, no. June 2012, pp. 1–282, 2012.
- [24] J. F. Hauer, C. J. Demeure, and L. L. Scharf, "Initial results in prony analysis of power system response signals," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 5, no. 1, pp. 80–89, 1990, doi: 10.1109/59.49090.
- [25] I. Kamwa, R. Grondin, E. J. Dickinson, and S. Fortin, "A minimal realization approach to reduced-order modelling and modal analysis for power system response signals," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 8, no. 3, pp. 1020–1029, Aug. 1993, doi: 10.1109/59.260898.
- [26] J. N. Jupns, R. S. Pappn, J. N. Juang, and R. S. Pappa, "An eigensystem realization algorithm for modal parameter identification and model reduction," *J. Guid. Control. Dyn.*, vol. 8, no. 5, pp. 620–627, Apr. 1985, doi: 10.2514/3.20031.
- [27] P. Van Overschee and B. De Moor, "N4SID: Subspace algorithms for the identification of combined deterministic-stochastic systems," *Automatica*, vol. 30, no. 1, pp. 75–93, Jan. 1994, doi: 10.1016/0005-1098(94)90230-5.
- [28] R. W. Wies, J. W. Pierre, and D. J. Trudnowski, "Use of ARMA block processing for estimating stationary low-frequency electromechanical modes of power systems," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 18, no. 1, pp. 167–173, 2003.
- [29] M. L. Crow and A. Singh, "The matrix pencil for power system modal extraction," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 20, no. 1, pp. 501–502, Feb. 2005, doi: 10.1109/TPWRS.2004.841158.
- [30] Y. Hua and T. K. Sarkar, "Matrix Pencil Method for Estimating Parameters of Exponentially Damped/Undamped Sinusoids in Noise," *IEEE Trans. Acoust.*, vol. 38, no. 5, pp. 814–824, 1990, doi: 10.1109/29.56027.
- [31] C. M. Rergis, I. Kamwa, R. Khazaka, and A. R. Messina, "A Loewner Interpolation Method for Power System Identification and Order Reduction," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 34, no. 3, pp. 1834–1844, May 2019, doi: 10.1109/TPWRS.2018.2884655.
- [32] F. A. Zelaya Arrazabal, "Identificación de modelos de sistemas de potencia basado en datos," Universidad Nacional Autonoma de Mexico, 2019.

- [33] PES, *IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies*, vol. 2005, no. April. 2006.
- [34] H. Kodama *et al.*, “Thermal annealing effects on chemical states of deuterium implanted into boron coating film,” in *Journal of Nuclear Materials*, 2003, vol. 313–316, no. SUPPL., pp. 153–157, doi: 10.1016/S0022-3115(02)01404-6.
- [35] M. A. Pai, D. P. Sen Gupta, and K. R. Padiyar, *Small signal analysis of power systems*. Alpha Science International, 2004.
- [36] E. V Larsen and J. H. Chow, “SVC Control Design Concepts for System Dynamic Performance,” *IEEE Publ. 87th*, pp. 1–18, 1987.
- [37] R. T. Olvera, J. Manuel, and R. Arredondo, “Un criterio óptimo para coordinar estabilizadores enfocado mediante una técnica global heurística,” 1994.
- [38] N. Mithulananthan, C. A. Canizares, J. Reeve, and G. J. Rogers, “Comparison of PSS, SVC, and STATCOM controllers for damping power system oscillations,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 18, no. 2, pp. 786–792, 2003.
- [39] M. A. Elizondo *et al.*, “Interarea Oscillation Damping Control Using High-Voltage DC Transmission: A Survey,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 33, no. 6, pp. 6915–6923, 2018.
- [40] Y. Liu, J. R. Gracia, S. W. Hadley, and Y. Liu, “Wind/PV Generation for Frequency Regulation and Oscillation Damping in the Eastern Interconnection (EI),” 2013.
- [41] B. Pal, Bikash, Chaudhuri, *Robust Control in Power Systems*. Springer Science & Business Media, 2005.
- [42] Y. Yu, K. Vongsuriya, and L. N. Wedman, “Application of an Optimal Control Theory to a Power System,” *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-89, no. 1, pp. 55–62, 1970.
- [43] G. S. Christensen, M. E. El-Hawary, and S. A. Soliman, *Optimal Control Applications in Electric Power Systems*. Springer US, 1987.
- [44] B. Chaudhuri, R. Majumder, and B. C. Pal, “Application of multiple-model adaptive control strategy for robust damping of interarea oscillations in power system,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 12, no. 5, pp. 727–736, Sep. 2004, doi: 10.1109/TCST.2004.833409.
- [45] R. A. Jabr, B. C. Pal, and N. Martins, “A sequential conic programming approach for the coordinated and robust design of power system stabilizers,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 25, no. 3, pp. 1627–1637, Aug. 2010, doi: 10.1109/TPWRS.2010.2040637.
- [46] B. Chaudhuri and B. C. Pal, “Robust damping of multiple swing modes employing global stabilizing signals with a TCSC,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 19, no. 1, pp. 499–506, 2004.
- [47] F. Bai *et al.*, “Design and implementation of a measurement-based adaptive wide-area damping controller considering time delays,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 130, pp. 1–9, 2016.
- [48] F. L. Lewis, “Optimal control,” in *The Control Systems Handbook: Control System Advanced Methods, Second Edition*, John Wiley & Sons, 2010, pp. 577–612.
- [49] F. Fatehi, J. R. Smith, and D. A. Pierre, “Robust power system controller design based on measured models,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 11, no. 2, pp. 774–780, 1996.
- [50] K. M. Son and J. K. Park, “On the robust LQG control of TCSC for damping power system oscillations,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 15, no. 4, pp. 1306–1312, 2000.
- [51] A. C. Zolotas, B. Chaudhuri, I. M. Jaimoukha, and P. Korba, “A study on LQG/LTR control for damping inter-area oscillations in power systems,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 15,

- no. 1, pp. 151–160, Jan. 2007, doi: 10.1109/TCST.2006.883232.
- [52] J. Dobrowolski, F. R. Segundo, F. A. Zelaya A, M. R. A. A. Paternina, F. A. Zelaya, and M. R. A. A. Paternina, “Inter-area Oscillation Control Based on Eigensystem Realization Approach,” in *2018 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, 2018, pp. 1–6, doi: 10.1109/ROPEC.2018.8661402.
- [53] E. J. Davison and N. S. Rau, “The Optimal Output Feedback Control of a Synchronous Machine,” *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-90, no. 5, pp. 2123–2134, 1971.
- [54] V. M. Raina, J. H. Anderson, W. J. Wilson, and V. H. Quintana, “Optimal output feedback control of power systems with high-speed excitation systems,” *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. 95, no. 2, pp. 677–686, 1976.
- [55] F. Wilches-Bernal, R. H. Byrne, and J. Lian, “Damping of Inter-Area Oscillations via Modulation of Aggregated Loads,” *IEEE Trans. Power Syst.*, pp. 1–1, Oct. 2019, doi: 10.1109/tpwrs.2019.2948116.
- [56] F. Wilches-Bernal, “Applications of wind generation for power system frequency control, inter-area oscillations damping and parameter identification,” Rensselaer Polytechnic Institute, 2015.
- [57] A. G. Phadke *et al.*, “Synchronized sampling and phasor measurements for relaying and control,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 9, no. 1, pp. 442–452, 1994, doi: 10.1109/61.277716.
- [58] M. E. Aboul-Ela, A. A. Sallam, J. D. McCalley, and A. A. Fouad, “Damping controller design for power system oscillations using global signals,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 11, no. 2, pp. 767–773, 1996, doi: 10.1109/59.496152.
- [59] A. F. Snyder *et al.*, “Inter-area oscillation damping with power system stabilizers and synchronized phasor measurements,” in *POWERCON '98. 1998 International Conference on Power System Technology. Proceedings (Cat. No.98EX151)*, 1998, vol. 2, pp. 790–794 vol.2.
- [60] A. G. Phadke and J. S. Thorp, *Synchronized phasor measurements and their applications*, vol. 1. Springer, 2008.
- [61] S. C. Muller, A. Kubis, S. Brato, U. Hager, C. Rehtanz, and J. Götze, “New applications for wide-area monitoring, protection and control,” in *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe*, 2012, doi: 10.1109/ISGTEurope.2012.6465657.
- [62] R. Cardenas-Javier *et al.*, “A Matlab and PowerFactory-based WAMS Simulator,” in *2019 North American Power Symposium (NAPS)*, Oct. 2019, pp. 1–6, doi: 10.1109/NAPS46351.2019.9000245.
- [63] H. Liu *et al.*, “ARMAX-based transfer function model identification using wide-area measurement for adaptive and coordinated damping control,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 8, no. 3, pp. 1105–1115, 2015.
- [64] J. Dobrowolski, P. Korba, F. R. Segundo Sevilla, and W. Satingert, “Centralized Wide Area Damping Controller for Power System Oscillation Problems,” 2019, pp. 1–6, doi: 10.1109/PTC.2019.8810965.
- [65] J. H. Chow and K. W. Cheung, “A Toolbox for Power System Dynamics and Control Engineering Education and Research,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 7, no. 4, pp. 1559–1564, 1992, doi: 10.1109/59.207380.
- [66] M. Klein, G. J. Rogers, and P. Kundur, “A fundamental study of inter-area oscillations in power systems,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 6, no. 3, pp. 914–921, 1991, doi: 10.1109/59.119229.
- [67] T. Athay, R. Podmore, and S. Virmani, “A Practical Method for the Direct Analysis of Transient

- Stability,” *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-98, no. 2, pp. 573–584, 1979.
- [68] NPCC-10 Working Group Members, “A Study of the Accuracy and Computational Savings of Modal Analysis Dynamic Equivalents,” 1972.
- [69] A. Roman Messina, J. M. Ramirez, and J. M. Canedo C, “An investigation on the use of power system stabilizers for damping inter-area oscillations in longitudinal power systems,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 13, no. 2, pp. 552–559, 1998, doi: 10.1109/59.667382.
- [70] CENACE, “Acuerdo para garantizar la eficiencia, calidad, confiabilidad, continuidad y seguridad del Sistema Eléctrico Nacional, con motivo del 1,” 2020.
- [71] Centro Nacional de Control de Energía, “Código de Red,” *Dof*, p. 179, Apr. 2016.
- [72] J. H. Chow, J. J. Sanchez-Gasca, H. Ren, and S. Wang, “Power System Damping Controller Design: Using Multiple Input Signals,” *IEEE Control Syst.*, vol. 20, no. 4, pp. 82–90, 2000, doi: 10.1109/37.856181.
- [73] P. W. Sauer, M. A. Pai, and J. H. Chow, *Power System Dynamics and Stability: With Synchrophasor Measurement and Power System Toolbox*. John Wiley & Sons, 2017.
- [74] D. Mondal, A. Chakrabarti, and A. Sengupta, *Power System Small Signal Stability Analysis and Control*. Academic Press, 2014.
- [75] A. J. Mayo and A. C. Antoulas, “A framework for the solution of the generalized realization problem,” *Linear Algebra Appl.*, vol. 425, no. 2–3, pp. 634–662, Sep. 2007, doi: 10.1016/j.laa.2007.03.008.
- [76] J. H. Chow, G. E. Boukarim, and A. Murdoch, “Power System Stabilizers as Undergraduate Control Design Projects,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 19, no. 1, pp. 144–151, 2004, doi: 10.1109/TPWRS.2003.821003.
- [77] J. H. Chow and J. J. Sanchez-Gasca, “Power System Coherency and Model Reduction,” in *Power System Modeling, Computation, and Control*, Springer, 2019, pp. 531–562.
- [78] I. Kamwa, L. Gerin-Lajoie, and G. Trudel, “Multi-loop power system stabilizers using wide-area synchronous phasor measurements,” in *Proceedings of the 1998 American Control Conference. ACC (IEEE Cat. No.98CH36207)*, 1998, vol. 5, pp. 2963–2967 vol.5.
- [79] C. Lu, J. Zhang, X. Zhang, Y. Zhao, and others, “Wide-area Oscillation Identification and Damping Control in Power Systems,” *Found. Trends@in Electr. Energy Syst.*, vol. 2, no. 2, pp. 133–197, 2018.
- [80] F. Wilches-Bernal, D. A. Copp, G. Bacelli, and R. H. Byrne, “Structuring the Optimal Output Feedback Control Gain: A Soft Constraint Approach,” in *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, Jan. 2019, vol. 2018-Decem, pp. 2464–2469, doi: 10.1109/CDC.2018.8618925.
- [81] W. S. Levine, “Optimal output-feedback controllers for linear systems,” 1969.
- [82] W. S. Levine and M. Athans, “On the Determination of the Optimal Constant Output Feedback Gains for Linear Multivariable Systems,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-15, no. 1, pp. 44–48, Feb. 1970, doi: 10.1109/TAC.1970.1099363.
- [83] J. Bernussou and J. C. Geromel, “An Easy Way to Find Gradient Matrix of Composite Matricial Functions,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 26, no. 2, pp. 538–540, 1981, doi: 10.1109/TAC.1981.1102621.
- [84] H. Wang and W. Du, *Analysis and Damping Control of Power System Low-frequency Oscillations*. Springer, 2016.

-
- [85] B. J. Pierre *et al.*, “Design of the Pacific DC Intertie Wide Area Damping Controller,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 34, no. 5, pp. 3594–3604, Sep. 2019, doi: 10.1109/TPWRS.2019.2903782.
- [86] C. Canizares *et al.*, “Benchmark Models for the Analysis and Control of Small-Signal Oscillatory Dynamics in Power Systems,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 32, no. 1, pp. 715–722, Jan. 2017, doi: 10.1109/TPWRS.2016.2561263.
- [87] D. Osipov and K. Sun, “Adaptive Nonlinear Model Reduction for Fast Power System Simulation,” Nov. 2017.

Anexo A

En esta sección, se presentan los datos utilizados en la Propuesta y Resultados, en la **Sección A.1** se presenta los datos del sistema de 2 generadores, en la **Sección A.2** se presenta los datos del sistema de 2 generadores con un SVC, en la **Sección A.3** se presenta los datos del sistema de 2 generadores con un WTG Tipo 3, en la **Sección A.4** se presenta los datos del sistema de Kundur de 4 generadores – 13 barras, en la **Sección A.5** se presenta los datos el sistema de Nueva Inglaterra NE ISO de 10 generadores – 39 barras y en la **Sección A.6** se presenta los datos del sistema NPCC de 48 generadores – 140 barras.

A.1. Datos del sistema de dos áreas

Tabla A.1 Datos de las barras - dos generadores.

Número de bus	Voltaje (pu)	Ángulo (°)	Generación Activa (pu)	Generación Reactiva (pu)	Carga Activa (pu)	Carga Reactiva (pu)	B Shunt (pu)	Tipo de bus
1	1.030	0.000	9.0719	2.1608	8.2000	2.0000	0.000	1.000
2	1.000	-24.549	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.000	3.000
3	1.030	-48.362	9.0000	2.3171	9.8000	2.0000	0.000	2.000

Tabla A.2 Datos de las líneas y transformadores - dos generadores.

Bus de inicio	Bus de llegada	Resistencia (pu)	Reactancia (pu)	Susceptancia (pu)	Relación de tap
1	2	0.050	0.500	0.000	1.000
2	3	0.050	0.500	0.000	1.000

Tabla A.3 Datos dinámicos de los generadores - dos generadores.

N°	Bus	Base (MVA)	x _l (pu)	r _a (pu)	x _d (pu)	x' _d (pu)	T' _{do} (pu)	x _q (pu)	x' _q (pu)	T' _{qo} (pu)	H	D (pu)
1	1	900	0	0	0	0.24	0	0	0	0	4.0	0
2	3	900	0	0	0	0.24	0	0	0	0	5.0	0

A.2. Control en el sistema de dos áreas con SVC

Tabla A.4 Datos de las barras - dos generadores con SVC.

Número de bus	Voltaje (pu)	Ángulo (°)	Generación Activa (pu)	Generación Reactiva (pu)	Carga Activa (pu)	Carga Reactiva (pu)	B Shunt (pu)	Tipo de bus
1	1.010	0.0000	9.000	1.0202	9.000	1.000	0.000	1.000
2	1.000	0.0562	0.000	-0.0400	0.000	0.000	0.000	2.000
3	1.010	-0.0011	9.000	1.0202	9.000	1.000	0.000	2.000

Tabla A.5 Datos de las líneas y transformadores - dos generadores con SVC.

Bus de inicio	Bus de llegada	Resistencia (pu)	Reactancia (pu)	Susceptancia (pu)	Relación de tap
1	2	0.050	0.500	0.000	1.000
2	3	0.050	0.500	0.000	1.000

Tabla A.6 Datos dinámicos de los generadores - dos generadores con SVC.

N°	Bus	Base (MVA)	x _l (pu)	r _a (pu)	x _d (pu)	x' _d (pu)	T' _{do} (pu)	x _q (pu)	x' _q (pu)	T' _{qo} (pu)	H	D (pu)
1	1	1800	0	0	0	0.24	0	0	0	0	4.0	0.5
2	3	1800	0	0	0	0.24	0	0	0	0	5.0	0.5

Tabla A.7 Datos dinámicos del SVC.

N°	Bus	Base (MVA)	B _{cv_max} (pu)	B _{cv_min} (pu)	K _R	T _R (s)	T _a (s)	T _b (s)
1	2	250	1.0	-1.0	33.3	0.05	0.2	0.2

Las funciones de transferencia del sistema con el bloque washout $G_1(s) = -G_{sistema}G_{wh}$.

$$G_1(s) = \frac{-0.1051s^4 - 2.287e-06s^3 + 1.194e-11s^2 - 4.116e-19s + 4.687e-24}{s^6 + 189.4s^5 + 63.7s^4 + 871.7s^3 + 221.4s^2 + 9.619s - 0.0001096} \quad (A.2.1)$$

Las funciones de transferencia en lazo abierto (sistema y control) $G_2(s) = -G_{sistema}G_{wh}G_{sh}G_{ll}$

$$G_2(s) = \frac{-1.051s^4 - 2.287e-05s^3 + 1.194e-10s^2 - 1.649e-17s + 1.878e-22}{s^7 + 199.4s^6 + 1958s^5 + 1509s^4 + 8939s^3 + 2224s^2 + 96.19s - 0.001096} \quad (A.2.2)$$

Función del sistema y el control en lazo cerrado $G_3(s) = G_{sistema} / (1 + G_{control}G_{sistema})$

$$G_3(s) = \frac{-0.1051s^6 - 1.347s^5 - 3.018s^4 - 0.5506s^3 - 1.198e-05s^2 + 6.253e-11s}{s^8 + 202s^7 + 2480s^6 + 7188s^5 + 1.385e04s^4 + 2.564e04s^3 + 5920s^2 + 251.9s - 0.002869} \quad (A.2.3)$$

A.3. Control en el sistema de dos áreas con WTG

Tabla A.8 Datos de las barras - dos generadores con WTG.

Número de bus	Voltaje (pu)	Ángulo (°)	Generación Activa (pu)	Generación Reactiva (pu)	Carga Activa (pu)	Carga Reactiva (pu)	B Shunt (pu)	Tipo de bus
1	1.010	0.0000	9.000	1.0202	9.000	1.000	0.000	1.000
2	1.000	0.0562	0.000	-0.0400	0.000	0.000	0.000	2.000
3	1.010	-0.0011	9.000	1.0202	9.000	1.000	0.000	2.000

Tabla A.9 Datos de las líneas y transformadores - dos generadores con WTG.

Bus de inicio	Bus de llegada	Resistencia (pu)	Reactancia (pu)	Susceptancia (pu)	Relación de tap
1	2	0.050	0.500	0.000	1.000
2	3	0.050	0.500	0.000	1.000

Tabla A.10 Datos dinámicos de los generadores - dos generadores con WTG.

N°	Bus	Base (MVA)	x1 (pu)	ra (pu)	xd (pu)	x'd (pu)	T'do (pu)	xq (pu)	x'q (pu)	T'qo (pu)	H	D (pu)
1	1	1800	0	0	0	0.24	0	0	0	0	4.0	0.5
2	3	1800	0	0	0	0.24	0	0	0	0	5.0	0.5

Tabla A.11 Datos dinámicos del WTG.

1 Número de WTG	2 Número de bus	3 Tipo WTG	4 MVA base	5 Pset_mode (pu)	6 Pwmax (pu)	7 Pwmin (pu)	8 Qmax (pu)	9 Qmin (pu)	10 KL	11 Kp	12 N° masas	
1	2	3	250	1	1,3	0,1	1	-1	80	0,00159	2	
13 Dtg	14 H	15 Hg	16 Ktg	17 Wbase	18 Kip	19 Kpp	20 Kic	21 Kpc	22 Kitrq	23 Kptrq	24 Tp	
1,5	4,33	0,62	1,11	12,566	25	150	30	3	0,6	3	0,3	
25 Tpc	26 Theta_max	27 Theta_min	28 Thrate_max	29 Thrate_min	30 Pordratemax	31 Pordratemin	32 wfflg	33 Lpp	34 Kpllp	35 Tddel	36 lvplflg	
0,05	27	0	10	-10	0,45	-0,45	0	0,8	60	0,01	0	
37 rrpwr	38 brkpt	39 zerox	40 KQi	41 KVi	42 Ipmx	43 Vmaxc	44 Vminc	45 XIQmax	46 XIQmin	47 EBST	48 Kdbr	49 Iphl
10	0,9	0,5	0,1	40	1,1	1,1	0,9	0,4	-0,5	NaN	NaN	NaN
50 Iqhl	51 pqflag	52 Varflag	53 Vregbus	54 Tr	55 Tv	56 Kpv	57 Kiv	58 Tc	59 fN	60 Tltpd	61 Kqd	62 Vermn
NaN	NaN	-1	1	0,02	0,05	18	5	0,15	1	5	0	-0,1
63 Vermx	64 Vfrz	65 Tpwr	66 Wref trackinf	67 windINERTIAflag	68 Kwi	69 dbwi	70 Tlpwi	71 Twowi	72 Urlwi	73 Drlwi	74 Pmxwi	75 Pmnwi
0,1	0,7	0,05	1	0	10	0,0025	1	5,5	0,1	-1	0,1	0

Las matrices del sistema lineal con la incorporación del WTG se muestra de A.4 a A.6.

$$A_{sistema} = \begin{bmatrix} 0.0 & 377 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ -9.9e^{-3} & -6.3e^{-2} & 3.6e^{-3} & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 5.1e^{-3} & 6.3e^{-3} & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 377 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 2.9e^{-3} & 0.0 & -7.9e^{-3} & -0.05 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 4.0e^{-3} & 5.0e^{-3} & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -0.17 & 0.17 & 0.13 & -6.6e^{-5} & 0.0 & 0.0 & -6.6e^{-5} & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.47 & 1.2e^{-11} & 0.47 & 1.2e^{-11} & 1.21 & -1.21 & -0.90 & 5.4e^{-13} & 1.2e^{-11} & 1.2e^{-11} & 5.4e^{-13} & 1.2e^{-11} & 1.2e^{-11} & -0.04 & -0.76 & -0.94 & 1.2e^{-11} & 1.2e^{-11} & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -12.6 & 12.6 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 25 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -25 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.6 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -0.6 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ -2.7e^6 & -1.25e^5 & -2.7e^6 & -2.7e^6 & -1.2e^5 & -2.7e^6 \\ -9.0e^5 & -4.16e^4 & -9.0e^5 & -9.0e^5 & -4.2e^4 & -9.0e^5 \\ -4.5e^4 & -2.1e^3 & -4.5e^4 & -4.5e^4 & -2.1e^3 & -4.5e^4 \\ -0.11 & 2.5e^{-3} & -0.11 & 2.5e^{-3} & 2.5e^3 & 2.5e^{-3} & 2.5e^{-3} & 1.15e^{-4} & 2.5e^{-3} & 2.5e^{-3} & 1.1e^{-4} & 2.5e^{-3} & -0.20 & 1.3e^{-2} & 0.19 & 0.24 & 2.5e^{-3} & 2.5e^{-3} & 2.5e^{-3} \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -100 & 0.0 & 0.0 & 100 & 0.0 & 0.0 \\ 9.0e^5 & 4.16e^4 & 9.0e^5 & 9.0e^5 & 4.2e^4 & 9.0e^5 \\ 16.0 & 0.0 & 16.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -1.50 & 22.67 & -32 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.5 & 0.0 & 0.5 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -18.9 & -0.80 & -1.0 & 0.0 & 0.0 & 40 \\ 0.0 & 1.6e^{-12} & 0.0 & 1.6e^{-12} & 1.6e^{-12} & 1.6e^{-12} & 1.6e^{-12} & 7.37e^{-14} & 1.6e^{-12} & 1.6e^{-12} & 7.4e^{-14} & 1.6e^{-12} & 1.6e^{-12} & -6.5e^{-2} & 2.5e^{-3} & 3.1e^{-3} & 1.6e^{-12} & 1.6e^{-12} & 1.6e^{-12} \end{bmatrix} \quad (A.3.1)$$

$$B_{Vii-WTG} = [0.0 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.0 \ -1.4e^{-3} \ 1.76 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.0 \ 0.0 \ -2.7e^6 \ -9.0e^5 \ -4.5e^4 \ -0.43 \ 0.0 \ 9.0e^5 \ 60 \ -3.9e^2 \ 1.3e^{-4}]^T \quad (A.3.2)$$

$$C_{\omega i2} = \begin{bmatrix} 0.0 & 1.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 1.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \end{bmatrix} \quad (A.3.3)$$

Las funciones de transferencia del sistema con el bloque washout $G_1(s) = -G_{sistema}G_{wh}$.

$$G_1(s) = \frac{911.3s^{17} + 3.5e^5s^{16} + 5.0e^7s^{15} + 2.8e^9s^{14} + 5.4e^{10}s^{13} + 2.6e^{11}s^{12} + 9.1e^{11}s^{11} + 2.1e^{12}s^{10} + 6.3e^{11}s^9 + 5.0e^{10}s^8 + 7.76e^7s^7 - 223.7s^6 - 0.2s^5 + 2.0e^{-5}s^4 - 6.3e^{-11}s^3 + 8.1e^{-23}s^2 + 7.4e^{-35}s - 5.2e^{-50}}}{s^{19} + 1.9e^6s^{18} + 5.2e^8s^{17} + 4.8e^{10}s^{16} + 1.8e^{12}s^{15} + 2.6e^{13}s^{14} + 1.4e^{14}s^{13} + 5.7e^{14}s^{12} + 1.6e^{15}s^{11} + 2.6e^{15}s^{10} + 4.7e^{15}s^9 + 2.4e^{15}s^8 + 5.3e^{14}s^7 + 5.1e^{13}s^6 + 1.8e^{12}s^5 + 1.6e^9s^4 - 1.5e^5s^3 - 1.9e^{-4}s^2 + 7.5e^{-17}s + 6.2e^{-31}} \quad (A.3.4)$$

Las funciones de transferencia en lazo abierto sistema y control $G_2(s) = -G_{sistema}G_{wh}G_{sh}G_{ll}$

$$G_2(s) = \frac{9113s^{17} + 3.5e^6s^{16} + 5.0e^8s^{15} + 2.8e^{10}s^{14} + 5.5e^{11}s^{13} + 2.7e^{12}s^{12} + 9.1e^{12}s^{11} + 2.1e^{13}s^{10} + 6.3e^{12}s^9 + 5.0e^{11}s^8 + 7.8e^8s^7 - 2238s^6 - 2.1s^5 - 9.1e^{-5}s^4 - 3.3e^{-10}s^3 - 1.2e^{-20}s^2 + 5.3e^{-33}s - 2.2e^{-48}}}{s^{20} + 1.9e^6s^{19} + 5.4e^8s^{18} + 5.3e^{10}s^{17} + 2.2e^{12}s^{16} + 4.4e^{13}s^{15} + 4.0e^{14}s^{14} + 1.9e^{15}s^{13} + 7.3e^{15}s^{12} + 1.9e^{16}s^{11} + 3.1e^{16}s^{10} + 5.0e^{16}s^9 + 2.5e^{16}s^8 + 5.3e^{15}s^7 + 5.1e^{14}s^6 + 1.8e^{13}s^5 + 1.6e^{10}s^4 - 1.5e^6s^3 - 1.9e^{-3}s^2 + 7.5e^{-16}s + 6.2e^{-30}} \quad (A.3.5)$$

Función del sistema y el control en lazo cerrado $G_3(s) = G_{sistema} / (1 + G_{control}G_{sistema})$

$$G_3(s) = \frac{1.4e^4s^{18} + 5.4e^6s^{17} + 7.8e^8s^{16} + 4.6e^{10}s^{15} + 9.3e^{11}s^{14} + 5.6e^{12}s^{13} + 2.1e^{13}s^{12} + 5.6e^{13}s^{11} + 6.5e^{13}s^{10} + 1.7e^{13}s^9 + 1.3e^{12}s^8 + 2.1e^9s^7 - 5971s^6 - 5.2s^5 + 2.4e^{-4}s^4 - 3.7e^{-10}s^3 - 1.2e^{-20}s^2 + 2.5e^{-32}s - 6.9e^{-48}}}{s^{21} + 1.9e^6s^{20} + 5.4e^8s^{19} + 5.4e^{10}s^{18} + 2.4e^{12}s^{17} + 5.0e^{13}s^{16} + 5.2e^{14}s^{15} + 3.0e^{15}s^{14} + 1.2e^{16}s^{13} + 3.8e^{16}s^{12} + 8.0e^{16}s^{11} + 1.3e^{17}s^{10} + 1.6e^{17}s^9 + 7.2e^{16}s^8 + 1.5e^{16}s^7 + 1.4e^{15}s^6 + 4.8e^{13}s^5 + 4.2e^{10}s^4 - 4.1e^{06}s^3 - 5.081e^{-4}s^2 + 2.0e^{-15}s + 1.6e^{-29}} \quad (A.3.6)$$

A.4. Datos de los sistemas de prueba KRK - 4 generadores

Tabla A.12 Condiciones operativas para el sistema de prueba de KRK.

Nº	Voltaje (pu)	Ángulo (°)	Gen. Act. (pu)	Gen. Reac. (pu)	Carga Act. (pu)	Carga Reac. (pu)	B Shunt (pu)	Tipo	B Shunt (pu)	Tipo de bus	B Shunt (pu)	Tipo de bus	B Shunt (pu)	Tipo de Bus
1	1.0300	18.5000	7.0000	1.6100	0	0	0	0	1	5	-1	22	1.1	0.9
2	1.0100	8.8000	7.0000	1.7600	0	0	0	0	2	5	-1	22	1.1	0.9
3	1.0000	-6.1000	0	0	0	0	0	3	2	0	0	230	1.5	0.5
4	0.9500	-10.0000	0	0	9.7600	1.0000	0	0	3	0	0	115	1.05	0.95
10	1.0103	12.1000	0	0	0	0	0	0	3	0	0	230	1.5	0.5
11	1.0300	-6.8000	7.1600	1.4900	0	0	0	0	2	5	-1	22	1.1	0.9
12	1.0100	-16.9000	7.0000	1.3900	0	0	0	0	2	5	-1	22	1.1	0.9
13	0.9899	-31.8000	0	0	0	0	0	5	3	0	0	230	1.5	0.5
14	0.9500	-35.0000	0	0	17.65	1.0000	0	0	3	0	0	115	1.05	0.95
20	0.9876	2.1000	0	0	0	0	0	0	3	0	0	230	1.5	0.5
101	1.0000	-19.3000	0	0	0	0	0	0	3	2	0	500	1.5	0.5
110	1.0125	-13.4000	0	0	0	0	0	0	3	0	0	230	1.5	0.5
120	0.9938	-23.6000	0	0	0	0	0	0	3	0	0	230	1.5	0.5

Tabla A.13 Datos de las líneas y transformadores del sistema de potencia de KRK.

Bus de Inicio	Bus de Llegada	Resistencia (pu)	Reactancia (pu)	Susceptancia (pu)	Relación de tap	Susceptancia (pu)	Relación de tap	Susceptancia (pu)	Relación de tap
1	10	0	0.0167	0	1.0000	0	0	0	0
2	20	0	0.0167	0	1.0000	0	0	0	0
3	4	0	0.0050	0	1.0000	0	1.2000	0.8000	0.0200
3	20	0.0010	0.0100	0.0175	1.0000	0	0	0	0
3	101	0.0110	0.1100	0.1925	1.0000	0	0	0	0
3	101	0.0110	0.1100	0.1925	1.0000	0	0	0	0
10	20	0.0025	0.0250	0.0437	1.0000	0	0	0	0
11	110	0	0.0167	0	1.0000	0	0	0	0
12	120	0	0.0167	0	1.0000	0	0	0	0
13	101	0.0110	0.1100	0.1925	1.0000	0	0	0	0
13	101	0.0110	0.1100	0.1925	1.0000	0	0	0	0
13	14	0	0.0050	0	1.0000	0	1.2000	0.8000	0.0200
13	120	0.0010	0.0100	0.0175	1.0000	0	0	0	0
110	120	0.0025	0.0250	0.0437	1.0000	0	0	0	0

Tabla A.14 Datos dinámicos de los generadores del sistema de prueba de KRK.

N°	Bus	Base	x1 (pu)	ra (pu)	xd (pu)	x'd (pu)	T'do (pu)	xq	x'q	T'qo (pu)	H	D (pu)	Bus	Base	x1 (pu)	ra (pu)	xd (pu)	x'd (pu)	T'do (pu)	xq
1	1	900	0.2	0	1.8	0.3	0.25	8	0.03	1.7	0.55	0.25	0.4	0.05	6.5	0	0	1	0	0
2	2	900	0.2	0	1.8	0.3	0.25	8	0.03	1.7	0.55	0.25	0.4	0.05	6.5	0	0	2	0	0
3	11	900	0.2	0	1.8	0.3	0.25	8	0.03	1.7	0.55	0.25	0.4	0.05	6.175	0	0	11	0	0
4	12	900	0.2	0	1.8	0.3	0.25	8	0.03	1.7	0.55	0.25	0.4	0.05	6.175	0	0	12	0	0

Tabla A.15 Datos dinámicos de los excitadores del sistema de prueba de KRK.

N°	Bus	Base	x1 (pu)	ra (pu)	xd (pu)	x'd (pu)	T'do (pu)	xq	x'q	T'qo (pu)	H	D (pu)	Bus	Base	x1 (pu)	ra (pu)	xd (pu)	x'd (pu)
1	1	0	20	0.055	0	0	1.0	-0.9	0	0.360	3.10	0.33	2.3	0.10	0.1	1	0	0
1	2	0	20	0.055	0	0	1.0	-0.9	0	0.360	3.10	0.33	2.3	0.10	0.1	1	0	0
1	3	0	20	0.055	0	0	1.0	-0.9	0	0.360	3.10	0.33	2.3	0.10	0.1	1	0	0
1	4	0	20	0.055	0	0	1.0	-0.9	0	0.360	3.10	0.33	2.3	0.10	0.1	1	0	0

Matrices identificadas con LIM entradas múltiples Vr y Pm y 95% de la energía.

$$A_{sist} = \begin{bmatrix} -0.035 & -0.701 & -0.104 & 0.169 & -0.003 & -0.016 & -0.019 & 0.026 & 0.247 & 0.001 & 0.019 & 0.003 & 0.000 \\ 1.409 & 0.153 & -2.680 & 0.526 & 0.017 & 0.005 & -0.010 & 0.022 & -0.074 & 0.012 & 0.015 & 0.002 & -0.001 \\ 0.121 & 2.701 & -0.234 & 1.707 & -0.002 & -0.011 & -0.032 & 0.086 & 0.441 & 0.001 & 0.035 & -0.007 & 0.027 \\ -0.723 & -0.310 & -2.130 & -0.001 & 0.015 & 0.030 & 0.027 & -0.048 & -0.388 & -0.024 & -0.029 & -0.001 & -0.009 \\ 0.011 & 0.011 & 0.014 & -0.062 & -0.026 & -5.500 & -3.601 & -0.185 & -0.211 & 0.012 & -0.006 & 0.020 & 0.015 \\ 0.039 & -0.001 & 0.013 & -0.110 & 5.907 & -0.478 & -0.516 & 3.844 & 0.099 & -0.023 & -0.021 & 0.060 & -0.033 \\ 0.048 & 0.043 & -0.010 & -0.035 & 4.145 & -0.473 & -0.499 & -5.707 & 0.285 & -0.018 & -0.012 & 0.097 & 0.008 \\ -0.034 & -0.114 & -0.150 & 0.076 & -0.180 & -4.190 & 5.874 & -1.037 & -0.218 & 0.044 & -0.023 & 0.111 & 0.099 \\ -0.067 & 0.143 & -1.067 & 0.625 & 0.396 & -0.137 & -0.466 & 0.190 & -0.676 & -0.891 & -0.548 & -0.111 & 0.058 \\ -0.083 & 0.339 & 0.500 & 0.553 & -0.150 & 0.109 & 0.285 & -0.103 & 1.743 & 0.094 & -0.489 & -0.335 & 0.548 \\ 1.067 & -0.154 & 0.893 & 1.574 & -0.288 & 0.349 & 0.493 & -0.224 & 2.397 & -0.606 & -1.463 & 0.215 & -0.604 \\ -0.105 & -0.015 & 0.347 & 0.212 & 0.144 & -0.334 & -0.054 & -0.404 & 0.858 & 0.285 & -0.337 & -1.230 & -0.156 \\ 0.681 & -0.104 & -0.479 & 0.461 & -0.149 & -0.161 & 0.118 & -0.910 & -0.943 & -1.677 & 0.868 & -0.035 & -2.257 \end{bmatrix} \quad (A.4.1)$$

$$B_{Vr} = \begin{bmatrix} 0.485 & 0.696 & 0.721 & 0.782 \\ 0.362 & -0.092 & -0.058 & -0.584 \\ 0.239 & 0.459 & -0.158 & 0.084 \\ -0.712 & 0.151 & -0.272 & 0.851 \\ -0.125 & 0.077 & -0.088 & 0.090 \\ 0.163 & -0.221 & -0.020 & 0.061 \\ 0.195 & -0.155 & 0.123 & -0.126 \\ 0.099 & -0.098 & -0.244 & 0.221 \\ 0.812 & 0.179 & 0.136 & -0.651 \\ -0.140 & 0.425 & -1.314 & -0.183 \\ -1.287 & -0.723 & -0.387 & -0.625 \\ 1.069 & -1.885 & -0.570 & 1.029 \\ 0.636 & 0.429 & -1.864 & 0.463 \end{bmatrix} \quad B_{Pm} = \begin{bmatrix} -0.403 & -0.471 & -0.393 & -0.430 \\ 0.514 & 0.371 & -0.827 & -0.492 \\ 0.338 & 0.206 & -0.565 & -0.508 \\ 0.820 & 0.577 & -0.444 & -0.440 \\ 0.078 & -0.174 & -0.239 & 0.311 \\ 0.923 & -1.098 & 0.387 & -0.263 \\ 1.074 & -1.107 & 0.222 & -0.210 \\ 0.325 & -0.403 & -1.390 & 1.515 \\ 1.317 & 0.874 & -0.468 & -0.413 \\ -0.122 & 0.022 & 0.187 & 0.270 \\ 0.056 & 0.539 & 0.253 & 0.590 \\ 0.000 & -0.055 & 0.212 & 0.236 \\ 0.208 & -0.053 & -0.689 & -0.042 \end{bmatrix} \quad C_{\omega} = \begin{bmatrix} -0.006 & -0.005 & -0.004 & -0.003 \\ -0.025 & -0.027 & -0.060 & -0.057 \\ 0.001 & -0.001 & -0.019 & -0.019 \\ 0.014 & 0.012 & -0.005 & -0.004 \\ 0.000 & -0.001 & -0.006 & 0.005 \\ 0.014 & -0.021 & 0.004 & -0.005 \\ 0.015 & -0.021 & 0.003 & -0.007 \\ 0.007 & -0.005 & -0.020 & 0.031 \\ 0.035 & 0.034 & 0.030 & 0.030 \\ 0.000 & -0.001 & 0.001 & -0.001 \\ 0.003 & 0.002 & 0.002 & 0.002 \\ -0.001 & 0.003 & 0.001 & -0.002 \\ -0.002 & -0.001 & 0.004 & 0.000 \end{bmatrix} \quad (A.4.2)$$

Matrices de control del LQG: K_{Vr} , K_{Pm} y G_{ω} de KRK, $Q_c = Q_o = 400 I$, $R_c = R_o = 0.1 \times I$.

$$K_{Vr} = \begin{bmatrix} 4.608 & -1.172 & 2.437 & -8.195 & -4.637 & 0.973 & 0.197 & 1.847 & 2.499 & 3.126 & -3.148 & 3.840 & 0.751 \\ 6.659 & -2.287 & 1.717 & -3.571 & 5.180 & -1.919 & -0.093 & -1.159 & -0.287 & 5.863 & -1.383 & -5.477 & 0.657 \\ 7.414 & 4.668 & -1.919 & 1.228 & -1.328 & -2.592 & 2.772 & -1.196 & 0.951 & -8.423 & 2.820 & -1.419 & -2.937 \\ 8.676 & 4.209 & -3.245 & 8.379 & 2.246 & 3.635 & -3.784 & 0.635 & -1.531 & -1.760 & 0.711 & 3.336 & 2.083 \end{bmatrix} \quad (A.4.3)$$

$$K_{Pm} = \begin{bmatrix} -2.509 & -1.721 & 5.706 & 4.083 & -3.604 & 4.865 & 4.652 & 2.277 & 5.089 & 2.432 & 1.537 & 0.373 & -0.030 \\ -2.232 & -0.388 & 3.804 & 5.278 & 3.685 & -6.097 & -4.041 & -2.853 & 2.247 & -0.129 & 3.861 & 1.190 & -1.408 \\ -3.247 & -4.789 & -6.546 & 3.639 & -2.318 & -0.981 & 4.079 & -6.091 & -3.106 & -0.361 & 0.809 & 1.316 & -1.844 \\ -3.065 & -0.895 & -8.314 & 0.763 & 2.713 & 2.595 & -4.246 & 7.005 & -1.400 & 3.657 & 1.123 & -0.273 & 0.809 \end{bmatrix} \quad (A.4.4)$$

$$G_{\omega} = \begin{bmatrix} -2.307 & -2.469 & 0.183 & 4.880 & 0.243 & 1.116 & 1.105 & 0.491 & 2.180 & 1.383 & 2.519 & 1.374 & -0.832 \\ -2.370 & -2.636 & -0.268 & 4.337 & -0.115 & -1.551 & -1.639 & -0.377 & 1.962 & 1.042 & 2.005 & 1.297 & -0.832 \\ -2.044 & -8.997 & -3.404 & 0.811 & -0.233 & 0.672 & 0.067 & -1.544 & -1.369 & -0.429 & 0.080 & 0.815 & -0.841 \\ -2.132 & -8.219 & -3.471 & 0.666 & 0.521 & -0.211 & -0.508 & 2.055 & -1.093 & -0.526 & -0.280 & 0.736 & -1.022 \end{bmatrix} \quad (A.4.5)$$

Matrices de control del OOFc F_{AVR} y F_{Pmec} de KRK, $Q_F = I$, $R_F = I$

$$F_{Vr} = \begin{bmatrix} -1.107 & 3.405 & 5.341 & 1.207 \\ 0.217 & -5.051 & 3.889 & 3.039 \\ 11.247 & 7.485 & -9.979 & -2.994 \\ 0.749 & 2.093 & -4.240 & -5.247 \end{bmatrix} \quad (A.4.6)$$

$$F_{Pm} = \begin{bmatrix} -37.434 & -5.348 & 10.282 & 10.681 \\ -12.090 & -32.985 & 12.024 & 11.910 \\ -4.893 & -2.267 & -15.521 & 7.369 \\ -1.747 & -0.649 & 12.107 & -16.857 \end{bmatrix} \quad (A.4.7)$$

A.5. Datos de los sistemas de prueba NE ISO

Tabla A.16 Condiciones operativas para el sistema de prueba de NE ISO.

N°	Voltaje (pu)	Ángulo (°)	Gen. Act. (pu)	Gen. Reac. (pu)	Carga Act. (pu)	Carga Reac. (pu)	B Shunt (pu)	Tipo de bus						
1	1.0480	-9.4300	0	0	0	0	0	0	3	99	-99	1	0	0
2	1.0505	-6.8900	0	0	0	0	0	0	3	99	-99	1	0	0
3	1.0341	-9.7300	0	0	3.2200	0.0240	0	0	3	99	-99	1	0	0
4	1.0116	-10.5300	0	0	5.0000	1.8400	0	1	3	99	-99	1	0	0
5	1.0165	-9.3800	0	0	0	0	0	2	3	99	-99	1	0	0
6	1.0172	-8.6800	0	0	0	0	0	0	3	99	-99	1	1.17	0.98
7	1.0067	-10.8400	0	0	2.3380	8.4000	0	0	3	99	-99	1	0	0
8	1.0057	-11.3400	0	0	5.2200	1.7600	0	0	3	99	-99	1	0	0
9	1.0322	-11.1500	0	0	0	0	0	0	3	99	-99	1	0	0
10	1.0235	-6.3100	0	0	0	0	0	0	3	99	-99	1	0	0
11	1.0201	-7.1200	0	0	0	0	0	0	3	99	-99	1	0	0
12	1.0072	-7.1400	0	0	0.0850	0.8800	0	0	3	99	-99	1	0	0
13	1.0207	-7.0200	0	0	0	0	0	0	3	99	-99	1	0	0
14	1.0181	-8.6600	0	0	0	0	0	0	3	99	-99	1	0	0
15	1.0194	-9.0600	0	0	3.2000	1.5300	0	0	3	99	-99	1	0	0
16	1.0346	-7.6600	0	0	3.2940	3.2300	0	0	3	99	-99	1	0	0
17	1.0365	-8.6500	0	0	0	0	0	0	3	99	-99	1	0	0
18	1.0343	-9.4900	0	0	1.5800	0.3000	0	0	3	99	-99	1	0	0
19	1.0509	-3.0400	0	0	0	0	0	0	3	99	-99	1	0	0
20	0.9914	-4.4500	0	0	6.8000	1.0300	0	0	3	99	-99	1	0	0
21	1.0337	-5.2600	0	0	2.7400	1.1500	0	0	3	99	-99	1	0	0
22	1.0509	-0.8200	0	0	0	0	0	0	3	99	-99	1	0	0
23	1.0459	-1.0200	0	0	2.4750	0.8460	0	0	3	99	-99	1	0	0
24	1.0399	-7.5400	0	0	3.0860	-0.9220	0	0	3	99	-99	1	0	0
25	1.0587	-5.5100	0	0	2.2400	0.4720	0	0	3	99	-99	1	0	0
26	1.0536	-6.7700	0	0	1.3900	0.1700	0	0	3	99	-99	1	0	0
27	1.0399	-8.7800	0	0	2.8100	0.7550	0	0	3	99	-99	1	0	0
28	1.0509	-3.2700	0	0	2.0600	0.2760	0	0	3	99	-99	1	0	0
29	1.0505	-0.5100	0	1	2.8350	1.2690	0	0	2	99	-99	1	0	0
30	1.0475	-4.4700	2.5000	1.3621	0	0	0	0	2	8	-5	1	0	0
31	1.0400	0.0000	5.7293	1.7036	0.0920	0.0460	0	0	2	8	-5	1	0	0
32	0.9831	1.6300	6.5000	1.7590	0	0	0	0	2	8	-5	1	0	0
33	0.9972	2.1800	6.3200	1.0335	0	0	0	0	2	8	-5	1	0	0

N°	Voltaje (pu)	Ángulo (°)	Gen. Act. (pu)	Gen. Reac. (pu)	Carga Act. (pu)	Carga Reac. (pu)	B Shunt (pu)	Tipo de bus						
34	1.0123	0.7400	5.0800	1.6400	0	0	0	0	2	4	-3	1	0	0
35	1.0493	4.1400	6.5000	2.0884	0	0	0	0	2	8	-5	1	0	0
36	1.0635	6.8300	5.6000	0.9688	0	0	0	0	2	8	-5	1	0	0
37	1.0278	1.2600	5.4000	-0.0444	0	0	0	0	2	8	-5	1	0	0
38	1.0265	6.5500	8.3000	0.1939	0	0	0	0	2	8	-5	1	0	0
39	1.0300	-10.9600	10.0000	0.6846	11.0400	2.5000	0	0	1	15	-10	1	0	0

Tabla A.17 Datos de las líneas y transformadores del sistema de potencia de NE ISO.

Bus de inicio	Bus de llegada	Resistencia (pu)	Reactancia (pu)	Susceptancia (pu)	Relación de tap	Susceptancia (pu)	Relación de tap	Susceptancia (pu)	Relación de tap
1	2	0.0035	0.0411	0.6987	0	0	0	0	0
1	39	0.0010	0.0250	0.7500	0	0	0	0	0
2	3	0.0013	0.0151	0.2572	0	0	0	0	0
2	25	0.0070	0.0086	0.1460	0	0	0	0	0
2	30	0.0000	0.0181	0.0000	1.0250	0	0	0	0
3	4	0.0013	0.0213	0.2214	0	0	0	0	0
3	18	0.0011	0.0133	0.2138	0	0	0	0	0
4	5	0.0008	0.0128	0.1342	0	0	0	0	0
4	14	0.0008	0.0129	0.1382	0	0	0	0	0
5	8	0.0008	0.0112	0.1476	0	0	0	0	0
6	5	0.0002	0.0026	0.0434	0	0	0	0	0
6	7	0.0006	0.0092	0.1130	0	0	0	0	0
6	11	0.0007	0.0082	0.1389	0	0	0	0	0
7	8	0.0004	0.0046	0.0780	0	0	0	0	0
8	9	0.0023	0.0363	0.3804	0	0	0	0	0
9	39	0.0010	0.0250	1.2000	0	0	0	0	0
10	11	0.0004	0.0043	0.0729	0	0	0	0	0
10	13	0.0004	0.0043	0.0729	0	0	0	0	0
10	32	0.0000	0.0200	0.0000	1.0700	0	0	0	0
12	11	0.0016	0.0435	0.0000	1.0060	0	0	0	0
12	13	0.0016	0.0435	0.0000	1.0060	0	0	0	0
13	14	0.0009	0.0101	0.1723	0	0	0	0	0
14	15	0.0018	0.0217	0.3660	0	0	0	0	0
15	16	0.0009	0.0094	0.1710	0	0	0	0	0
16	17	0.0007	0.0089	0.1342	0	0	0	0	0
16	19	0.0016	0.0195	0.3040	0	0	0	0	0
16	21	0.0008	0.0135	0.2548	0	0	0	0	0
16	24	0.0003	0.0059	0.0680	0	0	0	0	0
17	18	0.0007	0.0082	0.1319	0	0	0	0	0
17	27	0.0013	0.0173	0.3216	0	0	0	0	0
19	33	0.0007	0.0142	0.0000	1.0700	0	0	0	0
19	20	0.0007	0.0138	0.0000	1.0600	0	0	0	0
20	34	0.0009	0.0180	0.0000	1.0090	0	0	0	0
21	22	0.0008	0.0140	0.2565	0	0	0	0	0
22	23	0.0006	0.0096	0.1846	0	0	0	0	0
22	35	0.0000	0.0143	0.0000	1.0250	0	0	0	0
23	24	0.0022	0.0350	0.3610	0	0	0	0	0
23	36	0.0005	0.0272	0.0000	1	0	0	0	0
25	26	0.0032	0.0323	0.5130	0	0	0	0	0
25	37	0.0006	0.0232	0.0000	1.0250	0	0	0	0
26	27	0.0014	0.0147	0.2396	0	0	0	0	0
26	28	0.0043	0.0474	0.7802	0	0	0	0	0
26	29	0.0057	0.0625	1.0290	0	0	0	0	0
28	29	0.0014	0.0151	0.2490	0	0	0	0	0
29	38	0.0008	0.0156	0.0000	1.0250	0	0	0	0
31	6	0.0000	0.0250	0.0000	1.0000	0	1.2000	0.8000	0.0500

Tabla A.18 Datos dinámicos de los generadores del sistema de prueba de NE ISO.

Nº	Bus	Base	x1 (pu)	ra (pu)	xd (pu)	x'd (pu)	T'do (pu)	xq	x'q	T'qo (pu)	H	D (pu)	Bus	Base	x1 (pu)	ra (pu)	xd (pu)	x'd (pu)	T'do (pu)	xq
1	30	1000	0.125	0.00140	1.000	0.310	0	10.20	0	0.69	0.310	0	1.50	0	4.20	0	0	30	0	0
2	31	1000	0.350	0.02700	2.950	0.697	0	6.56	0	2.82	0.697	0	1.50	0	3.03	0	0	31	0	0
3	32	1000	0.304	0.00386	2.495	0.531	0	5.70	0	2.37	0.531	0	1.50	0	3.58	0	0	32	0	0
4	33	1000	0.295	0.00222	2.620	0.436	0	5.69	0	2.58	0.436	0	1.50	0	2.86	0	0	33	0	0
5	34	1000	0.540	0.00140	6.700	1.320	0	5.40	0	6.20	1.320	0	0.44	0	2.60	0	0	34	0	0
6	35	1000	0.224	0.06150	2.540	0.500	0	7.30	0	2.41	0.500	0	0.40	0	3.48	0	0	35	0	0
7	36	1000	0.322	0.00268	2.950	0.490	0	5.66	0	2.92	0.490	0	1.50	0	2.64	0	0	36	0	0
8	37	1000	0.280	0.00686	2.900	0.570	0	6.70	0	2.80	0.570	0	0.41	0	2.43	0	0	37	0	0
9	38	1000	0.298	0.00300	2.106	0.570	0	4.79	0	2.05	0.570	0	1.96	0	3.45	0	0	38	0	0
10	39	1000	0.030	0.00100	0.200	0.060	0	7.00	0	0.19	0.060	0	0.70	0	50.00	0	0	39	0	0

Tabla A.19 Datos dinámicos de los excitadores del sistema de prueba de NE ISO.

Nº	Bus	Base	x1 (pu)	ra (pu)	xd (pu)	x'd (pu)	T'do (pu)	xq	x'q	T'qo (pu)	H	D (pu)	Bus	Base	x1 (pu)	ra (pu)	xd (pu)	x'd (pu)
1	1	0	5.0	0.06	0	0	5.0	-5.0	-0.05	0.250	1.7	0.5	3	2.00	0	0.04	1.00	1
1	2	0	6.2	0.05	0	0	5.0	-5.0	0.63	0.410	3.0	0.7	4	0.88	0	0.06	0.50	1
1	3	0	5.0	0.06	0	0	5.0	-5.0	-0.02	0.500	3.0	0.1	4	0.34	0	0.08	1.00	1
1	4	0	5.0	0.06	0	0	5.0	-5.0	-0.05	0.500	3.0	0.1	4	0.31	0	0.08	1.00	1
1	5	0	40.0	0.02	0	0	10.0	-10.0	-0.04	0.785	3.0	0.0	4	0.91	0	0.03	1.00	1
1	6	0	5.0	0.02	0	0	5.0	-5.0	1.00	0.471	3.0	0.1	4	0.25	0	0.08	1.25	1
1	7	0	40.0	0.02	0	0	6.5	-6.5	1.00	0.730	3.0	0.0	4	0.74	0	0.03	1.00	1
1	8	0	5.0	0.02	0	0	5.0	-5.0	-0.05	0.528	3.0	0.1	4	0.28	0	0.09	1.26	1
1	9	0	40.0	0.02	0	0	10.5	-10.5	1.00	1.400	3.0	0.0	4	0.85	0	0.03	1.00	1

Matrices identificadas en el sistema de Nueva Inglaterra - NE ISO.

$$A = \begin{bmatrix} 2 & 46 & 17 & -12 & 0 & 12 & 34 & -18 & -5 & -15 & -1 & -6 & -3 & -32 & -2 & 7 & 6 & 4 & 1 & 1 & 6 & 1 & -2 & -3 & 1 & -1 & 2 & -2 & 0 & 0 \\ -49 & -31 & -355 & 29 & -30 & 3 & -76 & 17 & 2 & 48 & 19 & 0 & 27 & -24 & -2 & -1 & 5 & -5 & 4 & 1 & -17 & 4 & 5 & 11 & -4 & 5 & -8 & 6 & 1 & 1 \\ -20 & 387 & -9 & -52 & -72 & -44 & 93 & -29 &td> -2 & -23 & -4 & -5 & -3 & 4 & 5 & -3 & 0 & -2 & -3 & 4 & 5 & -7 & -4 & -6 & 2 & -3 & 5 & -3 & -1 & 0 \\ 16 & -35 & 61 & 0 & -435 & -539 & -109 & -63 & -18 & 6 & 7 & -14 & 32 & -4 & 5 & -1 & 6 & -6 & 1 & 17 & -7 & -1 & 3 & 5 & 5 & -4 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 65 & 68 & 422 & -24 & 60 & -367 & -109 &td> 23 & -22 & 25 & -4 & -2 & -21 & 4 & 1 & -1 & -1 & -1 & -2 & -1 & -6 & 0 & -3 & 4 & -5 & 4 & -3 & 0 & 0 \\ -18 & -9 & 57 & 556 & -116 & -43 &td> 360 & 84 & -14 & -21 &td> 22 & 37 & -17 &td> 5 & 0 & -2 &td> -8 & -1 &td> 3 &td> -9 &td> -8 &td> 1 &td> 5 &td> 5 &td> 4 &td> -5 &td> -1 &td> -1 &td> 1 &td> 1 \\ -50 &td> 75 &td> -121 &td> 126 &td> 427 &td> -400 &td> -43 &td> -86 &td> 20 &td> -134 &td> -44 &td> -37 &td> -30 &td> -3 &td> -18 &td> 9 &td> 6 &td> 8 &td> 1 &td> 2 &td> 0 &td> -11 &td> -10 &td> -2 &td> 2 &td> -1 &td> 2 &td> -1 &td> -1 &td> -1 \\ 32 &td> -15 &td> 42 &td> 80 &td> 138 &td> -121 &td> 44 &td> -21 &td> -96 &td> 528 &td> -26 &td> -45 &td> -12 &td> -20 &td> 5 &td> 3 &td> -10 &td> 3 &td> 1 &td> -8 &td> 11 &td> 1 &td> -1 &td> 2 &td> 5 &td> -2 &td> 2 &td> -1 &td> 0 &td> -1 &td> -1 \\ 14 &td> -6 &td> 9 &td> 18 &td> -32 &td> 14 &td> -12 &td> 120 &td> 7 &td> -81 &td> -585 &td> -564 &td> 101 &td> 26 &td> -15 &td> 63 &td> -2 &td> -8 &td> 6 &td> -9 &td> 10 &td> 5 &td> 2 &td> -1 &td> -3 &td> 1 &td> 0 &td> 1 &td> 0 &td> 1 \\ 22 &td> -76 &td> 51 &td> -13 &td> 54 &td> 16 &td> 164 &td> -647 &td> 87 &td> -38 &td> -94 &td> -80 &td> 16 &td> 122 &td> -19 &td> -6 &td> 14 &td> -1 &td> 1 &td> 2 &td> 9 &td> 22 &td> 9 &td> 6 &td> 6 &td> 1 &td> -2 &td> 2 &td> 0 &td> 0 \\ 3 &td> -27 &td> 15 &td> -9 &td> -25 &td> -27 &td> 56 &td> 47 &td> 600 &td> 84 &td> -59 &td> -86 &td> -547 &td> -123 &td> -43 &td> 37 &td> 28 &td> 53 &td> 4 &td> 1 &td> 25 &td> 15 &td> -7 &td> -4 &td> -2 &td> 1 &td> -1 &td> -1 &td> 0 &td> 0 \\ 11 &td> -1 &td> 4 &td> 19 &td> 5 &td> -53 &td> 30 &td> 61 &td> 580 &td> 93 &td> 18 &td> 2 &td> 582 &td> 92 &td> 39 &td> -57 &td> 29 &td> 91 &td> -3 &td> 10 &td> -20 &td> -6 &td> -7 &td> 0 &td> 2 &td> 1 &td> -3 &td> 0 &td> 0 &td> 0 \\ 0 &td> -38 &td> 14 &td> -37 &td> 12 &td> 29 &td> 34 &td> 18 &td> -164 &td> -31 &td> 572 &td> -570 &td> -63 &td> 150 &td> -28 &td> -13 &td> 67 &td> 85 &td> -8 &td> 6 &td> 24 &td> 9 &td> -7 &td> -5 &td> -3 &td> -5 &td> -1 &td> -4 &td> 1 &td> -1 &td> 1 \\ 84 &td> 2 &td> 3 &td> 5 &td> 45 &td> -21 &td> -8 &td> 38 &td> -41 &td> -120 &td> 132 &td> -107 &td> -170 &td> -17 &td> 36 &td> 29 &td> -27 &td> 5 &td> -2 &td> 2 &td> -70 &td> -15 &td> 9 &td> 16 &td> -5 &td> 3 &td> -13 &td> 8 &td> 2 &td> 2 &td> 2 \\ 3 &td> 7 &td> -11 &td> -7 &td> -4 &td> 2 &td> 27 &td> -12 &td> 12 &td> 21 &td> 37 &td> -48 &td> 12 &td> -42 &td> -3 &td> 90 &td> -830 &td> 50 &td> -15 &td> -11 &td> 4 &td> 3 &td> -3 &td> -1 &td> 2 &td> -1 &td> 0 &td> -1 &td> 0 &td> 0 \\ -20 &td> -7 &td> 11 &td> -3 &td> -4 &td> 1 &td> -1 &td> -5 &td> -75 &td> 10 &td> -19 &td> 68 &td> 17 &td> -34 &td> -100 &td> 0 &td> 47 &td> 823 &td> 25 &td> -10 &td> 0 &td> -3 &td> 5 &td> 2 &td> 1 &td> 2 &td> 0 &td> 1 &td> 0 &td> 0 \\ -12 &td> -11 &td> 3 &td> -8 &td> 8 &td> 16 &td> -13 &td> 12 &td> -3 &td> -20 &td> -37 &td> -24 &td> -89 &td> 26 &td> 1001 &td> -39 &td> -93 &td> 95 &td> -8 &td> -21 &td> 4 &td> 0 &td> 13 &td> -1 &td> -15 &td> -1 &td> 1 &td> 1 &td> 1 &td> 1 &td> 1 \\ -12 &td> -1 &td> 6 &td> 4 &td> -13 &td> -2 &td> -4 &td> -1 &td> 33 &td> 11 &td> -22 &td> -139 &td> -104 &td> 8 &td> -55 &td> -1028 &td> -116 &td> -95 &td> -4 &td> -18 &td> -20 &td> -20 &td> 14 &td> 6 &td> 2 &td> 4 &td> 5 &td> 1 &td> 1 &td> -1 &td> -1 \\ -2 &td> -19 &td> 16 &td> -3 &td> 7 &td> -7 &td> 2 &td> 0 &td> -4 &td> 0 &td> -2 &td> -2 &td> -4 &td> 0 &td> 29 &td> -35 &td> -19 &td> -3 &td> 0 &td> 847 &td> 15 &td> 0 &td> 1 &td> -1 &td> -3 &td> 1 &td> 0 &td> 0 &td> 0 &td> 0 &td> 0 \\ -2 &td> -17 &td> -2 &td> -31 &td> 22 &td> 43 &td> 7 &td> 32 &td> 15 &td> 6 &td> -3 &td> -38 &td> -19 &td> -9 &td> 42 &td> 13 &td> 35 &td> 35 &td> -1042 &td> -147 &td> 1 &td> 5 &td> -10 &td> -8 &td> -18 &td> 17 &td> -10 &td> 7 &td> -1 &td> -1 &td> -1 &td> -1 \\ 33 &td> -53 &td> 27 &td> 0 &td> 18 &td> 5 &td> 19 &td> -16 &td> -9 &td> -44 &td> -38 &td> 26 &td> -38 &td> 95 &td> 0 &td> -7 &td> -14 &td> 21 &td> -29 &td> -20 &td> -28 &td> 155 &td> 15 &td> 28 &td> -18 &td> 9 &td> -10 &td> 8 &td> 3 &td> 3 &td> 3 &td> 3 \\ 20 &td> -39 &td> 43 &td> -4 &td> 1 &td> -6 &td> 32 &td> 5 &td> -2 &td> -62 &td> -30 &td> 20 &td> -18 &td> 55 &td> -1 &td> 18 &td> -8 &td> 28 &td> 5 &td> 1 &td> -215 &td> -33 &td> -39 &td> -54 &td> -3 &td> -13 &td> 35 &td> -18 &td> -3 &td> -3 &td> -3 \\ -40 &td> 1 &td> 22 &td> -8 &td> -26 &td> 4 &td> 29 &td> -2 &td> -1 &td> -20 &td> 2 &td> 13 &td> -1 &td> 26 &td> 12 &td> 0 &td> -19 &td> -9 &td> 7 &td> 22 &td> -53 &td> -2 &td> -32 &td> -100 &td> -47 &td> 38 &td> -17 &td> -9 &td> -1 &td> -1 &td> -1 \\ 10 &td> 12 &td> 13 &td> -4 &td> -16 &td> -5 &td> 10 &td> -25 &td> -1 &td> -13 &td> 8 &td> 2 &td> 8 &td> -24 &td> -5 &td> 6 &td> 5 &td> -2 &td> 15 &td> 25 &td> -45 &td> 10 &td> 71 &td> -19 &td> 106 &td> -54 &td> 29 &td> -26 &td> -5 &td> -5 &td> -5 \\ 12 &td> 34 &td> -4 &td> 1 &td> -6 &td> -27 &td> -5 &td> -39 &td> 6 &td> -11 &td> 16 &td> -9 &td> 18 &td> -35 &td> -25 &td> -18 &td> 36 &td> -14 &td> 20 &td> 43 &td> 51 &td> 5 &td> 51 &td> -192 &td> -105 &td> 58 &td> -82 &td> 76 &td> -10 &td> -10 &td> -10 \\ -38 &td> -23 &td> 7 &td> -4 &td> 6 &td> 21 &td> 10 &td> 8 &td> 7 &td> 1 &td> -5 &td> 0 &td> 3 &td> 18 &td> 23 &td> -5 &td> -18 &td> -6 &td> -11 &td> -30 &td> -41 &td> 17 &td> -65 &td> 89 &td> 44 &td> -62 &td> 42 &td> -49 &td> -25 &td> -25 &td> -25 \\ -96 &td> 34 &td> -20 &td> 3 &td> -15 &td> 2 &td> -8 &td> 1 &td> 6 &td> 23 &td> -22 &td> 21 &td> 2 &td> 84 &td> 10 &td> 26 &td> -7 &td> 7 &td> 11 &td> 26 &td> 70 &td> -46 &td> 27 &td> -69 &td> 4 &td> 4 &td> -20 &td> -13 &td> -6 &td> -6 &td> -6 \\ 89 &td> -21 &td> 3 &td> 4 &td> 34 &td> -11 &td> -18 &td> 0 &td> -3 &td> -17 &td> -21 &td> 16 &td> -4 &td> 25 &td> -44 &td> 43 &td> 26 &td> 28 &td> -14 &td> -26 &td> -40 &td> -55 &td> 98 &td> 71 &td> -49 &td> -2 &td> 27 &td> -10 &td> -11 &td> -11 &td> -11 \\ 29 &td> -3 &td> 10 &td> -2 &td> -31 &td> -19 &td> 8 &td> 35 &td> -33 &td> 11 &td> -1 &td> 2 &td> -34 &td> 3 &td> 15 &td> 23 &td> -12 &td> 18 &td> 4 &td> 9 &td> -5 &td> -14 &td> 2 &td> 20 &td> 89 &td> 175 &td> 22 &td> 44 &td> 1 &td> 1 &td> 1 \end{bmatrix}$$

(A.5.1)

$$C = \begin{bmatrix} 5 & 9 & 3 & 4 & 10 &td> 5 &td> -13 &td> -2 &td> 2 &td> -16 &td> -53 &td> -49 &td> -62 &td> -5 &td> -13 &td> 23 &td> -5 &td> -36 &td> 1 &td> 2 &td> 23 &td> 7 &td> -3 &td> -5 &td> -1 &td> 0 &td> 2 &td> -2 &td> 0 &td> 0 \\ -1 &td> 13 &td> 2 &td> 12 &td> 13 &td> 28 &td> 2 &td> 1 &td> 12 &td> -11 &td> 71 &td> 70 &td> -91 &td> -15 &td> -6 &td> -6 &td> 10 &td> 11 &td> 0 &td> 2 &td> 20 &td> 6 &td> -3 &td> -5 &td> -1 &td> 0 &td> 2 &td> -2 &td> 0 &td> 0 \\ 1 &td> 17 &td> -4 &td> 2 &td> 17 &td> 36 &td> -8 &td> -4 &td> 2 &td> -35 &td> -12 &td> -8 &td> 69 &td> 22 &td> 4 &td> -8 &td> -1 &td> -8 &td> -1 &td> -5 &td> 17 &td> 4 &td> -3 &td> -5 &td> 1 &td> 1 &td> 3 &td> -1 &td> 0 &td> 0 \\ 3 &td> 23 &td> -6 &td> -6 &td> -11 &td> -7 &td> 33 &td> 6 &td> -4 &td> -6 &td> 4 &td> 11 &td> 0 &td> -3 &td> 9 &td> 8 &td> -91 &td> 15 &td> -3 &td> 28 &td> 14 &td> 2 &td> -2 &td> -5 &td> 0 &td> -2 &td> 3 &td> -2 &td> -1 &td> 0 \\ 0 &td> 32 &td> -6 &td> -27 &td> -15 &td> 5 &td> 113 &td> 34 &td> -12 &td> -2 &td> -11 &td> 5 &td> 3 &td> 9 &td> 0 &td> -6 &td> 33 &td> -5 &td> 0 &td> -10 &td> 14 &td> 2 &td> -2 &td> -6 &td> 1 &td> -2 &td> 3 &td> -2 &td> 0 &td> 0 \\ 0 &td> 24 &td> -5 &td> 10 &td> -22 &td> -32 &td> 2 &td> -15 &td> -3 &td> -24 &td> 6 &td> 11 &td> 10 &td> 7 &td> 2 &td> -6 &td> 2 &td> 1 &td> -6 &td> -53 &td> 13 &td> 2 &td> -3 &td> -5 &td> 2 &td> -2 &td> 4 &td> -3 &td> -1 &td> 0 \\ 1 &td> 17 &td> -10 &td> -7 &td> -26 &td> -36 &td> -3 &td> -14 &td> 4 &td> -27 &td> 14 &td> 9 &td> 21 &td> 9 &td> -1 &td> -8 &td> 33 &td> -10 &td> 7 &td> 50 &td> 10 &td> -2 &td> 2 &td> 11 &td> -8 &td> 8 &td> -6 &td> -1 &td> 0 \\ 4 &td> 4 &td> 3 &td> 3 &td> 11 &td> 3 &td> -17 &td> -3 &td> 23 &td> -6 &td> -48 &td> -68 &td> -35 &td> -1 &td> -13 &td> 26 &td> 18 &td> 68 &td> 7 &td> 2 &td> 20 &td> 7 &td> -5 &td> -6 &td> -1 &td> -1 &td> 2 &td> -2 &td> 0 &td> 0 \\ 10 &td> -18 &td> -19 &td> 22 &td> 1 &td> 25 &td> -91 &td> -20 &td> -1 &td> 81 &td> 14 &td> -1 &td> 13 &td> -4 &td> 4 &td> -1 &td> 2 &td> -6 &td> -2 &td> -2 &td> -12 &td> -17 &td> -11 &td> -16 &td> -3 &td> -1 &td> 6 &td> -4 &td> -1 &td> 0 \\ 1 &td> -3 &td> 20 &td> -2 &td> 7 &td> -7 &td> -1 &td> 9 &td> -1 &td> -2 &td> 0 &td> 4 &td> 3 &td> 7 &td> 0 &td> -2 &td> -1 &td> 0 &td> 1 &td> -1 &td> 35 &td> 13 &td> -2 &td> -3 &td> -3 &td> 1 &td> 1 &td> 0 &td> 0 &td> 0 \end{bmatrix}$$

(A.5.2)

$$\begin{aligned}
 \mathbf{B}_{V_r} = & \begin{bmatrix} -4 & -1 & -7 & -13 & -1 & -1 & -2 & -3 & -4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 4 & 0 & 3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & -2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -2 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & -2 & 1 \\ -2 & 0 & 1 & 3 & -2 & 0 & -3 & 11 & -4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 3 \\ 2 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & -8 & 4 \\ -1 & 0 & -1 & -7 & 2 & 0 & 2 & 10 & 4 \\ 0 & 0 & -1 & -2 & -1 & 0 & -4 & 2 & 6 \\ -2 & 0 & -6 & 6 & -2 & 0 & -11 & -2 & 1 \\ -2 & 0 & -13 & 5 & 1 & 0 & 8 & 2 & 1 \\ 8 & 0 & -3 & -1 & 2 & 0 & -8 & 3 & -5 \\ 8 & 0 & -5 & -2 & -4 & 0 & 6 & -1 & 3 \\ 1 & -2 & -1 & 1 & 3 & 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{B}_{P_m} = & \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 3 & 2 \\ 2 & 2 & 3 & 5 & 7 & 5 & 6 & 2 & 5 \\ -2 & -3 & -4 & -4 & -7 & -4 & -4 & -2 & -8 \\ 1 & 1 & 2 & 0 & -2 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 2 & 4 & -3 & -2 & -6 & -6 & 0 & -3 \\ 1 & 6 & 11 & -1 & 4 & -7 & -8 & 1 & 3 \\ -1 & 0 & -1 & 2 & 10 & -3 & -3 & -1 & -3 \\ -1 & -1 & -1 & 0 & 4 & -4 & -4 & -1 & -2 \\ 0 & 2 & 2 & -1 & -2 & 0 & 0 & 2 & -1 \\ -2 & -4 & -8 & 2 & 10 & -3 & -3 & -1 & 12 \\ -4 & 4 & -1 & 0 & -2 & 1 & 2 & -3 & 1 \\ -3 & 6 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & -5 & -1 \\ -5 & -6 & 6 & 0 & 0 & -1 & 1 & -2 & 1 \\ 0 & -1 & 4 & 2 & 2 & 1 & 2 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 1 \\ 2 & -1 & -1 & 1 & -1 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ -1 & 2 & 0 & -14 & 6 & -1 & 8 & 4 & 1 \\ -10 & 2 & -1 & 3 & -1 & 1 & -2 & 19 & -1 \\ 0 & 1 & 1 & -1 & 1 & -2 & -2 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5 & -1 & -15 & 16 & 1 & 0 \\ 2 & 2 & 2 & 4 & 5 & 2 & 4 & 3 & 7 \\ 0 & 0 & -1 & -2 & -2 & -1 & -1 & -1 & 0 \\ -1 & -2 & -2 & -4 & -4 & -2 & -2 & -1 & -1 \\ -2 & -3 & -3 & -3 & -3 & -3 & -4 & -2 & -2 \\ 0 & 0 & 0 & 3 & 3 & 1 & -1 & 1 & 1 \\ 0 & -1 & -3 & -2 & -1 & -1 & 1 & 1 & 0 \\ 3 & 3 & 1 & 0 & 3 & 3 & 3 & -2 & 3 \\ -1 & -2 & -2 & 3 & 0 & -2 & -2 & -7 & -2 \\ 0 & 0 & 7 & -4 & -3 & -1 & 0 & -2 & -1 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

(A.5.3)

Matrices de control del LQG: \mathbf{K}_{V_r} , \mathbf{K}_{P_m} y \mathbf{G}_w de Nueva Inglaterra - NE ISO, las matrices $\mathbf{Q}_c = \mathbf{Q}_o = 10 \times \mathbf{I}$,

$\mathbf{R}_c = 10 \times \mathbf{I}$, $\mathbf{R}_o = 0.01 \times \mathbf{I}$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{K}_{V_r} = & \begin{bmatrix} -8 & -2 & -9 & -18 & -2 & 0 & -4 & -4 & -10 \\ 1 & 5 & -2 & -4 & 6 & 12 & 9 & 4 & 9 \\ 0 & 0 & 2 & 4 & 19 & 3 & 13 & 2 & 3 \\ 3 & 0 & -4 & 0 & -10 & 4 & 11 & 1 & 0 \\ 4 & 6 & 2 & -2 & -14 & -7 & 1 & 2 & 10 \\ -2 & 10 & 3 & 0 & 6 & -5 & -2 & -1 & -6 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -5 & -2 & 1 & -3 & -9 \\ -4 & -4 & -3 & -2 & 11 & -2 & -7 & 4 & 12 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 2 & -2 & -2 & 1 & -3 \\ 0 & -5 & -1 & -1 & -3 & 0 & -1 & 2 & 0 \\ 1 & 6 & -2 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -4 & 3 & 1 & 0 & -1 & 1 & -1 & 2 & 0 \\ 0 & -4 & 2 & -1 & 2 & 0 & 3 & -1 & 3 \\ -6 & -2 & 1 & 3 & -9 & 1 & -7 & 12 & -19 \\ 1 & 0 & 0 & 3 & -9 & 0 & -7 & -2 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & -1 & -1 & 5 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & -4 & -1 & -1 & 3 & 1 & -1 \\ -2 & 2 & 0 & 0 & 1 & 1 & -1 & 2 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & -2 & -5 & 10 & 0 & -2 \\ 2 & 0 & 0 & 1 & -1 & -8 & 5 & 0 & -1 \\ 3 & -2 & -2 & -3 & 0 & -1 & 9 & 6 & 13 \\ 2 & -2 & 0 & 3 & -2 & 0 & -6 & -13 & -7 \\ 2 & 1 & 0 & -1 & -1 & 1 & 4 & 2 & 4 \\ -3 & -1 & 0 & -1 & 7 & -5 & -15 & 4 & 15 \\ -4 & 1 & -9 & 7 & -5 & 3 & -6 & -3 & 6 \\ -2 & 0 & -16 & 9 & 4 & -3 & 6 & 2 & -1 \\ 16 & 1 & -5 & -1 & 7 & 0 & -11 & 4 & -7 \\ 2 & 0 & -1 & -2 & -4 & 2 & 5 & 1 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{K}_{P_m} = & \begin{bmatrix} 14 & 5 & 5 & 4 & -4 & 2 & -2 & 13 & 0 \\ 2 & 3 & 9 & 11 & 11 & 10 & 12 & 6 & 16 \\ 6 & 4 & 1 & 7 & 4 & 4 & 4 & 0 & -6 \\ -2 & -5 & -10 & 0 & -8 & 9 & 9 & 0 & 2 \\ 7 & 9 & 10 & -7 & -14 & -4 & -6 & 3 & 9 \\ -1 & 9 & 12 & 2 & 11 & -8 & -11 & -1 & -1 \\ -1 & 0 & -4 & -1 & 11 & 1 & -1 & -2 & -17 \\ -2 & -6 & -11 & 1 & 11 & -9 & -10 & 0 & 9 \\ 8 & -7 & 5 & -1 & -1 & -2 & -2 & 13 & -3 \\ -1 & -4 & -6 & 3 & 8 & -3 & -2 & 3 & 15 \\ -4 & 19 & -11 & -1 & -3 & 1 & 1 & 1 & 2 \\ -18 & 7 & 6 & 3 & 0 & 0 & 2 & -7 & 0 \\ -14 & -14 & 12 & -4 & -2 & 0 & 3 & -2 & 4 \\ 6 & -2 & 10 & 11 & 10 & 3 & 5 & 12 & -10 \\ -3 & -3 & 1 & 17 & -6 & 2 & -7 & -4 & 0 \\ -2 & -2 & -4 & 4 & -1 & -1 & -4 & 20 & -3 \\ -4 & 2 & 0 & -20 & 8 & 0 & 7 & 5 & 0 \\ -15 & 4 & -1 & 4 & -1 & 2 & -2 & 16 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 4 & 0 & -15 & 10 & 3 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 7 & -2 & -17 & 15 & 0 & 0 \\ 4 & 4 & 1 & 0 & -3 & 0 & 0 & -1 & 9 \\ 1 & 5 & -1 & -1 & -4 & -1 & -1 & -4 & 6 \\ 1 & -4 & 2 & -2 & -4 & -1 & -3 & 5 & 4 \\ -4 & -6 & -2 & -7 & -3 & -3 & -2 & 3 & 3 \\ -1 & -1 & -6 & 5 & 3 & 1 & -4 & 3 & 0 \\ 2 & 0 & -11 & -3 & 1 & -1 & 1 & 6 & -1 \\ 7 & 8 & 1 & -3 & 6 & 7 & 7 & -6 & 4 \\ -1 & 1 & 0 & 3 & -2 & -1 & -1 & -3 & 1 \\ 0 & 0 & 3 & -1 & -1 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

(A.5.4)

$$G_w = \begin{bmatrix} 135 & 91 & 160 & 244 & 151 & 153 & 88 & 166 & 346 & 143 \\ 65 & 71 & 86 & 66 & 69 & 118 & -19 & 14 & -360 & 67 \\ -141 & -122 & -204 & -345 & -456 & -337 & -377 & -111 & -242 & 489 \\ 92 & 305 & 404 & -42 & 14 & -140 & -336 & 60 & 131 & -86 \\ -48 & 6 & 44 & -7 & 326 & -287 & -271 & -53 & -341 & 103 \\ 87 & 210 & 445 & -118 & -107 & -304 & -272 & 82 & 312 & -168 \\ -156 & -9 & -72 & 163 & 661 & -155 & -181 & -122 & -160 & -101 \\ 23 & 148 & 260 & 27 & 47 & -19 & 33 & -16 & -443 & 126 \\ -324 & 532 & -52 & 10 & -119 & 30 & 105 & -146 & 29 & -22 \\ -156 & -81 & -382 & 44 & 243 & -204 & -240 & -85 & 513 & 217 \\ -545 & 74 & 173 & 10 & -93 & 52 & 146 & -368 & 38 & 21 \\ 74 & 569 & -227 & 94 & 34 & 89 & -11 & -286 & 20 & 90 \\ -366 & -431 & 380 & 17 & -45 & -26 & 37 & -242 & -19 & 14 \\ 69 & 5 & 384 & 164 & 320 & 235 & 130 & 26 & 417 & 466 \\ -104 & 29 & 11 & -488 & 186 & -5 & 227 & 10 & 40 & -14 \\ 450 & -125 & -1 & -21 & -22 & -50 & 0 & -352 & 23 & -33 \\ 12 & 74 & -15 & -708 & 252 & -80 & 289 & 125 & -4 & -8 \\ -376 & 58 & -75 & 142 & -30 & 18 & -69 & 706 & -49 & -22 \\ -18 & -7 & 19 & -209 & 62 & 355 & -367 & 30 & -2 & 11 \\ 53 & 35 & 4 & 211 & -44 & -650 & 456 & 78 & -11 & 20 \\ 140 & 98 & 116 & 142 & 167 & 118 & 181 & 114 & 196 & 298 \\ 109 & 115 & 116 & 39 & -27 & 64 & 63 & 151 & -156 & 498 \\ -52 & -43 & -69 & -111 & -133 & -82 & -67 & -150 & -188 & 1 \\ -19 & -32 & -38 & -73 & -148 & -115 & -18 & -41 & -205 & 21 \\ 60 & 40 & 94 & 28 & 69 & 33 & 245 & 85 & 58 & -110 \\ 8 & 23 & 106 & -199 & -86 & -33 & -165 & -94 & -162 & -66 \\ -236 & -117 & -153 & -203 & -180 & -252 & -50 & -226 & -257 & 29 \\ -112 & -23 & 4 & 168 & 43 & -38 & -20 & 10 & 177 & 202 \\ -5 & 64 & 164 & -46 & 44 & -21 & -45 & -28 & 12 & -27 \end{bmatrix} \tag{A.5.5}$$

Matrices de control del OOF: F_{Vr} y F_{Pm} de NE ISO, con las matrices $Q_F = 0.01 \times I$ y $R_F = 5 \times I$

$$F_{Vr} = \begin{bmatrix} 1.3 & 0.4 & 1.1 & 0.4 & 0.1 & 1.2 & -2.2 & -0.6 & -0.1 & -3.4 \\ -0.1 & -0.6 & -0.7 & 0.0 & -0.1 & -0.1 & -0.2 & -0.2 & 0.0 & 1.8 \\ 1.4 & 0.4 & 1.2 & 1.2 & 0.6 & 0.6 & -0.1 & -0.5 & 0.9 & -1.4 \\ 0.6 & 0.2 & 0.7 & 3.1 & -0.6 & -0.3 & -0.6 & -0.2 & -0.1 & -2.1 \\ 0.6 & 0.7 & 1.0 & 0.9 & -1.3 & 1.3 & 0.8 & 0.5 & 0.5 & 3.6 \\ -0.2 & -0.1 & 0.1 & -0.3 & -0.1 & -1.5 & -0.5 & -0.1 & -0.3 & 1.6 \\ -0.3 & -0.2 & -0.2 & 0.5 & 2.1 & -4.0 & -0.3 & -0.3 & 3.7 & 11.5 \\ -2.8 & 0.4 & -0.3 & -0.6 & 0.3 & 1.2 & 0.4 & 5.1 & -0.6 & -4.1 \\ 0.5 & 0.3 & 0.5 & 0.9 & 1.4 & -0.7 & 2.2 & -0.4 & 1.3 & 5.0 \end{bmatrix} \tag{A.5.6}$$

$$F_{Pm} = \begin{bmatrix} -14.1 & 0.3 & -0.7 & 0.4 & 0.1 & 0.3 & 1.1 & 3.4 & 0.4 & 1.9 \\ 0.4 & -10.3 & -3.9 & 0.7 & 0.2 & 0.9 & 1.4 & -0.9 & 0.7 & 3.1 \\ -0.9 & -3.3 & -16.9 & -1.3 & -1.8 & 1.2 & 1.2 & -0.4 & -2.3 & 3.0 \\ -1.6 & -0.9 & -1.9 & -15.5 & -4.2 & -3.5 & -0.6 & -1.6 & -8.2 & -0.8 \\ -1.3 & -0.7 & -0.9 & -1.8 & -16.6 & -0.5 & -0.5 & -1.1 & -10.3 & 0.6 \\ 0.3 & 0.6 & 1.9 & -0.3 & 1.0 & -17.0 & 1.3 & -0.1 & -0.2 & 3.8 \\ 0.2 & 0.6 & 1.9 & 0.9 & 0.8 & 0.7 & -13.3 & 0.0 & 0.3 & 0.2 \\ 0.9 & -3.9 & -5.7 & -2.6 & -1.1 & -4.5 & 4.7 & -13.0 & -0.5 & 10.6 \\ 0.9 & 0.4 & 0.7 & 0.0 & -0.4 & 0.2 & 0.3 & -0.2 & -8.2 & -3.7 \end{bmatrix} \tag{A.5.7}$$

A.6. Datos de los sistemas de prueba NPCC

Tabla A.20 Condiciones operativas para el sistema de prueba de NPCC.

Nº	Voltaje (pu)	Ángulo (°)	Gen. Act. (pu)	Gen. Reac. (pu)	Carga Act. (pu)	Carga Reac. (pu)	B Shunt (pu)	Tipo de bus						
1	1.0113	2.6300	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
2	1.0070	1.8600	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
3	1.0473	1.7900	0	0	9.0	88.0	0	0	3	0	0	1	0	0
4	1.0079	1.8600	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
5	1.0040	0.0400	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
6	1.0073	-0.5900	0	0	320.0	153.0	0	0	3	0	0	1	0	0
7	1.0235	0.7600	0	0	329.0	32.0	0	0	3	0	0	1	0	0
8	1.0229	-0.5400	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
9	1.0186	-1.4800	0	0	158.0	30.0	0	0	3	0	0	1	0	0
10	1.0421	5.4000	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
11	0.9842	3.9200	0	0	680.0	103.0	0	0	3	0	0	1	0	0
12	1.0252	3.4300	0	0	274.0	115.0	0	0	3	0	0	1	0	0
13	1.0458	8.1500	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
14	1.0400	7.8600	0	0	248.0	85.0	0	0	3	0	0	1	0	0

Nº	Voltaje (pu)	Ángulo (°)	Gen. Act. (pu)	Gen. Reac. (pu)	Carga Act. (pu)	Carga Reac. (pu)	B Shunt (pu)	Tipo de bus						
15	1.0294	0.9300	0	0	309.0	-92.0	0	0	3	0	0	1	0	0
16	1.0400	1.7400	0	0	224.0	47.0	0	0	3	0	0	1	0	0
17	1.0402	0.6400	0	0	139.0	17.0	0	0	3	0	0	1	0	0
18	1.0264	-1.0900	0	0	281.0	76.0	0	0	3	0	0	1	0	0
19	1.0411	3.8300	0	0	206.0	28.0	0	0	3	0	0	1	0	0
20	1.0418	6.5100	0	0	284.0	27.0	0	0	3	0	0	1	0	0
21	0.9800	10.7000	650.0	216.5	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
22	0.9900	10.6900	632.0	109.8	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
23	1.0066	9.1200	503.0	172.0	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
24	1.0500	13.5100	700.0	250.6	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
25	1.0600	15.7800	560.0	106.1	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
26	1.0200	13.4100	800.0	30.9	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
27	1.0200	8.6800	540.0	42.2	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
28	1.0513	0.4800	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
29	1.0257	0.4800	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
30	1.0152	-1.8400	0	0	322.0	2.0	0	0	3	0	0	1	0	0
31	0.9951	-1.9300	0	0	500.0	184.0	0	0	3	0	0	1	0	0
32	0.9996	-0.3300	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
33	1.0023	0.3800	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
34	0.9922	-1.6100	0	0	234.0	84.0	0	0	3	0	0	1	0	0
35	0.9916	-2.0100	0	0	522.0	177.0	0	0	3	0	0	1	0	0
36	0.9800	8.9200	554.0	215.3	9	5	0	0	2	999	-999	1	0	0
37	1.0375	1.2800	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
38	1.0360	2.3300	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
39	1.0365	0.7600	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
40	1.0029	-3.1400	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
41	1.0353	-7.0000	0	0	700.0	150.0	0	0.25	3	0	0	1	0	0
42	1.0400	-6.1100	370.0	30.8	177.0	17.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
43	1.0454	4.3200	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
44	1.0418	2.5500	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
45	1.0409	-0.2800	0	0	256.0	42.0	0	0.25	3	0	0	1	0	0
46	1.0500	2.4900	154.0	67.5	177.0	25.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
47	1.0300	8.2000	400.0	54.2	528.0	160.0	0	0.60	2	999	-999	1	0	0
48	1.0500	11.5700	400.0	85.3	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
49	0.9889	-4.5400	0	0	208.0	47.0	0	0.30	3	0	0	1	0	0
50	1.0500	8.6500	600.0	75.6	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
51	1.0400	2.7100	141.0	89.8	731.0	100.0	0	0.25	2	999	-999	1	0	0
52	1.0448	15.2800	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
53	1.0300	13.5700	833.0	164.6	923.0	250.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
54	1.0408	23.5300	1115.0	-150.0	20.0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
55	1.0400	22.7500	1095.0	197.1	939.0	134.0	0	0.02	2	999	-999	1	0	0
56	1.0300	23.4100	410.0	171.0	172.0	50.0	0	0.06	2	999	-999	1	0	0
57	1.0300	22.3500	298.0	-54.4	240.0	-6.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
58	1.0024	21.0600	0	0	84.0	40.0	0	0.02	3	0	0	1	0	0
59	1.0252	18.7900	0	0	705.0	248.0	0	0.50	3	0	0	1	0	0
60	1.0400	27.2100	410.0	34.5	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
61	1.0400	23.5700	194.0	72.8	237.0	12.0	0	0.04	2	999	-999	1	0	0
62	1.0085	20.0700	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
63	0.9926	11.4200	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
64	0.9990	8.3500	0	0	143.0	25.0	0	0	3	0	0	1	0	0
65	1.0400	10.3400	91.0	63.8	91.0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
66	0.9888	10.0800	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
67	0.9837	7.7200	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
68	0.9900	4.1000	66.0	47.8	211.0	41.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
69	1.0073	5.7000	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
70	0.9909	4.7300	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
71	1.0000	2.4800	134.0	13.5	371.0	53.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
72	1.0500	1.8500	150.0	40.3	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
73	1.0305	0.1500	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
74	1.0269	0.0700	0	0	102.0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
75	1.0414	1.5500	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
76	1.0484	0.8800	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
77	1.0355	0.4400	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
78	1.0200	0.0000	632.1	71.9	2000.0	600.0	0	0	1	0	0	1	0	0

N°	Voltaje (pu)	Ángulo (°)	Gen. Act. (pu)	Gen. Reac. (pu)	Carga Act. (pu)	Carga Reac. (pu)	B Shunt (pu)	Tipo de bus						
79	1.0500	8.1700	1000.0	257.3	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
80	1.0232	0.6300	720.0	0.0	700.0	25.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
81	1.0192	-3.0200	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
82	1.0500	7.5700	460.0	125.1	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
83	1.0213	22.8600	0	0	80.0	16.0	0	0	3	0	0	1	0	0
84	1.0248	23.4300	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
85	1.0455	34.3400	0	0	18.0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
86	1.0000	39.6900	1650.0	487.0	50.0	25.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
87	1.0200	32.9700	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
88	1.0619	31.2100	0	0	110.0	55.0	0	0	3	0	0	1	0	0
89	1.0331	29.0200	0	0	100.0	70.0	0	0	3	0	0	1	0	0
90	1.0284	28.9400	0	0	115.0	45.0	0	0	3	0	0	1	0	0
91	1.0400	10.6100	930.0	947.6	1650.0	500.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
92	1.0400	17.6100	450.0	-75.2	10.0	320.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
93	1.0709	7.6300	0	0	125.0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
94	1.0554	7.9400	0	0	95.0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
95	1.1597	12.5800	125.0	13.0	25.0	100.0	0	0	3	0	0	1	0	0
96	1.1604	13.5300	60.0	25.0	20.0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
97	1.0400	13.1600	600.0	319.1	910.0	50.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
98	1.0400	28.6700	585.0	48.8	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
99	1.0973	28.0300	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
100	1.0830	23.0700	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
101	1.0500	21.9100	1200.0	399.2	350.0	130.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
102	1.0472	22.6400	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
103	1.0413	22.5200	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
104	1.0567	12.3800	0	0	200.0	90.0	0	0	3	0	0	1	0	0
105	1.0559	23.1200	0	0	325.0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
106	1.0553	13.8000	0	0	0	-12.0	0	0	3	0	0	1	0	0
107	1.0666	14.8700	0	0	0	-19.0	0	0	3	0	0	1	0	0
108	1.0630	13.0100	0	0	0	-13.0	0	0	3	0	0	1	0	0
109	1.0630	12.9900	0	0	0	-13.0	0	0	3	0	0	1	0	0
110	1.0617	11.7100	0	0	718.0	125.0	0	0	3	0	0	1	0	0
111	1.0420	9.9700	0	0	399.0	45.0	0	0	3	0	0	1	0	0
112	1.0610	28.3400	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
113	1.0229	22.3400	0	0	206.0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
114	1.0242	29.5200	0	0	0	90.0	0	0	3	0	0	1	0	0
115	1.0200	32.8600	550.0	108.0	100.0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
116	1.0128	26.6300	0	0	200.0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
117	1.0087	30.3900	0	0	400.0	97.0	0	0	3	0	0	1	0	0
118	1.0023	31.3800	0	0	280.0	86.0	0	0	3	0	0	1	0	0
119	1.0000	29.7800	550.0	94.7	750.0	200.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
120	1.0200	26.2800	700.0	43.6	946.0	-40.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
121	1.0400	31.9000	145.0	221.3	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
122	1.0500	32.7800	155.0	90.7	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
123	1.0100	37.2000	655.0	37.0	63.0	10.0	0	0	2	999	-999	1	0	0
124	1.0386	3.1900	0.0	22.0	370.0	71.0	0	0	3	0	0	1	0	0
125	1.0191	-3.1400	0	0	320.0	5.0	0	0	3	0	0	1	0	0
126	1.0182	-5.1100	0	0	450.0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
127	1.0422	7.5500	0.0	150.0	200.0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
128	1.0348	3.8600	0.0	162.0	970.0	60.0	0	0	3	0	0	1	0	0
129	1.0227	10.6000	0.0	50.0	610.0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
130	1.0200	13.8900	490.0	-365.8	180.0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
131	1.0248	15.3000	0.0	900.0	1160.0	468.0	0	0	3	0	0	1	0	0
132	1.0351	21.0300	0.0	337.0	210.0	0	0	0	3	0	0	1	0	0
133	1.0200	37.3400	1700.0	-75.2	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
134	1.0300	40.6900	880.0	103.2	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
135	1.0200	38.4800	2330.0	-42.8	170.0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
136	0.9972	29.0200	0	0	270.0	223.0	0	0	3	0	0	1	0	0
137	1.0400	28.6700	70.0	180.0	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
138	0.9500	6.8700	0	0	110.0	64.0	0	0	3	0	0	1	0	0
139	1.0100	31.9100	115.0	23.5	0	0	0	0	2	999	-999	1	0	0
140	1.0412	27.9300	0	0	0	0	0	0	3	0	0	1	0	0

Tabla A.21 Datos de las líneas y transformadores del sistema de potencia de NPCC.

Bus de inicio	Bus de llegada	Resistencia (pu)	Reactancia (pu)	Susceptancia (pu)	Relación de tap	Susceptancia (pu)	Relación de tap	Susceptancia (pu)	Relación de tap
1	21	0.0000	0.0200	0.0000	1.0700	0	0	0	0
2	1	0.0004	0.0043	0.0700	0.0000	0	0	0	0
2	33	0.0007	0.0082	0.1400	0.0000	0	0	0	0
3	2	0.0016	0.0435	0.0000	1.0600	0	0	0	0
3	4	0.0016	0.0435	0.0000	1.0600	0	0	0	0
4	1	0.0004	0.0043	0.0700	0.0000	0	0	0	0
5	4	0.0009	0.0101	0.1700	0.0000	0	0	0	0
5	31	0.0008	0.0129	0.1400	0.0000	0	0	0	0
6	5	0.0018	0.0217	0.3700	0.0000	0	0	0	0
7	6	0.0009	0.0094	0.1700	0.0000	0	0	0	0
8	7	0.0007	0.0089	0.1300	0.0000	0	0	0	0
9	8	0.0007	0.0082	0.1300	0.0000	0	0	0	0
9	30	0.0011	0.0133	0.2100	0.0000	0	0	0	0
10	7	0.0016	0.0195	0.3000	0.0000	0	0	0	0
10	11	0.0007	0.0138	0.0000	1.0600	0	0	0	0
10	22	0.0007	0.0142	0.0000	1.0700	0	0	0	0
11	23	0.0009	0.0180	0.0000	1.0090	0	0	0	0
12	7	0.0008	0.0135	0.2500	0.0000	0	0	0	0
13	12	0.0008	0.0140	0.2600	0.0000	0	0	0	0
13	24	0.0000	0.0143	0.0000	1.0250	0	0	0	0
14	13	0.0006	0.0096	0.1800	0.0000	0	0	0	0
14	25	0.0005	0.0272	0.0000	1.0000	0	0	0	0
15	7	0.0003	0.0059	0.0700	0.0000	0	0	0	0
15	14	0.0022	0.0350	0.3600	0.0000	0	0	0	0
16	27	0.0006	0.0232	0.0000	1.0250	0	0	0	0
16	29	0.0070	0.0086	0.1500	0.0000	0	0	0	0
17	16	0.0032	0.0323	0.5300	0.0000	0	0	0	0
18	8	0.0013	0.0173	0.3200	0.0000	0	0	0	0
18	17	0.0014	0.0147	0.2400	0.0000	0	0	0	0
19	17	0.0043	0.0474	0.7800	0.0000	0	0	0	0
20	17	0.0057	0.0625	1.0300	0.0000	0	0	0	0
20	19	0.0014	0.0151	0.2500	0.0000	0	0	0	0
20	26	0.0008	0.0156	0.0000	1.0250	0	0	0	0
28	29	0.0000	0.0181	0.0000	1.0250	0	0	0	0
30	29	0.0013	0.0151	0.2600	0.0000	0	0	0	0
31	30	0.0013	0.0213	0.2200	0.0000	0	0	0	0
32	31	0.0008	0.0128	0.1300	0.0000	0	0	0	0
33	32	0.0002	0.0026	0.0400	0.0000	0	0	0	0
33	36	0.0000	0.0250	0.0000	1.0700	0	0	0	0
34	33	0.0006	0.0092	0.1100	0.0000	0	0	0	0
35	32	0.0008	0.0112	0.1500	0.0000	0	0	0	0
35	34	0.0004	0.0046	0.0800	0.0000	0	0	0	0
37	29	0.0035	0.0411	0.7000	0.0000	0	0	0	0
38	37	0.0016	0.0163	0.2500	0.0000	0	0	0	0
39	37	0.0008	0.0074	0.4800	0.0000	0	0	0	0
40	37	0.0009	0.0315	0.0600	0.0000	0	0	0	0
40	41	0.0000	0.0161	0.0000	0.9500	0	0	0	0
42	41	0.0018	0.0089	0.0700	0.0000	0	0	0	0
43	37	0.0013	0.0188	1.3100	0.0000	0	0	0	0
44	40	0.0080	0.0530	0.4000	0.0000	0	0	0	0
44	43	0.0000	0.0110	0.0000	0.0000	0	0	0	0
45	41	0.0776	0.2241	0.1300	0.0000	0	0	0	0
45	44	0.0000	0.0205	0.0000	0.0000	0	0	0	0
46	45	0.1235	0.3548	0.1600	0.0000	0	0	0	0
47	46	0.0632	0.1210	0.0500	0.0000	0	0	0	0
48	44	0.0150	0.1050	0.7900	0.0000	0	0	0	0
48	47	0.0000	0.0330	0.0000	0.0000	0	0	0	0
48	100	0.0010	0.1595	0.0100	0.9700	0	0	0	0
49	46	0.1640	0.5780	0.0600	0.0000	0	0	0	0
49	48	0.0156	0.1536	0.2000	1.0140	0	0	0	0
50	43	0.0025	0.0268	0.4000	0.0000	0	0	0	0
50	43	0.0025	0.0268	0.4000	0.0000	0	0	0	0

Bus de inicio	Bus de llegada	Resistencia (pu)	Reactancia (pu)	Susceptancia (pu)	Relación de tap	Susceptancia (pu)	Relación de tap	Susceptancia (pu)	Relación de tap
51	45	0.0605	0.1896	0.0800	0.0000	0	0	0	0
51	50	0.0000	0.0207	0.0000	0.0000	0	0	0	0
52	50	0.0020	0.0220	1.2800	0.0000	0	0	0	0
53	51	0.0844	0.2161	0.2200	0.0000	0	0	0	0
53	52	0.0014	0.0388	0.0000	0.0000	0	0	0	0
54	52	0.0020	0.0233	1.1200	1.0030	0	0	0	0
54	55	0.0000	0.0130	0.0000	1.0100	0	0	0	0
55	53	0.0300	0.1070	0.3000	0.0000	0	0	0	0
56	54	0.0100	0.0080	0.0700	0.0000	0	0	0	0
56	57	0.0000	0.1420	0.0000	0.9800	0	0	0	0
57	55	0.0074	0.0400	0.0200	0.0000	0	0	0	0
58	56	0.0020	0.0150	0.1100	0.0000	0	0	0	0
58	59	0.0000	0.0093	0.0000	0.9600	0	0	0	0
59	55	0.0160	0.0817	0.0400	0.0000	0	0	0	0
59	57	0.0140	0.0680	0.0300	0.0000	0	0	0	0
60	58	0.0035	0.0344	0.2700	0.0000	0	0	0	0
60	61	0.0000	0.0640	0.0000	0.9900	0	0	0	0
61	59	0.0680	0.1430	0.0600	0.0000	0	0	0	0
62	54	0.0080	0.0690	0.1300	0.0000	0	0	0	0
62	58	0.0020	0.0180	0.0300	0.0000	0	0	0	0
63	62	0.0129	0.0803	0.1500	0.0000	0	0	0	0
64	63	0.0000	0.0460	0.0000	0.0000	0	0	0	0
65	53	0.0350	0.0800	0.0500	0.0000	0	0	0	0
65	64	0.0350	0.0800	0.0500	0.0000	0	0	0	0
67	63	0.0120	0.0930	0.1800	0.0000	0	0	0	0
67	66	0.0000	0.0231	0.0000	0.0000	0	0	0	0
68	64	0.0988	0.2310	0.1300	0.0000	0	0	0	0
68	67	0.0000	0.0490	0.0000	0.0000	0	0	0	0
69	38	0.0043	0.0485	0.7900	0.0000	0	0	0	0
69	66	0.0018	0.0274	0.2700	0.0000	0	0	0	0
70	67	0.0070	0.0619	0.1200	0.0000	0	0	0	0
71	45	0.1751	0.5575	0.1200	0.0000	0	0	0	0
71	68	0.1203	0.2048	0.0700	0.0000	0	0	0	0
71	69	0.0000	0.0375	0.0000	0.0000	0	0	0	0
71	70	0.0000	0.0490	0.0000	0.0000	0	0	0	0
72	51	0.0051	0.0232	0.3000	0.0000	0	0	0	0
72	71	0.0053	0.0135	0.1000	0.0000	0	0	0	0
73	35	0.0023	0.0363	0.3800	0.0000	0	0	0	0
73	39	0.0019	0.0183	0.2900	0.0000	0	0	0	0
73	39	0.0019	0.0183	0.2900	0.0000	0	0	0	0
74	73	0.0022	0.0196	0.3400	0.0000	0	0	0	0
74	73	0.0022	0.0196	0.3400	0.0000	0	0	0	0
75	76	0.0001	0.0074	0.0000	0.9900	0	0	0	0
77	74	0.0003	0.0043	0.0800	0.0000	0	0	0	0
77	76	0.0030	0.0068	1.3700	0.0000	0	0	0	0
78	74	0.0005	0.0045	0.3200	0.0000	0	0	0	0
78	74	0.0005	0.0045	0.3200	0.0000	0	0	0	0
79	78	0.0003	0.0153	0.0000	0.0000	0	0	0	0
80	78	0.0135	0.0582	0.5000	0.0000	0	0	0	0
81	78	0.0005	0.0276	0.0000	0.0000	0	0	0	0
82	78	0.0005	0.0308	0.0000	0.0000	0	0	0	0
83	112	0.0185	0.1537	0.0000	0.0000	0	0	0	0
83	113	0.0037	0.0202	0.0000	0.0000	0	0	0	0
84	83	0.0052	0.0174	0.0000	1.0030	0	0	0	0
85	86	0.0000	0.0057	0.0000	1.1100	0	0	0	0
85	105	0.0100	0.1090	0.1800	0.0000	0	0	0	0
85	105	0.0100	0.1090	0.1800	0.0000	0	0	0	0
85	112	0.0069	0.0595	0.1000	0.0000	0	0	0	0
85	112	0.0069	0.0595	0.1000	0.0000	0	0	0	0
87	85	0.0002	0.0246	0.0000	0.9390	0	0	0	0
88	85	0.0016	0.0202	0.0300	0.0000	0	0	0	0
88	85	0.0016	0.0202	0.0300	0.0000	0	0	0	0
88	105	0.0112	0.0993	0.1700	0.0000	0	0	0	0
88	105	0.0112	0.0993	0.1700	0.0000	0	0	0	0

Bus de inicio	Bus de llegada	Resistencia (pu)	Reactancia (pu)	Susceptancia (pu)	Relación de tap	Susceptancia (pu)	Relación de tap	Susceptancia (pu)	Relación de tap
89	88	0.0005	0.0205	0.0000	0.0000	0	0	0	0
89	105	0.0894	0.3363	0.0000	0.0000	0	0	0	0
89	113	0.1456	0.4115	0.0000	0.0000	0	0	0	0
90	89	0.0013	0.0049	0.0000	0.0000	0	0	0	0
91	110	0.0017	0.0117	0.0000	0.0000	0	0	0	0
92	91	0.0058	0.0928	0.0000	0.0000	0	0	0	0
93	91	0.0421	0.2932	0.0000	0.0000	0	0	0	0
94	93	0.0042	0.0283	0.0000	0.0000	0	0	0	0
94	111	0.0049	0.0336	0.0000	0.0000	0	0	0	0
95	91	0.0261	0.1844	0.0000	0.0000	0	0	0	0
95	93	0.0187	0.1284	0.0000	0.0000	0	0	0	0
96	95	0.0136	0.0955	0.0000	0.0000	0	0	0	0
97	92	0.0008	0.0303	0.0000	0.0000	0	0	0	0
97	96	0.0160	0.0767	0.0000	0.0000	0	0	0	0
98	91	0.0120	0.0854	0.0000	0.0000	0	0	0	0
99	98	0.0003	0.0092	0.0000	0.0000	0	0	0	0
100	99	0.0010	0.0702	0.0000	0.0000	0	0	0	0
101	102	0.0007	0.0211	0.0000	1.0450	0	0	0	0
101	103	0.0006	0.0151	0.0000	1.0560	0	0	0	0
102	54	0.0016	0.0248	0.0600	0.0000	0	0	0	0
103	54	0.0016	0.0248	0.0600	0.0000	0	0	0	0
104	101	0.0077	0.0773	0.0000	0.0000	0	0	0	0
105	101	0.0188	0.1493	0.0000	0.0000	0	0	0	0
106	104	0.0018	0.0180	0.0000	0.0000	0	0	0	0
106	105	0.0165	0.1156	0.0000	0.0000	0	0	0	0
107	101	0.0076	0.0751	0.0000	0.0000	0	0	0	0
107	105	0.0115	0.1103	0.0000	0.0000	0	0	0	0
108	101	0.0078	0.0772	0.0000	0.0000	0	0	0	0
109	101	0.0078	0.0783	0.0000	0.0000	0	0	0	0
110	101	0.0482	0.2636	0.0000	0.0000	0	0	0	0
110	104	0.0006	0.0062	0.0000	0.0000	0	0	0	0
110	107	0.0021	0.0186	0.0000	0.0000	0	0	0	0
110	108	0.0026	0.0194	0.0000	0.0000	0	0	0	0
110	109	0.0026	0.0194	0.0000	0.0000	0	0	0	0
111	105	0.0131	0.0809	0.1300	0.0000	0	0	0	0
111	108	0.0059	0.0577	0.0000	0.0000	0	0	0	0
111	109	0.0059	0.0577	0.0000	0.0000	0	0	0	0
112	105	0.0080	0.0497	0.3000	0.0000	0	0	0	0
113	105	0.3824	0.9479	0.0000	0.0000	0	0	0	0
113	112	0.0101	0.0873	0.0000	0.0000	0	0	0	0
114	90	0.0024	0.0150	0.0000	0.0000	0	0	0	0
115	87	0.0001	0.0018	0.0200	0.0000	0	0	0	0
116	84	0.0015	0.1045	0.0000	0.0000	0	0	0	0
116	115	0.0733	0.9799	0.0000	0.0000	0	0	0	0
117	114	0.0663	0.3696	0.0000	0.0000	0	0	0	0
117	115	0.0010	0.0114	0.0000	0.0000	0	0	0	0
117	116	0.0474	0.2631	0.0000	0.0000	0	0	0	0
118	115	0.1657	0.1551	0.0000	0.0000	0	0	0	0
118	116	0.0117	0.0744	0.0000	0.0000	0	0	0	0
118	117	0.0020	0.0199	0.0000	0.0000	0	0	0	0
119	114	0.0876	0.2540	0.0000	0.0000	0	0	0	0
119	115	0.0033	0.0392	0.0000	0.0000	0	0	0	0
119	117	0.0017	0.0189	0.0000	0.0000	0	0	0	0
120	116	0.2307	0.7041	0.0000	0.0000	0	0	0	0
120	117	0.0067	0.0797	0.0000	0.0000	0	0	0	0
120	118	0.0050	0.0629	0.0000	0.0000	0	0	0	0
120	119	0.1065	0.3498	0.0000	0.0000	0	0	0	0
121	114	0.0063	0.0802	0.0000	0.0000	0	0	0	0
121	115	0.0220	0.2984	0.0000	0.0000	0	0	0	0
121	116	0.0951	0.4576	0.0000	0.0000	0	0	0	0
121	117	0.0150	0.0869	0.0000	0.0000	0	0	0	0
121	118	0.1391	0.4798	0.0000	0.0000	0	0	0	0
121	119	0.1636	0.5804	0.0000	0.0000	0	0	0	0
122	116	0.0033	0.1287	0.0000	0.0000	0	0	0	0

Bus de inicio	Bus de llegada	Resistencia (pu)	Reactancia (pu)	Susceptancia (pu)	Relación de tap	Susceptancia (pu)	Relación de tap	Susceptancia (pu)	Relación de tap
122	117	0.0383	0.0886	0.0000	0.0000	0	0	0	0
122	118	0.0950	0.5071	0.0000	0.0000	0	0	0	0
122	121	0.1250	0.4699	0.0000	0.0000	0	0	0	0
123	118	0.0014	0.0174	0.0000	0.0000	0	0	0	0
124	75	0.0007	0.0175	1.3900	0.0000	0	0	0	0
125	81	0.0001	0.0011	0.0000	0.0000	0	0	0	0
125	124	0.0025	0.0730	0.0000	0.0000	0	0	0	0
126	124	0.0000	0.0839	0.0000	0.0000	0	0	0	0
126	125	0.0000	0.0411	0.0000	0.0000	0	0	0	0
127	124	0.0004	0.0105	0.7200	0.0000	0	0	0	0
127	126	0.0000	0.2532	0.0000	0.0000	0	0	0	0
128	124	0.0005	0.0117	0.8400	0.0000	0	0	0	0
128	125	0.0049	0.2634	0.0000	0.0000	0	0	0	0
128	126	0.0000	0.2741	0.0000	0.0000	0	0	0	0
128	127	0.0000	0.1339	0.0000	0.0000	0	0	0	0
129	128	0.0000	0.1381	0.0000	0.0000	0	0	0	0
130	128	0.0007	0.0175	1.2600	0.0000	0	0	0	0
130	129	0.0004	0.0085	0.6000	0.0000	0	0	0	0
131	130	0.0002	0.0038	0.5400	0.0000	0	0	0	0
132	127	0.0009	0.0221	1.6200	0.0000	0	0	0	0
132	130	0.0007	0.0173	1.2500	0.0000	0	0	0	0
133	131	0.0020	0.0390	2.7700	0.0000	0	0	0	0
133	132	0.0012	0.0293	2.0900	0.0000	0	0	0	0
134	66	0.0008	0.0114	1.1600	0.0000	0	0	0	0
134	132	0.0024	0.0439	0.0000	0.0000	0	0	0	0
135	115	0.0000	0.6309	0.0000	0.0000	0	0	0	0
135	122	0.0573	0.7581	0.0000	0.0000	0	0	0	0
135	131	0.0057	0.0699	0.0000	0.0000	0	0	0	0
135	132	0.0012	0.0288	2.0600	0.0000	0	0	0	0
135	133	0.0003	0.0063	0.4500	0.0000	0	0	0	0
135	134	0.0046	0.0625	0.0000	0.0000	0	0	0	0
136	134	0.0046	0.0782	0.7900	0.0000	0	0	0	0
137	136	0.0008	0.0239	0.0000	1.0000	0	0	0	0
138	67	0.0063	0.0491	0.0900	0.0000	0	0	0	0
138	126	0.0000	0.6805	0.0000	0.0000	0	0	0	0
138	132	0.0331	0.4224	0.0000	0.0000	0	0	0	0
138	137	0.2553	0.7180	0.0000	0.0000	0	0	0	0
139	115	0.0000	0.1243	0.0000	0.0000	0	0	0	0
139	122	0.0000	0.1532	0.0000	0.0000	0	0	0	0
139	131	0.0059	0.1052	0.0000	0.0000	0	0	0	0
139	135	0.0177	0.0661	0.0000	0.0000	0	0	0	0
139	136	0.0000	0.2054	0.0000	0.0000	0	0	0	0
140	60	0.0039	0.0363	0.0700	0.0000	0	0	0	0

Tabla A.22 Datos dinámicos de los generadores del sistema de prueba de NPCC.

N°	Bus	Base	xl (pu)	ra (pu)	xd (pu)	x'd (pu)	T'do (pu)	xq	x'q	T'qo (pu)	H	D (pu)	Bus	Base	xl (pu)	ra (pu)	xd (pu)	x'd (pu)	T'do (pu)	xq
1	36	100	0.046	0.0	0.295	0.081	0	5.70	0	0.29	0.081	0	0.04	0	30.30	30.3	0	36	0	0
2	21	100	0.029	0.0	0.254	0.048	0	5.70	0	0.24	0.048	0	0.04	0	34.80	34.8	0	21	0	0
3	22	100	0.030	0.0	0.262	0.044	0	5.69	0	0.26	0.044	0	0.04	0	28.60	28.6	0	22	0	0
4	23	100	0.033	0.0	0.580	0.082	0	5.60	0	0.56	0.082	0	0.04	0	7.34	7.34	0	23	0	0
5	23	100	0.075	0.0	0.705	0.182	0	5.20	0	0.68	0.182	0	0.04	0	18.60	18.6	0	23	0	0
6	24	100	0.029	0.0	0.254	0.048	0	7.30	0	0.24	0.048	0	0.04	0	34.80	34.8	0	24	0	0
7	25	100	0.032	0.0	0.295	0.048	0	5.70	0	0.29	0.048	0	0.04	0	26.40	26.4	0	25	0	0
8	26	1000	0.313	0.0	2.100	0.580	0	4.79	0	2.05	0.580	0	0.04	0	3.42	3.42	0	26	0	0
9	27	100	0.030	0.0	0.290	0.055	0	6.70	0	0.28	0.055	0	0.04	0	24.30	24.3	0	27	0	0
10	42	100	0.045	0.0	0.316	0.060	0	5.00	0	0.30	0.060	0	0.04	0	18.86	18.86	0	42	0	0
11	47	100	0.078	0.0	0.298	0.110	0	5.00	0	0.17	0.110	0	0.04	0	15.17	15.17	0	47	0	0
12	48	100	0.078	0.0	0.298	0.110	0	5.00	0	0.17	0.110	0	0.04	0	15.17	15.17	0	48	0	0

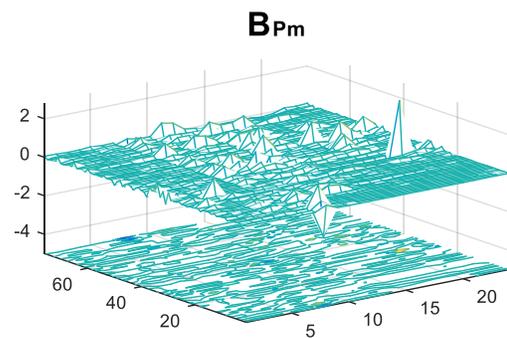
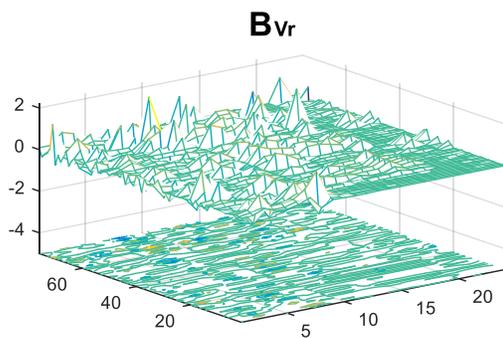
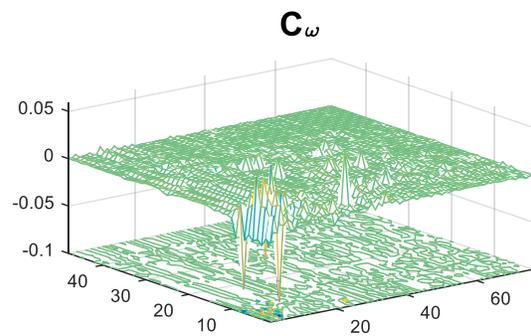
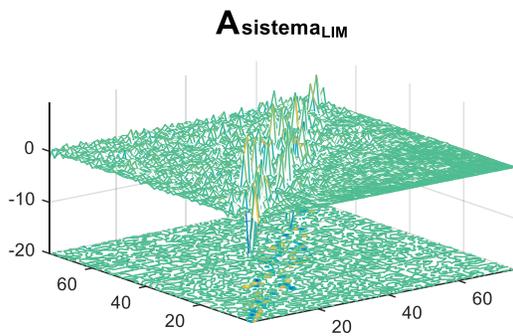
N°	Bus	Base	x _l (pu)	r _a (pu)	x _d (pu)	x' _d (pu)	T' _{do} (pu)	x _q	x' _q	T' _{qo} (pu)	H	D (pu)	Bus	Base	x _l (pu)	r _a (pu)	x _d (pu)	x' _d (pu)	T' _{do} (pu)	x _q
13	50	100	0.059	0.0	0.275	0.078	0	6.70	0	0.26	0.078	0	0.04	0	34.44	34.44	0	50	0	0
14	51	100	0.041	0.0	0.310	0.063	0	5.50	0	0.29	0.063	0	0.04	0	21.46	21.46	0	51	0	0
15	53	100	0.000	0.0	0.000	0.070	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	37.00	37	0	53	0	0
16	54	100	0.050	0.0	0.132	0.057	0	7.00	0	0.09	0.057	0	0.04	0	51.24	51.24	0	54	0	0
17	54	100	0.050	0.0	0.132	0.057	0	7.00	0	0.09	0.057	0	0.04	0	51.24	51.24	0	54	0	0
18	55	100	0.030	0.0	0.102	0.036	0	7.00	0	0.06	0.036	0	0.04	0	59.78	59.78	0	55	0	0
19	56	100	0.052	0.0	0.385	0.072	0	5.50	0	0.37	0.072	0	0.04	0	21.94	21.94	0	56	0	0
20	57	100	0.046	0.0	0.337	0.070	0	5.60	0	0.32	0.070	0	0.04	0	17.71	17.71	0	57	0	0
21	60	100	0.052	0.0	0.385	0.072	0	5.50	0	0.37	0.072	0	0.04	0	21.74	21.74	0	60	0	0
22	61	100	0.095	0.0	0.638	0.125	0	5.00	0	0.61	0.125	0	0.04	0	8.32	8.32	0	61	0	0
23	65	100	0.000	0.0	0.000	0.122	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	10.71	10.71	0	65	0	0
24	68	100	0.000	0.0	0.000	0.269	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	3.77	3.77	0	68	0	0
25	71	100	0.000	0.0	0.000	0.190	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	8.50	8.5	0	71	0	0
26	72	100	0.000	0.0	0.000	0.119	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	11.77	11.77	0	72	0	0
27	78	100	0.000	0.0	0.000	0.000	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	1000.00	1000	0	78	0	0
28	79	100	0.028	0.0	0.174	0.032	0	8.00	0	0.17	0.032	0	0.04	0	48.00	48	0	79	0	0
29	80	100	0.025	0.0	0.213	0.047	0	4.00	0	0.19	0.047	0	0.04	0	23.80	23.8	0	80	0	0
30	82	100	0.050	0.0	0.309	0.062	0	5.90	0	0.30	0.062	0	0.04	0	19.60	19.6	0	82	0	0
31	101	100	0.017	0.0	0.075	0.026	0	5.50	0	0.05	0.026	0	0.04	0	55.00	55	0	101	0	0
32	86	100	0.010	0.0	0.100	0.020	0	6.00	0	0.08	0.020	0	0.04	0	79.00	79	0	86	0	0
33	91	100	0.000	0.0	0.000	0.015	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	98.70	98.7	0	91	0	0
34	92	100	0.000	0.0	0.000	0.100	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	27.00	27	0	92	0	0
35	97	100	0.000	0.0	0.000	0.065	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	36.00	36	0	97	0	0
36	98	100	0.015	0.0	0.070	0.022	0	4.60	0	0.05	0.022	0	0.04	0	72.00	72	0	98	0	0
37	115	100	0.000	0.0	0.000	0.030	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	46.00	46	0	115	0	0
38	119	100	0.000	0.0	0.000	0.036	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	30.00	30	0	119	0	0
39	120	100	0.000	0.0	0.000	0.000	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	1000.00	1000	0	120	0	0
40	121	100	0.000	0.0	0.000	0.025	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	66.00	66	0	121	0	0
41	122	100	0.000	0.0	0.000	0.008	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	190.00	190	0	122	0	0
42	123	100	0.000	0.0	0.000	0.023	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	33.00	33	0	123	0	0
43	130	100	0.000	0.0	0.000	0.031	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	24.00	24	0	130	0	0
44	133	100	0.000	0.0	0.000	0.000	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	1000.00	1000	0	133	0	0
45	134	100	0.000	0.0	0.000	0.017	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	44.00	44	0	134	0	0
46	135	100	0.000	0.0	0.000	0.006	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	115.00	115	0	135	0	0
47	137	100	0.000	0.0	0.000	0.210	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	3.50	3.5	0	137	0	0
48	139	100	0.000	0.0	0.000	0.000	0	0.00	0	0.00	0.000	0	0.00	0	1000.00	1000	0	139	0	0

Tabla A.23 Datos dinámicos de los excitadores del sistema de prueba de NPCC.

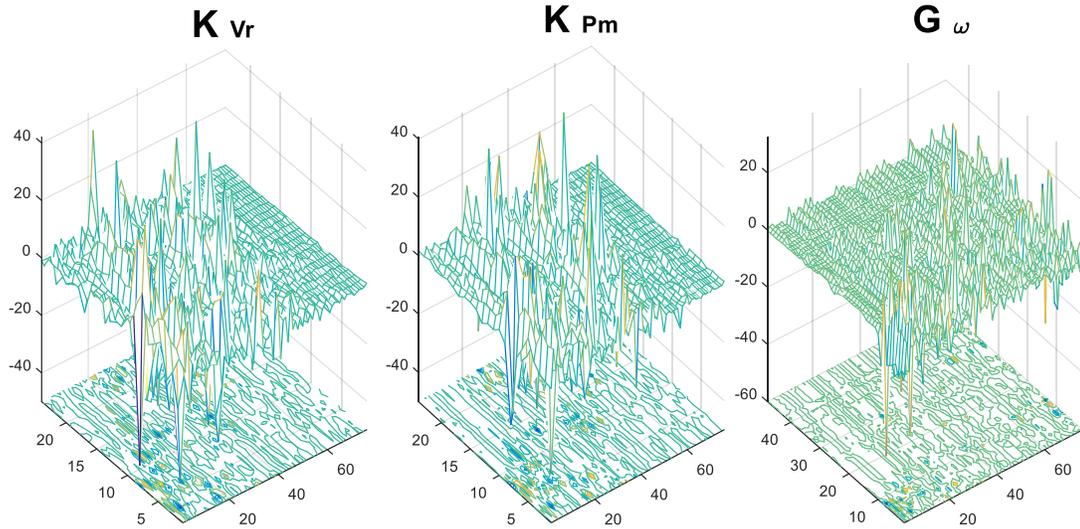
N°	Bus	Base	x _l (pu)	r _a (pu)	x _d (pu)	x' _d (pu)	T' _{do} (pu)	x _q	x' _q	T' _{qo} (pu)	H	D (pu)	Bus	Base	x _l (pu)	r _a (pu)	x _d (pu)	x' _d (pu)
1	1	0	62.0	0.05	0	0	1.00	-1.00	-0.050	0.405	2	0.0016	3	1.730	0.11400	0.50	1.00	1
1	2	0	50.0	0.06	0	0	1.00	-1.00	-0.020	0.500	2	0.0016	3	1.730	0.08000	1.00	1.00	1
1	3	0	400.0	0.02	0	0	7.30	-7.30	1.000	0.790	2	0.0016	3	1.450	0.03000	1.00	1.00	1
1	4	0	50.0	0.06	0	0	1.00	-1.00	-0.050	0.500	2	0.0016	3	1.730	0.08000	1.00	1.00	1
1	5	0	50.0	0.06	0	0	1.00	-1.00	-0.050	0.500	2	0.0016	3	1.730	0.08000	1.00	1.00	1
1	6	0	50.0	0.02	0	0	1.00	-1.00	-0.040	0.470	2	0.0016	3	1.730	0.06000	1.25	1.00	1
1	7	0	400.0	0.02	0	0	6.50	-6.50	1.000	0.730	2	0.0039	3	1.555	0.03000	1.00	1.00	1
1	8	0	200.0	0.02	0	0	4.26	-4.26	1.000	1.400	2	0.0016	3	1.465	0.03000	1.00	1.00	1

Nº	Bus	Base	xl (pu)	ra (pu)	xd (pu)	x'd (pu)	T'do (pu)	xq	x'q	T'qo (pu)	H	D (pu)	Bus	Base	xl (pu)	ra (pu)	xd (pu)	x'd (pu)
1	9	0	50.0	0.02	0	0	1.00	-1.00	-0.050	0.530	2	0.0016	3	1.465	0.03320	1.26	1.00	1
1	10	0	25.0	0.2	0	0	1.00	-1.00	-0.062	0.500	2	0.0016	3	2.025	0.65710	0.35	1.00	1
1	11	0	16.5	0.2	0	0	1.00	-1.00	-0.037	0.270	2	0.0058	3	1.150	0.06000	1.00	1.00	1
1	12	0	16.5	0.2	0	0	1.00	-1.00	-0.037	0.270	2	0.0058	3	1.150	0.06000	1.00	1.00	1
1	13	0	50.0	0.06	0	0	1.00	-1.00	-0.046	0.500	2	0.0016	3	1.525	0.08000	1.00	1.00	1
1	14	0	23.1	0.2	0	0	1.00	-1.00	-0.044	0.500	2	0.0016	3	1.450	0.07143	0.35	1.00	1
1	16	0	50.0	0.05	0	0	5.00	-5.00	1.000	0.400	2	0.0016	3	1.450	0.08000	1.00	1.00	1
1	17	0	50.0	0.05	0	0	5.00	-5.00	1.000	0.400	2	0.0016	3	1.450	0.08000	1.00	1.00	1
1	18	0	23.1	0.2	0	0	1.00	-1.00	-0.050	0.500	2	0.0016	3	1.450	0.07143	0.35	1.00	1
1	19	0	25.0	0.2	0	0	1.00	-1.00	-0.050	0.500	2	0.0016	3	1.667	0.06571	0.35	1.00	1
1	20	0	25.0	0.2	0	0	1.00	-1.00	-0.050	0.500	2	0.0016	3	2.060	0.06571	0.35	1.00	1
1	21	0	25.0	0.2	0	0	1.00	-1.00	-0.050	0.500	2	0.0016	3	1.667	0.65710	0.35	1.00	1
1	22	0	25.0	0.2	0	0	1.00	-1.00	-0.062	0.500	2	0.0016	3	2.025	0.65710	0.35	1.00	1
1	28	0	50.0	0.06	0	0	1.00	-1.00	-0.040	0.500	2	0.0016	3	1.450	0.08000	1.00	1.00	1
1	29	0	25.0	0.2	0	0	1.00	-1.00	-0.050	0.500	2	0.0016	3	1.450	0.65140	0.35	1.00	1
1	30	0	50.0	0.06	0	0	1.00	-1.00	-0.040	0.500	2	0.0016	3	1.450	0.08000	1.00	1.00	1

Las matrices identificadas en el sistema NPCC es tienen la forma:



Matrices de control del LQG: \mathbf{K}_{AVR} , \mathbf{K}_{Pmec} y \mathbf{G}_ω de sistema NPCC con las matrices $\mathbf{Q}_c = \mathbf{Q}_o = 15 \times \mathbf{I}$, $\mathbf{R}_c = \mathbf{I}$, $\mathbf{R}_o = \mathbf{I}$. Debido a las matrices tienen el orden de 78 estados 48 salidas y 24 entradas se ha graficado estas matrices.



Matrices de control del OOF: \mathbf{F}_{vr} y \mathbf{F}_{Pm} de NPCC con las matrices $\mathbf{Q}_c = 0.01 \times \mathbf{I}$ y $\mathbf{R}_c = 5 \times \mathbf{I}$

