Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Facultad de Ingeniería
Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Cálculo y Análisis de las Fronteras de Estabilidad y Resonancia en una Planta de Generación Eólica

T E S I S

Que para obtener el grado de:

Doctor en Ingeniería Eléctrica

Presenta:
Julio Cesar Hernández Ramírez

Asesor:
Dr. Juan Segundo Ramírez

San Luis Potosí, S. L. P. Agosto de 2024

UASLP
Universidad Autónoma de San Luis Potosí

FACULTAD DE INGENIERÍA

17 de agosto de 2023

DR. JUAN SEGUNDO RAMÍREZ
P R E S E N T E.

De conformidad con las facultades que el H. Consejo Técnico Consultivo otorgó a esta Secretaría, le comunico que ha sido propuesto como Asesor del Trabajo de Tesis que deberá desarrollar el **M.I. Julio Cesar Hernández Ramírez**, para obtener el grado de **Doctor en Ingeniería Eléctrica.** Se le indica que es obligatoria la participación del Asesor en los exámenes Previo y Final de Grado.

El tema propuesto para dicho trabajo es el siguiente:

"Cálculo y Análisis de las Fronteras de Estabilidad y Resonancia en una Planta de Generación Eólica"

Solicito a usted tome nota que dicho Tema ha quedado registrado y que su vigencia es de un año a partir de la fecha; si transcurrido ese lapso su asesorado no concluye el trabajo, deberá hacer nuevo trámite de registro y/o solicitar ***prórroga*** para la terminación del mismo.

"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"

A T E N T A M E N T E

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE SAN LUIS POTOSI
FACULTAD DE INGENIERIA
SECRETARIA

DR. RICARDO ROMERO MÉNDEZ
SECRETARIO DEL CONSEJO.

Copia. Asesorado: M.I. Julio Cesar Hernández Ramírez.
Coordinador Académico del Posgrado.
Consejero Maestro del Posgrado.
H. Consejo Técnico Consultivo.
*etn.

ANIVERSARIO DE LA AUTONOMÍA UASLP 2023

www.uaslp.mx

Av. Manuel Nava 8
Zona Universitaria • CP 78290
San Luis Potosí, S.L.P.
tel. (444) 826 2330 al39
fax (444) 826 2336

"UASLP, más de un siglo educando con autonomía"

UASLP
Universidad Autónoma de San Luis Potosí

FACULTAD DE INGENIERÍA

17 de agosto de 2023

M.I. JULIO CESAR HERNÁNDEZ RAMÍREZ
P R E S E N T E.

En atención a su solicitud de Temario, presentada por el **Dr. Juan Segundo Ramírez,** Asesor de la Tesis que desarrollará Usted con el objeto de obtener el Grado de **Doctor en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 17 de agosto del presente año, fue aprobado el Temario propuesto:

TEMARIO:

"Cálculo y Análisis de las Fronteras de Estabilidad y Resonancia en una Planta de Generación Eólica"

Introducción.
1. Modelado de sistemas de corriente alterna con integración de electrónica de potencia.
2. Estabilidad de pequeña señal en los dominios del tiempo y la frecuencia.
3. Síntesis de las matrices de impedancia usando un enfoque híbrido para sistemas con parámetros distribuidos, dependientes de la frecuencia y con retardos.
4. Análisis de estabilidad y sensibilidad paramétrica en una planta de generación eólica.

Conclusiones.
Anexos.
Referencias

"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"

A T E N T A M E N T E

DR. EMILIO JORGE GONZÁLEZ GALVÁN
DIRECTOR

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSI
FACULTAD DE INGENIERIA
DIRECCION

Copia. Archivo.
*etn.

"UASLP, más de un siglo educando con autonomía"

100 ANIVERSARIO DE LA AUTONOMÍA UASLP 2023

www.uaslp.mx

Av. Manuel Nava 8
Zona Universitaria • CP 78290
San Luis Potosí, S.L.P.
tel. (444) 826 2330 al39
fax (444) 826 2336

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
Área de Investigación y Estudios de Posgrado

D E C L A R A C I Ó N

El presente trabajo que lleva por título:

Cálculo y Análisis de las Fronteras de Estabilidad y Resonancia en una Planta de Generación Eólica

se realizó en el periodo agosto de 2019 a agosto de 2024 bajo la dirección del Dr. Juan Segundo Ramírez

Originalidad

Por este medio aseguro que he realizado el trabajo reportado, y la escritura de este documento de tesis para fines académicos sin ayuda indebida de terceros y sin utilizar otros medios más que los indicados.

Las referencias e información tomadas directa o indirectamente de otras fuentes se han definido en el texto como tales y se ha dado el debido crédito a las mismas.

El autor exime a la UASLP de las opiniones vertidas en este trabajo escrito y asume la responsabilidad total del mismo.

Este trabajo no ha sido sometido como tesis o trabajo terminal a ninguna otra institución nacional o internacional en forma parcial o total, exceptuando el caso cuando existe un convenio específico de doble titulación celebrado entre ambas instituciones.

Se autoriza a la UASLP para que divulgue este documento para fines académicos.

El autor del trabajo escrito, Julio Cesar Hernández Ramírez

Agradecimientos

No puedo atribuirme exclusivamente el desarrollo y finalización de este trabajo, a pesar de ser quién decidió realizar esta investigación. Personalmente considero que la culminación de esta no podría haberse concretado sin la intervención de distintas personas. Sus conocimientos, experiencias, palabras de apoyo, amistad y convivencia diaria lograron hacer de mi estancia en el doctorado, una agradable y muy placentera etapa de mi vida, que sin duda repetiría.

Le doy infinitas gracias a Dios por darme la vida, por mi amada familia y la salud en una etapa bastante complicada que todo el mundo experimentó. Por mis apreciados y estimados amigos y profesores que he llegado a conocer, y por todas las oportunidades de formarme como una mejor persona.

Le agradezco a mi padre Julio Hernández, a mi madre Martha Ramírez y a mis hermanos Jesús y Lisset, así como a mis tíos Luis, Fede, Andrea y Enrique; a mis primos Daniel, Luis y Ana; ya que su amor y apoyo fueron un impulso muy grande para realizar mi doctorado con la sensación de un gran respaldo.

Al Doctor Juan Segundo, por ser un guía durante este tiempo, por sus palabras que me orientaron siempre que me sentía perdido. Por las incontables horas donde discutíamos sobre la investigación, y las cuales, sin darnos cuenta se transformaban en amenas y jocosas charlas informales. Por sus comentarios e indicaciones que siempre estaban encaminadas a lograr un mejor trabajo, por su compromiso y dedicación al dirigir este trabajo. Le agradezco por estar siempre al pendiente de nosotros, sus alumnos, ya que siempre hizo todo lo que estuviera en sus manos para que tuviéramos las herramientas, equipos y experiencias necesarias para desarrollar nuestras actividades con los menores contratiempos posibles. Muchas gracias por tener una genuina preocupación e interés en nosotros; gracias por ser mi amigo durante este tiempo.

A los Doctores Ciro Núñez y Nancy Visairo, por todos los apoyos brindados durante mi doctorado, por haber aceptado trabajar en varias colaboraciones, por la convivencia y amistad que se forjó a lo largo de varios años. Así como a mis revisores del trabajo de tesis y todos los profesores del CIEP que me ayudaron a formarme.

A mis amigos del laboratorio L42, con quienes pasé grandes momentos de aprendizaje, reflexión y diversión: a Carlos Gurrola, Miguel Toro, Josué Hernández, Saúl Araiza, Iñaki Alarcón y Christian Dumay. Especialmente a Miguel, con quien conviví más de la mitad de mi periodo de estudio. Espero haber logrado ser una influencia positiva en sus investigaciones y vidas, tanto como ustedes influyeron en la mía.

A mis amigos y compañeros del CIEP más allegados: Alberto Arellanes, Roberto Moreno, Humberto Velasco, Alfonso Reyes, Saul Méndez, Fernando Quiroz, Juan Alejandro González, Agustín Tobías, Daniel Sting, Rosa Viera y Yuniel. Gracias por su amistad, y los buenos momentos vividos.

A mis amigos: Ramón de la Torre, Alejandro Quirino, David Nieto, Alfredo Contreras, Xavier Sánchez, Arturo Macías, Leonardo Vergara, Omar Quistiano y Julio Ramos. Por las buenas vivencias y sus palabras de aliento que me ayudaron a pensar en otras cosas además de la escuela, no tienen idea de lo mucho que me ayudaron a despejarme de mis problemillas, para poder regresar a intentar resolverlos de nuevo con la mente fresca.

A mis antiguos compañeros del L42, ahora ya doctores, Aarón Esparza, Omar Beltran y Gibran Agundis, a quienes consideré una motivación para decidir realizar los estudios de posgrado.

Al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT) y al CIEP por la beca 746757 otorgada y al proyecto CF-2019/1311344 por los apoyos financieros brindados.

Resumen

Las redes eléctricas de potencia han experimentado constantes cambios en sus paradigmas operativos a lo largo del tiempo que llevan de existir; y recientemente uno de los más notorios es el incremento de sistemas basados en convertidores de electrónica de potencia para distintos usos, entre ellos la generación de energía renovable eólica, la cual está desplazando generación convencional basada en máquinas síncronas. Como resultado, se han reportado nuevos fenómenos oscilatorios producto de la interacción dinámica de los convertidores que acondicionan la energía de los aerogeneradores, sus controles, retrasos y generación de armónicos, con otros elementos de las redes eléctricas (como otros convertidores o elementos pasivos). Estas oscilaciones se caracterizan por tener frecuencias altas que rondan en el rango de algunas centenas de Hz hasta algunos kHz. Este nuevo fenómeno, denominado estabilidad electromagnética, o estabilidad armónica, requiere de modelos detallados que permitan representar las dinámicas de alto orden de los elementos involucrados. Sin embargo, esto representa un gran reto para las herramientas de modelado y de estabilidad, ya que se involucrarían sistemas no lineales periódicos variantes en el tiempo, con parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia.

En este contexto, este trabajo de investigación se centra en el estudio de la sensibilidad paramétrica de sistemas con generación eólica para determinar las fronteras de estabilidad en plantas de generación eólica tipo 4, con la finalidad de estudiar la interacción de las dinámicas de banda ancha de las líneas de transmisión, el retraso de los convertidores y su operación en lazo cerrado y sus efectos en la estabilidad de pequeña señal del sistema.

Para ello, la tesis presenta diferentes propuestas que permiten obtener representaciones lineales de sistemas con incorporación de electrónica de potencia (tanto para los modelos en el dominio del tiempo como la frecuencia) usando enfoques numéricos y aplicando métodos de diferencias finitas. Lo cual permite que se aborde la obtención de modelos lineales de forma más rápida, y siguiendo un proceso general que puede aplicarse sin importar el tamaño del sistema de estudio, ni el tipo de estrategia de control. Esto representa un ahorro en tiempo y esfuerzo de cálculo, en comparación con el enfoque analítico tradicional.

Se presenta un enfoque que permite incorporar sin aproximaciones racionales el efecto de parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia de líneas de transmisión, y el retraso asociado a los convertidores electrónicos junto con los modelos de impedancia de los aeorgeneradores en el marco síncrono DQ, lo cual ha representado una tarea desafiante para el análisis de estabilidad. Por medio de distintos sistemas de prueba (entre ellos sistemas con generación eólica), se estudia el alcance y validez de las técnicas propuestas, haciendo validaciones usando simuladores de transitorios electromagnéticos y modelos lineales analíticos. El enfoque desarrollado se utiliza posteriormente para estudiar la sensibilidad de los sistemas de generación eólica ante variaciones paramétricas y determinar el efecto que tienen en el comportamiento dinámico del sistema. Es importante resaltar que las metodologías propuestas para calcular modelos de pequeña señal que se desarrollaron en esta tesis son aplicables a diferentes sistemas con electrónica de potencia, y no solo sistemas de generación eólica.

PALABRAS CLAVE: Estabilidad de pequeña señal, Sistemas de generación eólica, Electrónica de potencia, Criterio de estabilidad basado en la impedancia.

Abreviaciones y Simbología

Abreviaturas

DQ	Marco síncrono rotatorio orientado con el voltaje de la red
dq	Marco síncrono rotatorio orientado con el voltaje en el punto de acoplamiento común o en el punto de interacción
CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
CEP	Convertidores de electrónica de potencia
DEP	Dispositivos de electrónica de potencia
DFIG	Generador de inducción doblemente alimentado (por sus siglas en inglés, doubly fed induction generator)
EHD	Dominio armónico extendido (por sus siglas en inglés, extended harmonic domain)
EMT	Transitorio electromagnéticos (por sus siglas en inglés, electromagnetic transient)
FACT	Sistemas flexibles de transmisión en CA (por sus siglas en inglés, flexible AC transmission systems)
FFT	Transformada rápida de Fourier (por sus siglas en inglés, fast Fourier transform)
HFR	Resonancias de alta frecuencia (por sus siglas en inglés, high frequency resonance)
HSIL	Alto SIL (por sus siglas en inglés, high surge impedance loading)
HVDC	Alto voltaje en CD (por sus siglas en inglés, high voltage direct current)
IBSC	Criterio de estabilidad basado en la impedancia (por sus siglas en inglés, impedance-based stability criterion)
INLT	Transformada numérica de Laplace inversa (por sus siglas en inglés, inverse numerical Laplace transform)
LCC	Convertidor conmutado por línea (por sus siglas en inglés, line-commutated converters)
LT	Línea de transmisión
MMC	Convertidor modular multinivel (por sus siglas en inglés, modular multilevel converter)
NLT	Transformada numérica de Laplace (por sus siglas en inglés, numerical Laplace transform)
ODEs	Ecuaciones diferenciales ordinarias (por sus siglas en inglés ordinary diffential equations)

p.u. Por unidad

PCC Punto de conexión común (por sus siglas en inglés, point of common coupling)

PDEs Ecuaciones diferenciales parciales (por sus siglas en inglés, partial differential equations)

PI Circuito PI

PLL Lazo de seguimiento de fase (por sus siglas en inglés, phase-locked loop)

PMSG Generador síncrono de imanes permanentes (por sus siglas en inglés, permanent magnet synchronous generator)

PWM Modulación de ancho de pulso (por sus siglas en inglés, pulse-width modulation)

RMS Raíz media cuadrática (por sus siglas en inglés, root mean square)

SIL Surge impedance loading

SMA Análisis modal selectivo (por sus siglas en inglés, selective modal analysis)

SPWM Modulación de ancho de pulso sinusoidal (por sus siglas en inglés, sinusoidal pulse-width modulation)

SSO Oscilación subsíncrona (por sus siglas en inglés, sub-synchronous oscillation)

SSR Resonancia subsíncrona (por sus siglas en inglés, sub-synchronous resonance)

STATCOM Compensador estático síncrono (por sus siglas en inglés, static synchronous compensator)

VSC Convertidor fuente de voltage (por sus siglas en inglés, voltage source converter)

WPP Planta de energía eólica (por sus siglas en inglés, wind power plant)

Símbolos

$\boldsymbol{\Phi}$ Matriz de transición de estado de un sistema lineal periódico

$\boldsymbol{\Psi}$ Matríz de propagación de la línea de transmisión

$\boldsymbol{A}$ Matriz de estado un modelo lineal

$\boldsymbol{i}$ Corriente eléctrica (señal trifásica o en DQ)

$\boldsymbol{I}(s)$ Corriente eléctrica en el dominio de la frecuencia

$\boldsymbol{I}_n$ Matriz identidad de dimensión n

$\boldsymbol{I}_n^i$ i-ésima columna de la matriz identidad de dimensión n

$\boldsymbol{P}$ Matriz antisimétrica que modela el efecto del acoplamiento cruzado en el marco síncrono DQ

$\boldsymbol{u}$ Vector con las variables de referencias de controles de un sistema dinámico

$\boldsymbol{v}$	Voltaje eléctrico (señal trifásica o en DQ)
$\boldsymbol{V}(s)$	Voltaje eléctrica en el dominio de la frecuencia
$\boldsymbol{x}$	Vector con las variables de estado de un sistema dinámico
δ	Ángulo del voltaje del PCC calculado por el PLL
ϵ	Parámetro de perturbación para aplicar el método de diferencias finitas o símbolo para representar tolerancia de convergencia de un método numérico
λ	Valor propio de un sistema lineal (eigenvalor de la matriz $\boldsymbol{A}$ del modelo lineal)
$\mathscr{L}$	Operador de la transformada de Laplace
ω_0	Frecuencia angular nominal
ω_b	Frecuencia angular base
ω_r	Velocidad engular del rotor del aerogenerador
Ψ_{pm}	Flujo magnético del iman del PMSG
ρ	Valor propio de la matriz de transición de estado $\boldsymbol{\Phi}$ (multiplicador de Floquet)
θ_r	Ángulo del rotor del PMSG
θ_{pll}	Ángulo calculado por el PLL
B	Valor del amortiguamiento del rotor del PMSG
C	Capacitor eléctrico
i	Corriente eléctrica (señal escalar)
J	Momento de inercia del rotor del PMSG
j	Unidad imaginaria, $j = \sqrt{-1}$
L	Inductor eléctrico
P	Potencia activa trifásica
Q	Potencia reactiva trifásica
R	Resistor eléctrico
s	Variable compleja en el dominio de la frecuencia
S_b	Potencia aparente base
T	Periodo fundamental de una señal
v	Voltaje eléctrico (señal escalar)
x	Término integral asociado a un control proporcional integral

Índice general

Introducción 1

Antecedentes . . . 1

Estabilidad en sistemas de potencia con generación eólica . . . 3

Fenómenos oscilatorios . . . 3

Oscilaciones de baja frecuencia . . . 4

Oscilaciones de alta frecuencia . . . 5

Resonancia y estabilidad . . . 5

Enfoques de modelado . . . 6

Desafíos relacionados con los enfoques de pequeña señal . . . 7

Modelos de banda ancha . . . 7

Cálculo del estado estacionario . . . 8

Cálculo de los modelos lineales . . . 9

Problemática . . . 10

Justificación . . . 10

Hipótesis . . . 10

Objetivos . . . 10

Organización de la tesis . . . 11

Publicaciones realizadas . . . 11

1 Modelado de sistemas de corriente alterna con integración de electrónica de potencia 15

1.1 Microrred interconectada a la red . . . 16

1.2 Sistema HVDC-VSC . . . 18

1.3 Líneas de transmisión 20
1.4 Aerogenerador tipo 4 interconectado a la red 23
1.5 Aerogenerador tipo 4 interconectado por medio de un sistema HVDC-VSC 27
1.6 Discusión 29

2 Estabilidad de pequeña señal en los dominios del tiempo y la frecuencia 31

2.1 Estudio de estabilidad por medio de espacio de estado 31
2.1.1 Sistemas invariantes en el tiempo 31
2.1.2 Sistemas variantes en el tiempo 32
Cambio de dominio a un marco invariante 32
Obtención del estado estacionario 33
Cálculo y evaluación del modelo de pequeña señal periódico 34
2.1.3 Herramientas de análisis de estabilidad en el dominio del tiempo 35
2.1.4 Casos de estudio (enfoque basado en espacio de estado) 36
Microrred interconectada a la red (sistema variante en el tiempo) 36
Generadores eólicos interconectados a la red (sistema invariante en el tiempo) 39
2.2 Estudio de estabilidad por medio de modelos de impedancias 44
2.2.1 Conceptos básicos del método de estabilidad basado en impedancia 45
2.2.2 Cálculo de impedancia por medio del enfoque analítico 46
2.2.3 Cálculo de impedancia por medio del enfoque de perturbación 47
2.2.4 Cálculo de impedancia por medio del enfoque de diferencias finitas 47
2.2.5 Cálculo de impedancia por medio del enfoque de diferencias finitas con extensión analítica 50
2.2.6 Casos de estudios (enfoque basado en impedancia) 52
Convertidor interconectado a la red (retraso aproximado con Padé) 52
Dos convertidores interconectados a la red (retraso exacto) 59

2.3 Discusión 61

3 Síntesis de las matrices de impedancia usando un enfoque híbrido para sistemas con parámetros distribuidos, dependientes de la frecuencia y con retardos 63

3.1 Cálculo de la condición operativa del estado estacionario 64

3.2 Caracterización de los modelos de impedancia en *DQ* de líneas de transmisión 66

3.3 Validación del método 68

3.3.1 Sistema de prueba 1 68

Identificación de los modelos de impedancia 69

Efecto de la línea de transmisión en la evaluación de la estabilidad 71

3.4 Sistema de prueba 2 73

Comparación de los modelos de línea en el estudio de estabilidad 77

3.5 Discusión 77

4 Análisis de estabilidad y sensibilidad paramétrica en una planta de generación eólica 79

4.1 Evaluación de estabilidad en el caso de prueba 79

4.1.1 Validación de los modelos de impedancia 79

4.1.2 Efecto del PLL del VSC-2 81

4.1.3 Efecto del control de corriente del VSC-2 82

4.1.4 Efecto del control de voltaje del VSC-2 89

4.1.5 Efecto del control de potencia reactiva del VSC-2 92

4.1.6 Efecto del control de corriente del VSC-1 92

4.1.7 Efecto del control de velocidad del VSC-1 101

4.1.8 Efecto del retraso del VSC-2 103

4.1.9 Efecto del retraso en el VSC-1 104

4.2 Efecto del modelo de línea con parámetros dependientes de la frecuencia 106

4.3 Discusión 109

Conclusiones **111**

Anexos **115**

Sistemas en p.u. 115

Sistemas eléctricos 115

Sistemas mecánicos 116

Sistemas de control 117

Notación vectorial 118

Transformación al marco síncrono rotatorio *DQ* 118

Datos de los sistemas de prueba 119

Sistema de prueba 1 (capítulo 1) 119

Sistema de prueba 2 (capítulo 1) 119

Sistema de prueba 3 (capítulo 1) 119

Sistema de prueba 4 (capítulo 1) 120

Generadores eólicos tipo 4 interconectados a la red (capítulo 2) 121

Convertidor interconectado a la red (capítulo 3) 122

Sistema de prueba 2: dos convertidores interconectados a la red (capítulo 3) 123

Aerogenerador tipo 4 interconectado a la red (capítulo 4) 124

Referencias **125**

Índice de figuras

1 Cambios en la generación de energía eléctrica en los sistemas de potencia. 1

2 Efectos adversos de la electrónica de potencia en las redes eléctricas [7]. 2

3 Clasificación clásica de los fenómenos de SSO [18]. 3

4 Nuevas categorías de estabilidad en sistemas de potencia [8]. 4

1.1 Sistema de prueba 1: microrred con generación basada en electrónica de potencia. 16

1.2 Corriente de la fase A del VSC-1 (izquierda), corriente de la fase A de la red (derecha). 18

1.3 Sistema de prueba 2: interconexión de dos redes por medio de un sistema HVDC-VSC. 18

1.4 Controles de potencia, voltaje y sincronización para el sistema HVDC. 19

1.5 Corriente de la fase A del rectificador (izquierda), voltaje en el bus de CD (derecha). 20

1.6 Sistema de prueba 3: línea de transmisión multiconductora. 21

1.7 Comparación geométrica de líneas HSIL. 22

1.8 Voltaje de la fase C en el extremo emisor ante un evento de energización secuencial en una línea. 23

1.9 Sistema de prueba 4: generador eólico tipo 4 interconectado a la red. 24

1.10 Modelo equivalente de red usando línea corta y línea media. 25

1.11 Respuesta del sistema de prueba 4 ante cambios en las referencias de control (modelo de línea corta). 26

1.12 Respuesta del sistema de prueba 4 ante cambios en las referencias de control (modelo de línea media). 27

1.13 Sistema de prueba 5: generador eólico tipo 4 interconectado por un sistema HVDC-VSC. 27

1.14 Controles utilizados en los cuatro convertidores del sistema de prueba 5. 28

1.15 Respuesta del sistema de prueba 5 ante cambios en las referencias de control. 28

2.1 Interpretación geométrica del mapeo de Poincaré. 33

2.2 Evaluación del jacobiano a lo largo del ciclo límite de estado estacionario. 34

2.3 Etapas del procedimiento de linealización en sistemas periódicos. 35

2.4 Respuesta del modelo lineal y no lineal en la condición de estado estacionario. 36

2.5 Ubicación de los eigenvalores en el plano complejo. 37

2.6 Factores de participación más significativos relacionados a λ_1. 38

2.7 Oscilaciones inestables en el modelo de gran señal. 38

2.8 Cálculo de sensibilidades. 39

2.9 Sistema con dos aerogeneradores interconectados a la red. 40

2.10 Ubicación de los eigenvalores más críticos. 41

2.11 Factores de participación asociados a los eigenvalores más críticos. 41

2.12 Efecto de modos dominantes en el modelo de gran señal. 42

2.13 Efecto de la variación del ancho de banda del control de corriente en VSC1-2. 42

2.14 Efecto de la variación del ancho de banda del control de corriente en VSC1-2 con $Q_1^* = 0.03$ p.u. 43

2.15 Trayectoria de los eigenvalores ante cambios en la longitud de línea LT2. 44

2.16 Comportamiento dinámico de v_{dc_1} para distintas longitudes de línea. 44

2.17 Representación como equivalentes Thévenin de los subsistemas fuente y carga. 45

2.18 Representación como sistema con retroalimentación negativa de la interacción de los subsistemas. 46

2.19 Etapas vinculadas con el cálculo de los modelos de impedancia utilizando distintos enfoques. . . 50

2.20 Representación en espacio de estados del subsistema carga incluyendo el efecto del retraso explícito. 51

2.21 Caso de estudio para evaluar estabilidad por medio del IBSC. 52

2.22 Modelos de impedancia usando los enfoques analítico (–), diferenciación finita (–) y perturbación (○). 57

2.23 Magnitud de la matriz de error para el subsistema carga: diferenciación hacia adelante (–), diferenciación hacia atras (–), diferenciación central (–), enfoque de perturbación (–). 58

2.24 Resultados en el escenario operativo estable. 58

2.25 Resultados en el escenario operativo instable. 59

2.26 Caso de estudio para evaluar la estabilidad utilizando el método de impedancia basado en diferenciación finita con extensión analítica. 59

2.27 Modelos de impedancia usando los enfoques analítico (- -), diferencias finitas con extensión analítica (–) y perturbación (·). 60

2.28 Efecto del ancho de banda del control de corriente de VSC-2: 1.667 krad/s –, 1.818 krad/s –, 2 krad/s –, 2.222 krad/s –, 2.5 krad/s –. 61

2.29 Efecto del retraso de VSC-2 en la estabilidad: 198.4 μs –, 220 μs –, 240 μs –, 260 μs –. 61

3.1 Red eléctrica con subsistemas lineales y no lineales interconectados. 64

3.2 Representación como red de dos puertos de una línea de transmisión. 66

3.3 Caso de prueba: sistema con incorporación de electrónica de potencia y líneas de transmisión. . 69

3.4 Razón de convergencia del método de balance armónico para obtener el estado estacionario. . . 69

3.5 Cálculo de la matriz del subsistema fuente, trazo continuo enfoque propuesto, puntos PSCAD/EMTDC. 70

3.6 Cálculo de la matriz del subsistema carga, trazo continuo enfoque propuesto, puntos PSCAD/EMTDC. 70

3.7 Evaluación de la estabilidad utilizando modelos de línea con parámetros concentrados. 71

3.8 Evaluación de la estabilidad utilizando el modelo de parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia. 72

3.9 Efecto del modelo de línea con parámetros concentrados, con $T_d = 2.4509 \times 10^{-4}$ s. 73

3.10 Efecto del modelo de línea con parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia, con $T_d = 2.4509 \times 10^{-4}$ s. 73

3.11 Sistema de prueba 2: red eléctrica con incorporación de convertidores y líneas de transmisión. . 74

3.12 Control de los convertidores en el sistema de prueba 2. 74

3.13 División de los subsistemas lineal y no lineal usando fuentes dependientes. 75

3.14 Representación del sistema de prueba 2 como modelos de impedancias. 75

3.15 Modelo de impedancia del subsistema carga: propuesta (–), PSCAD/EMTDC (∗), OP4510 (o). . . 76

3.16 Impedancia del subsistema carga usando diferentes modelos de líneas: modelo RL (- -), modelo PI (—), modelo con parámetros distribuídos y dependientes de la frecuencia (—). 77

3.17 Evaluación de la estabilidad con el modelo de banda ancha: (a) Diagrama de Nyquist de $\lambda_1(j\omega)$, (b) Respuesta en el tiempo de v_{dc_1}, (c) Componentes oscilatorios de v_{dc_1}. 78

3.18 Evaluación de la estabilidad usando modelos de parámetros concentrados. 78

4.1 Sistema de estudio: aerogenerador interconectado a la red. 80

4.2 Identificación de la impedancia del subsistema fuente, $\boldsymbol{Z}_s(j\omega)$: perturbación (·), propuesta (–). . 80

4.3 Identificación de la impedancia del subsistema carga, $\boldsymbol{Z}_l(j\omega)$: perturbación (·), propuesta (–). . . 80

4.4 Trazas de $\lambda_1(j\omega)$ ante variaciones en $k_{p_{pll}}$. 82

4.5 Respuesta en el dominio del tiempo (usando el modelo de gran señal) para diferentes valores de $k_{p_{pll}}$. 83

4.6 Trazas de $\lambda_1(j\omega)$ ante variaciones en $k_{i_{pll}}$. 83

4.7 Respuesta en el dominio del tiempo (usando el modelo de gran señal) para diferentes valores de $k_{i_{pll}}$. 84

4.8 Trazas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo para diferentes valores de $k_{p_{id}}$. . . . 85

4.9 Respuesta en el dominio del tiempo (usando el modelo de gran señal) para diferentes valores de $k_{p_{id}}$. 85

4.10 Trazas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo para diferentes valores de $k_{p_{iq}}$. . . . 86

4.11 Respuesta en el dominio del tiempo (usando el modelo de gran señal) para diferentes valores de $k_{p_{iq}}$. 87

4.12 Equivalente de pequeña señal en el dominio de la frecuencia del sistema de estudio. 87

4.13 Respuesta en el dominio del tiempo usando los modelos de impedancias e INLT, con diferentes valores de $k_{p_{iq}}$. 88

4.14 Trazas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo para diferentes valores de $k_{i_{id}}$, $k_{i_{iq}}$. 88

4.15 Respuesta en el dominio del tiempo para diferentes valores de $k_{i_{id}}$, $k_{i_{iq}}$. 89

4.16 Trazas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo para diferentes valores de $k_{p_{dc}}$. . . . 90

4.17 Respuesta en el dominio del tiempo de i_{f_d} para diferentes valores de $k_{p_{dc}}$. 90

4.18 Trazas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo para diferentes valores de $k_{i_{dc}}$. . . . 91

4.19 Respuesta en el dominio del tiempo para diferentes valores de $k_{i_{dc}}$. 91

4.20 Trazas de Nyquist de $\lambda_2(j\omega)$ para diferentes valores de k_{p_Q}. 92

4.21 Respuesta en el dominio del tiempo (modelo de gran señal) de la corriente i_{f_d} para diferentes valores de k_{p_Q}. 93

4.22 Trazas de Nyquist de $\lambda_1(j\omega)$ para diferentes valores de k_{i_Q}. 93

4.23 Respuesta en el dominio del tiempo (modelo de gran señal) de la corriente i_{f_d} para diferentes valores de k_{i_Q}. 94

4.24 Trazas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo para diferentes valores de $k_{p_{gd}}$. . . . 94

4.25 Respuesta en el dominio del tiempo (modelo de gran señal) para diferentes valores de $k_{p_{gd}}$. . . . 95

4.26 Respuesta en el dominio del tiempo de la corriente i_{f_d} usando los modelos de impedancia e INLT. 95

4.27 Cálculo de impedancias desde el bus de CD. 96

4.28 Impedancias vistas desde el bus de CD. 96

4.29 Respuesta en el dominio del tiempo de la corriente en el bus de CD (i_{dc}) ante variaciones en $k_{p_{gd}}$. 97

4.30 Respuesta en el dominio del tiempo de la corriente en el bus de CD (i_{dc}) ante variaciones en $k_{p_{gq}}$. 98

4.31 Trazas de Nyquist para diferentes valores de $k_{i_{gd}}$. 99

4.32 Respuesta de la corriente en el bus de CD con el modelo de gran señal para variaciones en $k_{i_{gd}}$. . 99

4.33 Trazas de Nyquist para diferentes valores de $k_{i_{gq}}$. 100

4.34 Respuesta en el dominio del tiempo de la corriente en el bus de CD ante variaciones en $k_{i_{gq}}$. . . . 100

4.35 Diagramas de Nyquist ante cambios paramétricos en las ganancias del control de velocidad del VSC-1. 101

4.36 Respuesta en el dominio del tiempo de la corriente en el bus de CD, modelo de gran señal. 102

4.37 Respuesta de la corriente en el bus de CD ante variaciones en k_{p_ω} usando los modelos de impedancias e INLT. 102

4.38 Diagramas de Nyquist ante cambios en el retraso de VSC-2. 103

4.39 Respuesta de la corriente i_{f_d} para diferentes valores de T_{d2} usando el modelo de gran señal. . . . 103

4.40 Respuesta de la corriente i_{f_d} para variaciones en el retraso del VSC-2. 104

4.41 Diagramas de Nyquist (usando impedancias matriciales) ante cambios en el retraso de VSC-1. . . 105

4.42 Diagramas de Nyquist (usando impedancias escalares) ante cambios en el retraso de VSC-1. . . . 105

4.43 Respuesta de la corriente i_{f_d} para variaciones en el retraso del VSC-1 (modelo de gran señal). . . 106

4.44 Diagramas de Nyquist considerando la dependencia frecuencial en los parámetros de la línea, y variando $k_{p_{id}}$. 107

4.45 Respuesta de la corriente i_{f_d} para variaciones en $k_{p_{id}}$, modelo de línea con parámetros dependientes de la frecuencia. 107

4.46 Diagrama de Nyquist considerando la dependencia frecuencial en los parámetros de la línea, y variando $k_{p_{pll}}$. 108

4.47 Respuesta de la corriente i_{f_d} para variaciones en $k_{p_{pll}}$, modelo de línea con parámetros dependientes de la frecuencia. 108

48 Subsistemas de CA y CD en un convertidor de potencia 115

49 Sistema mecánico rotativo 116

50 Sistema de control 117

51 Cierre secuencial en una línea de transmision. 120

Índice de tablas

1.1 SIL de líneas de transmisión con distintos arreglos geométricos [110] 22

1 Parámetros del sistema de prueba 1 119

2 Parámetros del sistema de prueba 2 119

3 Parámetros del sistema de prueba 4 120

4 Parámetros de aerogenerador 1 121

5 Parámetros de aerogenerador 2 122

6 Parámetros del sistema de prueba: convertidor interconectado a la red 122

7 Parámetros del sistema de prueba 2 (capítulo 3) 123

8 Parámetros del caso de prueba (capítulo 4) 124

Introducción

Antecedentes

El desarrollo de la sociedad humana cada vez requiere mayor cantidad de recursos energéticos los cuales se han aprovechado para modificar el medio que nos rodea con la finalidad de generar un mundo con mayores comodidades, y más bienes básicos de primera necesidad que contribuyan a mejorar la calidad de vida de las personas. De entre los servicios de los cuales se sirven las sociedades modernas, la energía eléctrica es sin duda, uno de los más importantes e indispensables en todas las actividades realizadas en los sectores industrial, comercial y residencial [1]. Para satisfacer las necesidades de estos sectores, se han desarrollado complejos y enormes sistemas eléctricos de potencia que permiten transportar la energía desde los centros de generación hasta los puntos de consumo. Ello implica una serie de etapas que permiten acondicionar la energía por medio de distintos equipos o dispositivos con la finalidad de que el suministro eléctrico mantenga índices de calidad, continuidad, eficiencia y desempeño, evitando de esta forma afectar el funcionamiento nominal de las cargas.

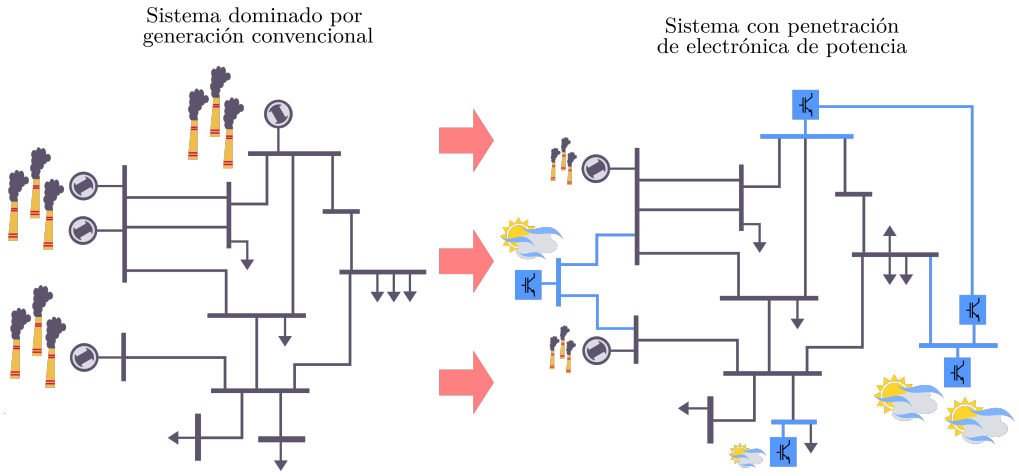


Figura 1. Cambios en la generación de energía eléctrica en los sistemas de potencia.

Garantizar un suministro eléctrico que cumpla con estas características depende en gran medida de la operación estable del sistema de potencia, y para ello los ingenieros electricistas necesitan desarrollar extensos estudios que permitan evaluar el comportamiento de las redes eléctricas; lo cual requiere de modelos matemáticos que representen adecuadamente el comportamiento dinámico y estático de los sistemas eléctricos de potencia.

Tradicionalmente, el modelado y análisis de estas redes para el estudio de estabilidad se ha sustentado en la operación de un sistema dominado principalmente por grandes máquinas síncronas, caracterizadas por dinámicas electromecánicas. Debido a esto, el estudio de estabilidad se había podido realizar considerando modelos fasoriales de valor eficaz (RMS por sus siglas en inglés), a una frecuencia fundamental (por ejemplo, 60 o 50 Hz) y de secuencia positiva [2], [3]; en los cuales las dinámicas más rápidas de naturaleza electromagnéticas, solo son representadas por medio de modelos algebraicos o dinámicos de bajo orden.

Sin embargo, en las últimas décadas, los sistemas eléctricos de potencia han experimentado un cambio en sus paradigmas operativos, lo cual ha propiciado que se incremente sustancialmente el uso de dispositivos electrónicos de potencia (DEP) para distintos propósitos, como son la incorporación de energías renovables (principalmente provenientes de recursos eólicos y fotovoltaicos), la penetración de generación distribuida y microrredes, la movilidad basada en vehículos eléctricos, el incremento de las capacidades de transmisión de potencia, el almacenamiento de energía, y el mejoramiento de la controlabilidad por medio de dispositivos flexibles en sistemas de corriente alterna [4] (FACTS por sus siglas en inglés), sistemas de transmisión de corriente directa en alto voltaje (HVDC por sus siglas en inglés), entre otros, como se muestra en la Figura 1. Estos cambios están impulsados por la necesidad de descarbonizar al sector eléctrico, tratando de volverlo sustentable, amigable con el medio ambiente y al mismo tiempo mantener la confiabilidad que ha caracterizado a los sistemas de potencia [5], [6].

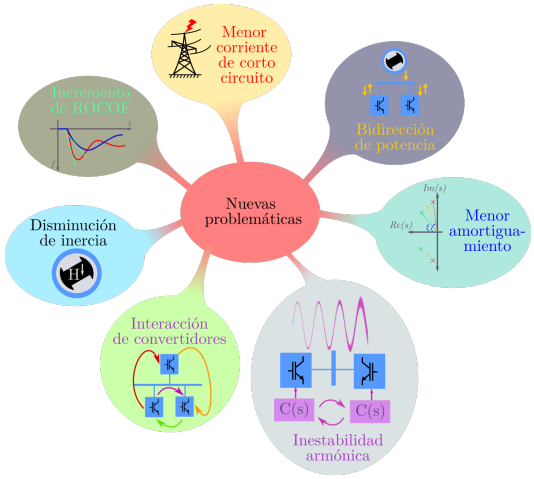


Figura 2. Efectos adversos de la electrónica de potencia en las redes eléctricas [7].

Estas nuevas tecnologías han detonado problemas que se han reportado recientemente en la práctica, y no habían sido observado anteriormente como se muestran en la Figura 2. En este contexto, se han presentado oscilaciones de alta frecuencia con poco amortiguamiento (o inestables) atribuidas a la interacción de los sistemas de control y retrasos en los DEP, los armónicos generados por la operación de los convertidores electrónicos de potencia (CEP) y elementos pasivos de las redes eléctricas. Este fenómeno pertenece a la nueva categoría de estabilidad accionada por convertidores debido a interacciones rápidas [8], y que se ha denominado estabilidad electromagnética o estabilidad armónica [9], [10].

Los CEP experimentan comportamientos dinámicos que se distribuyen en espectros de frecuencia que van desde el orden de Hz hasta varios kHz, lo cual requiere modelos muy detallados que capturen estas dinámicas. A pesar de que los fenómenos lentos todavía pueden ser estudiados por medio de modelos RMS; se prevé que los modelos electromagnéticos (EMT por sus siglas en inglés) sean la opción más adecuada, pues permiten representar el efecto de banda ancha de los elementos dependientes de la frecuencia y las rápidas dinámicas de los controles empleados en los DEP detalladamente, estas características son relevantes para la evaluación de la estabilidad armónica. Esto requiere desarrollar modelos dinámicos no lineales, periódicos (que pueden ser discontinuos), que retengan el efecto de los armónicos y con elementos dependientes de la frecuencia y parámetros distribuidos; estas características pueden modelarse por medio de distintos marcos de referencia y dominios para su estudio [11].

Como herramientas de análisis de estabilidad, se han continuado usando enfoques de análisis lineal, tal como

el clásico análisis modal selectivo (SMA por sus siglas en inglés) [12]; pero además, se han ido adoptando otras herramientas, tal como el enfoque de estabilidad basado en impedancia (IBSC por sus siglas en inglés) [13], que utiliza criterios de estabilidad en la frecuencia, y que ha mostrado ser una opción flexible y versátil para aplicarse en las redes con gran incorporación de convertidores. Entre los potenciales escenarios operativos donde se ha tratado de aplicar estas herramientas de modelado y análisis, destaca el de plantas de energía eólica (WPP por sus siglas en inglés) interconectadas a la red.

Problemas de estabilidad en sistemas de potencia con generación eólica

La energía eólica ha sido un recurso explotado desde hace varios siglos, y desde los años 70s del Siglo XX se comenzó a utilizar para la generación de energía eléctrica de manera más intensa debido a crisis con los precios del petróleo y combustibles asociados [14]. Inicialmente, el enfoque de generación propuesto se basaba en el uso de generadores de inducción tipo jaula de ardilla interconectados directamente a la red y operando en una restringida banda de velocidad, prácticamente se le consideraba de velocidad fija. Actualmente, hay dos tecnologías dominantes en el mercado las cuales utilizan DEP en lazo cerrado para lograr un mejor control en distintas variables (como voltajes, potencia activa, reactiva y velocidad). Estas tecnologías son denominados generadores eólicos tipo 3, basados en generadores de inducción doblemente alimentados (DFIG por sus siglas en inglés); y los tipos 4, que emplean generadores síncronos de imanes permanentes (PMSG por sus siglas en inglés) [15]. Dichas fuentes de generación han presentado problemas que se manifiestan como oscilaciones en la red, pero estas tienen características diferentes a aquellas observadas en los sistemas con generadores síncronos.

Fenómenos oscilatorios

Las redes eléctricas han reportado eventos de oscilaciones casi desde el comienzo de su operación y expansión; ya en los años 30s del Siglo XX se comenzó a identificar oscilaciones de baja frecuencia denominadas oscilaciones subsíncronas (SSO por sus siglas en inglés). Pero fue hasta los años 70s que se comenzó a prestar más atención a estos fenómenos debido al incidente de resonancia subsíncrona (SSR por sus siglas en inglés) ocurrido en la estación de Mohave que causó daños en las flechas de los turbogeneradores [16]. Posteriormente surgieron grupos de trabajos especializados que trataron de proponer clasificaciones y acciones correctivas a estos problemas [17], [18]; de esta forma se propuso la división mostrada en la Figura 3. La anterior clasificación representa

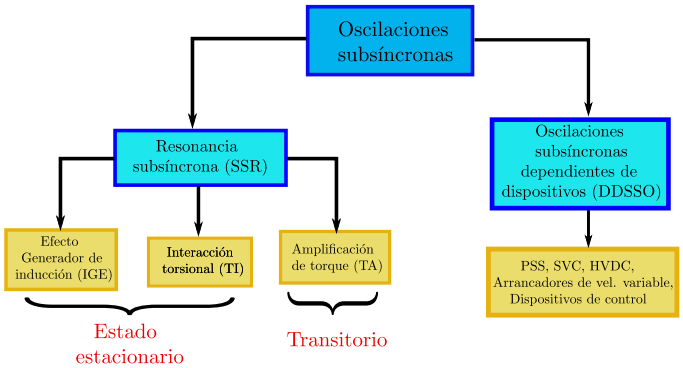


Figura 3. Clasificación clásica de los fenómenos de SSO [18].

problemas vinculados principalmente con máquinas síncronas. Por otro lado, conforme se ha incrementado la

presencia de WPP en la red, otras oscilaciones multifrecuencia se han presentado, cubriendo un espectro más amplio que incluye oscilaciones torsionales en la flecha, oscilaciones subsíncronas, oscilaciones supersíncronas y resonancias de alta frecuencia [19], [20], que se han conocido como oscilaciones de banda ancha. Estos problemas han causado que la clasificación clásica de estabilidad, tal como se presentó en [21], se extendiera para tener en cuenta los problemas relacionados con DEP, como se muestra en la Figura 4, donde se mencionan las nuevas categorias consideradas (estabilidad de resonancia y accionada por convertidores). Es importante mencionar que las aportaciones de este trabajo son herramientas de modelado y análisis que pueden aplicarse a problemas en las dos nuevas categorías, pero la investigación se centró en los denominados problemas de interacción rápida accionada por convertidores.

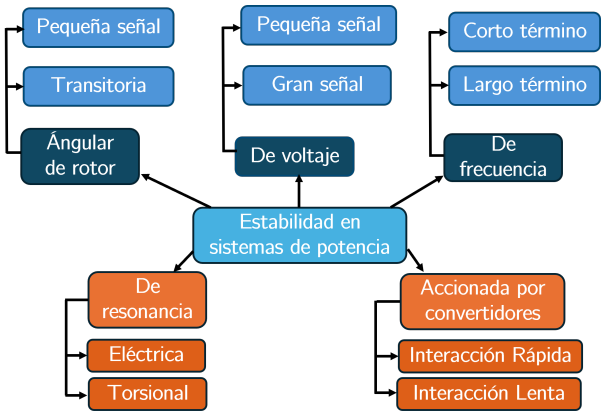


Figura 4. Nuevas categorías de estabilidad en sistemas de potencia [8].

Problemas oscilatorios de baja frecuencia

Es común que las WPP se encuentren alejadas de la infraestructura existente en las redes eléctricas, ubicadas en el mar (instalaciones *offshore*), o en tierra (instalaciones *onshore*); lo cual requiere de enlaces de gran longitud para interconectarlas, debilitando la red [22]. Con la finalidad de incrementar la capacidad de transmisión de potencia, una opción de bajo costo es el uso de capacitores de compensación serie [23], [24]; sin embargo, esto ha detonado problemas entre las WPP y las líneas con compensación los cuales se han relacionado a la interacción de controles en los convertidores y líneas con compensación serie, denominándoseles interacciones de control subsíncronas (SSCI por sus siglas en inglés) [25], [26]. Esta problemática se ha analizado intensamente en WPP basadas en DFIGs o PMSGs [27]-[29] por medio de análisis modal o utilizando el IBSC para estudiar el impacto que puede causar la interacción de granjas eólicas en el sistema, o con otros dispositivos como el HVDC [30]-[32], o el compensador estático (STATCOM por sus siglas en inglés) [33], [34]. Estos FACTS mejoran la controlabilidad de las WPP, incrementan las capacidades de transferencia de potencia del sistema, ayudan a mejorar los perfiles de tensión, brindan soporte de potencia reactiva y contribuyen a mitigar oscilaciones del sistema [35].

Vale la pena mencionar que las SSR junto con las oscilaciones supersíncronas son fenómenos de baja frecuencia, que se manifiestan en rangos de un par de Hz (oscilaciones torsionales de flecha que pueden rondar entre 1-2 Hz, SSO entre 3-10 Hz), hasta algunas decenas de Hz (supersíncronas que pueden ir hasta 100 Hz). A pesar de que los elementos involucrados poseen dinámicas de alto orden, los fenómenos que se estudian en esta clase de oscilaciones pueden emplear aproximaciones y/o despreciar los efectos de alta frecuencia, usando representaciones racionales de los retrasos en los convertidores, y modelos de parámetros concentrados para representar

las líneas de transmisión (LTs), sin perder información relevante para el estudio de estos problemas.

Problemas oscilatorios de alta frecuencia

Por otro lado, la presencia de WPP en las redes eléctricas (y de forma general, gran parte de los sistemas basados en convertidores de electrónica de potencia) también ha detonado fenómenos de resonancia de alta frecuencia (HFR por sus siglas en ingles) y problemas de estabilidad armónica [36]. En un comienzo estas cuestiones se vincularon con problemas de calidad de la energía; posteriormente se observó que estas oscilaciones no siempre se presentaban en frecuencias que fueran múltiplos enteros de la fundamental del sistema, ni con las frecuencias de operación de los convertidores; además, se detectó que podían ser dependientes de las condiciones operativas del sistema [37]. Estas oscilaciones abarcan un espectro de frecuencias bastante amplio: desde algunas centenas de Hz hasta varios kHz [38]; en [39] se menciona que el rango comprendido es de 300 Hz a 2000 Hz, mientras que [10] indica un rango de 400 Hz a 1700 Hz; por otro lado, en [31] se menciona un rango de 100 Hz a 1 kHz.

HFR han ocurrido en distintos sistemas como las microrredes [40], [41], los sistemas ferroviarios eléctricos [42], [43], la transmisión de corriente directa [44] y en proyectos eólicos. Por ejemplo, uno de los primeros sucesos de inestabilidad de alta frecuencia sucedió durante las primeras etapas de operación del proyecto BorWin1 en Alemania entre 2013-2014, apareciendo oscilaciones en las corrientes entre 250 a 350 Hz [45]. Posteriormente han reportado interacciones entre granjas eólicas y sistemas HVDC basados en convertidores fuente de voltaje (VSC por sus siglas en inglés) de dos niveles o multinivel [31], llegando a presentar oscilaciones de 1.27 kHz, 0.7-1.8 kHz o hasta 2 kHz [46], [47]. Entre las causas de estos problemas se ha mencionado las resonancias ocasionadas por los cables de transmisión, los transformadores y bancos capacitores [48], la reducción del amortiguamiento en las frecuencias de resonancia debido a controles con altos anchos de banda en los CEP y el efecto de amortiguamiento negativo del retraso en rangos de alta frecuencia [49], [50].

El análisis de estos fenómenos oscilatorios se ha realizado por medio de modelos detallados en programas profesionales EMT los cuales permiten representar mejor las dinámicas rápidas y de alta frecuencia de los convertidores y la red eléctrica. También se han explorado varias alternativas de modelado para considerar sus efectos en los estudios de estabilidad de pequeña señal, cada enfoque y marco de estudio tiene ventajas que lo vuelve más adecuado para modelar diferentes características del sistema.

Resonancia y estabilidad

Estos términos se han utilizado ampliamente para referise a problemas que surgen como producto de las interaciones entre diferentes sistemas con penetración de DEP. El concepto de resonancia define un proceso por medio del cual se presenta un intercambio de energía de forma oscilatoria entre dos elementos o dos subsistemas. Si este intercambio sucede de forma controlada se manifiesta como oscilaciones que se amortiguan paulatinamente. Sin embargo, si el proceso sucede de forma no controlada se observarán oscilaciones crecientes o sostenidas. En los sistemas eléctricos de potencia se han presentado esta clase de intercambios de energía entre sistemas eléctricos y sistemas mecánicos y las oscilaciones que se detonan se relacionan con frecuencias naturales de la red eléctrica o del conjunto mécanico conformado por la tubina-generador [2], [16].

Por otro lado, en la comunidad de electrónica de potencia el fenómeno de resonancia se ha vinculado con la amplificación de componentes con frecuencias diferentes a la fundamental (generados por la conmutación de los convertidores) debido al efecto de la impedancia eléctrica del sistema [51]. Como la impedancia tiene una respuesta que varía con la frecuencia puede tiene magnitudes muy bajas o muy altas que se presentan en ciertas frecuencias. Si estas frecuencias coinciden (o se encuentran muy cerca) de las frecuencias relacionadas con los componentes generados por los DEP, entonces su efecto se magnifica en la respuesta del sistema.

Es importante aclarar que tradicionalmente los problemas de resonancia no han estado vinculados con cuestiones de estabilidad en el análisis de convertidores de electrónica de potencia, ya que se relacionaban con cuestiones de calidad de la energía. En cambio, para el análisis de sistemas de potencia, los problemas de estabilidad si han sido abordados como problemas de estabilidad. Su estudio se ha realizado usando herramientas de pequeña señal (eigenvalores) [26] y diagramas de impedancias, pero estos diagramas de impedancias solo consideraban el efecto pasivo de los elementos de las redes eléctricas [52].

Actualmente, con la creciente incorporación de DEP en las redes eléctricas, los conceptos de estabilidad y resonancia se han vuelto más cercanos entre sí [53], [54]. Debido a que, desde un enfoque de pequeña señal, el efecto de los convertidores y sus controles causa que la impedancia equivalente de la red eléctrica se modifique y cambia las zonas de frecuencia donde el sistema puede presentar una resonancia. Esto de debe a que la sintonización de los controles (que permite mejorar la respuesta dinámica de los CEP y estabilizarlos durante su operación) también afecta los valores de las frecuencias de resonancia natural del sistema. Esto ha causado que los problemas de estabilidad también sean referidos como problemas de resonancia.

Enfoques de modelado para el análisis de pequeña señal

Actualmente los estudios de pequeña señal se realizan ya sea en el dominio del tiempo o de la frecuencia. El dominio del tiempo permite obtener modelos de espacio de estado que brindan una visión general del sistema, ya que se describe detalladamente cada elemento del sistema de interés [55]; además, el uso de marcos de referencia como el espacio de estado armónico o el dominio armónico extendido ha permitido incluir el efecto cruzado de los armónicos en los modelos de pequeña señal [56]-[58]. Sin embargo, el enfoque de espacio de estado solo es capaz de incorporar modelos no racionales de forma aproximada; por lo cual, los efectos de alta frecuencia relacionados con las línea de transmisión y del retraso de los convertidores se representan por medio de modelos dinámicos de orden finito. El retraso se puede modelar por medio de aproximaciones tipo Padé (un enfoque muy popular), aunque también es posible emplear series de Taylor [59]. En [60] se presentó un enfoque que utiliza ecuaciones diferenciales con retrasos en el espacio de estado armónico para incorporar el retraso. Un análisis de eigenvalores por medio de modelos en el marco síncrono DQ se presenta para estudiar las interacciones de un HVDC basado en convertidores modulares multinivel (MMC por sus siglas en inglés) en [61]; un estudio de la sensibilidad paramétrica es realizado en [62] para determinar el efecto de las ganancias de los controles en una WPP, mientras que el efecto de distintas velocidades de viento en la estabilidad, y la disminución del soporte inercial son investigados en [63]. En [64] se presenta una novedosa estrategia de sincronización imitando la ecuación de oscilación de una máquina síncrona y se analiza el efecto en la estabilidad del sistema.

Con respecto al dominio de la frecuencia, este es más adecuado para representar el retraso y el efecto de parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia sin la necesidad de utilizar aproximaciones, ya que es el marco natural en el cual se han modelado, permitiendo incorporar sus características no racionales de forma exacta. Además, junto con el uso del IBSC es posible abordar el estudio de estabilidad utilizando una representación circuital de pequeña señal para los convertidores, lo cual ha permitido emplear otras herramientas de la teoría de redes, tal como la reducción de Kron, redes bipuerto y la formulación de la matriz de admitancias [65], [66]. Ese enfoque también tiene la flexibilidad de poder derivar modelos de impedancia en distintos dominios. Por ejemplo, en el marco síncrono DQ se han presentado sistemas HVDC, sistemas eólicos o microrredes que se basan en convertidores tipo fuente de voltaje (VSC por sus siglas en inglés) [67], [68]; en el dominio de secuencias también se han desarrollado modelos de generadores eólicos tipo 3 o tipo 4 interconectados con sistemas HVDC basados en convertidores fuente de corriente (LCC por sus siglas en inglés) [69], [70], en el marco $\alpha\beta$ para derivar modelos de convertidores interconectados a la red [71], o en el espacio de estado armónico [72]-[74] donde se

puede retener el efecto de los armónicos, el cual es importante para modelar convertidores modulares multinivel.

Algunas de las aplicaciones en las que se ha utilizado el IBSC es en la evaluación del efecto de los controles de seguimiento de fase (PLL por sus siglas en inglés), o el control de corriente interno para determinar el efecto de amortiguamiento negativo que llegan a introducir [75], [76], determinar la interacción de los controles con elementos pasivos de la red eléctrica [77], evaluar la relación entre una red eléctrica débil y la sintonización de los controles de los convertidores [78]-[80], o el efecto de la condición operativa de estado estacionario en la estabilidad [81], [82]. Esta clase de estudios pueden realizarse sin problema usando la herramienta clásica de eigenvalores y descomposición espectral, por lo cual se podría considerar innecesario el uso de otro enfoque de análisis. Sin embargo, el IBSC ha venido a complementar los resultados que el análisis de eigenvalores proporciona [83], y lo que es más notable del primero, es la capacidad que tiene para obtener los modelos requeridos en el análisis a partir de mediciones del sistema bajo estudio [84], sin requerir conocer información detallada del modelo o su parametrización por medio de la técnica de perturbación en el dominio del tiempo. Esta característica es una ventaja notable, pues por cuestiones de confidencialidad, los vendedores de equipos, o los diseñadores de sistemas no llegan a proporcionar esta información, obstaculizando el estudio por medio de enfoques de *caja blanca*.

Desafíos relacionados con los enfoques de pequeña señal

El cálculo de los modelos de pequeña señal, en el dominio del tiempo o de la frecuencia, implica retos que dificultan la derivación de las representaciones en espacio de estados o como impedancias. La incorporación de las dinámicas de amplio espectro de los sistemas eólicos (o desde un punto de vista más general, los sistemas con penetración de DEP) requiere que modelos no racionales se consideren en conjunto con modelos de orden finito. Elementos que se modelan más fácilmente en la frecuencia interactúan con otros que se describen mejor en el tiempo, lo cual puede necesitar considerar varios marcos de referencia y dominios. Por otro lado es imperativo obtener la condición operativa de estado estacionario, la cual se utiliza posteriormente para obtener las aproximaciones lineales. Estas últimas pueden ser complicadas de calcular, especialmente en sistemas de gran tamaño. A continuación se explican algunas de las dificultades identificadas en el proceso de análisis por medio de modelos en el tiempo o en la frecuencia.

Modelos de banda ancha

Las no linealidades asociadas a los CEP normalmente se pueden representar por medio de modelos en el dominio del tiempo utilizando ecuaciones diferenciales ordinarias (ODEs por sus siglas en inglés). Sin embargo, usar este dominio para incorporar el efecto exacto de las LTs es complicado, pues estos elementos se representan por medio de un conjunto de ecuaciones diferenciales parciales (PDEs por sus siglas en inglés) con convoluciones en el marco ABC, las cuales tienen una dependencia temporal y espacial y son conocidas como las ecuaciones del telegrafista [85]. La comunidad de sistemas eléctricos de potencia ha realizado grandes esfuerzos para modelar y solucionar estas PDEs con el objetivo evaluar eventos transitorios por maniobras de energización o desenergización, cierre y apertura de interruptores. La solución analítica de este modelo se obtiene mapeando al dominio de la frecuencia, la cual contiene expresiones trascendentales, como funciones hiperbólicas. Un enfoque muy utilizado para regresar al dominio del tiempo es el uso de la transformada numérica de Laplace [86]. Por otro lado, resolver el modelo de la línea de transmisión en el dominio del tiempo implica operaciones de convoluciones, que es un proceso computacionalmente intenso y largo. Vale la pena mencionar que es posible truncar las convoluciones y usar aproximaciones racionales, pero esto introduce errores en la solución de las ecuaciones del telegrafísta.

Es importante mencionar que, originalmente las dinámicas de alta frecuencia de las líneas de transmisión no se consideraban en el análisis de estabilidad, pero ahora, se requieren incorporar para estudiar su interacción con los DEP. Algunas alternativas de modelado se basan en aproximaciones con parámetros agrupados, por medio de circuitos PI en cascada [87]. En [88] se utiliza un enfoque denominado circuitos PI dependientes de la frecuencia para representar LTs en el estudio de resonancias de sistemas HVDC. Estas alternativas permite establecer un modelo de orden finito y que se puede aplicar en el marco de las fases o en el marco síncrono DQ. En [89], [90] se presentó el modelado de LTs en el marco síncrono DQ, pero basado en un modelo de orden finito. Otro enfoque muy utilizado es la técnica de aproximación racional denominada *vector fitting* [91] que permite caracterizar el modelo de las LTs usando funciones de transferencia. Para ello, el sistema a estudiar se simula usando modelos detallados en programas tipo EMT, y por medio de la técnica de perturbación, se obtiene la respuesta de las LTs como valores discretos en un espectro de frecuencia de interés. Posteriormente se ajustan estos puntos para obtener una función de transferencia continua [92]-[94]. Desafortunadamente, esto requiere tiempos de simulación extensos, sobre todo en sistemas de gran escala, y pobremente amortiguados. Además, para obtener una aproximación más fiel, hay que identificar una mayor cantidad de puntos, incrementando el gasto computacional. Ya que a la fecha no se tiene reportado el modelado de LTs con parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia en el marco DQ de forma explícita, se usan esta clase de aproximaciones, las cuales pueden afectar los estudios de estabilidad.

Por otro lado, hay algunos trabajos que sí han incorporado el modelo de las LTs cuando el estudio se realiza en ABC o cuando solo se analiza el efecto de cables de CD [95]-[97]. No obstante, en los casos donde se modelaban LTs, los DEP eran representados por medio de modelos simplificados, despreciando controles como los de lazo externo o el PLL, esto causaba que los DEP fueran vistos como elementos lineales, inclusive desde su modelo de gran señal. En estos trabajos tampoco se menciona cómo determinar la condición de estado estacionario.

Cálculo del estado estacionario

Otra cuestión de gran importancia para realizar el análisis de pequeña señal, la cual no es tratada con relevancia en gran parte de los trabajos, es la determinación del punto (o la órbita) de operación en estado estacionario. De forma natural los CEP son sistemas variantes en el tiempo cuando se modelan en el marco ABC, esta característica es más perceptible cuando se modelan incluyendo el efecto de la modulación de ancho de pulso. Por lo cual, su estado estacionario corresponde a una órbita periódica. Determinar esta condición no es trivial, y puede requerir grandes esfuerzos. Un enfoque muy utilizado es la simulación por fuerza bruta [98], donde el sistema de estudio simplemente es integrado numéricamente hasta que el transitorio de energización se extingue. Típicamente, por medio de inspecciones visuales de las formas de onda, se determina si el sistema se encuentra en una condición periódica. Este método es impráctico cuando se trabaja con sistemas de gran dimensión, rígidos y con poco amortiguamiento, pues se requiere integrar al sistema por lapsos de tiempo prolongados; además, usando inspección visual no se tiene una forma cuantitativa, sino cualitativa, de evaluar si el sistema ha llegado al estado estacionario. Otra limitante de este enfoque es que solo puede determinar condiciones operativas estables.

Como alternativa, se han propuesto técnicas de cálculo acelerado, denominadas métodos de disparo que permiten hallar el estado periódico resolviendo el mapeo de Poincaré del sistema bajo estudio usando métodos Newton [99]. Con ello se superan las limitantes de la simulación por fuerza bruta, pues los métodos de disparon son rápidos, tienen una buena razón de convergencia (si la condición inicial es cercana al atractor), y pueden determinar condiciones de estado estacionario estables e inestables.

Otra técnica de cálculo acelerado del estado estacionario se basa en el denominado método de balance armónico donde se analiza la interconexión de elementos no lineales (modelados en el tiempo), con redes lineales (que se

modelan en la frecuencia) por medio de un proceso iterativo en la frecuencia [100]. Sin embargo, las dos primeras técnicas requieren de modelos de orden finito, descritos por ODEs, volviendo intratable el cálculo de sistemas con LTs a menos que se aproximen como en [101], donde se utiliza *vector fitting* para representar el cable de CD en un HVDC MMC, y posteriormente aplican un método de disparo.

Respecto al método de balance armónico, este enfoque ha sido utilizado por la comunidad de electrónica de potencia principalmente para evaluar las características de estado estacionario de las formas de onda, tales como el contenido armónico, sin la necesidad de emplear métodos de integración numérica a favor de resolver un problema algebráico no lineal en la frecuencia [102].

Por otro lado, al cambiar de marco de referencia, de ABC a DQ, se obtiene un sistema invariante en el tiempo (si se representa por medio de un modelo a frecuencia fundamental). Su condición de estado estacionario ahora solo es un punto de operación (y no una órbita) que es relativamente más sencillo de calcular, pues el problema se reduce a determinar los ceros de un conjunto de ecuaciones algebraicas no lineales, y para ello se disponen de distintos métodos los cuales son bien conocidos, como el método de bisección o el de Newton-Raphson. Otras ventajas que ofrece el marco DQ, es que permite el diseño de controles de forma más sencilla, y que el cálculo de modelos lineales es simple, ya que se tiene un modelo invariante en el tiempo. A pesar de ello, en DQ tampoco se pueden incorporar las no racionalidades de las LTs, de hecho, la formulación de modelos de LTs solo se ha realizado en ABC, y no se tiene reportado un modelo en DQ. Otra desventaja es que el efecto armónico no es retenido, a menos que se considere como un sistema variante en el tiempo, lo cual vuelve a complicar la determinación del estado estacionario.

Cálculo de los modelos lineales

Esta tarea típicamente se realiza deduciendo modelos analíticos, en donde, a partir del modelo de gran señal (modelo no lineal) se realiza el cálculo del jacobiano y este se evalua en la condición operativa de estado estacionario para obtener una representación de primer orden en espacio de estados [98]. Esta actividad se puede desarrollar a lápiz y papel (es decir, el cálculo manual del modelo analítico), o utilizando herramientas de cálculo simbólico. Si la estabilidad del sistema se va a evaluar con herramientas en el domínio del tiempo, posterior a la evaluación del jacobiano, se calculan los eigenvalores del sistema. En caso de usar herramientas en el dominio de la frecuencia, se deben formular los modelos de impedancia, lo cual implica cambiar las ODEs lineales a su representación en el dominio s, y realizar el trabajo algebráico que permita deducir las funciones de transferencia necesarias para obtener los modelos de impedancia. Seguir el enfoque analítico, aunque valioso como un proceso de entrenamiento y para familiarizarse con las herramientas de estabilidad, se vuelve impráctico, e intratable cuando se comienzan a considerar sistemas de gran tamaño, con varios convertidores interconectados y controlados. Por otro lado, la evaluación del jacobiano se complica cuando el sistema es variante en el tiempo, debido a que se realiza en una órbita periódica. En cambio, si los modelos se desarrollan en el marco DQ, la tarea se vuelve menos complicada, ya que ahora solo es un punto operativo en el cual se deben de evaluar los jacobianos.

Por otro lado, hay pocos trabajos que aborden enfoques numéricos para calcular los modelos de pequeña señal, a pesar de que programas como PSSE o Simulink permiten obtener modelos en espacio de estado lineales realizando una aproximación de las derivadas por medio de diferenciación hacia adelante o hacia atras, esto solo se puede realizar si el sistema es invariante. En cuanto al modelado numérico de impedancias, en [103] se reportó el uso de Simulink para desarrollar modelos en DQ utilizando la función `linmod`. En [104] se presentó un algortimo iterativo que determina el modelo de impedancia en función de su estructura y su control; sin embargo, se debe de conocer de antemano la estructura del modelo de impedancia resultante para realizar el proceso de identificación. Es importante resaltar que los enfoques numéricos permiten calcular modelos lineales de sistemas

de gran tamaño de una manera más rápida, reduciendo el esfuerzo y el tiempo invertido. Además, es un enfoque general que puede abordar cualquier sistema que cuente con una representación de gran señal. Vale la pena resaltar que calcular tanto los modelos de espacio de estado o de impedancia (ya sea analíticamente o numéricamente), requieren que se conozca el modelo de gran señal, y si no se cuenta con el no se pueden aplicar estos enfoques.

Problemática

La incorporación masiva de DEP en los sistemas de potencia ha causado fenómenos oscilatorios con frecuencias más altas que las que han sido experimentadas en los sistemas con generadores síncronos. Esto se debe a interacciones entre convertidores y elementos pasivos de la red que provocan oscilaciones con poco amortiguamiento o inestables en rangos de frecuencia que típicamente no estaban consideradas dentro de los estudios de estabilidad clásicos. Sin embargo, los modelos para el análisis de pequeña señal que tradicionalmente se han utilizado en sistemas de potencia no pueden retener esta clase de dinámicas.

Justificación

La evaluación de la estabilidad de pequeña señal en sistemas con generación eólica y/o DEP ha utilizado los dominios del tiempo y la frecuencia, así como diferentes marcos de referencia para incorporar modelos más detallados en los estudios. Sin embargo, aún se requieren de enfoques más versátiles que permitan ampliar el ancho de banda de los modelos, de tal forma que el efecto de parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia, así como el efecto de los retrasos en los convertidores, se pueda evaluar de forma práctica y con gran exactitud en lo estudios de estabilidad, sin recurrir a aproximaciones racionales.

Hipótesis

Los retrasos y elementos con parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia se pueden incorporar eficientemente y con gran exactitud en los modelos de impedancia para el análisis de estabilidad armónica de sistemas eléctricos de potencia con dispositivos de electrónica de potencia controlados y plantas de generación eólica, evitando aproximaciones de parámetros concentrados o múltiples simulaciones en el dominio del tiempo. Además, es posible determinar con gran exactitud y eficiencia el estado estacionario de esta clase de sistemas de dimensión infinita.

Objetivos

Esta tesis tiene como objetivo primordial calcular las fronteras de resonancia y estabilidad de las soluciones de estado estacionario en una planta de generación eólica tipo 4, con la finalidad de determinar el efecto de las interacciones entre los controles del aerogenerador y otros elementos del sistema, incluyendo el efecto de banda ancha de los elementos con parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia. Para lograr esto, la tesis busca alcanzar los siguientes objetivos particulares:

- Realizar el estudio de estabilidad de pequeña señal utilizando enfoques en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia.
- Determinar un modelo de pequeña señal de un aerogenerador tipo 4 que incluya de manera detallada los sistemas eléctricos y mecánicos involucrados.

- Obtener el estado estacionario de sistemas con penetración de DEP, que incluyan sus controles y que incorporen el efecto de dinámicas no racionales vinculadas con las líneas de transmisión.

- Incluir en los modelos de pequeña señal, el efecto de parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia asociados a las líneas de transmisión, así como del retraso relacionado con el control de los convertidores sin emplear aproximaciones racionales.

- Determinar los parámetros eléctricos con mayor influencia en la estabilidad del sistema.

Organización de la tesis

En la Introducción se ha presentado una visión general del tema investigado, exponiendo las problemáticas de oscilaciones que manifestan las redes con inclusión de electrónica de potencia, y que se abordan desde un enfoque de pequeña señal; así como las herramientas de análisis de sistemas lineales más usadas. También se presentó la justificación y el objetivo de este trabajo de investigación.

El Capítulo 1 tiene el objetivo de presentar el modelado de distintos elementos y sistemas que son necesarios para realizar la descripción matemática de un generador eólico tipo 4, y con ello sensibilizar al lector sobre los elementos involucrados en el análisis de aerogeneradores. Se muestra el modelado en los marcos de las fases ABC y en el marco síncrono DQ; también se muestran validaciones usando diferentes simuladores profesionales.

El Capítulo 2 expone distintos métodos utilizados para realizar el estudio de estabilidad de pequeña señal usando enfoques basados en eigenvalores y en el método de la impedancia, se presentan dos propuestas numéricas que permiten obtener el modelo de impedancia basado en un método de diferencias finitas a partir del modelo de gran señal, donde el retraso puede ser incorporado de manera aproximada o exacta. Además, se presenta el análisis basado en eigenvalores y una propuesta para determinar modelos de espacio de estados en el dominio armónico extendido (EHD por sus siglas en inglés). El Capítulo 3 detalla una enfoque que es capaz de determinar los modelos de impedancias de sistemas con interacción de electrónica de potencia en lazo cerrado, el efecto del retraso del control de estos, así como elementos con parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia. Este método es una formulación híbrida (tiempo-frecuencia) que permite obtener el estado estacionario de manera iterativa. También se detalla un proceso para caracterizar el modelo de la línea de transmisión en DQ sin necesidad de utilizar simulaciones repetitivas en el dominio del tiempo, el uso de la transformada rápida de Fourier (FFT por sus siglas en inglés) ni ajustes racionales. En el Capítulo 4 se presenta un estudio de sensibilidad paramétrica realizado sobre un sistema con integración de energía eólica, mostrando el efecto en la estabilidad por medio del criterio de estabilidad de Nyquist generalizado, y se compara con el resultado de simulaciones en el tiempo usando simuladores profesionales. Finalmente se proporcionan las conclusiones de esta tesis, resaltando los trabajos que pueden abordarse como actividades futuras en otra investigación.

Publicaciones realizadas

Como resultado de este trabajo de investigación se publicaron los siguientes artículos en revistas indexadas:

- **J. Hernández-Ramírez**, J. Segundo, P. Gómez, M. Borghei and M. Ghassemi, *Statistical Switching Overvoltage Studies of Optimized Unconventional High Surge Impedance Loading Lines via Numerical Laplace Transform*, in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 36, no. 4, pp. 2145-2153, Aug. 2021.

- R. Moreno-Sánchez, C. A. Núñez-Gutiérrez, N. Visairo-Cruz, **J. Hernández-Ramírez** and J. Segundo-Ramírez, *Understanding the Origin of SSR in Series-Compensated DFIG-Based Wind Farms: Analysis Techniques and Tuning*, in IEEE Access, vol. 9, pp. 117660-117672, 2021.
- **Julio Hernández-Ramírez**, Juan Segundo, Fernando Martínez-Cárdenas and Pablo Gómez, *Linearization of Periodic Power Electronic-Based Power Systems for Small-Signal Analysis*, in International Journal of Electrical Power& Energy Systems 135 (February): 107503.
- J. Segundo-Ramírez, **J. Hernández-Ramírez**, N. Visairo-Cruz and C. A. N. Guitiérrez, *Finite-Difference-Impedance Method for Time-Delay Systems*, in IEEE Access, vol. 10, pp. 105758-105769, 2022.
- **Julio Hernandez-Ramirez**, Juan Segundo-Ramírez, Marta Molinas, *Comprehensive DQ Impedance Modeling of AC Power-Electronics Based Power Systems with Frequency-Dependent Transmission Lines*, Electric Power Systems Research, Volume 235, 2024.

Se publicaron los siguientes artículos de congreso internacional:

- **J. Hernández**, J. Segundo, P. Gomez, M. Borghei and M. Ghassemi, *Electromagnetic Transient Performance of Optimally Designed High Surge Impedance Loading Lines*, 2020 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM), Montreal, QC, Canada, 2020, pp. 1-5.
- **J. Hernández-Ramírez**, J. Segundo-Ramírez, *Modelado del Sistema de Transmisión de Corriente Directa en Alto Voltaje*, CIENERGÍA 2020.
- **J. Hernández-Ramírez**, J. Segundo-Ramírez, N. Visairo and C. Nuñez, *Application of the Impedance-Based Method in Power Electronics: A Step-by-Step Review*, 2021 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), Ixtapa, Mexico, 2021, pp. 1-6.
- **J. Hernández-Ramírez**, J. Segundo-Ramírez, N. Visairo and C. Nuñez, *Shooting-Method-Based Simulink Initialization*, 2022 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), Ixtapa, Mexico, 2022, pp. 1-4.
- **J. Hernández-Ramírez** and J. Segundo-Ramírez, *Small-Signal Models of Transmission Lines Oriented to the Impedance-Based Method*, 2022 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), Ixtapa, Mexico, 2022, pp. 1-6.
- **J. Hernández-Ramírez** and J. Segundo-Ramírez, *PLL-Based Resonance of a Type-4 Wind Generator in a Series-Compensated Transmission Line*, 2023 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), Ixtapa, Mexico, 2023.

Se escribieron tres capítulos de libros, uno publicado y dos aceptados:

- Oswaldo Isaac Cortes Robles, Emilio Barocio Espejo, Juan Segundo Ramírez, **Julio Cesar Hernández Ramírez**, *Chapter 2- Disturbance dataset development for machine-learning-based power quality monitoring in distributed generation systems: a practical guide*, Monitoring and Control of Electrical Power Systems Using Machine Learning Techniques, Elsevier, 2023, Pages 27-50 (Publicado).

- Juan Segundo, Aarón Esparza, **Julio Hernández**, Emanuel Rosas, Miguel Toro, Ulises Torres, *Hardware-In-The-Loop-Based Assessment of Special Protection Schemes for Reliability Enhancement*, Design for Reliability and Resilience of Power Systems, Elsevier, 2024 (Aceptado).
- Juan Segundo, Miguel Toro, Emanuel Rosas, Aarón Esparza, **Julio Hernández**, Ulises Torres, *Impact of Remedial Action Schemes on the Reliability and Integrity of Power Electrical Systems*, Design for Reliability and Resilience of Power Systems, Elsevier, 2024 (Aceptado).

Los siguientes artículos se encuentran en revisión en revistas indexadas:

- **Julio Hernández-Ramírez**, Juan Segundo-Ramírez, Nancy Visairo, Ciro Nuñez, *A Finite-Difference-Impedance Method for Harmonic Stability*, Transactions on Power Delivery.
- Roberto Moreno, Nancy Visairo-Cruz, Ciro Alberto Núñez Gutiérrez, **Julio Hernández Ramírez**, Juan Segundo-Ramírez, *Supplementary Loop in BESS Control Scheme for SSO Mitigation in DFIG-Based Wind Farms*, IEEE Latin America Transactions.

Capítulo 1. Modelado de sistemas de corriente alterna con integración de electrónica de potencia

El objetivo de este capítulo es presentar las descripciones matemáticas de distintos elementos que pueden formar parte de un sistema con aerogeneradores tipo 4 interconectados a la red. Es primordial el desarrollo de modelos de DEP en lazo cerrado, el modelo del generador síncrono de imanes permanes y el modelado de líneas de transmisión. Para validar los modelos presentados se utilizaron distintos programas profesionales como PSCAD/EMTDC, EMTP-RV o Simulink. Cada modelo se programó en scripts de Matlab, y posteriormente se resolvió numéricamente, lo cual permite evaluar su respuesta en el tiempo. Los parámetros de los sistemas se encuentran en los Anexos. Para mayor referencia, los scripts pueden ser consultados en Modelos de tesis. Las siguientes aclaraciones aplican para los sistemas de estudio (tanto de este, como de capítulos posteriores):

- Los modelos de los sistemas de estudio son tipo EMT y los modelos RMS no son considerados en esta tesis.
- El modelado de sistemas monofásicos no fue abordado en este trabajo.
- Solo se consideran sistemas trifásicos perfectamente balanceados.
- Cuando en un modelo se incorpora el efecto de la modulación de ancho de pulso, se utiliza la técnica de modulación sinusioidal (SPWM por sus siglas en inglés).
- A menos que se indique otra cosa, los sistemas se modelan en p.u. siguiendo las especificaciones mostradas en los Anexos.
- Los modelos de los CEP utilizados son VSC de dos niveles.
- Los modelos de los sistemas con DEP que se realizaron en el marco ABC consideran el efecto de la SPWM, y son sistemas periódicos variantes en el tiempo. Por otro lado, los modelos desarrollados en el marco DQ solo consideran un modelo a frecuencia fundamental, por lo cual en el marco DQ son sistemas invariantes en el tiempo.
- Los aerogeneradores se representan por medio de un modelo equivalente en lugar de varios aerogeneradores de menor potencia.
- El efecto del viento en las turbinas no se incorporó en los modelos de los aerogeneradores, pero su efecto se consideró por medio de un par constante aplicado en la flecha.
- No se discute con detenimiento la obtención de los modelos de los convertidores y/o controles, para una referencia más profunda se recomienda revisar [105], [106].

Los sistemas usados como casos de prueba con los siguientes:

- Un sistema de dos convertidores interconectados a la red.
- Un sistema de transmisión de alto voltaje en corriente directa basada en convertidores tipo fuente de voltaje (HVDC-VSC por sus siglas en ingles).
- Distintos arreglos de líneas de transmisión, considerando el efecto de banda ancha (parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia).
- Un aerogenerador tipo 4 interconectado a la red.
- Un aerogenerador tipo 4 interconectado a la red por medio de un sistema HVDC-VSC.

1.1. Microrred interconectada a la red

El sistema consiste de dos CEP que se conectan a un equivalente de red, ambos dispositivos operan con control de corriente en el marco sícrono dq (este marco está orientado con el punto de acoplamiento de cada VSC, ver el Anexo para mayor detalle de los marcos de referencia), y se sincronizan usando el control de seguimiento de fase. Se asume que los CEP son despachables de tal forma que el bus de CD, que proporciona la energía primaria, se representa por una fuente ideal de voltaje. En la Figura 1.1 muestra el sistema de potencia y los controles utilizados. Cada unidad ($x = 1, 2$) se modela por el siguiente conjunto de ecuaciones en el marco de fases ABC

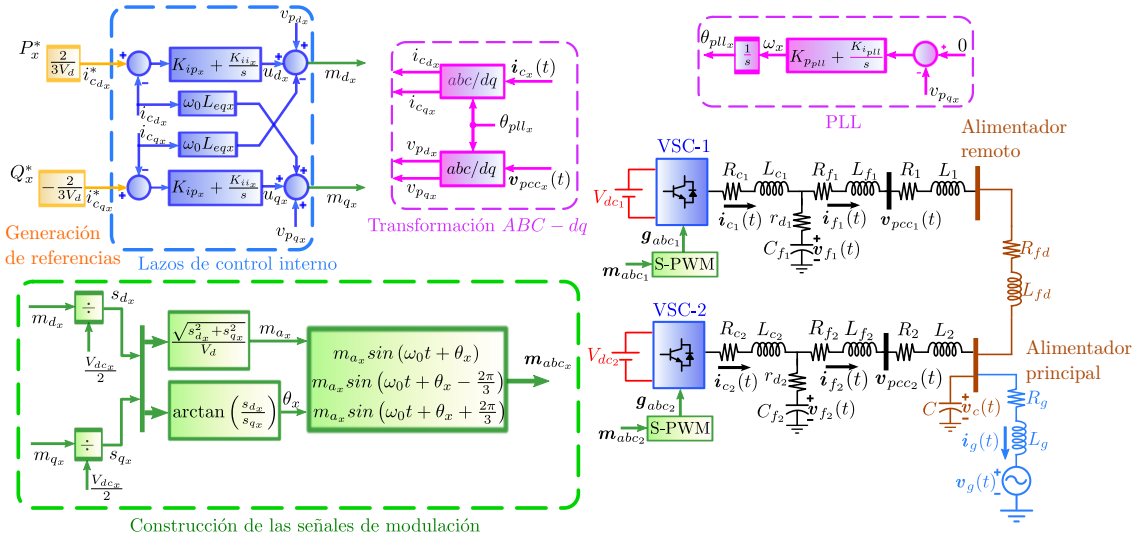


Figura 1.1. Sistema de prueba 1: microrred con generación basada en electrónica de potencia.

(este sistema no está en p.u.):

$$\begin{aligned}
\frac{d\,\boldsymbol{i}_{c_x}(t)}{dt} =& -\frac{R_{c_x}+r_{d_x}}{L_{c_x}}\boldsymbol{i}_{c_x}(t)+\frac{r_{d_x}}{L_{c_x}}\boldsymbol{i}_{f_x}(t)+\frac{V_{dc_x}}{L_{c_x}}\boldsymbol{g}_{ABC_x}-\frac{\boldsymbol{v}_{f_x}(t)}{L_{c_x}}\\
\frac{d\boldsymbol{v}_{f_x}(t)}{dt} =& \frac{\boldsymbol{i}_{c_x}(t)}{C_{f_x}}-\frac{\boldsymbol{i}_{f_x}(t)}{C_{f_x}}\\
\frac{d\boldsymbol{i}_{f_x}(t)}{dt} =& -\frac{r_{d_x}+R_{f_x}+R_x}{L_{f_x}+L_x}\boldsymbol{i}_{f_x}(t)+\frac{r_{d_x}}{L_{f_x}+L_x}\boldsymbol{i}_{c_x}(t)+\frac{\boldsymbol{v}_{f_x}(t)}{L_{f_x}+L_x}-\frac{\boldsymbol{v}_c(t)}{L_{f_x}+L_x}\\
\frac{dy_{pll_x}(t)}{dt} =& K_{i_{pll}}(0-v_{pq_x})\\
\frac{d\theta_{pll_x}(t)}{dt} =& \omega_x\\
\frac{dy_{d_x}(t)}{dt} =& K_{ii_x}\left(i^*_{c_{d_x}}-i_{c_{d_x}}(t)\right)\\
\frac{dy_{q_x}(t)}{dt} =& K_{ii_x}\left(i^*_{c_{q_x}}-i_{c_{q_x}}(t)\right)
\end{aligned} \tag{1.1}$$

Se considera que el VSC-2 se ubica remotamente con respecto a la red equivalente, y la interconexión se realiza por medio de un alimentador con impedancia $R_{fd}+j\omega_0 L_{fd}$, por lo cual la impedancia considerada en las ecuaciones para la variable $\boldsymbol{i}_{f_1}$ además de los términos $L_{f_1}+L_1$, y $R_{f_1}+R_1$ también tendrían que sumar L_{fd} y R_{fd}, respectivamente. Los valores de referencia para las corrientes se determinan calculando la cantidad de potencia activa y reactiva que se requiere inyectar por parte de cada convertidor:

$$\begin{aligned}
P^*_x &= \frac{3}{2}(v_{p_{d_x}}i_{c_{d_x}}+v_{p_{q_x}}i_{c_{q_x}}),\\
Q^*_x &= \frac{3}{2}(-v_{p_{d_x}}i_{c_{q_x}}+v_{p_{q_x}}i_{c_{d_x}}),
\end{aligned} \tag{1.2}$$

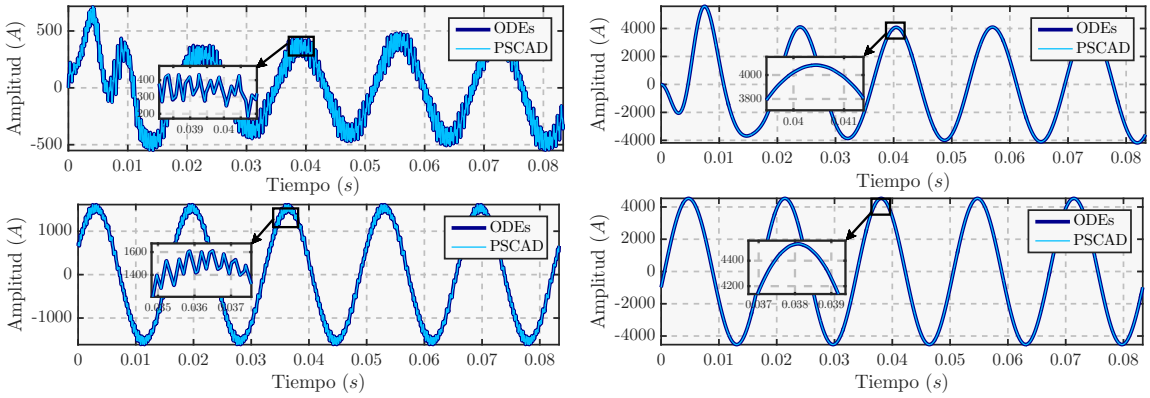
Puesto que el control de sincronización logra orientar el marco de refencia completamente con el voltaje del punto de acoplamiento común (PCC por sus siglas en inglés), el valor del componente q del voltaje es nulo. De esta forma la potencia activa solo se relaciona con la corriente d, y la reactiva con la componente q. La modulación de ancho de pulso está contenida en el término $\boldsymbol{g}_{ABC_x}$.

El equivalente de red eléctrica se modela por medio de la impedancia de corto circuito $R_g+j\omega L_g$, y un capacitor C se agrega en el alimentador principal para mejorar el perfil de tensión. Esto agrega las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
\frac{d\boldsymbol{v}_c(t)}{dt} &= \frac{1}{C}\boldsymbol{i}_{f_1}(t)+\frac{1}{C}\boldsymbol{i}_{f_2}(t)-\frac{1}{C}\boldsymbol{i}_g(t)\\
\frac{d\boldsymbol{i}_g(t)}{dt} &= \frac{1}{L_g}\boldsymbol{v}_c(t)-\frac{R_g}{L_g}\boldsymbol{i}_g(t)-\frac{1}{L_g}\boldsymbol{v}_g(t)
\end{aligned} \tag{1.3}$$

Este modelo se resuelve numéricamente usando condiciones iniciales nulas en todos los estados, y se verifica su desempeño usando PSCAD/EMTDC. Los resultados de algunas corrientes se muestran en la Figura 1.2.

Las formas de onda durante el transitorio se muestran en la parte superior, y las de estado estacionario en la parte inferior. Se aprecia que el comportamiento dinámico, en el transitorio y una vez que se extingue, es capturado correctamente por el modelo, ya que los dos resultados (ODEs, y PSCAD) se encuentran prácticamente traslapados. Por brevedad se omiten las respuestas de otras variables, pero también se observó que la respuesta dinámica coincide entre los dos enfoques.



(a) $i_{c_1}(t)$ (b) $i_g(t)$

Figura 1.2. Corriente de la fase A del VSC-1 (izquierda), corriente de la fase A de la red (derecha).

1.2. Sistema HVDC-VSC

La transmisión de energía por medio de este enfoque ha permitido flexibilizar y optimizar la operación del sistema eléctrico. Además, ha permitido adicionar grandes bloques de energía renovable. Entre las ventajas que ofrece esta clase de sistemas se puede mencionar la interconexión de redes asíncronas, el incremento de la capacidad de transferencia de potencia, el control de potencia activa, y reactiva de forma independiente, no modifica la capacidad de corto circuito y una respuesta dinámica más rápida [107]. El caso mostrado en la Figura 1.3 representa la interconexión de dos redes, una de ellas se conecta a la estación rectificadora enviando energía, de tal forma que la estación rectificadora realiza el control de la potencia activa y reactiva en el PCC. Por otro lado, el lado inversor se encarga de realizar el control del voltaje v_{dc_2}, y se controla la potencia reactiva a cero en el PCC. En cuanto al enlace de CD, se representa por medio de un modelo PI, de tal forma que los convertidores no se encuentran compartiendo el mismo bus de CD. Los controles se presentan en la Figura 1.4.

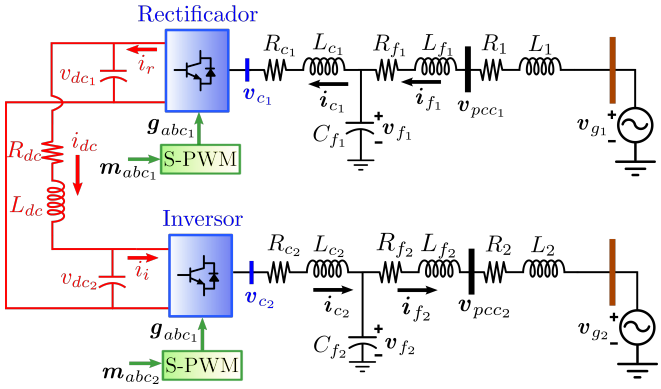


Figura 1.3. Sistema de prueba 2: interconexión de dos redes por medio de un sistema HVDC-VSC.

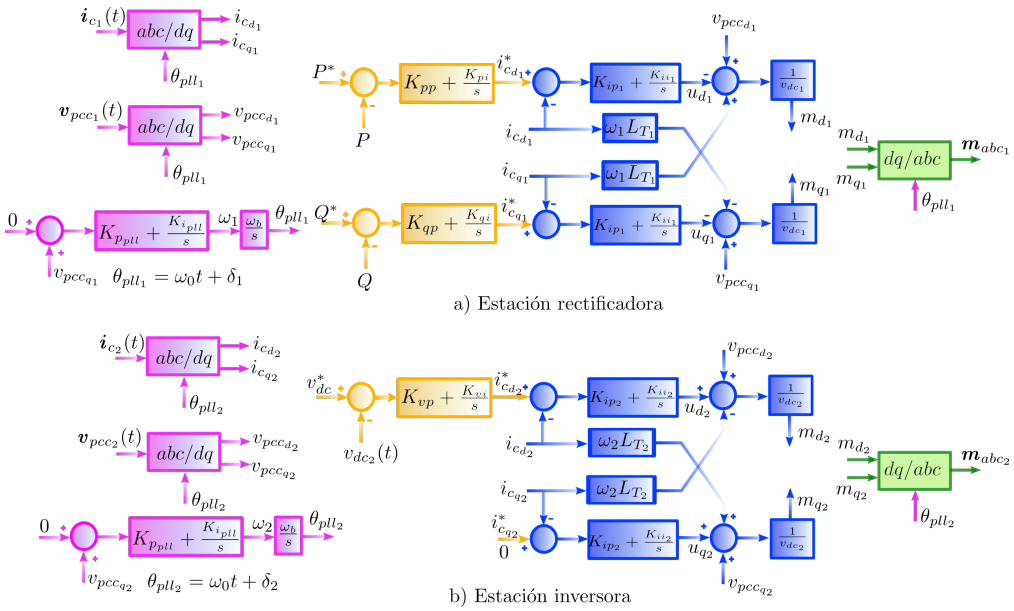


Figura 1.4. Controles de potencia, voltaje y sincronización para el sistema HVDC.

El modelo dinámico de este sistema en ABC está dado por las siguientes ecuaciones para el lado rectificador:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{f_1} \\ \boldsymbol{v}_{f_1} \\ \boldsymbol{i}_{c_1} \\ x_{pll_1} \\ \delta_1 \\ x_{d_1} \\ x_{q_1} \\ x_{P_1} \\ x_{Q_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega_b}{L_1+L_{f_1}}\left[\boldsymbol{v}_{g_1} - (R_1+R_{f_1})\,\boldsymbol{i}_{f_1} - \boldsymbol{v}_{f_1}\right] \\ \frac{\omega_b}{c_{f_1}}\left(\boldsymbol{i}_{f_1} - \boldsymbol{i}_{c_1}\right) \\ \frac{\omega_b}{L_{c_1}}\left(\boldsymbol{v}_{f_1} - R_{c_1}\boldsymbol{i}_{c_1} - \boldsymbol{v}_{c_1}\right) \\ K_{i_{pll}} v_{pcc_{q_1}} \\ \omega_b(\omega_1 - 1) \\ K_{ii_1}(i^*_{c_{d_1}} - i_{c_{d_1}}) \\ K_{ii_1}(i^*_{c_{q_1}} - i_{c_{q_1}}) \\ K_{pi}(P^* - P) \\ K_{qi}(Q^* - Q) \end{bmatrix} \tag{1.4}$$

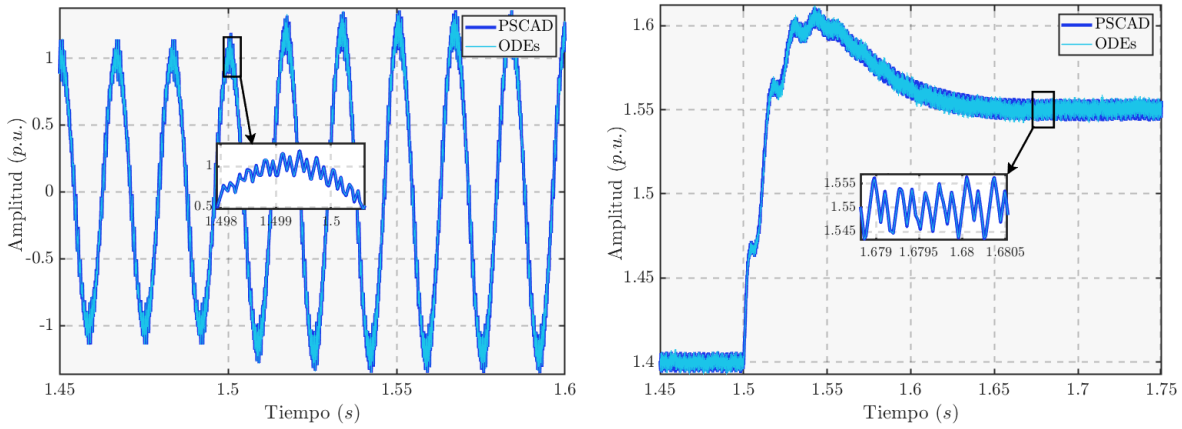
Donde las variables x_{pll_1}, x_{d_1}, x_{q_1}, x_{P_1}, x_{Q_1} son los términos integrales asociados a los controles proporcionales integrales del PLL, de los lazos internos de corriente y de los externos de potencia respectivamente. El lado inversor tiene un conjunto similar de ecuaciones:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{f_2} \\ \boldsymbol{v}_{f_2} \\ \boldsymbol{i}_{c_2} \\ x_{pll_2} \\ \delta_2 \\ x_{d_2} \\ x_{q_2} \\ x_{dc_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega_b}{L_2+L_{f_2}}\left[\boldsymbol{v}_{f_2} - (R_2+R_{f_2})\,\boldsymbol{i}_{f_2} - \boldsymbol{v}_{g_2}\right] \\ \frac{\omega_b}{c_{f_2}}\left(\boldsymbol{i}_{c_2} - \boldsymbol{i}_{f_2}\right) \\ \frac{\omega_b}{L_{c_2}}\left(\boldsymbol{v}_{c_2} - R_{c_2}\boldsymbol{i}_{c_2} - \boldsymbol{v}_{f_2}\right) \\ K_{i_{pll}} v_{pcc_{q_2}} \\ \omega_b(\omega_2 - 1) \\ K_{ii_2}(i^*_{c_{d_2}} - i_{c_{d_2}}) \\ K_{ii_2}(i^*_{c_{q_2}} - i_{c_{q_2}}) \\ K_{vi}(v^*_{dc} - v_{dc_2}) \end{bmatrix} \tag{1.5}$$

El enlace de CD está modelado por las siguientes tres ecuaciones:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} v_{dc_1} \\ i_{dc} \\ v_{dc_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega_b}{C_{dc}}(i_r - i_{dc}) \\ \frac{\omega_b}{L_{dc}}(v_{dc_1} - R_{dc}i_{dc} - v_{dc_2}) \\ \frac{\omega_b}{C_{dc}}(i_{dc} - i_i) \end{bmatrix} \tag{1.6}$$

El efecto del convertidor rectificador se manifiesta en la tensión $\boldsymbol{v}_{c_1}$, y de la corriente i_r, mientras que en el lado inversor se presenta en el voltaje $\boldsymbol{v}_{c_2}$, y la corriente i_i. Este sistema se integra numéricamente y se compara con simulaciones realizadas en PSCAD/EMTDC, las referencias de control son $P^* = 1.0$ p.u., $Q^* = 0.1$ p.u. y $v^*_{dc} = 1.4$ p.u., las condiciones iniciales del sistema son cero, excepto los voltajes en los capacitores del bus de CD, los cuales tienen un valor de 1 p.u. Para este caso de estudio, la estación rectificadora absorbe potencia reactiva, con la finalidad de contribuir a regular el voltaje en el PCC. Las formas de onda mostradas en la Figura 1.5 provienen de simular el sistema hasta alcanzar el estado estacionario, posteriormente se aplican cambios de referencia en la potencia activa (incremento del 15 %) y del voltaje v_{dc_2} (incremento de 1.4 a 1.55 p.u.).



(a) $\boldsymbol{i}_{c_1}(t)$ (b) $v_{dc_2}(t)$

Figura 1.5. Corriente de la fase A del rectificador (izquierda), voltaje en el bus de CD (derecha).

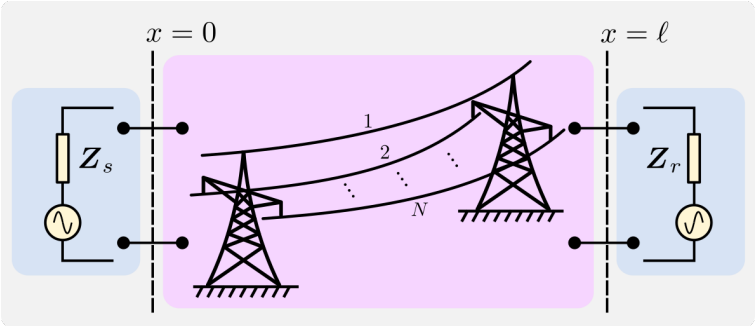
Los resultados del modelo de ODEs y de PSCAD se traslapan bastante bien, se aprecia que el modelo retiene el comportamiento en estado estacionario y en estado transitorio; no se muestran otras formas de onda por brevedad, pero también se observó que otras variables tenían el mismo comportamiento que las obtenidas con el simulador. Con esta simulación se valida el caso de prueba del HVDC-VSC.

1.3. Líneas de transmisión

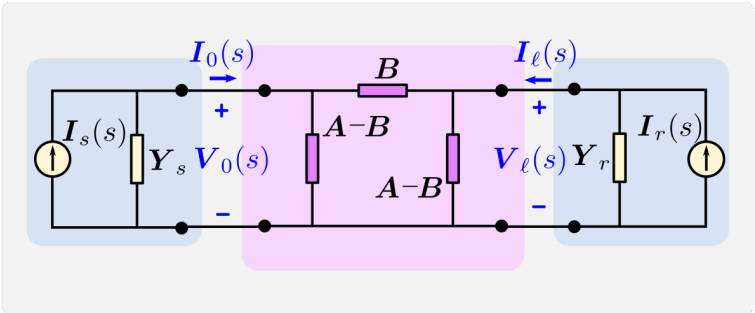
El estudio de las líneas de transmisión en los sistemas de potencia se puede realizar por medio de las ecuaciones del telegrafista [108] para líneas multiconductor como la mostrada en la Figura 1.6-(a), cuyas expresiones en el dominio de la frecuencia son:

$$\begin{aligned} \frac{d\boldsymbol{V}(s,x)}{dx} &= -\boldsymbol{Z}(s)\boldsymbol{I}(s,x) \\ \frac{d\boldsymbol{I}(s,x)}{dx} &= -\boldsymbol{Y}(s)\boldsymbol{V}(s,x) \end{aligned} \tag{1.7}$$

Las cuales pueden solucionarse aplicando las condiciones de frontera en los extremos emisor ($x = 0$) y en el



(a) Línea de transmisión con n conductores interconectando dos redes



(b) Representación circuital en el dominio de la frecuencia

Figura 1.6. Sistema de prueba 3: línea de transmisión multiconductora.

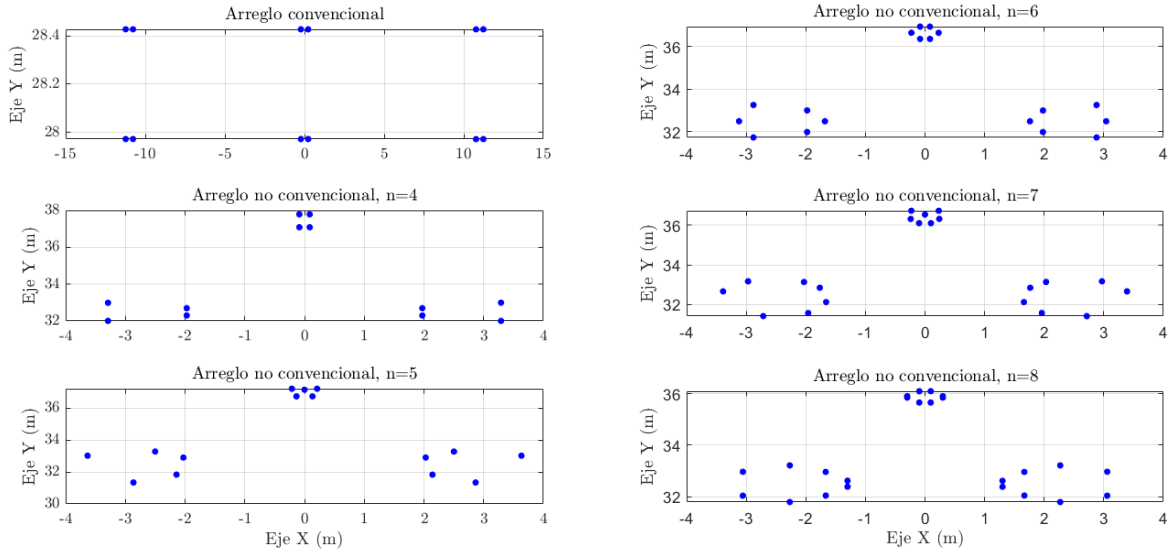
receptor ($x = \ell$):

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_s(s) \\ \boldsymbol{I}_r(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A} + \boldsymbol{Y}_s & -\boldsymbol{B} \\ -\boldsymbol{B} & \boldsymbol{A} + \boldsymbol{Y}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_0(s) \\ \boldsymbol{V}_\ell(s) \end{bmatrix} \tag{1.8}$$

Estas ecuaciones corresponden a una red con dos puertos como la mostrada en la Figura 1.6-(b). Las matrices tienen una naturaleza no racional: $\boldsymbol{A} = \boldsymbol{Y}_c \coth(\boldsymbol{\Psi}\ell)$, $\boldsymbol{B} = \boldsymbol{Y}_c \operatorname{csch}(\boldsymbol{\Psi}\ell)$. El argumento es la matriz de propagación $\boldsymbol{\Psi} = \sqrt{\boldsymbol{Z}(s)\boldsymbol{Y}(s)}$ y $\boldsymbol{Y}_c = \boldsymbol{Z}^{-1}(s)\boldsymbol{\Psi}$ denota la admitancia característica. Es importante mencionar que las matrices $\boldsymbol{Z}(s)$, $\boldsymbol{Y}(s)$ (de dimensión N), las cuales contienen los valores de impedancias y admitancias de la línea, se calculan en función del arreglo geométrico de los conductores en la línea de transmisión. A su vez, los parámetros eléctricos determinan una característica muy importante conocida como SIL (surge impedance loading por sus siglas en inglés) [109]; el SIL indica la potencia activa que entregaría una LT que alimenta una carga que tiene el valor de la impedancia característica de la línea, cuando se da esta condición, la línea no genera ni consume potencia reactiva. El SIL también sirve como una cantidad de referencia para evaluar la capacidad de transferencia de potencia de una línea [2]. Recientemente, se ha considerado el diseño de líneas de alto SIL (high SIL o HSIL) como una alternativa novedosa para incrementar las capacidades de transferencia de potencia en las redes eléctricas, junto con opciones como el uso de capacitores serie, y dispositivos FACTS, pero con menor costo y con los mismos derechos de vía. Estas líneas HSIL tienen la particularidad de emplear arreglos geométricos no convencionales, asimétricos [110], los cuales tienen patrones poligonales irregulares o regulares, como los que se muestran en la Figura 1.7. La Tabla 1.1 resume los valores de SIL de cada arreglo. Como un punto de comparación se observa que una línea HSIL con 4 conductores por fase logra incrementar 42.24 % la capacidad de transferencia con respecto a una línea con el mismo número de conductores, pero en arreglo convencional.

Tabla 1.1. SIL de líneas de transmisión con distintos arreglos geométricos [110]

Tipo de configuración	Diámetro del conductor	SIL (MW)
Convencional, $n = 4$	1.165 in	993.6
HSIL, $n = 4$	1.140 in	1413.25
HSIL, $n = 5$	1.036 in	1579.3
HSIL, $n = 6$	0.953 in	1630.9
HSIL, $n = 7$	0.858 in	1783.1
HSIL, $n = 8$	0.824 in	1843.9

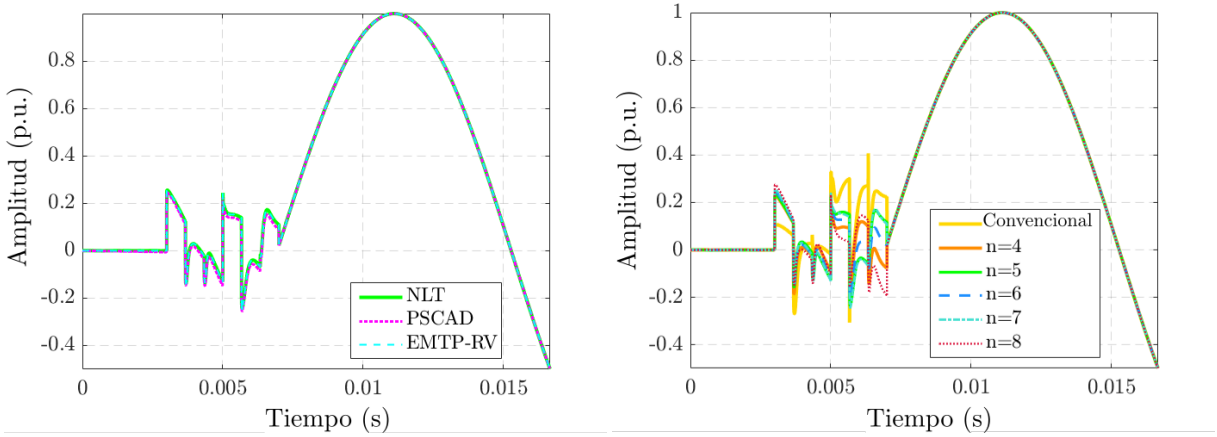


(a) Arreglos con 4 a 5 conductores por fase

(b) Arreglos con 6 a 8 conductores por fase

Figura 1.7. Comparación geométrica de líneas HSIL.

Al ser nuevos diseños de líneas, es muy importante estudiar su comportamiento ante eventos transitorios, con la finalidad de evaluar los sobrevoltajes que se pueden presentar ante maniobras de energización. Como ejemplo, se simuló una energización secuencial en una línea trifásica en vacío con $\ell = 100$ km, utilizando los distintos arreglos de la Figura 1.7. Las fases cierran respectivamente en 3 ms, 5 ms y 7 ms. La Figura 1.8-(a) muestra las formas de onda obtenidas al resolver (1.8) usando la transformada numérica de Laplace inversa (INLT por sus siglas en inglés), y se comparan contra PSCAD/EMTDC y EMTP-RV; los resultados de los tres enfoques se traslapan perfectamente, lo cual valida el modelo. Por otra parte, la Figura 1.8-(b) muestra los diferentes transitorios en las líneas HSIL. Inicialmente, al cerrar la fase A, las líneas HSIL inducen voltajes mayores que los de la línea convencional, esto se debe a la proximidad entre las fases. Posteriormente, a partir del cierre de la segunda fase, el arreglo convencional tiende a presentar voltajes mayores (0.4 p.u.) que los arreglos HSIL (0.25 p.u. para el arreglo con $n = 8$).



(a) Validación de arreglo HSIL con $n = 7$

(b) Comparación entre los arreglos HSIL y convencional

Figura 1.8. Voltaje de la fase C en el extremo emisor ante un evento de energización secuencial en una línea.

1.4. Aerogenerador tipo 4 interconectado a la red

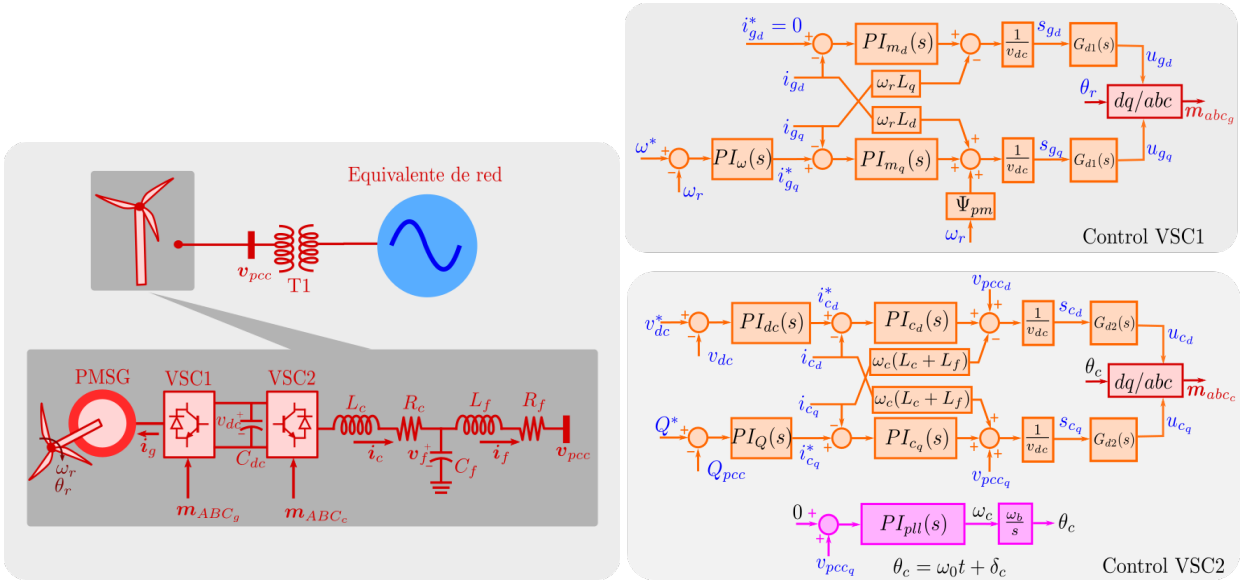
A diferencia de los sistemas antes presentados, un generador eólico (tipo 3 o 4) experimenta una variedad más amplia de dinámicas, no solo se presentan fenómenos electromagnéticos, también están presentes dinámicas electromecánicas; las cuales son más lentas. Esta mezcla de dinámicas hace retadora la simulación del sistema, ya que se deberían usar pasos de integración pequeños para capturar las dinámicas más rápidas, pero al mismo tiempo es necesario evaluar la respuesta por un lapso de tiempo largo, ya que los transitorios mecánicos pueden requerir varios segundos en extinguirse. El sistema de prueba mostrado en la Figura 1.9 representa una configuración típica que puede encontrarse en las granjas eólicas. El PMSG se integra a la red por medio de un convertidor Back-to-Back, donde el convertidor del lado del generador (VSC1) se encarga de regular la velocidad de la máquina. Mientras que el convertidor del lado de la red (VSC2) cumple la función de controlar el voltaje en el enlace de CD y la potencia reactiva. El sistema se interconecta por medio de un transformador (T1), modelado por medio de su reactancia de dispersión y su resistencia de pérdidas, a un equivalente de red, el cual puede ser desde una fuente ideal de voltaje, una línea representada con distintos modelos (corta, media, larga); o inclusive puede ser una topología de red más compleja.

Los controles mostrados en la Figura 1.9-(b) son controles proporcional integral, cuyas funciones de transferencia son de la siguiente forma:

$$PI_y(s) = \frac{k_{p_y} s + k_{i_y}}{s} \tag{1.9}$$

Donde el subíndice y identifica los distintos controles que se usan (de corriente, de voltaje, de potencia, el PLL, etc). En este modelo se considera el efecto del retraso debido a la implementación digital del control, y de la modulación de ancho de pulso, y se representa por medio de las funciones de transferencia $G_{d1}(s)$ o $G_{d2}(s)$. Para poder obtener el conjunto de ODEs de este sistema, el retraso debería ser aproximado de forma racional; en este caso, se utiliza una aproximación de Padé de segundo orden la cual tiene la siguiente función de transferencia [59]:

$$G_{d1}(s) = e^{-T_{d1}s} \approx \frac{\frac{T_{d1}^2}{12}s^2 - \frac{T_{d1}}{6}s + 1}{\frac{T_{d1}^2}{12}s^2 + \frac{T_{d1}}{6}s + 1} \tag{1.10}$$



(a) Diagrama del arreglo del aerogenerador y convertidores (b) Control de los convertidores VSC1 y VSC2

Figura 1.9. Sistema de prueba 4: generador eólico tipo 4 interconectado a la red.

El modelo dinámico del sistema en el marco síncrono DQ es el siguiente:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{g_{dq}} \\ \omega_r \\ x_{g_d} \\ x_{g_q} \\ x_\omega \\ \boldsymbol{i}_{c_{DQ}} \\ \boldsymbol{v}_{f_{DQ}} \\ v_{dc} \\ \delta_w \\ x_{pll} \\ x_{c_D} \\ x_{c_Q} \\ x_{dc} \\ x_Q \\ \boldsymbol{x}_{d1_d} \\ \boldsymbol{x}_{d1_q} \\ \boldsymbol{x}_{d2_d} \\ \boldsymbol{x}_{d2_q} \\ \boldsymbol{i}_{f_{DQ}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{L}_g^{-1}(v_{dc}\boldsymbol{u}_{g_{dq}} - R_s\boldsymbol{i}_{g_{dq}} - \omega_r\boldsymbol{P}\boldsymbol{\phi}_{g_{dq}}) \\ 1/J(\tau_e - \tau_m - B\omega_r) \\ k_{i_{m_d}}(i^*_{g_d} - i_{g_d}) \\ k_{i_{m_q}}(i^*_{g_q} - i_{g_q}) \\ k_{i_\omega}(\omega^* - \omega_r) \\ \omega_b/L_c(v_{dc}\boldsymbol{u}_{c_{DQ}} - R_c\boldsymbol{i}_{c_{DQ}} - \hat{\omega}_0 L_c\boldsymbol{P}\boldsymbol{i}_{c_{DQ}} - \boldsymbol{v}_{f_{DQ}}) \\ \omega_b/C_f(\boldsymbol{i}_{c_{DQ}} - \boldsymbol{i}_{f_{DQ}} - \hat{\omega}_0 C_f\boldsymbol{P}\boldsymbol{v}_{f_{DQ}}) \\ \omega_b/C_{dc}(-\boldsymbol{u}^T_{g_{dq}}\boldsymbol{i}_{g_{dq}} - \boldsymbol{u}^T_{c_{DQ}}\boldsymbol{i}_{c_{DQ}}) \\ \omega_b(\omega_c - \hat{\omega}_0) \\ k_{i_{pll}}v_{pcc_q} \\ k_{i_{c_d}}(i^*_{c_d} - i_{c_d}) \\ k_{i_{c_q}}(i^*_{c_q} - i_{c_q}) \\ k_{i_{dc}}(v^*_{dc} - v_{dc}) \\ k_{i_Q}(Q^* - Q_{pcc}) \\ \boldsymbol{A}_{d1}\boldsymbol{x}_{d1_d} + \boldsymbol{B}_{d1}s_{g_d} \\ \boldsymbol{A}_{d1}\boldsymbol{x}_{d1_q} + \boldsymbol{B}_{d1}s_{g_q} \\ \boldsymbol{A}_{d2}\boldsymbol{x}_{d2_d} + \boldsymbol{B}_{d2}s_{c_d} \\ \boldsymbol{A}_{d2}\boldsymbol{x}_{d2_q} + \boldsymbol{B}_{d2}s_{c_q} \\ \omega_b/L_f(\boldsymbol{v}_{f_{DQ}} - R_f\boldsymbol{i}_{f_{DQ}} - \hat{\omega}_0 L_f\boldsymbol{P}\boldsymbol{i}_{f_{DQ}} - \boldsymbol{v}_{pcc_{DQ}}) \end{bmatrix} \tag{1.11}$$

Las primeras 6 ecuaciones se relacionan con el modelo del PMSG, y el control que se usa para regular las corrientes del estator y la velocidad del rotor. La parte eléctrica del generador está modelada por dos ecuaciones,

donde $\boldsymbol{L}_g$ es una matriz con las inductancias del estator:

$$\boldsymbol{L}_g = \frac{1}{\omega_{b_g}} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \tag{1.12}$$

Donde ω_{b_g} es la frecuencia base del PMSG, la matriz $\boldsymbol{P}$es una matriz antisimétrica que modela el acoplamiento cruzado entre los componentes d y q; $\boldsymbol{\phi}_{g_{dq}}$ es el flujo magnético del estator causado por las corrientes:

$$\boldsymbol{\phi}_{g_{dq}} = \begin{bmatrix} L_d i_{g_d} + \Psi_{pm} \\ L_q i_{g_q} \end{bmatrix} \tag{1.13}$$

La parte mecánica es una ecuación que modela una masa rotatoria con inercia J (es un equivalente que considera el efecto del generador, la flecha y la turbina eólica) y el factor de amortiguamiento B. Es importante mencionar que, considerar los efectos del viento (debido a su naturaleza estocástica y/o aleatoria) [111] no permitiría encontrar un estado estacionario invariante o periódico, pues siempre se tendrían variaciones en la condición operativa; tener en cuenta estos efectos se encuentra fuera del alcance de los modelos de pequeña señal. Sin embargo, ya que el objetivo de esta tesis es evaluar la estabilidad en torno a condiciones operativas estacionarias, una representación del viento como un valor promedio es una opción para representar el estado estacionario, así que el viento solo es el par τ_m en el modelo.

Posteriormente se tienen los tres términos integrales relacionados con los controles (x_{g_d}, x_{g_q} y x_ω); después se tienen las ecuaciones del inductor y el capacitor del lado de la red, la ecuación del capacitor del enlace de CD, y las ecuaciones asociadas a los términos integrales de los controles de sincronización, corriente, voltaje y potencia reactiva. El retraso introduce dos estados más en cada componente del control, el cual se representa por medio de la realización de (1.10), usando las matrices $\boldsymbol{A}_{d1}$, $\boldsymbol{B}_{d1}$, $\boldsymbol{A}_{d2}$ y $\boldsymbol{B}_{d2}$, y los estados $\boldsymbol{x}_{d1_d}$, $\boldsymbol{x}_{d1_q}$, $\boldsymbol{x}_{d2_d}$ y $\boldsymbol{x}_{d2_q}$.

El PCC está representado por el voltaje $\boldsymbol{v}_{pcc_{DQ}}$ el cual no es una variable de estado, pero se determina en función de los parámetros del modelo del T1 y del equivalente de red. Para este sistema de prueba se utilizan dos representaciones: modelo de línea corta y línea PI en cascada, ambas con parámetros concentrados, como se muestra en la Figura 1.10. El modelo de línea corta solo agrega dos ecuaciones:

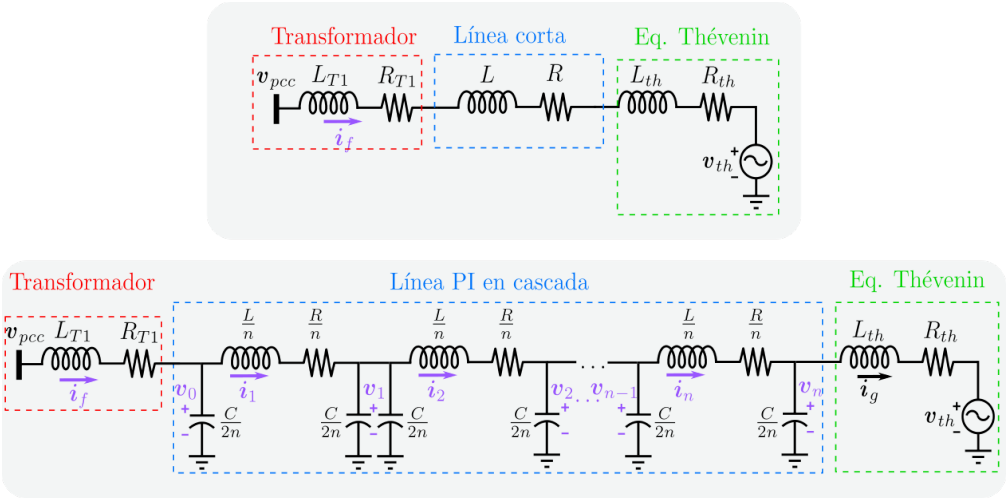


Figura 1.10. Modelo equivalente de red usando línea corta y línea media.

$$\boldsymbol{v}_{pcc_{DQ}} = \frac{L_{eq}}{\omega_b} \frac{d\boldsymbol{i}_{f_{DQ}}}{dt} + \hat{\omega}_0 L_{eq} \boldsymbol{P} \boldsymbol{i}_{f_{DQ}} + R_{eq} \boldsymbol{i}_{f_{DQ}} + \boldsymbol{v}_{th_{DQ}} \tag{1.14}$$

Donde $L_{eq} = L_{T1} + L + L_{th}$ y $R_{eq} = R_{T1} + R + R_{th}$; los parámetros del transformador se identifican con el subíndice $T1$, los de la línea no tienen subíndices, y los de la red equivalente con th. Es importante mencionar que al usar este equivalente, no se incrementa el número de ecuaciones en (1.11), ya que las inductancias quedan en serie. Por otro lado, el modelo PI considera que puede tener n bloques en cascada, esto introduce $2 \times (2n+1)$ ecuaciones. Para el k-ésimo (con $k = 1, 2, \ldots, n$) bloque PI se tienen las ecuaciones:

$$\frac{d\boldsymbol{i}_{k_{DQ}}}{dt} = \frac{n\omega_b}{L}\left(\boldsymbol{v}_{k-1_{DQ}} - \frac{R}{n}\boldsymbol{i}_{k_{DQ}} - \hat{\omega}_0\frac{L}{n}\boldsymbol{P}\boldsymbol{i}_{k_{DQ}} - \boldsymbol{v}_{k_{DQ}}\right) \tag{1.15}$$

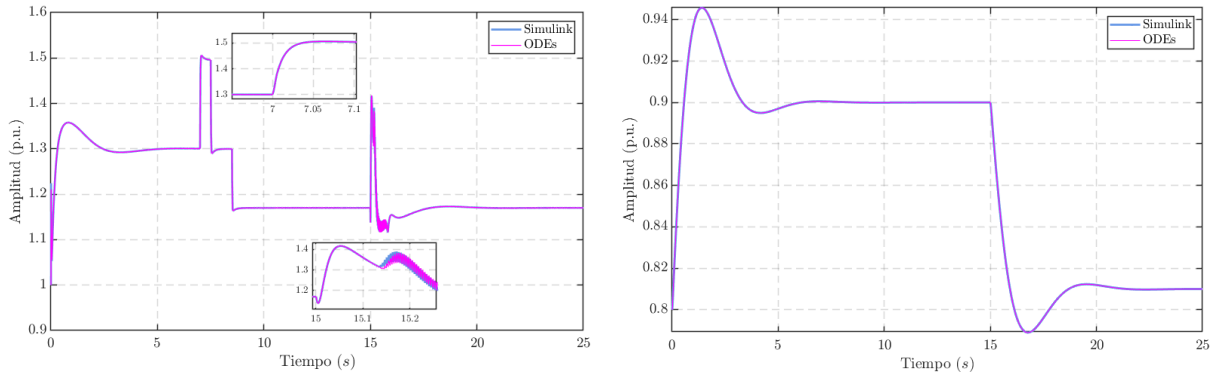
Las ecuaciones del capacitor en derivación (para $k = 1, 2, \ldots, n-1$) son:

$$\frac{d\boldsymbol{v}_{k_{DQ}}}{dt} = \frac{n\omega_b}{C}\left(\boldsymbol{i}_{k_{DQ}} - \hat{\omega}_0\frac{C}{n}\boldsymbol{P}\boldsymbol{v}_{k_{DQ}} - \boldsymbol{i}_{k+1_{DQ}}\right) \tag{1.16}$$

Mientras que los voltajes $\boldsymbol{v}_0$ y $\boldsymbol{v}_n$ tienen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}\frac{d\boldsymbol{v}_{0_{DQ}}}{dt} &= \frac{2n\omega_b}{C}\left(\boldsymbol{i}_{f_{DQ}} - \hat{\omega}_0\frac{C}{n}\boldsymbol{P}\boldsymbol{v}_{0_{DQ}} - \boldsymbol{i}_{1_{DQ}}\right)\\ \frac{d\boldsymbol{v}_{n_{DQ}}}{dt} &= \frac{2n\omega_b}{C}\left(\boldsymbol{i}_{n_{DQ}} - \hat{\omega}_0\frac{C}{n}\boldsymbol{P}\boldsymbol{v}_{n_{DQ}} - \boldsymbol{i}_{g_{DQ}}\right)\end{aligned} \tag{1.17}$$

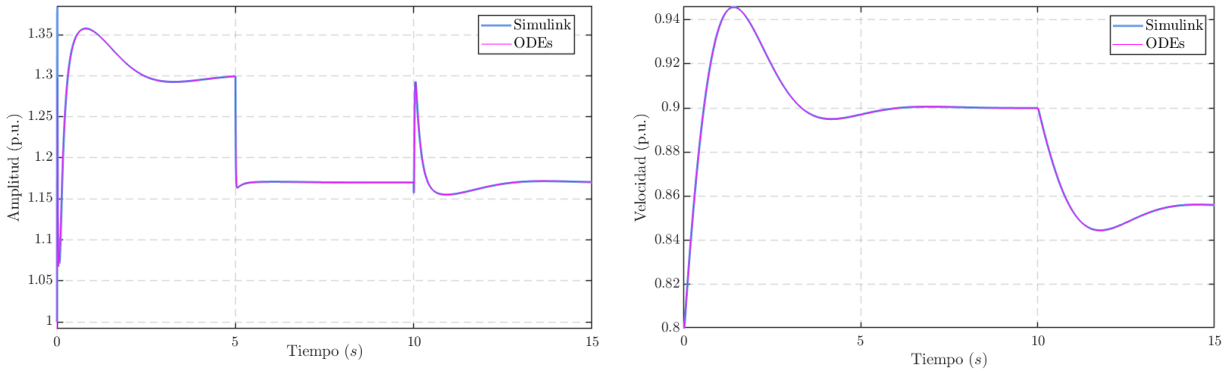
Además, hay que considerar las 2 ecuaciones del transformador y las 2 que modelan el equivalente de Thévenin. En la Figura 1.11 se muestra la respuesta del sistema usando el modelo de línea corta, considerando una línea de 60 km. Las condiciones inciales del sistema son cero, con excepción en el voltaje del enlace de CD, el cual es 1 p.u., y la velocidad del PMSG que es 0.8 p.u. La dinámica del voltaje en el enlace de CD experimenta el transitorio de energización, y posteriormente se realizan cambios en la referencia, primero incrementándolo 15 % durante 0.5 s, después disminuye 15 % (regresando a su valor de referencia original) y al final se vuelve a disminuir 10 %. Se aprecia que la respuesta del voltaje es muy rápida, ya que le toma solo unas décimas de segundo para llegar a sus referencias. En cambio, la velocidad tarda varios segundos en llegar a su valor de referencia, y también se observa que este cambio en la velocidad se propaga e impacta en el bus de CD, ya que se experimenta un transitorio. Sin embargo, el control en el VSC2 es capaz de mantenerlo regulado.



(a) Respuesta del voltaje v_{dc} (b) Respuesta de la velocidad ω_r

Figura 1.11. Respuesta del sistema de prueba 4 ante cambios en las referencias de control (modelo de línea corta).

La evaluación de la respuesta dinámica del sistema pero interconectado por medio de una línea media con 5 bloques PI en cascada se muestran en la Figura 1.12, la cual es similar al caso anterior.



(a) Respuesta del voltaje v_{dc}

(b) Respuesta de la velocidad ω_r

Figura 1.12. Respuesta del sistema de prueba 4 ante cambios en las referencias de control (modelo de línea media).

1.5. Aerogenerador tipo 4 interconectado por medio de un sistema HVDC-VSC

La transmisión HVDC es una forma de incorporar la energía proveniente de granjas *offshore* ubicadas decenas de km mar adentro, esto ha permitido explotar el potencial del viento en estas zonas. Sin embargo, representa un gran reto, ya que es necesario realizar la coordinación y el control de diferentes DEP para que permitan administrar la energía capturada del viento, y posteriormente integrarla a la red eléctrica. La Figura 1.13 ilustra una configuración en la cual, el potencial capturado por una granja (modelada por un PMSG equivalente) se regula por el par de convertidores $C1$, $C2$. Después se transmite hasta la estación rectificadora ($C3$) del HVDC-VSC y se envía por el bus de CD. Posteriormente, la estación inversora ($C4$) realiza la inyección de la potencia en la red eléctrica, a traves del punto de acoplamiento (PCC) cuyo voltaje es $\boldsymbol{v}_{pcc_i}$.

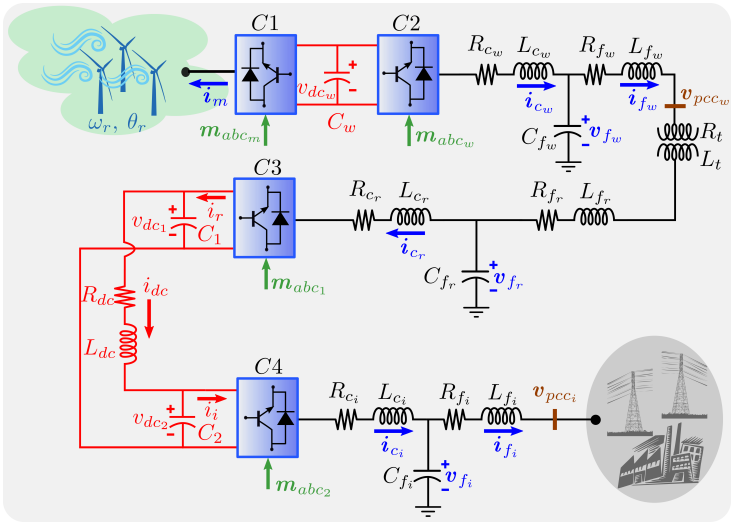


Figura 1.13. Sistema de prueba 5: generador eólico tipo 4 interconectado por un sistema HVDC-VSC.

El sistema de control para cada convertidor se indica en la Figura 1.14, el cual es similar al presentado en los sistemas de prueba 2 y 4, cambiando los objetivos de control de HVDC-VSC: control del voltaje $\boldsymbol{v}_{f_r}$ y del bus de

CD, v_{dc_2}.

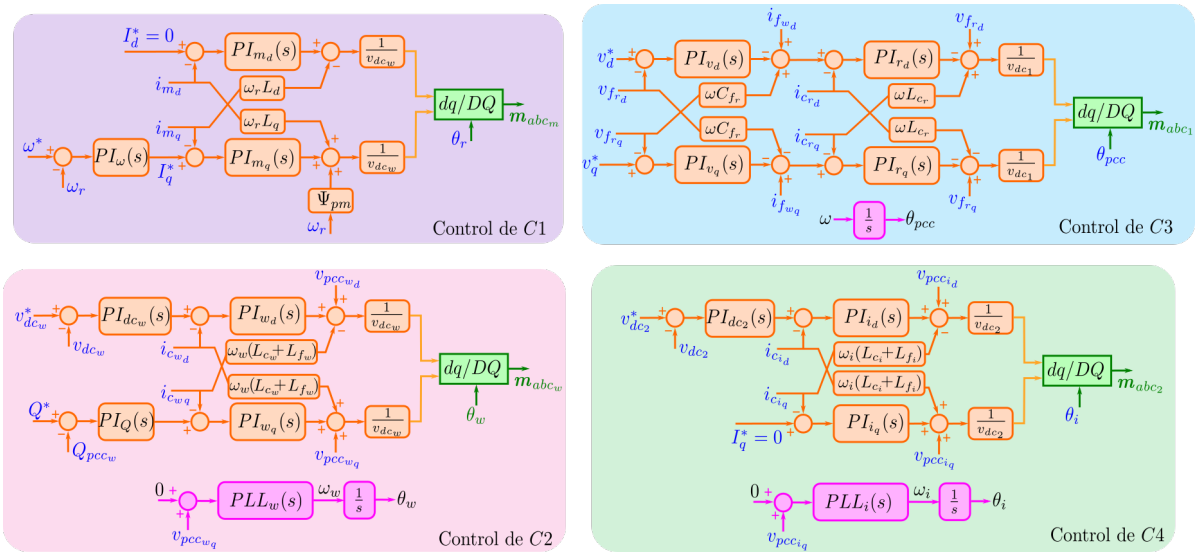
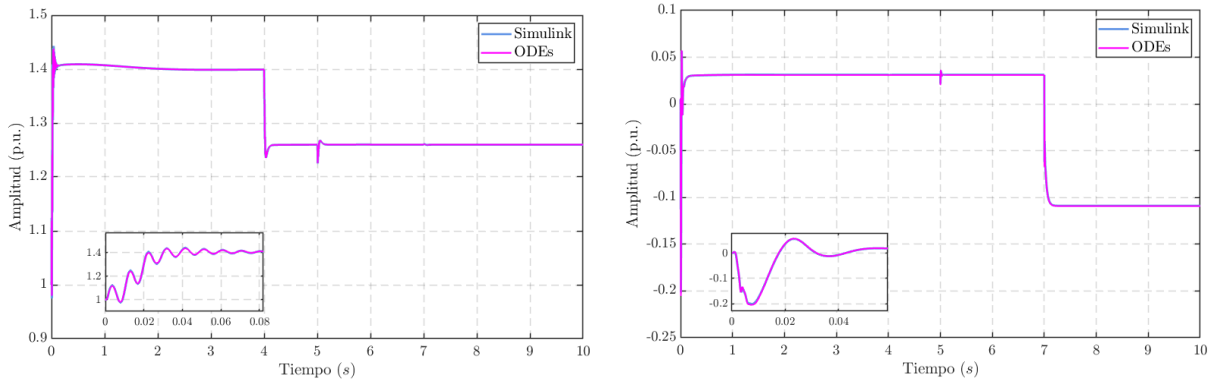


Figura 1.14. Controles utilizados en los cuatro convertidores del sistema de prueba 5.

La validación del modelo a frecuencia fundamental en el marco síncrono DQ se realiza comparando los resultados obtenidos en Simulink. Se simula la energización del sistema y se realiza un cambio en las referencia de algunos controles: en $t = 4$ s se reduce la referencia del control de voltaje de CD en el convertidor $C4$ un 10 % de su valor inicial, en $t = 5$ s se incrementa la referencia del voltaje v_{dc_w} en el convertidor $C2$ aumentándola 10 % de su valor inicial. En $t = 7$ s se incrementa la potencia reactiva controlada por el convertidor $C2$ de 0 a 0.15 p.u.



(a) Respuesta del voltaje v_{dc_2}

(b) Respuesta de la corriente $i_{c_{w_q}}$

Figura 1.15. Respuesta del sistema de prueba 5 ante cambios en las referencias de control.

La Figura 1.15 muestra la respuesta del voltaje v_{dc_2} y de la componente q de la corriente i_{c_w}. Se aprecia que los resultados entre el modelo y la implementación en Simulink están prácticamente sobrepuestos, por lo cual el modelo es capaz de retener el comportamiento del sistema en estado dinámico y estacionario. Los transitorios son suaves y rápidos; además se nota que el sistema mantiene un acoplamiento entre las variables de estado pues

el cambio de referencias se manifiesta en otras variables como pequeñas oscilaciones, lo cual es más notorio en el instante $t = 5$ s.

1.6. Discusión

El modelado de DEP es vital para realizar la evaluación dinámica de la respuesta, así como para el diseño de los controles en distintos sistemas que hoy en día son relevantes debido a la incorporación de energías renovables. El bloque fundamental en estos sistemas lo constituye el VSC el cual puede controlarse para regular distintas variables como son voltajes, corrientes, potencias o velocidad, entre otros. Este elemento brinda gran flexibilidad y controlabilidad a los sistemas de generación eólicos, y a las redes eléctricas en general. Se observó que sus modelos son representados por sistemas dinámicos no lineales de alto orden, que involucran un amplio espectro de dinámicas y son de gran dimensión.

Por otro lado, se introdujeron las representaciones matemáticas del retraso en los convetidores, y de la línea de transmisión. Se observó que sus modelos son de naturaleza no racional, y esto implica modelos de orden inifinito, los cuales son difíciles de representar en el dominio del tiempo, salvo que se utilicen aproximaciones racionales o modelos de parámetros agrupados; sin embargo, en el dominio de la frecuencia se pueden incorporar de manera exacta. Además, este capítulo mostró la validación de diferentes sistemas de prueba utilizando programas de simulación profesional, donde se observó que las respuestas provenientes de los modelos y de simulación prácticamente se encontraban sobrepuestas. Con estas actividades se validó que los modelos implementados en los diferentes simuladores tipo EMT son semejantes (o iguales) entre si, pero en ocasiones cambian los nombres de los parámetros con los que se identifican las variables en cada software.

Capítulo 2. Estabilidad de pequeña señal en los dominios del tiempo y la frecuencia

El análisis de estabilidad en sistemas eléctricos de potencia con generación renovable y/o recursos basados en inversores se basa en modelos lineales, los cuales pueden ser modelos de impedancia o de espacio de estado. Sin embargo, existen dificultades relacionadas con el cálculo de los modelos de pequeña señal debido a la complejidad de los modelos no lineales, a la dimensión de los mismos, a la confidencialidad de los modelos, y a las no racionalidades asociadas a algunas características (por ejemplo, los retrasos). Estas cuestiones limitan la aplicación de enfoques analíticos para calcular los modelos lineales, ya que es un proceso que demanda mucho tiempo y es impráctico en sistemas a gran escala, inclusive si se utilizan herramientas de cálculo simbólico.

Por otro lado, el método de perturbación se ha presentado como una alternativa que puede aplicarse en sistemas grandes, pero también es una alternativa lenta, y que puede tener errores de aproximación al identificar el modelo de impedancia. En este capítulo presentan tres propuestas para determinar representaciones de pequeña señal, las cuales son opciones que demandan menos tiempo y tienen menores errores numéricos: un enfoque orientado al espacio de estado en el EHD, y dos métodos para calcular modelos de impedancia en el marco síncrono DQ. Estas propuestas se basan en un enfoque de diferenciación numérica [112], y el modelo de gran señal. Se muestra el estudio de estabilidad utilizando algunos casos de estudio, que permiten ejemplificar el uso de las herramientas del SMA y del IBSC.

2.1. Estudio de estabilidad por medio de espacio de estado

2.1.1. Sistemas invariantes en el tiempo

De acuerdo con la teoría de sistemas dinámicos, en los puntos de equilibrio hiperbólicos ($\boldsymbol{x}_0 \in \mathbb{R}^n$) de un sistema dinámico invariante de la forma [98]:

$$\frac{d\boldsymbol{x}}{dt} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{u}) \tag{2.1}$$

Con estado $\boldsymbol{x}$, y entradas de control $\boldsymbol{u} \in \mathbb{R}^m$, el comportamiento dinámico puede ser aproximado por el modelo lineal:

$$\frac{d\Delta\boldsymbol{x}}{dt} = \left(\frac{\partial \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{u})}{\partial \boldsymbol{x}} \bigg|_{\boldsymbol{x}_0, \boldsymbol{u}_0} \right) \Delta\boldsymbol{x} + \left(\frac{\partial \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{u})}{\partial \boldsymbol{u}} \bigg|_{\boldsymbol{x}_0, \boldsymbol{u}_0} \right) \Delta\boldsymbol{u} = \boldsymbol{A}\Delta\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\Delta\boldsymbol{u} \tag{2.2}$$

Se asume que la dinámica de las variables se puede expresar de la siguiente forma $\boldsymbol{x} = \boldsymbol{x}_0 + \Delta\boldsymbol{x}, \boldsymbol{u} = \boldsymbol{u}_0 + \Delta\boldsymbol{u}$, donde $\Delta\boldsymbol{x}$, $\Delta\boldsymbol{u}$, representan los componentes de primer orden. Puesto que el sistema es invariante en el tiempo, su punto de equilibrio corresponde a un cero del campo vectorial no lineal $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{u})$; entonces es posible emplear un algoritmo numérico para encontrar la solución del conjunto de ecuaciones no lineales [113]. Vale la pena mencionar, que al utilizar el método de Newton-Raphson, como subproducto en cada iteración se calcula el jacobiano del sistema, y de esta forma se conoce la matriz $\boldsymbol{A}$, lo cual evita llevar a cabo el cálculo y evaluación

analítica de las derivadas parciales que aparecen en (2.2). Numéricamente, el jacobiano se determina columna a columna por medio de una aproximación como diferenciación hacia adelante, atras o central [112]. Siendo el enfoque de diferenciación hacía adelante comúnmente utilizado; por ejemplo, para la matriz $\boldsymbol{A}$:

$$\boldsymbol{A}^i = \frac{\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_0 + \epsilon \boldsymbol{I}_n^i, \boldsymbol{u}_0) - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_0, \boldsymbol{u}_0)}{\epsilon} \tag{2.3}$$

Donde $\boldsymbol{A}^i$ es la i-ésima columna de la matriz, $\boldsymbol{I}_n^i$ también es la i-ésima columna de una matriz identidad de dimensión n, y ϵ es un parámetro de perturbación con un valor muy pequeño (que puede ser del orden de 10^{-6} o menor). Este enfoque no requiere llevar a cabo simulaciones en el dominio del tiempo, y además puede abordar sistemas de gran tamaño de manera sencilla y rápida. Sin embargo, se requiere conocer un buen estimado de la condición inicial para poder determinar los ceros del campo vectorial.

2.1.2. Sistemas variantes en el tiempo

Si los sistemas de estudio son modelados en el marco síncrono DQ usando representaciones a frecuencia fundamental, entonces el enfoque antes descrito es adecuado para el análisis. Pero en casos donde sea de interés mantener el comportamiento periódico del sistema (como por ejemplo, al evaluar el efecto de la conmutación en la dinámica del sistema, para retener el efecto cruzado de los armónicos o debido a que los modelos de algunos elementos son mejor descritos en el marco de las fases) el método anterior tiene limitaciones, y no puede ser aplicado directamente. El hecho de tener un sistema periódico y no lineal:

$$\frac{d\boldsymbol{x}(t)}{dt} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}(t), \boldsymbol{u}(t), t), \;\; \boldsymbol{x}(t+T) = \boldsymbol{x}(t) \tag{2.4}$$

Implica mayor dificultad, pues el cálculo del estado estacionario no puede obtenerse simplemente anulando el campo vectorial. No se tiene un punto invariante en estado estacionario, sino órbitas periódicas que correspondienten a un ciclo límite; por otro lado, al calcular el jacobiano este tiene que ser evaluado a lo largo de este ciclo límite. Aún cuando se pueda obtener un sistema linealizado, este es periódico y el estudio de estabilidad no se puede desarrollar directamente usando el concepto de eigenvalores [114].

Cambio de dominio a un marco invariante

Con la finalidad de realizar el estudio de la estabilidad en sistemas como (2.4) sin la necesidad de recurrir a la teoría de sistemas periódicos, se puede utilizar un marco de trabajo como el espacio de estado armónico o el dominio armónico extendido [115], que permiten transformar sistemas dinámicos lineales periódicos en invariantes. Su principio se fundamenta en que una señal puede aproximarse con gran exactitud usando una cantidad arbitraria de componentes armónicos usando su serie de Fourier. De esta forma, un sistema dinámico de interés que es lineal y periódico (sin perder generalidad, se asume escalar):

$$\dot{x}(t) = a(t)x(t) + b(t)u(t). \tag{2.5}$$

Donde $a(t), b(t)$ and $u(t)$ tienen una frecuencia ω_0, y cada una de estas señales se aproxima por h componentes armónicos en su serie de Fourier compleja. Entonces (2.5) se puede describir utilizando solo los componentes armónicos de cada señal, por medio de un modelo invariante [116]:

$$\dot{\boldsymbol{X}} \approx (\boldsymbol{A} - \boldsymbol{D})\boldsymbol{X} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{U} \tag{2.6}$$

$\boldsymbol{X}, \boldsymbol{U}$ son vectores con los componentes de $x(t)$ y $u(t)$ respectivamente desde $-h$ hasta h. Las matrices $\boldsymbol{A} \in \mathbb{C}^{(2h+1)\times(2h+1)}$ y $\boldsymbol{B} \in \mathbb{C}^{(2h+1)\times(2h+1)}$ tienen una estructura de matrices Toeplitz con los componentes de $a(t)$ and $b(t)$. Mientras que $\boldsymbol{D} \in \mathbb{R}^{(2h+1)\times(2h+1)}$ es una matriz diagonal:

$$\boldsymbol{D} = j\omega_0 \operatorname{diag}\left(-h, ..., -1, 0, 1, ..., h\right), \tag{2.7}$$

Como se puede observar, se mantiene una estructura similar entre los modelos (2.5) y (2.6), siendo la diferencia entre ambos la adición de la matriz $\boldsymbol{D}$; por lo cual, el cambio de un modelo del dominio del tiempo al EHD es un proceso directo y que puede generalizarse para considerar casos vectoriales. Sin embargo, para aplicar este procedimiento se requiere contar con el modelo lineal de (2.4), y de manera implícita se debe de haber encontrado el estado estacionario, calculado el jacobiano y haberlo evaluado a lo largo de las trayectorias de estado estacionario.

Obtención del estado estacionario

Se propone utilizar un método de disparo para obtener el estado estacionario y de esta forma evitar el computacionalmente pesado enfoque de fuerza bruta (integración numérica en el tiempo). Los métodos de disparo se basan en que la condición de periodicidad $\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{x}(t+T)$ se puede interpretar como un problema de valor en la frontera usando el concepto de mapa de Poincaré, $\boldsymbol{P}(\cdot)$, de (2.4) [117]. Matemáticamente, se busca determinar un punto fijo del mapeo de Poincare , donde la ecuación $\boldsymbol{P}(\boldsymbol{x}_0) = \boldsymbol{x}_0$ es resuelta por medio de un método Newton:

$$\boldsymbol{x}_0^{i+1} = \boldsymbol{x}_0^i - \left(\frac{\partial \boldsymbol{P}(\boldsymbol{x}_0)}{\partial \boldsymbol{x}_0}\bigg|_{\boldsymbol{x}_0=\boldsymbol{x}_0^i} - \boldsymbol{I} \right)^{-1} \left(\boldsymbol{P}(\boldsymbol{x}_0^i) - \boldsymbol{x}_0^i \right) \tag{2.8}$$

$\boldsymbol{P}(\cdot)$ es un operador que traslada un punto inicial del flujo de (2.4) durante un periodo fundamental hacía delante en el tiempo. Sin perder generalidad, en la Figura 2.1 se ilustra la interpretacion para $\mathbb{R}^3$.

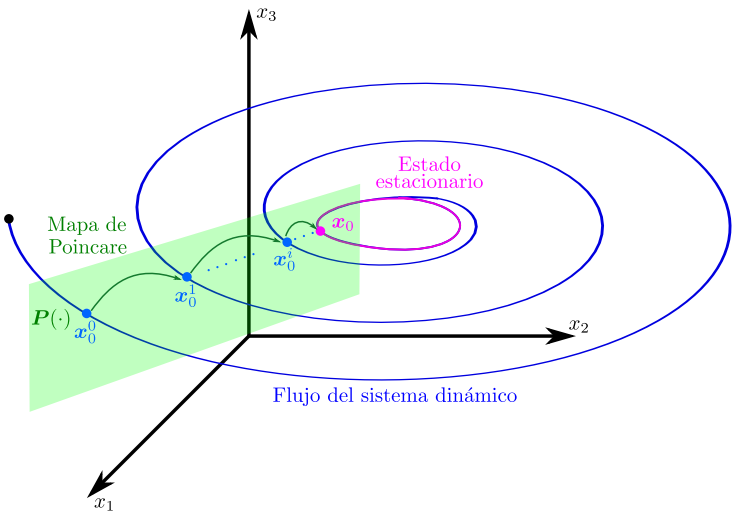


Figura 2.1. Interpretación geométrica del mapeo de Poincaré.

Una vez que (2.8) cumple con un criterio de convergencia, se habrá obtenido la condición inicial $\boldsymbol{x}_0$, tal que integrando el sistema dinámico durante un solo ciclo se tienen las órbitas de estado estacionario $\boldsymbol{x}_{ss}$. Es importante resaltar la necesidad de determinar la matriz de sensibilidad del mapeo de Poincaré con respecto a la condición

inicial en (2.8), conocida como matriz de transición de estados ($\boldsymbol{\Phi}$). Esta puede ser aproximada de diferente formas [99]; sin embargo, su cálculo parte del conocimiento explícito del modelo de gran señal del sistema en forma de ODEs. Por otro lado, en [118] se presentó una alternativa que permite implementar un método de disparo sin la necesidad de conocer las ODEs, utilizando la implementación del sistema en Simulink por medio de bloques de librerías como simscape. Esto gracias a que Simulink permite recuperar la información del estado de una simulación después de un lapso de integración.

Cálculo y evaluación del modelo de pequeña señal periódico

Para determinar el jacobiano de (2.4) se vuelve a utiliza el enfoque de diferenciación numérica, pero ahora este se tiene que evaluar en cada punto a lo largo del ciclo límite ($\boldsymbol{x}_{ss}, \boldsymbol{u}_{ss}$):

$$\frac{d\Delta\boldsymbol{x}(t)}{dt} = \left(\frac{\partial \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u},t)}{\partial \boldsymbol{x}(t)}\bigg|_{\boldsymbol{x}_{ss},\boldsymbol{u}_{ss}}\right)\Delta\boldsymbol{x} + \left(\frac{\partial \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u},t)}{\partial \boldsymbol{u}(t)}\bigg|_{\boldsymbol{x}_{ss},\boldsymbol{u}_{ss}}\right)\Delta\boldsymbol{u} = \boldsymbol{J}(t)\Delta\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}(t)\Delta\boldsymbol{u}(t) \tag{2.9}$$

$\boldsymbol{J}(t)$ y $\boldsymbol{B}(t)$ son:

$$\boldsymbol{J}(t) = \begin{bmatrix} J_{1,1}(t) & J_{1,2}(t) & \dots & J_{1,n}(t) \\ J_{2,1}(t) & J_{2,2}(t) & \dots & J_{2,n}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ J_{n,1}(t) & J_{n,2}(t) & \dots & J_{n,n}(t) \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{B}(t) = \begin{bmatrix} B_{1,1}(t) & B_{1,2}(t) & \dots & B_{1,m}(t) \\ B_{2,1}(t) & B_{2,2}(t) & \dots & B_{2,m}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ B_{n,1}(t) & B_{n,2}(t) & \dots & B_{n,m}(t) \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

Cada elemento $J_{i,j}(t)$ y $B_{i,j}(t)$ es una señal periódica que se determina evaluando las correspondientes derivadas parciales a lo largo del ciclo límite. En la Figura 2.2 se ilustra una interpretación de $\boldsymbol{J}$: ya que el ciclo límite $\boldsymbol{x}_{ss}, \boldsymbol{u}_{ss}$ se obtiene integrando numéricamente, este resulta ser una conjunto de señales periódicas pero discretas a lo largo del intérvalo ($0 = t_0 < t_1 < \ldots < t_k < \ldots < t_N = T$), donde N es la cantidad de puntos usados para integrar un ciclo. En cada tripleta $(t_K, \boldsymbol{x}_{ss}(t_K), \boldsymbol{u}_{ss}(t_K))$ se evaluan las derivadas parciales, resultando en una hipermatriz; para determinar $\boldsymbol{B}(t)$ se hace de forma similar considerando la dimensión m de $\boldsymbol{u}_{ss}$.

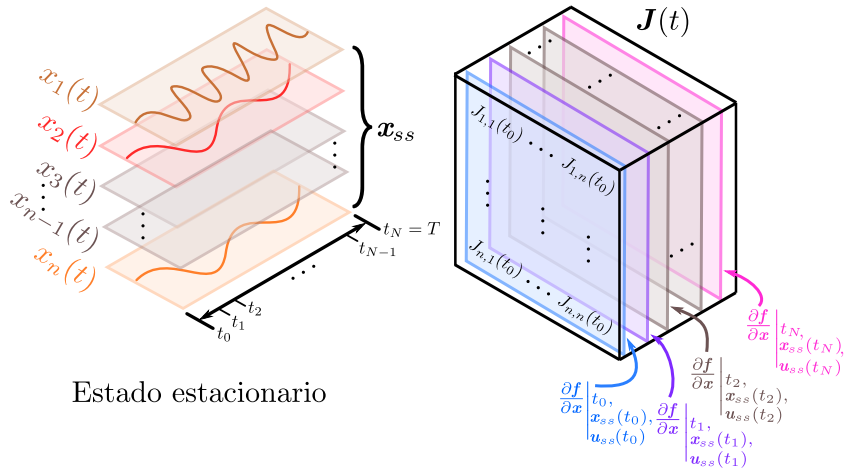


Figura 2.2. Evaluación del jacobiano a lo largo del ciclo límite de estado estacionario.

A manera de resumen, en la Figura 2.3 se muestran los pasos a seguir para obtener el modelo lineal invariante de un sistema como (2.4) en el EHD, solo se detalla el proceso para calcular la matríz que permite evaluar la estabilidad, es decir $\boldsymbol{A} = \boldsymbol{J} - \boldsymbol{D}$, pero se puede extender para considerar la obtención de $\boldsymbol{B}$ si también se requiere.

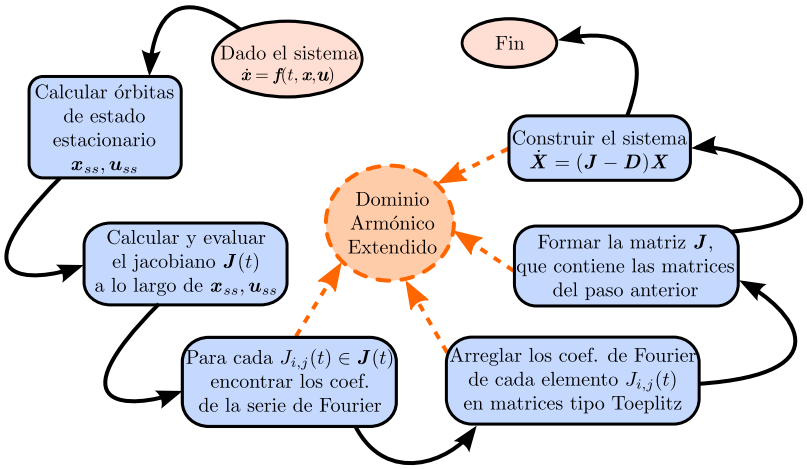


Figura 2.3. Etapas del procedimiento de linealización en sistemas periódicos.

2.1.3. Herramientas de análisis de estabilidad en el dominio del tiempo

Una vez que se cuenta con una representación de espacio de estados invariante, es posible evaluar la matriz $\boldsymbol{A}$ para determinar la estabilidad. La manera más directa consiste en calcular los eigenvalores y verificar si alguno de ellos tiene parte real positiva, lo cual indica que el sistema es inestable. Es posible realizar variaciones paramétricas u operativas en el modelo, recalculando la matriz y verificando las trayectorias de los eigenvalores en el plano complejo. Con ello se busca ganar conocimiento del comportamiento del sistema y determinar qué factores influyen más en la estabilidad. Por otro lado, el uso del análisis modal selectivo [2], [12] ha permitido investigar con mayor exactitud el efecto de la sensibilidad paramétrica, y la influencia de los diferentes modos en cada variable de estado utilizando los eigenvalores (λ) y los correspondientes eigenvectores derechos ($\boldsymbol{p}$) e izquierdos ($\boldsymbol{q}$) de $\boldsymbol{A}$. Dos de las herramientas del SMA utilizadas en este trabajo son:

- **Sensibilidad de un eigenvalor**: este concepto permite identificar cual es la razón de cambio de un eigenvalor particular, λ_i, con respecto a un elemento de la matriz $\boldsymbol{A}$, a_{kj}:

$$S_{kj}^{i} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kj}} = q_k p_j \tag{2.11}$$

  Donde p_j y q_k son respectivamente el j-ésimo elemento del eigenvector derecho y el k-ésimo elemento del eigenvector izquierdo asociados a λ_i.

- **Factor de participación**: es una medida que indica el impacto tiene el modo asociado a un eigenvalor, digamos λ_i, sobre una variable de estado particular, por ejemplo Δx_m:

$$P_{mi} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{mm}} = p_m q_m \tag{2.12}$$

Se aprecia que el factor de participación es igual a la sensibilidad del eigenvalor con respecto al elemento en la diagonal a_{mm} de la matriz $\boldsymbol{A}$.

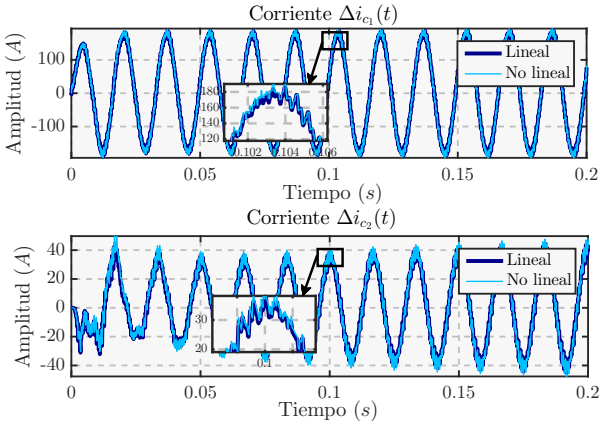
Otra forma para determinar la estabilidad puede abordarse usando el concepto de multiplicadores de Floquet, que son los eigenvalores de la matriz de transición de estados calculada como subproducto durante el proceso de aplicación del método de disparo. Una vez que este converge, se calculan los eigenvalores de $\boldsymbol{\Phi}(\rho)$ y se verifica que todos se encuentren dentro del círculo unitario para garantizar estabilidad [98].

2.1.4. Casos de estudio (enfoque basado en espacio de estado)

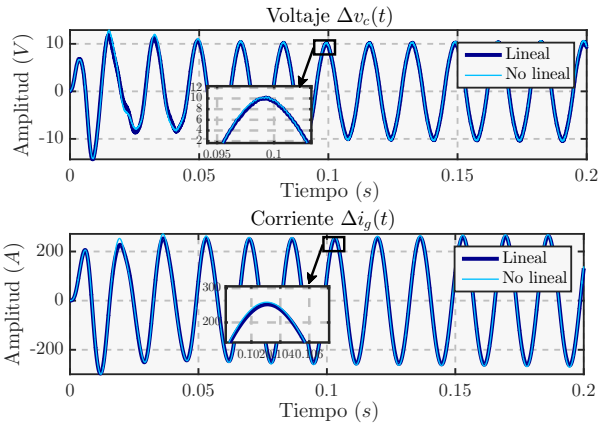
Para ilustrar el análisis por medio de eigenvalores se presentan dos casos: uno modelado como un sistema a frecuencia fundamental en el marco síncrono DQ y otro modelado en el dominio de las fases ABC y que incluye el efecto de la conmutación.

Microrred interconectada a la red (sistema variante en el tiempo)

Este caso se presentó y validó en el capítulo anterior en la sección 1.1, y su modelo está dado por las ecuaciones (1.1)-(1.3). Para realiza el estudio de estabilidad primero se determina su modelo de pequeña señal en el EHD y se valida por medio de simulación en el tiempo contra el modelo de gran señal operado alrededor del estado estacionario. Para el modelo lineal se utilizó una cantidad de 110 componentes armónicos, y se simuló la respuesta del sistema ante un incremento del 10 % en el valor de la corriente de referencia $i^*_{c_{d_1}}$ en el VSC-1. Los resultados de las corrientes en terminales de ambos convertidores, el voltaje en el capacitor conectado en el alimentador principal y la corriente del lado de la red se aprecian en la Figura 2.4.



(a) Corriente en terminales de los convertidores VSC-1 y VSC-2.



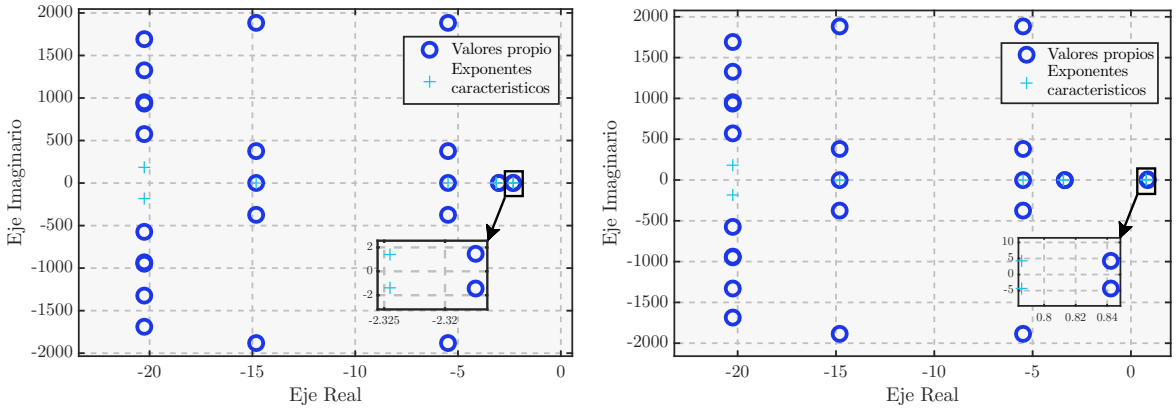
(b) Voltaje v_c y corriente i_g en el equivalente de red.

Figura 2.4. Respuesta del modelo lineal y no lineal en la condición de estado estacionario.

Se observa que el modelo lineal en el EHD aproxima bien al modelo de gran señal; las corrientes en terminales de los convertidores presentan mayor contenido armónico, por lo cual se requiere un valor alto de h para poder tener una mejor aproximación. Con respecto a las variables del lado de la red, se observan con menor distorsión y estas pueden ser representadas bien, inclusive reduciendo la cantidad de armónicos en el modelo lineal.

Debido a que el control de los convertidores se diseñó para operar establemente, las amplitudes de las variables de estado se mantienen acotadas; sin embargo, el sistema puede ser suceptible a perder estabilidad ante el cambio en alguno de sus parámetros. En la Figura 2.5-(a) se observa la ubicación de los eigenvalores más cercanos al eje imaginario para la condición nominal donde se confirma que ninguno está en el semiplano derecho complejo. Además, también se graficaron los exponentes característicos, γ, relacionados a los multiplicadores de Floquet, ρ, de $\mathbf{\Phi}$ los cuales mantienen la siguiente relación (T es el periódo fundamental):

$$\rho = e^{\gamma T} \tag{2.13}$$



(a) Caso estable (b) Caso inestable

Figura 2.5. Ubicación de los eigenvalores en el plano complejo.

Se aprecia que los exponentes característicos dominantes (es decir, aquellos cuyos multiplicadores de Floquet se encuentran más cerca del circulo unitario) están ubicados en posiciones muy cercanas a los eigenvalores del modelo lineal en el EHD que están más cerca del eje imaginario. Esto indica que los exponentes característicos también proporcionan información para evaluar la estabilidad cuando se calculan en sistemas periódicos.

Por otro lado, se observó que al disminuir la ganancia proporcional del control de lazo interno en el eje d en el VSC-1 de 174.532 (valor original) a 34.9064, los eigenvalores del sistema toman las nuevas posiciones indicadas en la Figura 2.5-(b), se ve un par de eigenvalores con parte real positiva, indicando una pérdida de estabilidad. Se identificó que estos dos eigenvalores tienen los siguientes valores $\lambda_{1,2} = 0.8337 \pm j4.2888$, cuyos factores de participación de mayor magnitud se muestran en la Figura 2.6.

El resultado de este análisis lineal indica que las variables Δx_{d_1} y Δx_{q_1} (relacionadas con los términos integrales del control de corriente del VSC-1) están más relacionadas con el modo $e^{(0.8337+j4.2888)t}$, cuyo periodo es de $T = 1.4652\ s$. Al realizar una simulación con el modelo de gran señal (operando en el estado estacionario, y con la nueva ganancia del control proporcional) se aprecia que las dinámicas del modelo tienen precisamente un periódo de 1.45 s aproximadamente como lo muestra la Figura 2.7.

En este ejemplo, el sistema perdió estabilidad debido a un decremento en la ganancia proporcional del control de lazo interno de corriente, por lo cual se conoce de antemano la forma en que debería de modificarse un parámetro del sistema para volverlo estable nuevamente. Sin embargo, en casos más generales cuando no se conoce con exactitud cual parámetro es el más adecuado para influir en la estabilidad se puede utilizar el concepto de sensibilidad. La razón de cambio instantánea que la define puede aproximarse de la siguiente manera: $\Delta\lambda_i \approx S^i_{kj}\Delta a_{kj}$.

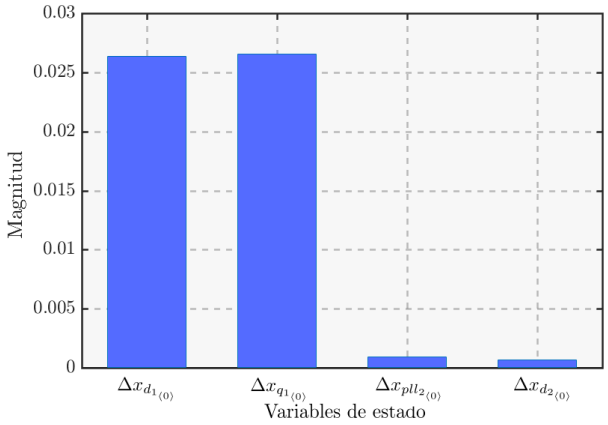


Figura 2.6. Factores de participación más significativos relacionados a λ_1.

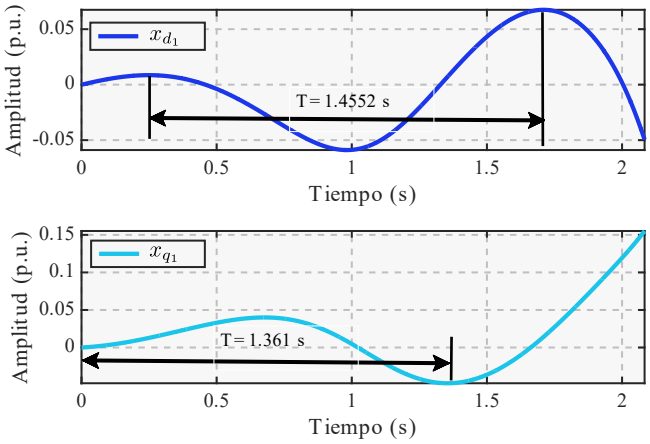
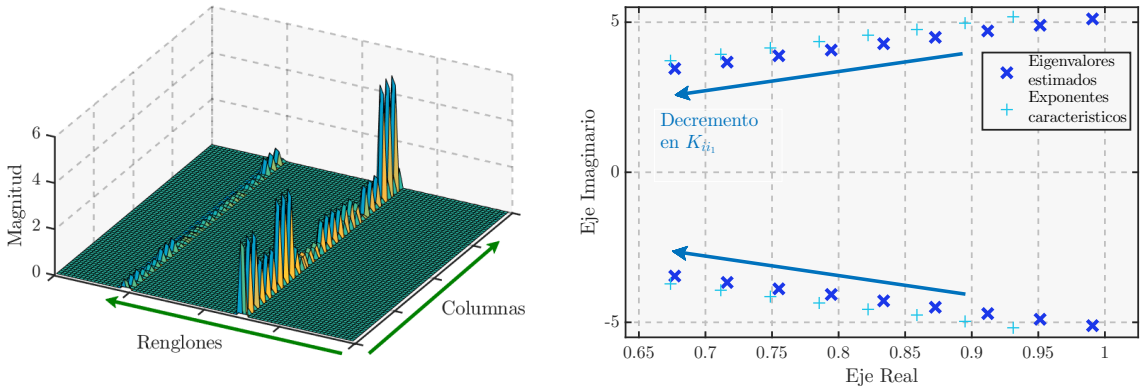


Figura 2.7. Oscilaciones inestables en el modelo de gran señal.

Donde ahora se cuantifican diferencias entre valores antes y después de que un cambio en algún parámetro ha sucedido, es decir, $\Delta\lambda_i = \lambda_i^{new} - \lambda_i^{old}$. Ya que el efecto total en el valor propio es proporcional a la sensibilidad, la proximación permite identificar como se modificarán los eigenvalores del sistema lineal sin la necesidad de volver a realizar el procedimiento de linealización. Usando $\Delta\lambda_i \approx S_{kj}^i \Delta a_{kj}$ para distintos Δa_{kj} se puede tener una idea cuantitativa y cualitativa del movimiento de λ_i en el plano complejo. La sensibilidad de λ_1 con respecto a todos los elementos de la matriz $\boldsymbol{A}$ se calcula usando un sistema linealizado con $h = 1$ para tener una matriz más pequeña y que su estudio sea más sencillo de mostrar.

Los resultados se presentan en la Figura 2.8-(a) dos flechas indican cómo se van contando los renglones y columnas (esto permite identificar el elemento $1, 1$ que se ubica en la esquina de donde parten las flechas). Se pueden apreciar dos bandas principales, esto indica que el valor propio se verá mayormente influenciado por cambios en los elementos que se encuentran en estas posiciones. La primer banda tiene mayor influencia (pues las magnitudes de sus sensibilidades son mayores), así que se centrará la atención es ella; esta banda se relaciona con la



(a) Matriz de sensibilidades

(b) Efecto de K_{ii_1} en los eigenvalores inestables

Figura 2.8. Cálculo de sensibilidades.

linealización en el EHD de las ecuaciones:

$$\begin{aligned}\frac{dx_{d_1}}{dt} &= K_{ii_1}(i^*_{c_{d_1}} - i_{c_{d_1}}(t)) \\ \frac{dx_{q_1}}{dt} &= K_{ii_1}(i^*_{c_{q_1}} - i_{c_{q_1}}(t))\end{aligned} \tag{2.14}$$

En estas expresiones se puede modificar el valor de la ganancia K_{ii_1} o el valor de las referencias $i^*_{c_{d_1}}$, $i^*_{c_{q_1}}$ para cambiar la ubicación del eigenvalor, por ahora se mantendrán las referencias en su valor original y solo supondrá que los cambios se realizan en la ganancia. Identificando las sensibilidades que están relacionadas con elementos no nulos de $\boldsymbol{A}$ se encontró la siguiente relación:

$$\begin{aligned}\Delta\lambda_1 = {} & S_{30,1}\Delta a_{30,1} + S_{30,4}\Delta a_{30,4} + S_{30,7}\Delta a_{30,7} \\ & + S_{30,28}\Delta a_{30,28} + S_{31,1}\Delta a_{31,1} + S_{31,4}\Delta a_{31,4} \\ & + S_{31,7}\Delta a_{31,7} + S_{31,28}\Delta a_{31,28}\end{aligned} \tag{2.15}$$

Considerando que solo hay cambios en la ganancia se obtiene $\Delta\lambda_1 = (0.002025 - j0.01067)\Delta K_{ii_1}$. Utilizando esta relación se puede cuantificar cuánto tenderá a moverse el eigenvalor inestable sin la necesidad de llevar a cabo todo el proceso de linealización; con esto se encuentra que un incremento en la ganancia tiende a mover el modo hacia la derecha. En la Figura 2.8-(b) se gráfican las aproximaciones estimadas y se comparan contra el exponente característico exacto del sistema no lineal: se puede observar que la aproximación es bastante cercana, aunque conforme las variaciones comienzan a ser mayores el resultado empieza a diferir pues la expresión lineal no tiene una validez global.

Generadores eólicos interconectados a la red (sistema invariante en el tiempo)

El sistema de estudio se muestra en la Figura 2.9, consiste en dos aerogeneradores tipo 4 interconectados a un equivalente de red por medio de líneas de transmisión modeladas como circuitos PI. Ambos generadores están completamente controlados, cada uno regula la cantidad de potencia reactiva inyectada a la red y su respectivo voltaje en el enlace de CD. Los retrasos son representados por aproximaciones de Padé de segundo orden. El sistema dinámico de gran señal en el marco DQ consiste de 66 ODEs, y ya que en el capítulo anterior se detalló

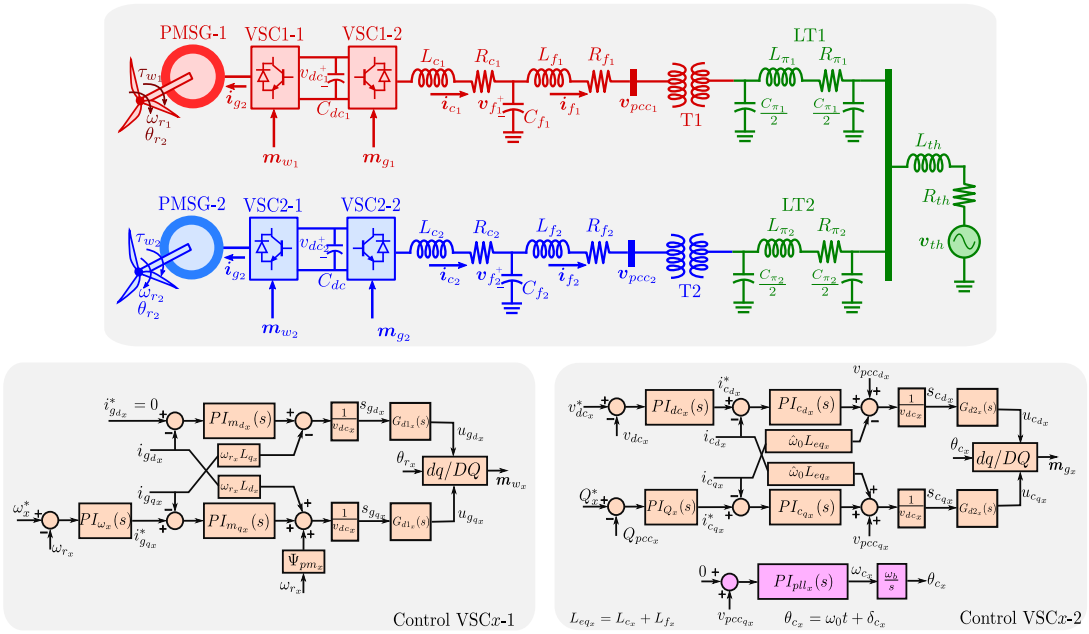


Figura 2.9. Sistema con dos aerogeneradores interconectados a la red.

el modelado de los distintos elementos involucrados en este sistema de prueba, se omite aquí. Los parámetros se proporcionan en el apéndice, y para mayor referencia, el modelo puede consultarse en Modelos de tesis.

Para la condición operativa de estado estacionario se obtiene un modelo lineal en espacio de estados, del cual se determina que todos los eigenvalores tienen parte real negativa, en la Figura 2.10 se muestran aquellos que se encuentran más cerca del eje imaginario, y por lo tanto son los eigenvalores considerados más críticos, pues pueden cruzar al semiplano derecho ante algún cambio operativo del sistema o ante variaciones paramétricas. Tres pares de ellos son complejos $\lambda_{39,40} = -3.681 \pm j873.86$, $\lambda_{59,60} = -1.338 \pm j1.308$, y $\lambda_{61,62} = -1.352 \pm j1.296$. Esto indica que el sistema tiene modos oscilatorios que pueden ser dominantes; pero los eigenvalores más cercanos al eje imaginario son reales: $\lambda_{66} = -0.334$ y $\lambda_{64} = -0.3082$. Con la finalidad de determinar qué variables se encuentran más relacionadas a estos eigenvalores se calculan sus factores de participación. Esto se muestran en la Figura 2.11, en el eje horizontal se tiene el número de variable (de la variable 1 hasta la 66) y en el eje vertical se tiene la amplitud del eigenvalor vinculada a cada variable de estado.

Al analizar estás gráficas se encontró que los modos oscilatorios de baja frecuencia están fuertemente vinculados a las variables de estado número 3, 6, 36 y 39, las cuales corresponden a las velocidades y a los términos integrales del control de velocidad de ambos aerogeneradores. Los modos puramente reales se asocian más a los términos integrales de los controles de corriente en el eje q de ambos aerogeneradores (variables 5 y 38).

Con respecto a los modos de más alta frecuencia, estos se relacionan con diferentes grupos de variables que se identificaron como 12-17 (corriente en terminales del convertidor VSC1-2, voltaje en el capacitor $\boldsymbol{v}_{f_1}$, voltaje v_{dc_1}, y PLL del aerogenerador 1), 23 (modelo del retraso en VSC1-2), 25-33 (corriente $\boldsymbol{i}_{f_1}$ y variables de estado asociadas al modelo PI de línea), 45-50 (corriente en terminales del convertidor VSC2-2, voltaje en el capacitor $\boldsymbol{v}_{f_2}$, voltaje v_{dc_2}, y PLL del aerogenerador 2) y 56-66 (retraso del convertidor VSC2-2, corriente $\boldsymbol{i}_{f_2}$ y variables de estado asociadas al modelo PI de línea, y al equivalente de red). Con base en estos resultados se espera que, ante un transitorio en el sistema, las variables de estado relacionadas a los PMSG tengan oscilaciones lentas, mientras que las variables eléctricas del lado de la red sean de mayor velocidad. Para verificar esto, se realizaron simula-

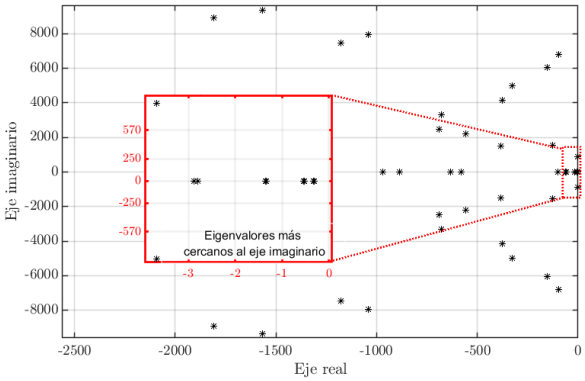


Figura 2.10. Ubicación de los eigenvalores más críticos.

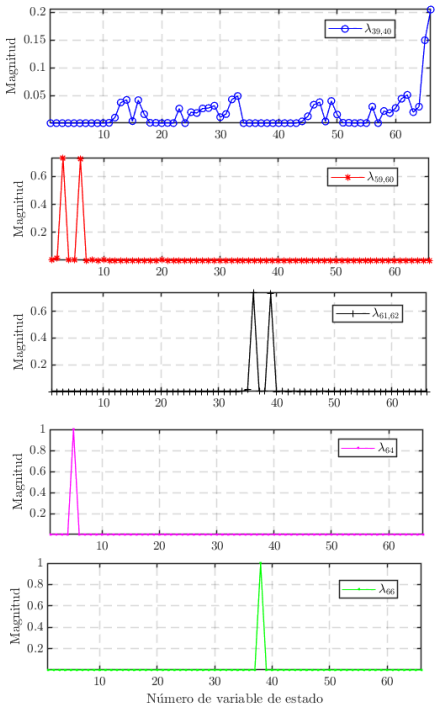
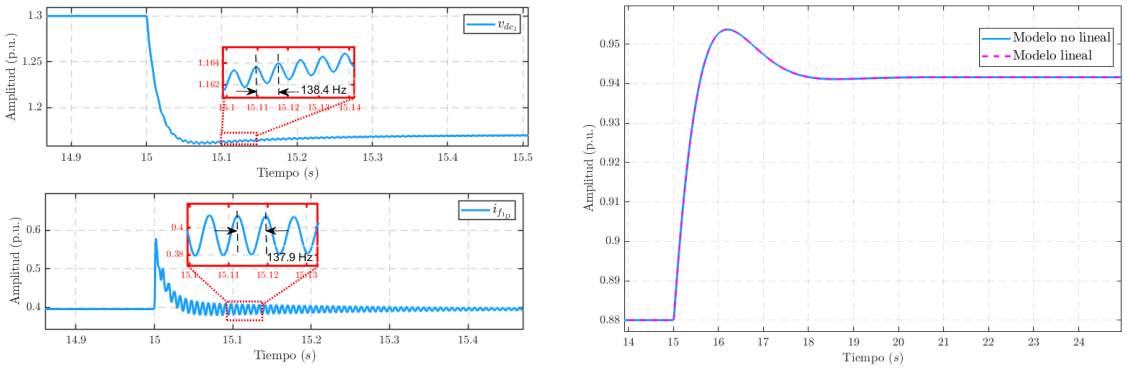


Figura 2.11. Factores de participación asociados a los eigenvalores más críticos.

ciones en el dominio del tiempo usando el modelo de gran señal: en una prueba se incrementó la referencia del voltaje v_{dc_2} un 5 % (su valor originalmente es 1.2 p.u.). Una segunda prueba consistió en incrementar la referencia de velocidad del PMSG-2 7 % (originalmente se tenía ω_2^*=0.88 p.u.), los resultados se observan en la Figura 2.12.

Para la primer prueba se muestra el voltaje v_{dc_1} y la componente d de la corriente $\boldsymbol{i}_{f_1}$, donde se pueden ver oscilaciones de 138 Hz, lo cual es bastante cercano a lo estimado por el modelo lineal (la frecuencia asociada a $\lambda_{39,40}$ es de 139.07 Hz); este par de modos tiene un bajo factor de amortiguamiento, por lo cual las oscilaciones pueden apreciarse durante unas fracciones de segundo. Para el caso de la segunda prueba es más dificil percibir la oscilación en la respuesta, pues los modos $\lambda_{61,62}$ tienen un factor de amortiguamiento alto, lo cual dificulta medir

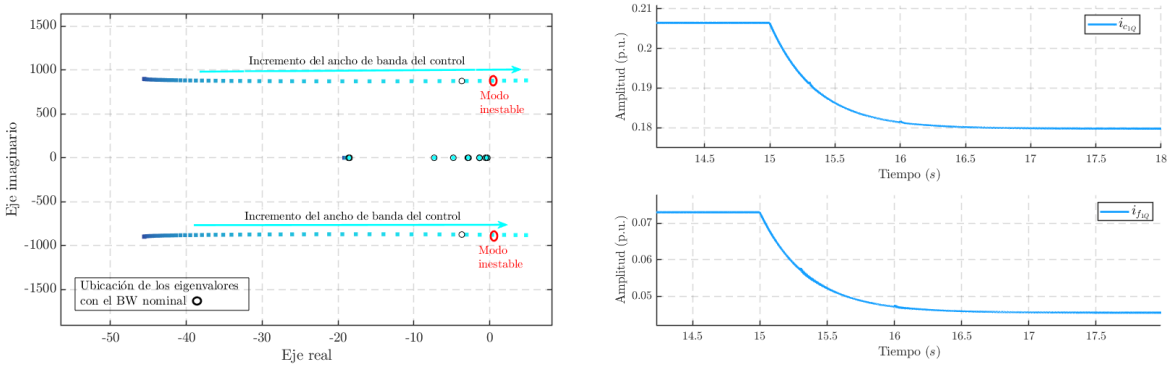


(a) Efecto de $\lambda_{39,40}$ en la corriente y voltaje (b) Efecto de $\lambda_{61,62}$ en la velocidad angular ω_2

Figura 2.12. Efecto de modos dominantes en el modelo de gran señal.

las oscilaciones en la respuesta de la velocidad. Sin embargo, otra forma de verificar que el modelo lineal es una buena aproximación del sistema de gran señal es por medio de simulaciones en el tiempo, para ello se determina la respuesta del modelo lineal ante el cambio de referencia en la velocidad del PMSG-2 incrementando ω_2^* un 7 %. Se puede ver en la Figura 2.12-(b) que ambos enfoques se encuentran sobrepuestos, por lo cual se tiene certeza que el modelo lineal es capaz de retener correctamente las propiedades del sistema no lineal.

Una vez validado el modelo lineal, se puede usar para estudiar el efecto de variaciones paramétricas, el impacto en las máximas cotas de estabilidad del sistema, para garantizar regiones operativas factibles, verificar el correcto desempeño de un control ante distintos escenarios operativos, determinar el efecto de parámetros con incertidumbres en el modelo, entre otros. Para ejemplificar, se estudia el impacto que tiene modificar el ancho de banda del control $PI_{c_{d_1}}(s)$ en el VSC1-2, y estudiar el efecto de modificar la longitud de la línea LT2.



(a) Trayectorias de los eigenvalores dominantes (b) Simulación en el dominio del tiempo

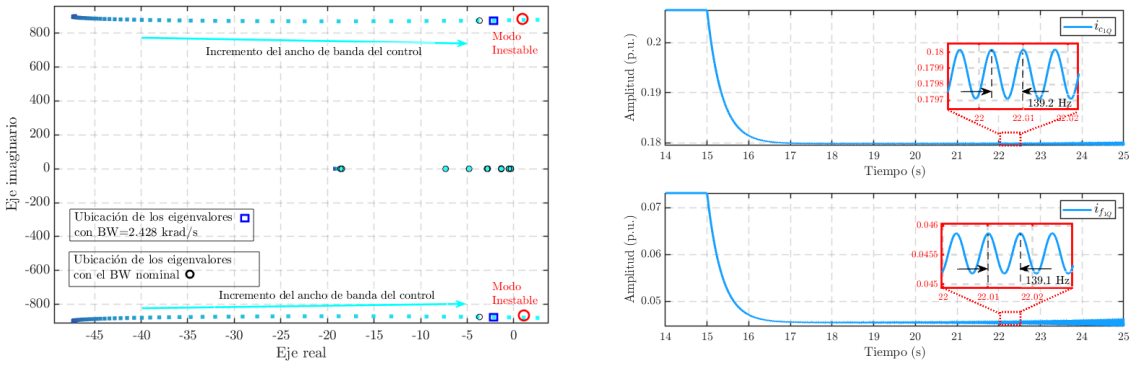
Figura 2.13. Efecto de la variación del ancho de banda del control de corriente en VSC1-2.

En la Figura 2.13-(a) se aprecian las trayectorias de los eigenvalores más cercanos al eje imaginario cuando el ancho de banda de $PI_{c_{d_1}}(s)$ cambia de 400 rad/s a 3.33 krad/s, aquí se puede ver que conforme se tiene un control con un ancho de banda más amplio (lo cual se vincula con un control rápido) el sistema comienza a disminuir su estabilidad, ya que se encontró que dos modos comienzan a moverse en dirección al semiplano derecho. Se

encontró que el ancho de banda debe ser menor a 2.428 krad/s para ser estable, pues con ese ancho de banda se tienen dos modos $\lambda_{39,40} = 0.327 \pm j876.44$.

Se realizó una simulación donde el sistema opera con el ancho de banda original (2 krad/s), en $t = 15$ s ocurre un pequeño cambio en la referencia de potencia reactiva Q_1^* (un cambio de 0 a 0.03 p.u.) que perturba al sistema, en $t = 15.3$ s el ancho de banda del control cambia a 2.226 krad/s y en $t = 16$ s se incrementa a 2.428 krad/s. Los resultados para dos variables de estado se muestran en la Figura 2.13-(b), pero estos se observan estables a pesar de que el sistema opera con un ancho de banda que indicaba inestabilidad. Esto se debe a que el análisis con el sistema lineal se realizó en una condición operativa en la cual Q_1^* =0, pero ahora la perturbación en el sistema causa que se termine en otro escenario. Es decir el punto de equilibrio se ha modificado, y esto ocasiona que la validez del análisis inicial no se cumpla.

Para verificar cómo evoluciona la dinámica del sistema cuando se tiene un cambio en el ancho de banda del control y cuando la cantidad de potencia reactiva inyectada por VSC1-2 se incrementa, en la Figura 2.14-(a) se grafican las trayectorias de los eigenvalores ahora considerando una condición operativa donde la referencia es Q_1^* =0.03 p.u. De este segundo análisis se determinó que si el sistema tiene un ancho de banda de 2.428 krad/s el sistema aún se mantiene estable, ya que los eigenvalores todavía se ubican en el semiplano izquierdo, lo cual coincide con los resultados anteriores de las simulaciones en el tiempo. Bajo estas nuevas condiciones, se encuentra que el ancho de banda debe ser menor a 2.813 krad/s para mantenerse estable, y se verificó con simulaciones en el tiempo modificando el ancho de banda (iniciando con 2 krad/s, en $t = 14.2$ s se incrementa a 2.6759 krad/s y en $t = 15.5$ s se incrementa hasta 2.813 krad/s); los resultados se aprecian en la Figura 2.14-(b), donde se muestra inestabilidad y las oscilaciones coinciden con la frecuencia asociada a los modos inestables.



(a) Trayectorias de los eigenvalores dominantes

(b) Simulación en el dominio del tiempo

Figura 2.14. Efecto de la variación del ancho de banda del control de corriente en VSC1-2 con $Q_1^* = 0.03$ p.u.

Para la segunda prueba, que es la variación de la longitud de la línea LT2 se consideró un cambio entre 50 km hasta 150 km, se observa en la Figura 2.15 que existen eigenvalores en distintos rangos de frecuencia que pueden ocasionar inestabilidad. Dos pares de eigenvalores, $\lambda_{21,22} = -98.08 \pm j6.792 \times 10^3$ y $\lambda_{23,24} = -153.6 \pm j6.047 \times 10^3$ se vuelven inestables cuando la línea tiene una longitud baja (menor o igual a 70 km); mientras que el modo $\lambda_{39,40}$ tiende a la inestabilidad si la longitud de la línea es mayor o igual a 133 km. Por otro lado, los modos asociados a las dinámicas mecánicas prácticamente no alteran su ubicación. Esto es un indicativo de que el sistema mecánico se encuentra desacoplado de dinámicas eléctricas. Los resultados evaluando los umbrales de estabilidad para diferentes longitudes de la línea LT2 se observan en la Figura 2.16-(a) evaluando longitudes menores a 70 km y en la Figura 2.16-(b) para longitudes mayores a 133 km.

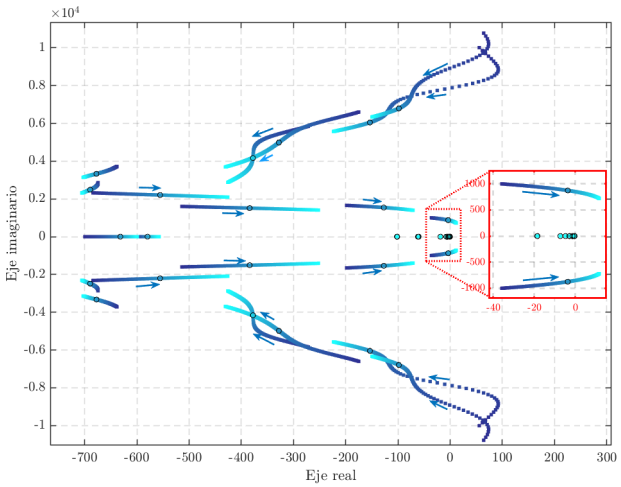
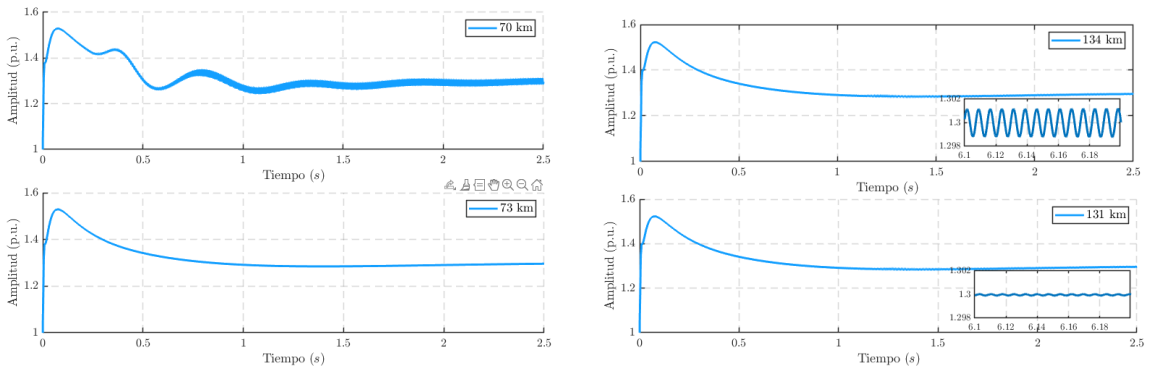


Figura 2.15. Trayectoria de los eigenvalores ante cambios en la longitud de línea LT2.



(a) Efecto de longitud alrededor de 70 km

(b) Efecto de longitud alrededor de 133 km

Figura 2.16. Comportamiento dinámico de v_{dc_1} para distintas longitudes de línea.

2.2. Estudio de estabilidad por medio de modelos de impedancias

Este enfoque se ha popularizado recientemente para el análisis de redes eléctricas con penetración de electrónica de potencia [13]. Originalmente fue presentado en la década de los 70s, e inicialmente se propuso para estudiar la interacción entre convertidores de CD y filtros pasivos [119]. Este enfoque considera que desde un punto en particular del sistema, este se puede dividir en dos subsistemas (denominados subsistemas fuente y carga). La atención se centra en el voltaje en terminales de cada uno de ellos y la corriente que entra a los mismos; y se considera que se mantiene una relación lineal entre el voltaje y la corriente, es decir, se vincula con una impedancia. Desde un punto de vista de pequeña señal ambos subsistemas pueden verse como equivalentes de Thévenin como se muestra en la Figura 2.17. A continuación, se expone brevemente el fundamento del método de estabilidad basado en impedancias, y en las siguientes subsecciones se presentarán diferentes enfoques para calcular los denominados modelos de impedancias. Dos de ellos son los que comúnmente se han usado: el método analítico y el método basado en perturbación, pero también se expondrán dos propuestas realizadas en esta tesis.

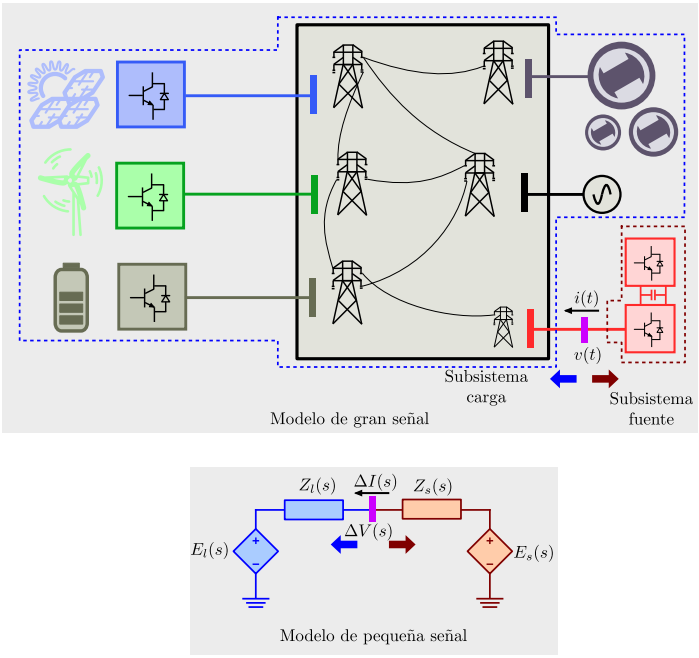


Figura 2.17. Representación como equivalentes Thévenin de los subsistemas fuente y carga.

2.2.1. Conceptos básicos del método de estabilidad basado en impedancia

La estabilidad se estudia en un marco de referencia donde ambos subsistemas son representados por sus modelos de impedancia. Usando el circuito eléctrico equivalente mostrado en la Figura 2.17 se puede obtener la corriente entre los dos subsistemas de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\Delta \boldsymbol{I}(s) &= \frac{\Delta \boldsymbol{E}_s(s) - \Delta \boldsymbol{E}_l(s)}{\boldsymbol{Z}_s(s) + \boldsymbol{Z}_l(s)} \\ &= \frac{1}{1 + \boldsymbol{Z}_l(s)\boldsymbol{Z}_s^{-1}(s)} \frac{\Delta \boldsymbol{E}_s(s) - \Delta \boldsymbol{E}_l(s)}{\boldsymbol{Z}_s(s)}\end{aligned} \tag{2.16}$$

La respuesta de la corriente depende de dos términos, el primero muestra la presencia de las impedancias de los subsistemas en el denominador, mientras que el segundo término se vincula con la diferencia de voltajes y la impedancia solo del subsistema fuente. Para analizar la estabilidad se establecen dos suposiciones [13]: el subsistema carga es estable si se interconecta a una fuente de voltaje ideal, y la segunda es que el subsistema fuente es estable si se interconecta a un sistema con impedancia cero, con estas consideraciones se asume que el problema de estabilidad surge debido a las interacciones entre subsistema, pero que de manera independiente cada uno es estable. Así que se centra el interés solo en el primer término en (2.16), el cual se asemeja a una función de transferencia con retroalimentación negativa como se muestra en la Figura 2.18.

Este modelo de pequeña señal se ha analizado por medio de diagramas de Nyquist, estudiando la denominada ganancia de lazo abierto, $\boldsymbol{L}(s) = \boldsymbol{Z}_l(s)\boldsymbol{Z}_s^{-1}(s)$. Para ello, la frecuencia se barre desde un valor muy negativo (teóricamente $s = -j\infty$) hasta un valor muy positivo ($s = +j\infty$). La traza de Nyquist se obtiene graficando la parte real contra la parte imaginaria de $\boldsymbol{L}(j\omega)$ para $-\infty < \omega < \infty$, y la estabilidad se basa en el criterio del argumento de variable compleja [120], el cual lleva a la siguiente relación: $N = Z - P$. Esta relación indica que

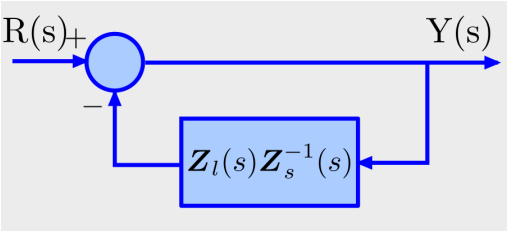


Figura 2.18. Representación como sistema con retroalimentación negativa de la interacción de los subsistemas.

el número de ceros en lazo cerrado que son inestables (los cuales corresponden a los polos de lazo cerrado del sistema) menos el número de polos inestables en lazo abierto (los cuales son los polos de $\boldsymbol{L}(s)$) es igual al número de veces que la traza de Nyquist de $\boldsymbol{L}(j\omega)$ encierra en sentido horario al punto crítico $(0 + j1)$ [121].

En el caso de sistemas donde la ganancia de lazo es una matriz de $n \times n$ se emplea el denominado criterio generalizado de Nyquist [122], en el cual se analizan las trazas de los eigenvalores de $\boldsymbol{L}(j\omega)$ y los polos de la matriz. El criterio de estabilidad se puede simplificar, de tal forma que solo se requiera considerar el número de encierros al punto crítico sin la necesidad de determinar los polos de lazo abierto, esto ya que las suposiciones realizadas para la aplicación del criterio de impedancia llevan a casos donde $\boldsymbol{L}(s)$ no tendría polos inestables. Sin embargo, también se han desarrollado enfoques donde es posible considerar los polos de lazo abierto en el semiplano derecho para evaluar la estabilidad [123], [124].

2.2.2. Cálculo de impedancia por medio del enfoque analítico

Asumiendo que se cuenta con el estado estacionario del modelo, se linealiza en torno a esta condición operativa si el modelo de gran señal es no lineal. Esto puede requerir del modelo en espacio de estados de gran señal, cuya estructura puede ser similar a (2.2).

Posteriormente, se determina el punto de acoplamiento (o punto de interacción) entre los subsistemas fuente y carga, se separan las ecuaciones pertenecientes a todos los elementos que conforman cada subsistema; es importante que en ambos conjuntos de ecuaciones se mantengan relaciones donde aparezcan la corriente y el voltaje en el punto de acoplamiento.

El siguiente paso consiste en transformar las ecuaciones al dominio de la frecuencia usando la transformada de Laplace para calcular las funciones de transferencia de cada elemento del subsistema, y al mismo tiempo se realiza un proceso de simplificación algebráica donde se busca eliminar la dependencia entre variables internas del subsistema, de tal forma que al final se obtengan relaciones del tipo:

$$\begin{aligned} -G_1(s) + H(s)\Delta I(s) + \Delta V(s) = 0 \\ G_2(s) + G(s)\Delta I(s) - \Delta V(s) = 0 \end{aligned} \tag{2.17}$$

La primer expresión se obtiene al simplificar el subsistema fuente, y permite identificar la impedancia como $Z_s(s) = H(s)$. Lo mismo aplica para la segunda ecuación, y se encuentra que $Z_l(s) = G(s)$. Es importante mencionar que este proceso es largo, pues se necesita calcular y simplificar varias funciones de transferencia con la finalidad de eliminar variables internas. Además, se vuelve muy complicado de simplificar cuando los modelos tienen un fuerte acoplamiento en sus variables de estado, o por leyes de control más complicadas que los típicos controles lineales; por esta razón, rara vez se utiliza en sistemas a gran escala. Vale la pena mencionar que estos pasos pueden llevar un orden distinto, por ejemplo, se puede linealizar una ecuación a la vez e inmediatamente transformar a la frecuencia, obteniendo expresiones que pueden ser útiles para simplificar la siguiente ecuación

que se vaya a linealizar. Otro punto importante a resaltar es que las impedancias de sistemas en corriente alterna no necesariamente son funciones escalares. Por ejemplo, si se modelan en el marco síncrono DQ (considerando sistemas balanceados y a frecuencia fundamental) resultan matrices de 2×2, si se considera el desbalance entonces aumenta el orden a 3×3.

2.2.3. Cálculo de impedancia por medio del enfoque de perturbación

Este método se basa en excitar la respuesta del sistema (una vez que se encuentra operando en la condición de estado estacionario) por medio de señales sinusiodales de frecuencia variable, medir la respuesta del sistema (componentes de voltajes y corrientes en terminales del sistema a la frecuencia con la cual se excitó inicialmente), y usando la relación del componente de voltaje al componente de corriente se identifica la función de transferencia de la impedancia. Se han propuesto distintas formas de lograr esto, por ejemplo, se puede aplicar una señal sinusoidal de amplitud pequeña y frecuencia variable a la vez, lo que se conoce como perturbación de un solo tono [84]. Otra propuesta denominada perturbación de secuencia pseudo alteatoria consiste en aplicar una señal con multiples componentes de frecuencia y por cada prueba identificar varios componentes a la vez [125]. Por otro lado, también es posible identificar la impedancia usando la propia respuesta del sistema ante cambios en las referencias de potencia activa o reactiva de los controles, lo cual permite medir información del sistema en distintas condiciones operativas [126], [127].

Este enfoque proporciona la respuesta de la impedancia como valores discretos a lo largo de un rango de frecuencia de interés, si se requiere tener una mejor caracterización del modelo, entonces se necesita aplicar un mayor número de perturbaciones. Finalmente, se puede aplicar un método de ajuste racional (como vector fitting) que permita aproximar la respuesta de la impedancia por medio de una función de transferencia [128]. Como se puede apreciar, el enfoque de perturbación no requiere del modelo del sistema, y puede ser implementado directamente en programas de simulación o aplicado sobre sistemas físicos. Sin embargo, requiere realizar simulaciones repetitivas (si se implementa en un software), por lo cual puede tomar mucho tiempo.

2.2.4. Cálculo de impedancia por medio del enfoque de diferencias finitas

Esta es una metodología que se propone, la cual trata de ser una opción más rápida que los enfoques antes presentados, evitando realizar simulaciones en el dominio del tiempo o desarrollar tediosos cálculos analíticos de simplificación, y que puede ser aplicado en sistemas de gran escala sin problemas; esta se basa nuevamente en un proceso de diferenciación numérica. La propuesta calcula el modelo de impedancia en el marco síncrono DQ partiendo del sistema de gran señal de un sistema como el ilustrado en la Figura 2.17:

$$\frac{d\boldsymbol{x}}{dt} = \boldsymbol{F}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{u}) \tag{2.18}$$

Este conjunto de ODEs contiene los modelos de ambos subsistemas implícitamente; pero una vez que se identifican cada uno de los subsistemas en el punto de acoplamiento, así como la corriente $\boldsymbol{i}$ y el voltaje $\boldsymbol{v}$ se puede

separar el conjunto de ecuaciones que modelan a los elementos de ambos subsistemas de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\frac{d\boldsymbol{x}_1}{dt} &= \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{i}, \boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{v})\\ \frac{d\boldsymbol{i}}{dt} &= \boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{i}, \boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{v})\\ \frac{d\boldsymbol{i}}{dt} &= \boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x}_2, \boldsymbol{i}, \boldsymbol{u}_2, \boldsymbol{v})\\ \frac{d\boldsymbol{x}_2}{dt} &= \boldsymbol{h}(\boldsymbol{x}_2, \boldsymbol{i}, \boldsymbol{u}_2, \boldsymbol{v})\end{aligned} \tag{2.19}$$

Donde $\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{u}_1$ son exclusivamente las variables de estado y referencias de control para los elementos incluidos en el subsistema fuente, mientras que $\boldsymbol{x}_2, \boldsymbol{u}_2$ son las correspondientes variables de estado y referencias de control para el subsistema carga. Se observa que en (2.19) aparecen de forma explícita la corriente y el voltaje en el punto de interacción. Generalmente el acoplamiento entre subsistemas ocurre por medio de enlaces que pueden modelarse con una inductancia y una resistencia, entonces la corriente $\boldsymbol{i}$ resulta una variable de estado. Pero el voltaje puede ser una variable algebráica en algunos casos (por ejemplo, considérese subsistemas que se interconectan por medio de dos ramas inductivas), o de estado en otros (si en el punto de acoplamiento existe un capacitor). Independientemente de esto, una vez que se tiene el modelo dinámico dividido se procede a linealizar en torno a las condiciones de equilibrio, cuyas dimensiones se asumen como $\boldsymbol{x}_1^0 \in \mathbb{R}^n$, $\boldsymbol{i}^0 \in \mathbb{R}^2$, $\boldsymbol{u}_1^0 \in \mathbb{R}^k$, $\boldsymbol{v}^0 \in \mathbb{R}^2$, $\boldsymbol{x}_2^0 \in \mathbb{R}^m$ and $\boldsymbol{u}_2^0 \in \mathbb{R}^l$ (las cuales se obtienen resolviendo $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{u}) = 0$). Para el subsistema fuente se tiene:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{x}_1\\ \Delta\boldsymbol{i}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_4 & \boldsymbol{A}_3\\ \boldsymbol{A}_2 & \boldsymbol{A}_1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{x}_1\\ \Delta\boldsymbol{i}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_2\\ \boldsymbol{B}_1\end{bmatrix}\Delta\boldsymbol{u}_1 + \begin{bmatrix}\boldsymbol{C}_2\\ \boldsymbol{C}_1\end{bmatrix}\Delta\boldsymbol{v} \tag{2.20}$$

Cada matriz se calcula columna a columna, usando diferenciación numérica, para la i-ésima columna se tiene:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{A}_4^i &= \frac{\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_1^0 + \epsilon\boldsymbol{I}_n^i, \boldsymbol{i}^0, \boldsymbol{u}_1^0, \boldsymbol{v}^0) - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_1^0, \boldsymbol{i}^0, \boldsymbol{u}_1^0, \boldsymbol{v}^0)}{\epsilon}\\ \boldsymbol{A}_3^i &= \frac{\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_1^0, \boldsymbol{i}^0 + \epsilon\boldsymbol{I}_2^i, \boldsymbol{u}_1^0, \boldsymbol{v}^0) - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_1^0, \boldsymbol{i}^0, \boldsymbol{u}_1^0, \boldsymbol{v}^0)}{\epsilon}\\ \boldsymbol{A}_2^i &= \frac{\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_1^0 + \epsilon\boldsymbol{I}_n^i, \boldsymbol{i}^0, \boldsymbol{u}_1^0, \boldsymbol{v}^0) - \boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_1^0, \boldsymbol{i}^0, \boldsymbol{u}_1^0, \boldsymbol{v}^0)}{\epsilon}\\ \boldsymbol{A}_1^i &= \frac{\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_1^0, \boldsymbol{i}^0 + \epsilon\boldsymbol{I}_2^i, \boldsymbol{u}_1^0, \boldsymbol{v}^0) - \boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_1^0, \boldsymbol{i}^0, \boldsymbol{u}_1^0, \boldsymbol{v}^0)}{\epsilon}\\ \boldsymbol{B}_2^i &= \frac{\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_1^0, \boldsymbol{i}^0, \boldsymbol{u}_1^0 + \epsilon\boldsymbol{I}_k^i, \boldsymbol{v}^0) - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_1^0, \boldsymbol{i}^0, \boldsymbol{u}_1^0, \boldsymbol{v}^0)}{\epsilon}\\ \boldsymbol{B}_1^i &= \frac{\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_1^0, \boldsymbol{i}^0, \boldsymbol{u}_1^0 + \epsilon\boldsymbol{I}_k^i, \boldsymbol{v}^0) - \boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_1^0, \boldsymbol{i}^0, \boldsymbol{u}_1^0, \boldsymbol{v}^0)}{\epsilon}\\ \boldsymbol{C}_2^i &= \frac{\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_1^0, \boldsymbol{i}^0, \boldsymbol{u}_1^0, \boldsymbol{v}^0 + \epsilon\boldsymbol{I}_2^i) - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_1^0, \boldsymbol{i}^0, \boldsymbol{u}_1^0, \boldsymbol{v}^0)}{\epsilon}\\ \boldsymbol{C}_1^i &= \frac{\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_1^0, \boldsymbol{i}^0, \boldsymbol{u}_1^0, \boldsymbol{v}^0 + \epsilon\boldsymbol{I}_2^i) - \boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_1^0, \boldsymbol{i}^0, \boldsymbol{u}_1^0, \boldsymbol{v}^0)}{\epsilon}\end{aligned} \tag{2.21}$$

el parámetro de perturbación es ϵ, y las matrices identidad $\boldsymbol{I}_n$, $\boldsymbol{I}_2$, $\boldsymbol{I}_k$ tienen dimensión n, 2 y k respectivamente. El siguiente paso consiste en cambiar al dominio de la frecuencia este sistema dinámico linealizado:

$$\begin{aligned}(s\boldsymbol{I}_n - \boldsymbol{A}_4)\,\Delta\boldsymbol{X}_1(s) &= [\boldsymbol{A}_3\Delta\boldsymbol{I}(s) + \boldsymbol{B}_2\Delta\boldsymbol{U}_1(s) + \boldsymbol{C}_2\Delta\boldsymbol{V}(s)]\\ (s\boldsymbol{I}_2 - \boldsymbol{A}_1)\,\Delta\boldsymbol{I}(s) &= [\boldsymbol{A}_2\Delta\boldsymbol{X}_1(s) + \boldsymbol{B}_1\Delta\boldsymbol{U}_1(s) + \boldsymbol{C}_1\Delta\boldsymbol{V}(s)]\end{aligned} \tag{2.22}$$

Simplificando estas expresiones para eliminar a las variables internas $\Delta \boldsymbol{X}_1(s)$ se puede llegar a una expresión del siguiente tipo:

$$\begin{aligned}
\Delta \boldsymbol{E}_s(s) &= \boldsymbol{Z}_s(s)\Delta \boldsymbol{I}(s) + \Delta \boldsymbol{V}(s) \\
\Delta \boldsymbol{E}_s(s) &= -\boldsymbol{M}_1(s)\left[\boldsymbol{A}_2\left(s\boldsymbol{I}_n - \boldsymbol{A}_4\right)^{-1}\boldsymbol{B}_2 + \boldsymbol{B}_1\right]\Delta \boldsymbol{U}_1(s) \\
\boldsymbol{Z}_s(s) &= -\boldsymbol{M}_1(s)\left[\left(s\boldsymbol{I}_2 - \boldsymbol{A}_1\right) - \boldsymbol{A}_2\left(s\boldsymbol{I}_n - \boldsymbol{A}_4\right)^{-1}\boldsymbol{A}_3\right] \\
\boldsymbol{M}_1(s) &= \left[\boldsymbol{A}_2\left(s\boldsymbol{I}_n - \boldsymbol{A}_4\right)^{-1}\boldsymbol{C}_2 + \boldsymbol{C}_1\right]^{-1}
\end{aligned} \tag{2.23}$$

El mismo proceso se aplica sobre el modelo de gran señal del subsistema carga, obteniendo el modelo lineal (abusando de la notación, se nombran a las matrices con una numeración similar al subsistema fuente):

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\Delta \boldsymbol{i} \\ \Delta \boldsymbol{x}_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_1 & \boldsymbol{A}_2 \\ \boldsymbol{A}_3 & \boldsymbol{A}_4\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta \boldsymbol{i} \\ \Delta \boldsymbol{x}_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_1 \\ \boldsymbol{B}_2\end{bmatrix}\Delta \boldsymbol{u}_2 + \begin{bmatrix}\boldsymbol{C}_1 \\ \boldsymbol{C}_2\end{bmatrix}\Delta \boldsymbol{v} \tag{2.24}$$

El cual, después de transformar al dominio de la frecuencia y simplificar permite obtener la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
\Delta \boldsymbol{V}(s) &= \boldsymbol{Z}_l(s)\Delta \boldsymbol{I}(s) + \Delta \boldsymbol{E}_l(s) \\
\Delta \boldsymbol{E}_l(s) &= -\boldsymbol{M}_2(s)\left[\boldsymbol{A}_2\left(s\boldsymbol{I}_m - \boldsymbol{A}_4\right)^{-1}\boldsymbol{B}_2 + \boldsymbol{B}_1\right]\Delta \boldsymbol{U}_2(s) \\
\boldsymbol{Z}_l(s) &= \boldsymbol{M}_2(s)\left[\left(s\boldsymbol{I}_2 - \boldsymbol{A}_1\right) - \boldsymbol{A}_2\left(s\boldsymbol{I}_m - \boldsymbol{A}_4\right)^{-1}\boldsymbol{A}_3\right] \\
\boldsymbol{M}_2(s) &= \left[\boldsymbol{A}_2\left(s\boldsymbol{I}_m - \boldsymbol{A}_4\right)^{-1}\boldsymbol{C}_2 + \boldsymbol{C}_1\right]^{-1}
\end{aligned} \tag{2.25}$$

Se observa que esta forma de calcular las matrices $\boldsymbol{Z}_s(s)$ y $\boldsymbol{Z}_l(s)$ es sistematizada y las expresiones (2.23) y (2.25) se mantienen válidas independiente de los elementos involucrados en cada subsistema o su dimensión, siempre y cuando el modelo de gran señal pueda dividirse como lo indica (2.19). Esto implica que el voltaje del punto de interconexión no es una variable de estado, pero en caso de que este lo sea, solo se requiere cambiar ligeramente la formulación, pero en esencia se siguen los mismos pasos.

Vale la pena aclarar que este enfoque no está orientado a modelos de caja negra, es decir, aquellos donde no se conoce el modelo, pues se asume que el modelo de gran señal de donde parte todo, se puede expresar como un sistema de orden finito en DQ, es decir un conjunto de ODEs; y que el estado estacionario es conocido. Se sugiere que este último no sea determinado por medio de integración numérica, y que en lugar se aprovechen las propiedades del marco DQ de invarianza para usar un método Newton-Raphson.

Finalmente, una comparación entre los tres enfoques se muestra en la Figura 2.19, resaltando los pasos involucrados en cada uno. Se puede observar que lo escencial para iniciar el cálculo de los modelos de impedancia son los datos del modelo, ya sea como un modelo de gran señal, simulaciones en el dominio del tiempo, diagramas de bloques, un prototipo o el sistema real.

Cada enfoque requiere llevar a cabo ciertas tareas que pueden demandar mayor tiempo de cómputo. En el método analítico, el estado estacionario se puede obtener mediante simulaciones en el dominio del tiempo o resolviendo las ODEs del modelo no lineal. Posteriormente, el modelo lineal se puede calcular utilizando enfoques como el método de componente conectado, funciones de transferencia o ecuaciones en el espacio de estados lineales. Se observa que el proceso de manipulación algebraica es una de las etapas que consumen más tiempo. En relación con el enfoque de perturbación, las simulaciones repetitivas en el dominio del tiempo (que sirven para evaluar la respuesta del sistema a lo largo del rango de frecuencia de interés) es la tarea que demanda más tiempo,

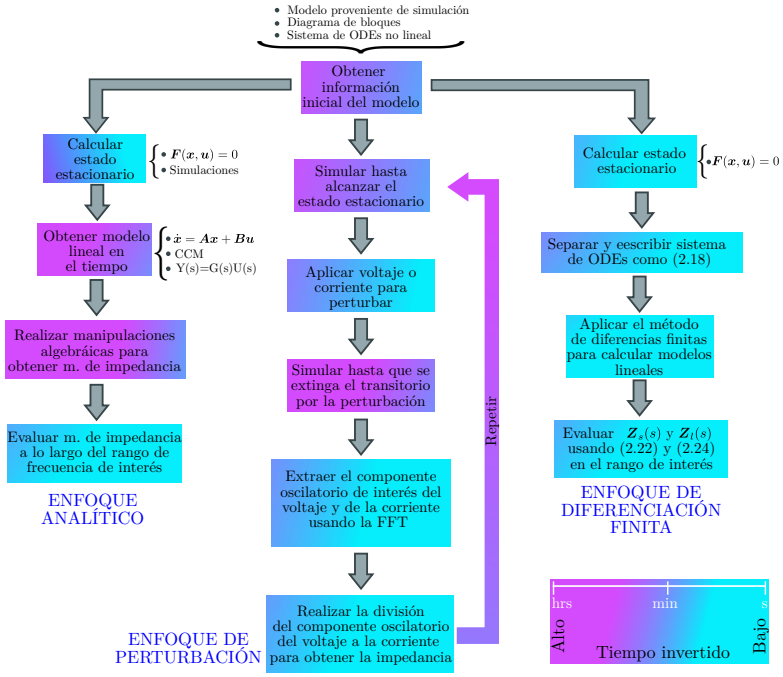


Figura 2.19. Etapas vinculadas con el cálculo de los modelos de impedancia utilizando distintos enfoques.

pudiendo requerir horas de simulación. Con respecto a la propuesta de diferenciación finita, la evaluación de impedancia es la etapa que consume más tiempo, similar al enfoque analítico, pero aún así requiere menos tiempo que el método analítico o el de perturbación.

2.2.5. Cálculo de impedancia por medio del enfoque de diferencias finitas con extensión analítica

Para aplicar el método de diferenciación numérica presentado en la sección 2.2.4 se requiere que el modelo del sistema sea de orden finito. Esto ocasiona que la incorporación del retraso (u otros efectos no racionales), se realice por medio de aproximaciones racionales que posteriormente se transforman a un conjunto de ODEs.

Otra alternativa consiste en realizar el estudio basado en ecuaciones diferenciales con retraso, pero su estudio de estabilidad es rigurosamente más complicado [129]. Sin embargo, en esta subsección se presenta un propuesta que permite continuar usando el método de diferenciación finita para calcular los modelos lineales, y que al mismo tiempo es capaz de representar el efecto exacto de los retrasos en los convertidores. Para explicar este proceso, se considerará el sistema mostrado en la Figura 2.20. Por simplicidad se ilustra con un caso donde el subsistema fuente solo tiene un convertidor.

Anteriormente se había establecido que el modelo de gran señal del subsistema fuente era:

$$\begin{aligned} \frac{d\boldsymbol{x}_1}{dt} &= \boldsymbol{f}_1(\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{i}, \boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{v}) \\ \frac{d\boldsymbol{i}}{dt} &= \boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{i}, \boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{v}) \end{aligned} \tag{2.26}$$

Para este sistema, el control (que puede lineal o no lineal) toma información proveniente del voltaje $\boldsymbol{v}$ y la corriente $\boldsymbol{i}$ en el punto de acoplamiento, así como de las referencias $\boldsymbol{u}_1$. La salida de la ley de control (es decir, las

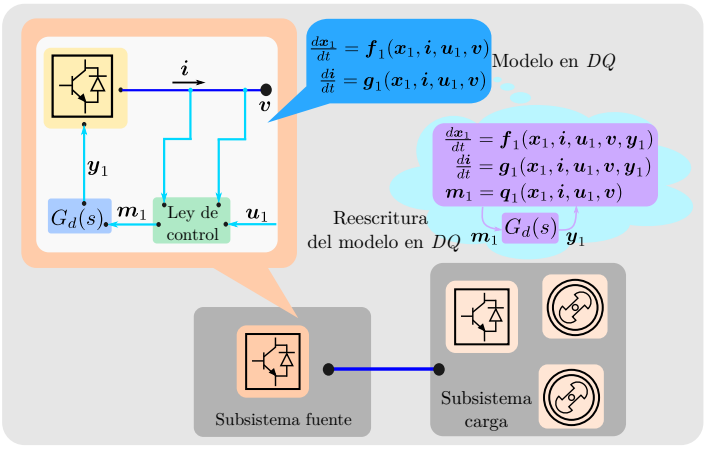


Figura 2.20. Representación en espacio de estados del subsistema carga incluyendo el efecto del retraso explícito.

moduladoras), $\boldsymbol{m}_1$, provienen de un conjunto de operaciones que se realizan dentro de este bloque y se pueden representar por medio de la relación $\boldsymbol{m}_1 = \boldsymbol{q}_1(\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{i}, \boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{v})$. Posteriormente las moduladoras pasarán por la PWM antes de aplicarse sobre los DEP. En el modelo, el efecto de la PWM se representa como un retraso con función de transferencia $G_d(s)$, y cuya salida, $\boldsymbol{y}_1$, se aplica sobre el modelo del convertidor. Es importante notar que la relación entre la salida de la ley de control, y la señal que se aplica sobre el DEP es lineal y en el dominio de la frecuencia es $\boldsymbol{Y}_1 = G_d(s)\boldsymbol{M}_1(s)$. Si $G_d(s) = e^{-T_s s}$, el efecto del retraso es exacto.

Ahora, lo que se propone es reescribir (2.26) de tal manera que $\boldsymbol{y}_1$ sea considerada como una entrada al sistema y escribir de forma explícita la relación que define el cálculo de las señales de modulación:

$$\begin{aligned} \frac{d\boldsymbol{x}_1}{dt} &= \boldsymbol{f}_1(\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{i}, \boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{v}, \boldsymbol{y}_1) \\ \frac{d\boldsymbol{i}}{dt} &= \boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{i}, \boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{v}, \boldsymbol{y}_1) \\ \boldsymbol{m}_1 &= \boldsymbol{q}_1(\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{i}, \boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{v}) \end{aligned} \tag{2.27}$$

Este sistema, junto con la relación $\boldsymbol{Y}_1 = G_d(s)\boldsymbol{M}_1(s)$ definen a un sistema híbrido tiempo-frecuencia. Y cuyo modelo lineal en torno a la condición operativa de estado estacionaro ($\boldsymbol{x}_1^0$, $\boldsymbol{i}^0$, $\boldsymbol{v}^0$,$\boldsymbol{y}_1^0$) es:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{x}_1 \\ \Delta\boldsymbol{i}\end{bmatrix} &= \begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_4 & \boldsymbol{A}_3 \\ \boldsymbol{A}_2 & \boldsymbol{A}_1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{x}_1 \\ \Delta\boldsymbol{i}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_2 \\ \boldsymbol{B}_1\end{bmatrix}\Delta\boldsymbol{u}_1 + \begin{bmatrix}\boldsymbol{C}_2 \\ \boldsymbol{C}_1\end{bmatrix}\Delta\boldsymbol{v} + \begin{bmatrix}\boldsymbol{G}_2 \\ \boldsymbol{G}_1\end{bmatrix}\Delta\boldsymbol{y}_1 \\ \Delta\boldsymbol{m}_1 &= \boldsymbol{H}_2\Delta\boldsymbol{x}_1 + \boldsymbol{H}_1\Delta\boldsymbol{i} + \boldsymbol{F}\Delta\boldsymbol{v} + \boldsymbol{D}\Delta\boldsymbol{u}_1 \\ \Delta\boldsymbol{Y}_1(s) &= G_d(s)\Delta\boldsymbol{M}_1(s) \end{aligned} \tag{2.28}$$

Las matrices se obtienen usando el mismo método de diferenciación numérica usando antes, y las dimensiones asumidas de las señales son $\boldsymbol{x}_1 \in \mathbb{R}^n$, $\boldsymbol{u}_1 \in \mathbb{R}^k$ and $\boldsymbol{v}, \boldsymbol{i}, \boldsymbol{m}_1, \boldsymbol{y}_1 \in \mathbb{R}^2$.

Como se puede observar, una parte del modelo se expresa en el tiempo y otra en la frecuencia, y para obtener el modelo de impedancia todo debe ser cambiado a la frecuencia. Siguiendo al proceso de mapear todo al dominio

s y realizar las simplificaciones para eliminar a las variables internas $\Delta \boldsymbol{X}_1(s)$, $\Delta \boldsymbol{Y}_1(s)$, y $\Delta \boldsymbol{M}_1(s)$ se obtiene:

$$\begin{aligned}
\Delta \boldsymbol{E}_s(s) &= \boldsymbol{Z}_s(s)\Delta \boldsymbol{I}(s) + \Delta \boldsymbol{V}(s) \\
\Delta \boldsymbol{E}_s(s) &= \boldsymbol{P}\left[\boldsymbol{B}_1 + \boldsymbol{G}_1 e^{-T_s s}\boldsymbol{D} + \boldsymbol{K}(\boldsymbol{B}_2 + \boldsymbol{G}_2 e^{-T_s s}\boldsymbol{D})\right]\Delta \boldsymbol{U}_1(s) \\
\boldsymbol{Z}_s(s) &= \boldsymbol{P}\left[s\boldsymbol{I}_2 - \boldsymbol{A}_1 - \boldsymbol{G}_1 e^{-T_s s}\boldsymbol{H}_1 - \boldsymbol{K}(\boldsymbol{A}_3 + \boldsymbol{G}_2 e^{-T_s s}\boldsymbol{H}_1)\right] \\
\boldsymbol{P} &= -\left[\boldsymbol{C}_1 + \boldsymbol{G}_1 e^{-T_s s}\boldsymbol{F} + \boldsymbol{K}(\boldsymbol{C}_2 + \boldsymbol{G}_2 e^{-T_s s}\boldsymbol{F})\right]^{-1} \\
\boldsymbol{K} &= (\boldsymbol{A}_2 + \boldsymbol{G}_1 e^{-T_s s}\boldsymbol{H}_2)(s\boldsymbol{I}_n - \boldsymbol{A}_4 - \boldsymbol{G}_2 e^{-T_s s}\boldsymbol{H}_2)^{-1}
\end{aligned} \tag{2.29}$$

Donde $\boldsymbol{I}_n$ e $\boldsymbol{I}_2$ son matrices identidad de dimensión n y 2, y además se observa que las matrices tienen términos trascendentales, por lo cual no son funciones racionales. Para el caso del subsistema carga, se puede aplicar el mismo enfoque y terminar con un conjunto de ecuaciones similares para su modelo de impedancia.

2.2.6. Casos de estudios (enfoque basado en impedancia)

Convertidor interconectado a la red (retraso aproximado con Padé)

Para ejemplificar un análisis donde se puedan mostrar los cuatro enfoques para obtener los modelos de impedancia, se utiliza un caso con un solo convertidor interconectado a la red por medio de una línea modelada con parámetros concentrados usando circuitos PI en cascada como se muestra en la Figura 2.21. Se omite el lazo de control externo asumiendo que la fuente primaria es despachable y puede entregar la cantidad de potencia solicitada siempre que esté dentro de sus capacidades. Las transformaciones al marco DQ general (orientado con $\boldsymbol{v}_{th}$) y dq orientado el voltaje en el PCC ($\boldsymbol{v}_{pcc}$) se indican con los bloques que tienen a las transformaciones $\boldsymbol{T}(\theta)$ y $\boldsymbol{C}(\delta)$ las cuales pueden ser consultadas en los Anexos. Para cambiar del dominio de las fases a DQ se utiliza $\theta = \omega_0 t$.

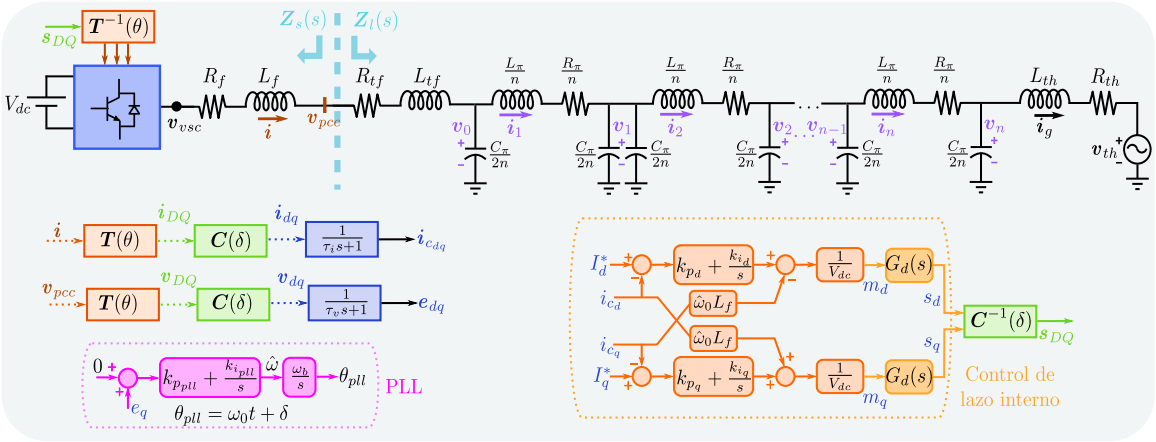


Figura 2.21. Caso de estudio para evaluar estabilidad por medio del IBSC.

Se emplea un filtro pasa bajas antes de utilizar las señales de voltaje y corriente en el PCC para realizar las leyes de control de corriente y del PLL (este filtro puede representar el efecto de algún sensor de medición). El retraso es representado por la función $G_d(s)$, la cual debe ser aproximada si el modelo es obtenido en el dominio del tiempo. El modelo de gran señal en el dominio del tiempo en DQ se proporciona en (2.31). Las variables δ, x_{pll} son estados asociados a los integradores en el PLL, las variables e_d, e_q son los estados relacionados a los filtros

pasa bajas que miden el voltaje en el PCC, las variables x_d, x_q están asociadas a los términos integrales de control de corriente. Debido a que el retraso es aproximado con funciones de segundo orden, esto introduce dos estados extra tanto en d como en q los cuales son representados por las variables $\boldsymbol{y}_d$, $\boldsymbol{y}_q$. Los estados i_{c_d}, i_{c_q} se asocian a los filtros pasa bajas que miden la corriente en el PCC, la corriente en terminales convertidor es $\boldsymbol{i}_{DQ}$. La línea se relaciona con los estados $\boldsymbol{v}_k$, $\boldsymbol{i}_k$ para $k = 1, 2, \ldots, n$, con $n = 10$. El modelo de este sistema se proporciona en (2.31), y las señales de modulación generadas por el control, $\boldsymbol{s}_{DQ}$, son calculadas como relaciones algebráicas dadas en (2.30):

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{s}_{DQ} &= \boldsymbol{C}^{-1}(\delta)\boldsymbol{s}_{dq} \\
s_d &= \boldsymbol{C}_d\boldsymbol{y}_d + \boldsymbol{D}_d m_d \\
s_q &= \boldsymbol{C}_q\boldsymbol{y}_q + \boldsymbol{D}_q m_q \\
\begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} &= \frac{1}{V_{dc}} \begin{bmatrix} k_{p_d}(I_d^* - i_{c_d}) + x_d - \hat{\omega}_0 L_f i_{c_q} \\ k_{p_q}(I_q^* - i_{c_q}) + x_q + \hat{\omega}_0 L_f i_{c_d} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.30}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \delta \\ x_{pll} \\ e_d \\ e_q \\ x_d \\ x_q \\ \boldsymbol{y}_d \\ \boldsymbol{y}_q \\ i_{c_d} \\ i_{c_q} \\ \boldsymbol{i}_{DQ} \\ \boldsymbol{v}_0 \\ \boldsymbol{i}_1 \\ \boldsymbol{v}_1 \\ \boldsymbol{i}_2 \\ \boldsymbol{v}_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \boldsymbol{i}_9 \\ \boldsymbol{v}_9 \\ \boldsymbol{i}_{10} \\ \boldsymbol{v}_{10} \\ \boldsymbol{i}_g \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \omega_b(\hat{\omega}_0 - 1) \\ k_{i_{pll}} e_q \\ 1/\tau_v(v_d - e_d) \\ 1/\tau_v(v_q - e_q) \\ k_{i_d}(I_d^* - i_{c_d}) \\ k_{i_q}(I_q^* - i_{c_q}) \\ \boldsymbol{A}_d\boldsymbol{y}_d + \boldsymbol{B}_d m_d \\ \boldsymbol{A}_d\boldsymbol{y}_q + \boldsymbol{B}_d m_q \\ 1/\tau_i(i_d - i_{c_d}) \\ 1/\tau_i(i_q - i_{c_q}) \\ \frac{\omega_b}{L_{eq}}\left(V_{dc}\boldsymbol{s}_{DQ} - R_{eq}\boldsymbol{i}_{DQ} - \hat{\omega}_0 L_{eq}\boldsymbol{P}\boldsymbol{i}_{DQ} - \boldsymbol{v}_0\right) \\ \frac{2n\omega_b}{C_\pi}\left(\boldsymbol{i}_{DQ} - \hat{\omega}_0\frac{C_\pi}{n}\boldsymbol{P}\boldsymbol{v}_0 - \boldsymbol{i}_1\right) \\ \frac{n\omega_b}{L_\pi}\left(\boldsymbol{v}_0 - \frac{R_\pi}{n}\boldsymbol{i}_1 - \hat{\omega}_0\frac{L_\pi}{n}\boldsymbol{P}\boldsymbol{i}_1 - \boldsymbol{v}_1\right) \\ \frac{n\omega_b}{C_\pi}\left(\boldsymbol{i}_1 - \hat{\omega}_0\frac{C_\pi}{n}\boldsymbol{P}\boldsymbol{v}_1 - \boldsymbol{i}_2\right) \\ \frac{n\omega_b}{L_\pi}\left(\boldsymbol{v}_1 - \frac{R_\pi}{n}\boldsymbol{i}_2 - \hat{\omega}_0\frac{L_\pi}{n}\boldsymbol{P}\boldsymbol{i}_2 - \boldsymbol{v}_2\right) \\ \frac{n\omega_b}{C_\pi}\left(\boldsymbol{i}_2 - \hat{\omega}_0\frac{C_\pi}{n}\boldsymbol{P}\boldsymbol{v}_2 - \boldsymbol{i}_3\right) \\ \vdots \\ \vdots \\ \frac{n\omega_b}{L_\pi}\left(\boldsymbol{v}_8 - \frac{R_\pi}{n}\boldsymbol{i}_9 - \hat{\omega}_0\frac{L_\pi}{n}\boldsymbol{P}\boldsymbol{i}_9 - \boldsymbol{v}_9\right) \\ \frac{n\omega_b}{C_\pi}\left(\boldsymbol{i}_9 - \hat{\omega}_0\frac{C_\pi}{n}\boldsymbol{P}\boldsymbol{v}_9 - \boldsymbol{i}_{10}\right) \\ \frac{n\omega_b}{L_\pi}\left(\boldsymbol{v}_9 - \frac{R_\pi}{n}\boldsymbol{i}_{10} - \hat{\omega}_0\frac{L_\pi}{n}\boldsymbol{P}\boldsymbol{i}_{10} - \boldsymbol{v}_{10}\right) \\ \frac{2n\omega_b}{C_\pi}\left(\boldsymbol{i}_{10} - \hat{\omega}_0\frac{C_\pi}{n}\boldsymbol{P}\boldsymbol{v}_{10} - \boldsymbol{i}_g\right) \\ \frac{\omega_b}{L_{th}}\left(\boldsymbol{v}_n - R_{th}\boldsymbol{i}_g - \hat{\omega}_0 L_{th}\boldsymbol{P}\boldsymbol{i}_{th} - \boldsymbol{v}_{th}\right) \end{bmatrix} \\
L_{eq} &= L_f + L_{tf} \\
R_{eq} &= R_f + R_{tf}
\end{aligned} \tag{2.31}$$

La matriz $\boldsymbol{P}$ modela el acoplamiento cruzado entre los ejes D y Q, mientras que las matrices $\boldsymbol{A_d}$, $\boldsymbol{B}_d$, $\boldsymbol{C}_d$ y $\boldsymbol{D}_d$

son la realización de la función de transferencia de segundo orden del retraso:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{P} &= \begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{A}_d &= \begin{bmatrix}-\frac{6}{T_d} & -\frac{12}{T_d^2}\\ 1 & 0\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{B}_d &= \begin{bmatrix}1\\ 0\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{C}_d &= \begin{bmatrix}\frac{-12}{T_d} & 0\end{bmatrix}, \boldsymbol{D}_d = [1]\end{aligned} \tag{2.32}$$

Para comenzar con el cálculo de los modelos de impedancia, primero se selecciona el punto de interacción desde donde se definen los subsistemas. Se selecciona el PCC del convertidor, de tal forma que el convertidor es el subsistema fuente, y la línea junto con el equivalente de red es el carga. Es importante notar que el voltaje en el punto de interacción es una variable algebráica, y por lo tanto no aparece en (2.31). Para introducirlo en el modelo, se agrega como una variable extra en la ecuación para $\boldsymbol{i}_{DQ}$, y a la vez deberían de generarse dos expresiones:

$$\begin{aligned}\frac{d\boldsymbol{i}_{DQ}}{dt} &= \frac{\omega_b}{L_f}\left(V_{dc}\boldsymbol{s}_{DQ} - R_f\boldsymbol{i}_{DQ} - \hat{\omega}_0 L_f \boldsymbol{P}\boldsymbol{i}_{DQ} - \boldsymbol{v}_{DQ}\right)\\ \frac{d\boldsymbol{i}_{DQ}}{dt} &= \frac{\omega_b}{L_{tf}}\left(\boldsymbol{v}_{DQ} - R_{tf}\boldsymbol{i}_{DQ} - \hat{\omega}_0 L_{tf} \boldsymbol{P}\boldsymbol{i}_{DQ} - \boldsymbol{v}_0\right)\end{aligned} \tag{2.33}$$

Una vez establecido el modelo de gran señal, se procede a desarrollar el modelo analítico de impedancia, se asumirá conocida la condición de equilibrio, la cual se denotará por el superíndice 0 (por ejemplo, el valor en estado estacionario de alguna variable, digamos x es x^0). Linealizando cada ecuación en (2.33) y transformando al dominio de la frecuencia (las variables en la frecuencia se representan con letras mayúsculas):

$$\begin{aligned}V_{dc}\Delta\boldsymbol{S}_{DQ}(s) &= \boldsymbol{Z}_f(s)\Delta\boldsymbol{I}_{DQ}(s) + \Delta\boldsymbol{V}_{DQ}(s)\\ \Delta\boldsymbol{V}_{DQ}(s) &= \boldsymbol{Z}_{tf}(s)\Delta\boldsymbol{I}_{DQ}(s) + \Delta\boldsymbol{V}_0(s)\\ \boldsymbol{Z}_f(s) &= \begin{bmatrix}\frac{L_f}{\omega_b}s + R_f & -\hat{\omega}_0 L_f\\ \hat{\omega}_0 L_f & \frac{L_f}{\omega_b}s + R_f\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{Z}_{tf}(s) &= \begin{bmatrix}\frac{L_{tf}}{\omega_b}s + R_{tf} & -\hat{\omega}_0 L_{tf}\\ \hat{\omega}_0 L_{tf} & \frac{L_{tf}}{\omega_b}s + R_{tf}\end{bmatrix}\end{aligned} \tag{2.34}$$

Como el subsistema carga es completamente lineal, solo se mostrará la derivación del modelo del subsistema fuente. Para ello, se procede determinando la expresión lineal de las señales de modulación:

$$\Delta\boldsymbol{S}_{DQ}(s) = \boldsymbol{C}^{-1}(\delta^0)\Delta\boldsymbol{S}_{dq}(s) + \left(\frac{\partial\boldsymbol{C}^{-1}}{\partial\delta}\Big|_{\delta^0}\right)\boldsymbol{s}_{dq}^0\Delta\delta(s) \tag{2.35}$$

Con respecto a las señales de modulación en el marco dq, se tienen las siguientes expresiones linealizando y

cambiando al dominio de la frecuencia:

$$\begin{aligned}\Delta \boldsymbol{S}_{dq}(s) &= \boldsymbol{G}_{delay}(s)\left\{\boldsymbol{G}_i(s)\left(\Delta \boldsymbol{I}^*_{dq}(s) - \Delta \boldsymbol{I}_{c_{dq}}(s)\right) + \boldsymbol{G}_{dec}\Delta \boldsymbol{I}_{c_{dq}}(s)\right\}\\ \boldsymbol{G}_i(s) &= \begin{bmatrix} k_{p_d} + \frac{k_{i_d}}{s} & 0 \\ 0 & k_{p_q} + \frac{k_{i_q}}{s}\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{G}_{dec} &= \begin{bmatrix} 0 & -\hat{\omega_0} L_f \\ \hat{\omega_0} L_f & 0\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{G}_{delay}(s) &= \begin{bmatrix} \frac{G_d(s)}{V_{dc}} & 0 \\ 0 & \frac{G_d(s)}{V_{dc}}\end{bmatrix}\end{aligned} \tag{2.36}$$

En este punto, todavía existen variables intermedias que deben ser eliminadas, como lo son $\Delta \boldsymbol{I}_{c_{dq}}(s)$, y $\Delta\delta(s)$. Para ello se deben de obtener las relaciones que vinculan a estas variables con el voltaje $\Delta \boldsymbol{V}_{DQ}(s)$ y con la corriente $\Delta \boldsymbol{I}_{DQ}(s)$. En el caso de la corriente se tiene:

$$\begin{aligned}\Delta \boldsymbol{I}_{c_{dq}}(s) &= \boldsymbol{H}_i(s)\left[\boldsymbol{C}(\delta^0)\Delta \boldsymbol{I}_{DQ}(s) + \left(\frac{\partial \boldsymbol{C}}{\partial \delta}\Big|_{\delta^0}\right)\boldsymbol{i}^0_{DQ}\Delta\delta(s)\right]\\ \boldsymbol{H}_i(s) &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_i s+1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_i s+1}\end{bmatrix}\end{aligned} \tag{2.37}$$

Ahora, para obtener una expresión para el ángulo, se linealizan las ecuaciones del PLL y del filtro pasa bajas que mide a $\boldsymbol{v}_{DQ}$:

$$\begin{aligned}\Delta\delta(s) &= \frac{\omega_b}{s}\begin{bmatrix}0 & k_{p_{pll}} + \frac{k_{i_{pll}}}{s}\end{bmatrix}\Delta \boldsymbol{E}_{dq}(s) = \boldsymbol{G}_{pll}(s)\Delta \boldsymbol{E}_{dq}(s)\\ \Delta \boldsymbol{E}_{dq}(s) &= \boldsymbol{H}_v(s)\left[\boldsymbol{C}(\delta^0)\Delta \boldsymbol{V}_{DQ}(s) + \left(\frac{\partial \boldsymbol{C}}{\partial \delta}\Big|_{\delta^0}\right)\boldsymbol{v}^0_{DQ}\Delta\delta(s)\right]\\ \boldsymbol{H}_v(s) &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_v s+1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_v s+1}\end{bmatrix}\end{aligned} \tag{2.38}$$

Simplificando esta ecuación se obtiene una relación entre el ángulo y el voltaje en el PCC:

$$\begin{aligned}\Delta\delta(s) &= \boldsymbol{G}_a(s)\Delta \boldsymbol{V}_{DQ}(s)\\ \boldsymbol{G}_a(s) &= \left[1 - \boldsymbol{G}_{pll}(s)\boldsymbol{H}_v(s)\left(\frac{\partial \boldsymbol{C}}{\partial \delta}\Big|_{\delta^0}\right)\boldsymbol{v}^0_{DQ}\right]^{-1}\left[\boldsymbol{G}_{pll}(s)\boldsymbol{H}_v(s)\boldsymbol{C}(\delta^0)\right]\end{aligned} \tag{2.39}$$

Sustituyendo $\Delta\delta(s)$ en (2.37), y posteriormente introduciendo la expresión para $\Delta \boldsymbol{I}_{c_{dq}}(s)$ junto con la definición de $\Delta\delta(s)$ en (2.36) se obtiene una expresión en la cual $\Delta \boldsymbol{S}_{dq}(s)$ solo depende de $\Delta \boldsymbol{I}_{DQ}(s)$ y de $\Delta \boldsymbol{V}_{DQ}(s)$. El siguiente paso consiste en introducir esta expresión para $\Delta \boldsymbol{S}_{dq}(s)$ y la definición de $\Delta\delta(s)$ en (2.35). Con este paso se logra expresar completamente $\Delta \boldsymbol{S}_{DQ}(s)$ como una funcíon que solo depende del voltaje $\Delta \boldsymbol{V}_{DQ}(s)$ y de la corriente $\Delta \boldsymbol{I}_{DQ}(s)$. Finalmente, se introduce $\Delta \boldsymbol{S}_{DQ}(s)$ en la expresión del subsistema fuente en (2.34); obteniéndose la siguiente expresión para la impedancia del subsistema fuente:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{Z}_s(s) &= \left[\boldsymbol{I} - V_{dc}\boldsymbol{G}_b(s)\right]^{-1}\left[-V_{dc}\boldsymbol{C}^{-1}(\delta^0)\boldsymbol{G}_{delay}(s)(-\boldsymbol{G}_i(s) + \boldsymbol{G}_{dec})\boldsymbol{H}_i(s)\boldsymbol{C}_i(\delta^0) + \boldsymbol{Z}_f(s)\right]\\ \boldsymbol{G}_b(s) &= \boldsymbol{C}^{-1}(\delta^0)\boldsymbol{G}_{delay}(s)\left(-\boldsymbol{G}_i(s) + \boldsymbol{G}_{dec}\right)\boldsymbol{H}_i(s)\left(\frac{\partial \boldsymbol{C}}{\partial \delta}\Big|_{\delta^0}\right)\boldsymbol{i}^0_{DQ}\boldsymbol{G}_a(s) + \left(\frac{\partial \boldsymbol{C}}{\partial \delta}\Big|_{\delta^0}\right)\boldsymbol{s}^0_{dq}\boldsymbol{G}_a(s)\end{aligned} \tag{2.40}$$

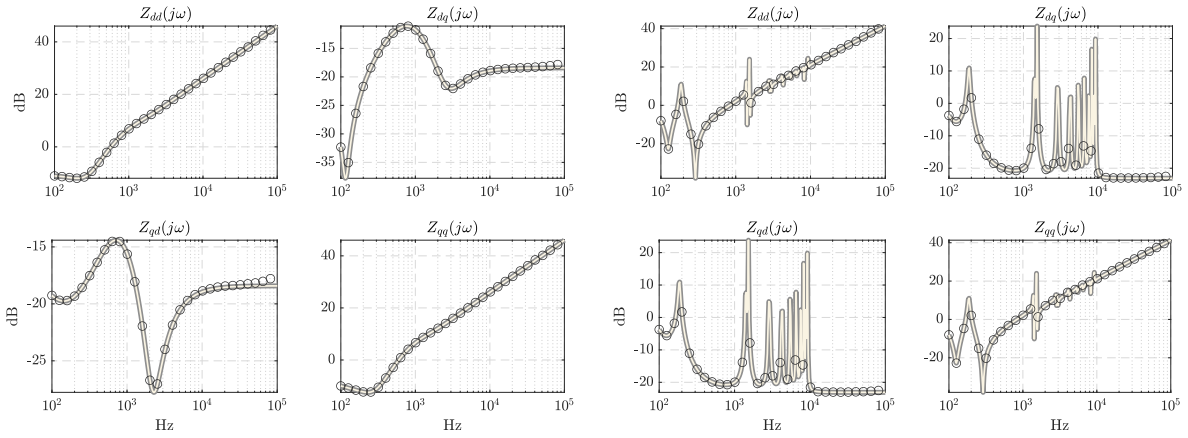
El modelo de gran señal del subsistema carga es lineal, es menos complicado de obtener y se calcula usando los modelos de impedancias de cada circuito PI y utilizando el resultado para simplificar el siguiente bloque en cascada:

$$
\begin{aligned}
\boldsymbol{Y}_a(s) &= \boldsymbol{Z}_{th}^{-1}(s) + \boldsymbol{Y}_{\pi_1}(s) \\
\boldsymbol{Y}_1(s) &= \boldsymbol{Y}_{\pi_2}(s) + \left[\boldsymbol{Z}_\pi(s) + \boldsymbol{Y}_a^{-1}(s)\right]^{-1} \\
\boldsymbol{Y}_2(s) &= \boldsymbol{Y}_{\pi_2}(s) + \left[\boldsymbol{Z}_\pi(s) + \boldsymbol{Y}_1^{-1}(s)\right]^{-1} \\
\boldsymbol{Y}_3(s) &= \boldsymbol{Y}_{\pi_2}(s) + \left[\boldsymbol{Z}_\pi(s) + \boldsymbol{Y}_2^{-1}(s)\right]^{-1} \\
&\vdots = \vdots \\
\boldsymbol{Y}_9(s) &= \boldsymbol{Y}_{\pi_2}(s) + \left[\boldsymbol{Z}_\pi(s) + \boldsymbol{Y}_8^{-1}(s)\right]^{-1} \\
\boldsymbol{Y}_{10}(s) &= \boldsymbol{Y}_{\pi_1}(s) + \left[\boldsymbol{Z}_\pi(s) + \boldsymbol{Y}_9^{-1}(s)\right]^{-1} \\
\boldsymbol{Z}_l(s) &= \boldsymbol{Z}_{tf}(s) + \boldsymbol{Y}_{10}^{-1}(s) \\
\boldsymbol{Y}_{\pi_1} &= \frac{1}{2n}\begin{bmatrix} \frac{C_\pi}{\omega_b}s & -\hat{\omega}_0 C_\pi \\ \hat{\omega}_0 C_\pi & \frac{C_\pi}{\omega_b}s \end{bmatrix}, \boldsymbol{Y}_{\pi_2} = 2\boldsymbol{Y}_{\pi_1} \\
\boldsymbol{Z}_\pi &= \frac{1}{n}\begin{bmatrix} \frac{L_\pi}{\omega_b}s + R_\pi & -\hat{\omega}_0 L_\pi \\ \hat{\omega}_0 L_\pi & \frac{L_\pi}{\omega_b}s + R_\pi \end{bmatrix}
\end{aligned}
\tag{2.41}
$$

Se observa que el modelo de impedancias es una matriz de 2×2, debido al acoplamiento cruzado que existe entre los dos componentes D y Q. Con este ejercicio, se aprecia lo laborioso que resulta el enfoque analítico, inclusive en un sistema pequeño, y con estrategias de control simplificadas. Por otro lado, para aplicar la propuesta de linealización basada en diferenciación numérica, se parte de (2.31) y se particiona en el punto de acoplamiento, con la finalidad de mantener dos sistemas en los cuales se tenga de forma explícita a las variables $\boldsymbol{i}_{DQ}$ y $\boldsymbol{v}_{DQ}$. Por ejemplo, para el subsistema fuente, esto se logra tomando las primeras 12 ODEs en (2.31), y usando la primer ecuación en (2.33). Con respecto al método de perturbación, el sistema se implementó en Simulink de MATLAB y se aplicaron señales de voltaje variable (con amplitud de 2 % del voltaje nominal del sistema) para identificar las impedancias de ambos subsistemas. Los parámetros de este sistema se proporcionan en los Anexos, y se puede consultar su modelo con más detenimiento en Modelos de tesis. Los resultados se muestran en la Figura 2.22, comparando los tres enfoques para un rango de frecuencias entre 100 Hz a 100 kHz usando 150 muestras logarítmicamente distribuidas.

Los tres resultados se encuentran sobrepuestos entre sí, lo cual permite comprobar que el método propuesto es capaz de obtener los mismos resultados que los otros dos enfoques, pero con una notoria mejoría en los tiempo de cálculo requeridos: para el método de perturbación primero se requirió simular hasta llegar al estado estacionario, y posteriormente se aplicó la señal de voltaje de frecuencia variable, se dejó simular 200 ms (con la finalidad de permitir que el transitorio causado se extinga) y se procedió a tomar las mediciones de voltaje y corriente para extraer los componentes oscilatorios a la frecuencia de perturbación.

Con la finalidad de obtener un resultado con mayor precisión el sistema se simuló usando un paso de integración de 1 μs. Para completar las 150 pruebas este enfoque tomó 4590 s; por otro lado, la propuesta de diferencias finitas tomó 0.07 s en evaluar las 150 frecuencia, es decir más de 64440 veces más rápido. Con respecto al método análitico, para obtener una comparación basada en ordenador, se utilizó el toolbox Symbolic Math de Matlab, y se reportó un tiempo de 38.12 s para calcular la impedancia del subsistema fuente, pero en el caso del subsistema carga se observó que debido al gran número de ODEs el toolbox llegó a tomar más de 4 horas en obtener el modelo de impedancia.



(a) Magnitud de $\boldsymbol{Z}_s(j\omega)$ (b) Magnitud de $\boldsymbol{Z}_l(j\omega)$

Figura 2.22. Modelos de impedancia usando los enfoques analítico (–), diferenciación finita ( ) y perturbación (○).

Otra característica a evaluar en los métodos para calcular las impedancias es la exactitud de las aproximaciones con respecto al método analítico. Esto es de gran importancia pues permite determinar el error de aproximación que tienen los enfoques de diferenciación finita y de perturbación. Por ejemplo, en el caso del método propuesto, uno de los factores determinantes que influye en el resultado es el valor del parámetro ϵ usando para calcular las derivadas, y también el tipo de aproximación usada para la derivada. En el caso del enfoque de perturbación, dos factores que influyen en los resultados son el tiempo de simulación empleado para calcular el estado estacionario, y el paso de integración. Para cuantificar esto, se calcula una matriz de error:

$$\boldsymbol{Z}_{err}(j\omega) = \boldsymbol{Z}_a(j\omega) - \boldsymbol{Z}_x(j\omega) \tag{2.42}$$

Donde la matriz de error $\boldsymbol{Z}_{err}(j\omega)$, se obtiene restando los resultados del enfoque de diferenciación finita ($x = df$), o del de perturbación ($x = p$), del resultado analítico, $\boldsymbol{Z}_a(j\omega)$. En la Figura 2.23 se muestra el error en la matriz del subsistema carga utilizando tres métodos para aproximar la derivada, y también se agrega el error del método de perturbación.

Se aprecia que el método de perturbación tiene los errores más grandes, presentando valores alrededor del orden de 10^{-3} p.u., esto a pesar de que le sistema se integró con un paso relativamente pequeño. Se podría intentar reducir aún más el paso para disminuir los errores, pero esto incrementa el tiempo de procesamiento y cómputo. Por otro lado, se observa que el método de diferenciación finita es más preciso, ya que tiene errores alrededor de 10^{-9} p.u. En este caso para los tres métodos de diferenciación se utilizó $\epsilon = 10^{-6}$ p.u., por lo cual cambiando el valor de este parámetro se pueden obtener mejores aproximaciones. En principio se puede pensar que un ϵ más pequeño daría como resultado una aproximación mejor. Sin embargo, el método de diferenciación finita introduce errores de redondeo cuando se evalúa (2.21) por medio de un ordenador, estos surgen debido a la longitud finita de palabra de las computadoras digitales. Para seleccionar un valor adecuado de ϵ se debería de tener en cuanta la unidad de redondeo (machine epsilon) de la computadora, por ejemplo, para un machine epsilon de 2.22×10^{-22}, ϵ está en el rango de 10^{-7} p.u. a 10^{-6} p.u. [112].

Una vez validados los modelos de impedancia, y al haberse comprobado la precisión de la propuesta de linealización, se utilizan los enfoques de diferencias finitas para estudiar la estabilidad usando diagramas de Nyquist de los eigenvalores de $\boldsymbol{L}(j\omega)$. En la Figura 2.24-(a) se muestran los eigenvalores de la ganancia de lazo, se observa

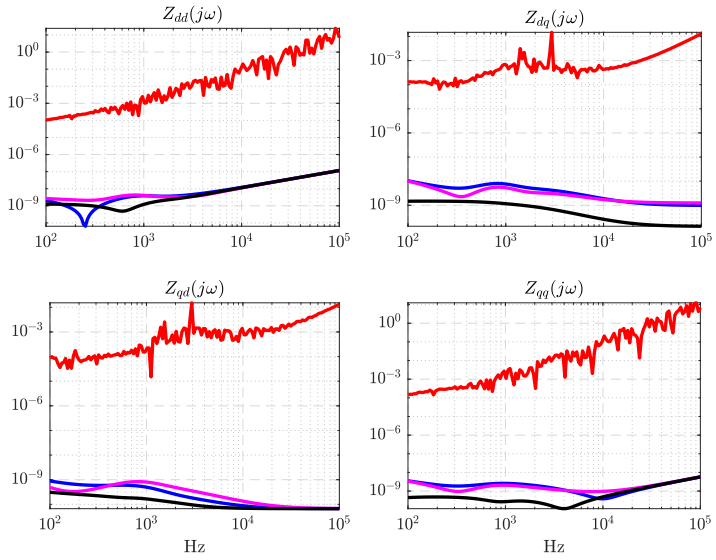
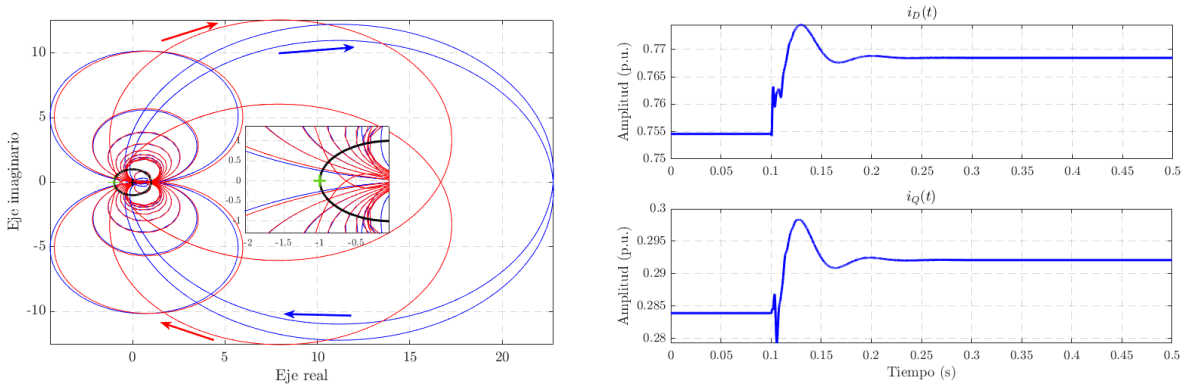


Figura 2.23. Magnitud de la matriz de error para el subsistema carga: diferenciación hacia adelante (–), diferenciación hacia atras (–), diferenciación central (–), enfoque de perturbación (–).

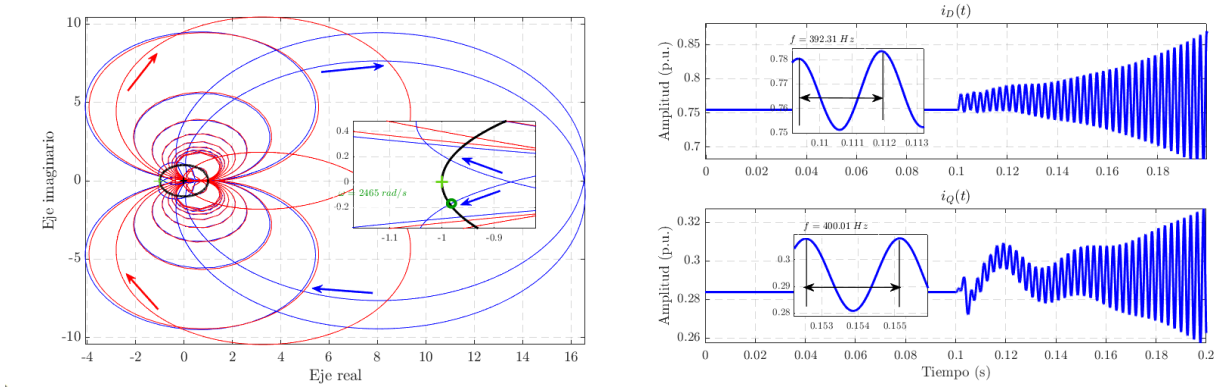
que no encierran al punto crítico; además, al revisar la ganancia de lazo no se tienen polos de lazo abierto inestables. Esto permite concluir que el sistema es estable, para verificarlo se realiza una simulación en el dominio del tiempo, lo cual comprueba que el sistema no presenta un comportamiento inestable. Por otro lado, se observó que al variar la ganancia proporcional del control de corriente en el eje d, k_{p_d}, los polos de la ganancia de lazo se mueven, estando cada vez más cerca del eje imaginario; finalmente cuando $k_{p_d} = 1.01859$ p.u. en la ganancia de lazo aparecen dos polos en el semiplano derecho, y al dibujar los diagramas de Nyquist no se observan encierros al punto crítico, esto se presenta en la Figura 2.25-(a). Se concluye que el sistema será inestable. Esto se vuelve a verificar con simulaciones en el tiempo, donde se observa que el sistema tiene una respuesta oscilatoria inestable.



(a) Nyquist de λ_1 (–) and λ_2 (–)

(b) Simulaciones en el dominio del tiempo

Figura 2.24. Resultados en el escenario operativo estable.



(a) Nyquist de λ_1 (–) and λ_2 (–)

(b) Simulaciones en el dominio del tiempo

Figura 2.25. Resultados en el escenario operativo instable.

Además, usando las trazas de Nyquist de los eigenvalores se encuentra un aproximado de la frecuencia a la cual suceden las oscilaciones inestables. Para este caso se halla un valor de 392.31 Hz, y en las simulaciones en el tiempo se observaron oscilaciones a 392.3 Hz; un valor que es muy cercano al estimado con el análisis lineal.

Dos convertidores interconectados a la red (retraso exacto)

Para probar el cálculo de impedancia usando el método de diferenciación finita con extensión analítica, se utiliza el caso de prueba mostrado en la Figura 2.26, en el cual se tienen dos convertidores (uno de ellos incorpora el efecto del bus de CD) interconectados a la red por medio de líneas de transmisión modeladas con un solo circuito PI. El punto de interacción se seleciona después del filtro LCL del convertidor VSC-1, siendo parte del subsistema carga todos los elementos a la derecha de este punto, y el subsistema fuente solo VSC-1 con sus controles y elementos pasivos. Los modelos de gran señal y de impedancias, así como sus parámetros son proporcionados en [130]. Para realizar la validación, se comparan los enfoques analítico, de diferencias finitas con extensión analítica y el de perturbación (este último implementado en Simulink de Matlab).

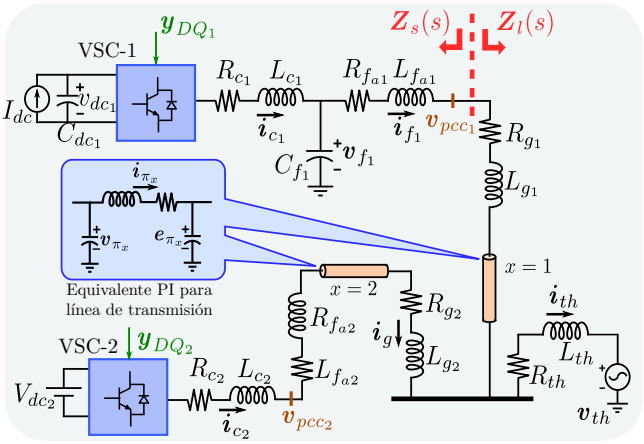
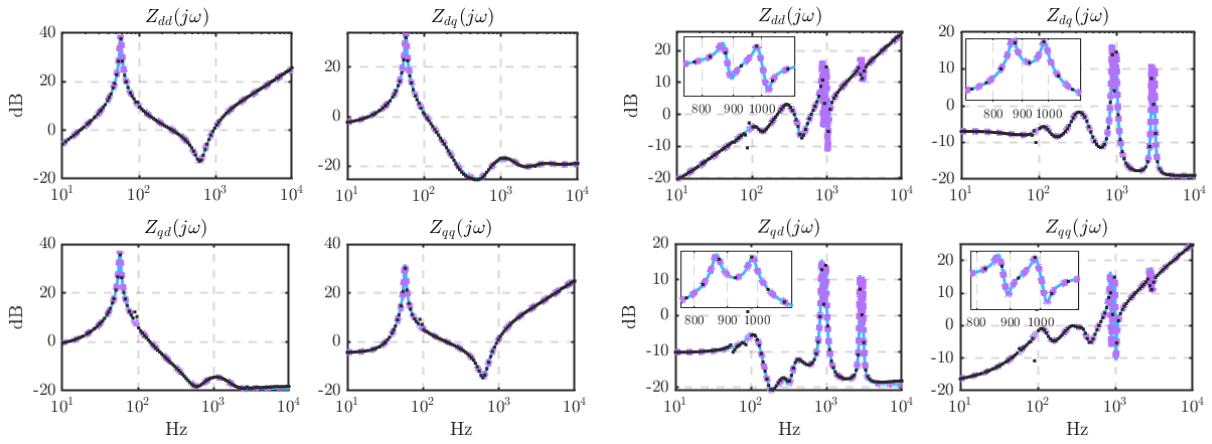


Figura 2.26. Caso de estudio para evaluar la estabilidad utilizando el método de impedancia basado en diferenciación finita con extensión analítica.

Se observa en la Figura 2.27 que la propuesta con extensión analítica es capaz de obtener los mismos resultados que los otros dos métodos, también vale la pena notar que ahora ambos subsistemas incorporan el efecto del retraso de forma exacta, lo cual implica un sistema de orden infinito.

Una vez validado el modelo, se procedió a realizar el trazado de los diagramas de Nyquist evaluando la sensibilidad del sistema a algunos parámetros del sistema. En la condición nominal, el VSC-2 tiene un ancho de banda



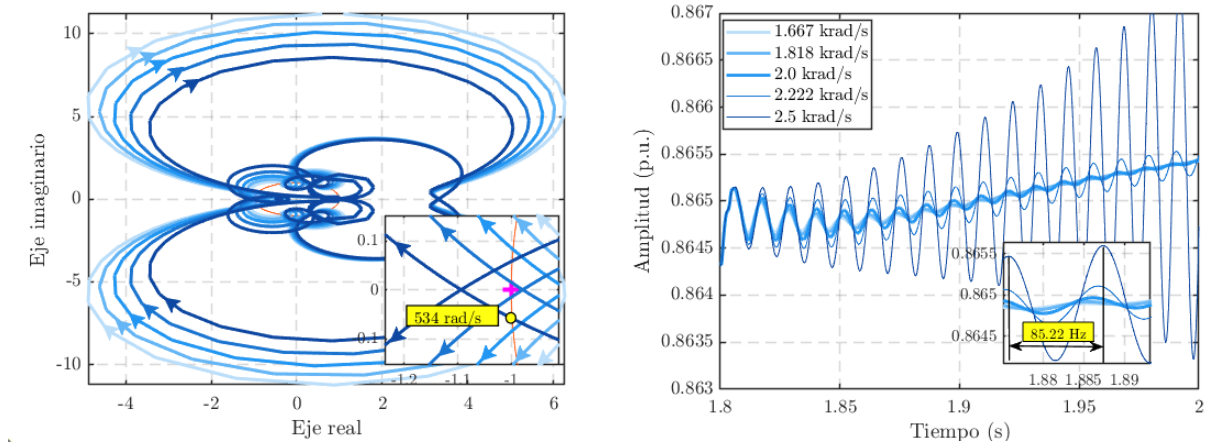
(a) Magnitud de $\boldsymbol{Z}_s(j\omega)$ (b) Magnitud de $\boldsymbol{Z}_l(j\omega)$

Figura 2.27. Modelos de impedancia usando los enfoques analítico (- -), diferencias finitas con extensión analítica (–) y perturbación (·).

de 1.667 krad/s, y se muestran en la Figura 2.28-(a) las trazas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo utilizando diferentes anchos de banda. Se aprecia que conforme se incrementa su valor, el eigenvalor λ_1 comienza a acercarse al punto crítico. Finalmente, cuando se tiene un ancho de banda de 2.5 krad/s los diagramas de Nyquist indican que el sistema es inestable y se detecta que el sistema tendría oscilaciones de 84.9 Hz, las simulaciones en el dominio del tiempo proporcionadas en la Figura 2.28-(b), validan que el método de diferencias finitas con extensión analítica retiene correctamente las propiedades de estabilidad.

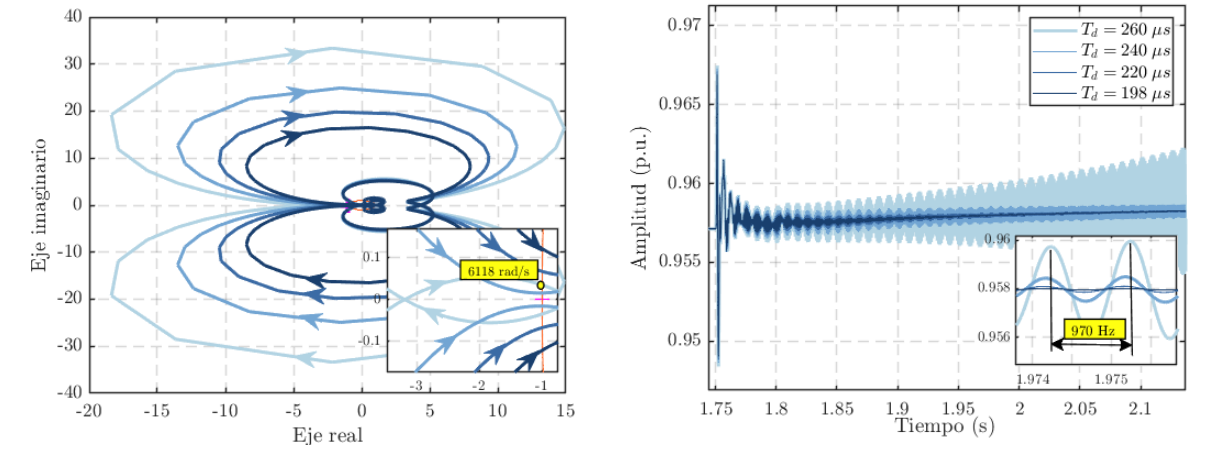
En la Figura 2.29-(a) se evalúa el efecto del retraso en la estabilidad del sistema cuando se interconecta a una red más rígida, pero manteniendo el ancho de banda del control en 1.667 krad/s. En la condición nominal el caso de estudio tiene una razón de corto circuito (SCR por sus siglas en inglés) de 4.5, este valor indica que el sistema es algo débil [131]. Para analizar un caso de una red fuerte, se incrementa la impedancia del sistema hasta que SCR=18, pero manteniendo su relación X/R. El valor del retraso del convertidor VSC-2 se incrementa paulatinamente (inicialmente se tiene $T_{d2} = 198.4\ \mu s$), y la Figura 2.29-(a) indica que el sistema comienza a reducir su estabilidad, ya que los diagramas de Nyquist de λ_1 comienzan a aproximarse al punto crítico.

Cuando el retraso se ha incrementado hasta un valor de 260 μs, se detectan oscilaciones inestables de 973.7 Hz. Las simulaciones en el dominio del tiempo observadas en la Figura Figura 2.29-(b) vuelven a verificar que el sistema es inestable para el valor de retraso encontrado usando los diagramas de Nyquist del modelo lineal. Estas actividades han permitido validar que los enfoques propuestos son alternativas confiables para evaluar la estabilidad por medio del IBSC, los cuales evitan laboriosos desarrollos analíticos, y reducen el tiempo de cómputo, además de que mantienen una gran exactitud en el resultado.



(a) Trazas de λ_1 (b) Respuesta en el tiempo de $i_{f_{1_D}}$

Figura 2.28. Efecto del ancho de banda del control de corriente de VSC-2: 1.667 krad/s –, 1.818 krad/s –, 2 krad/s –, 2.222 krad/s –, 2.5 krad/s –.



(a) Trazas de λ_1 (b) Respuesta en el tiempo de $i_{f_{1_D}}$

Figura 2.29. Efecto del retraso de VSC-2 en la estabilidad: 198.4 μs –, 220 μs –, 240 μs –, 260 μs –.

2.3. Discusión

Este capítulo ha repasado de manera general, algunos de los enfoques más utilizados para estudiar la estabilidad de pequeña señal en sistemas con penetración de electrónica de potencia. Se mostraron herramientas para evaluar la estabilidad en torno a condiciones operativas de estado estacionario, tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia. Se presentaron tres enfoques propuestos para calcular modelos de pequeña señal tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia, los cuales se basan principalmente en un método de diferenciación numérica para obtener las representaciones lineales, y son capaces de retener dinámicas importantes como son el efecto cruzado de los armónicos, o el retraso (sin necesidad de aproximaciones racionales), sin importar el tipo de control tamaño del sistema o complejidad del modelo dinámico. Se observó que las propuestas son capaces de

retener la misma información de estabilidad que los otros enfoques comunmente utilizados, pero reduciendo el esfuerzo computacional, el error y el tiempo requerido para obtener el modelo.

En el caso del enfoque para linealizar sistemas periódicos variantes en el tiempo, se utilizó un método de disparo para obtener el estado estacionario. Este enfoque se basa en el mapeo de Poincaré del sistema bajo estudio, y transforma la condición de periodicidad en un problema donde se tiene que calcular un punto fijo del mapeo de Paoncaré. Por otro lado, se observó que al aplicar el método de disparo se calcula la matriz de transición de estado del sistema periódico, la cual también proporciona información de estabilidad del sistema, pues sus eigenvalores son los multiplicadores de Floquet.

En relación a los métodos de análisis basados en la impedancia, se explicó el procedimiento para obtener los modelos de forma analítica, y se presentaron dos alternativas que se basan en el método de diferencias finitas para calcular la impedancias de un sistema en el marco síncrono DQ. Este marco ofrece la ventaja de que el cálculo de la condición de estado estacionario es más sencilla de obtener, debido a la invarianza del modelo.

Por otro lado, los diferentes estudios de estabilidad llevados a cabo en sistemas de prueba mostraron que las redes con electrónica de potencia pueden llegar a presentar oscilaciones inestables en un amplio rango de frecuencias, que pueden ir desde algunas fracciones de Hz, hasta varias centenas de Hz, esto se vuelve más notable en sistemas donde interactuán sistemas mecánicos, como los son los aerogeneradores tipo 4. Estos resultados calculados con herramientas de sistemas lineales se validaron con extensivas simulaciones en el dominio del tiempo usando los sistemas de gran señal, y se observó que en los modelos no lineales mantenían el comportamiento dinámico determinado por los modelos lineales. Es importante mencionar que las aproximaciones lineales son válidas en torno a las condiciones de estado estacionario, y que los resultados no se mantienen si el sistema se perturba lejos de su punto de equilibrio.

Capítulo 3. Síntesis de las matrices de impedancia usando un enfoque híbrido para sistemas con parámetros distribuidos, dependientes de la frecuencia y con retardos

En el capítulo anterior se presentaron modelos de impedancias para evaluar la estabilidad en sistemas con electrónica de potencia desarrollados en el marco síncrono DQ. Este marco es comúnmente utilizado para modelar CEP, al ser un marco invariante simplifica el diseño de controles y, principalmente, permite calcular el estado estacionario de manera más sencilla. Los sistemas presentados en esta tesis tienen modelos dinámicos de orden finito; y se aprovechó esta característica para calcular los modelos de pequeña señal utilizando un enfoque de diferencias finitas. También se presentó una extensión que permite incorporar modelos el efecto exacto del retraso en los modelos de impedancias, los cuales se siguen calculando por medio del método de diferencias finitas, de esta forma se mostró como contemplar el efecto del retraso de manera analítica.

Sin embargo, otro de los elementos que es de gran interés solo ha sido abordado por medio de representaciones racionales: la línea de transmisión. Hasta ahora, solo se ha modelado utilizando parámetros concentrados y circuitos PI en cascada, los cuales no son capaces de retener las dinámicas de alta frecuencia, ni los retrasos asociados a los tiempos de viaje en las líneas.

A pesar de que en el Capítulo 1 se mostró que el modelo de la línea en el dominio de la frecuencia tiene solución analítica, esta descripción matemática solo se ha formulado en el marco de las fases ABC. Es importante mencionar que su modelo no se ha obtenido en el marco DQ, debido a que el modelo de la línea está en el dominio de la frecuencia, y la transformada DQ se aplica a señales en el dominio del tiempo; además, obtener la solución del modelo de línea en el tiempo daría como resultado un modelo de orden infinito.

Por otro lado, no solo se requiere conocer el modelo de pequeña señal de la línea, también se necesita incorporar su modelo de gran señal en el tiempo, junto con los modelos de los CEP, con la finalidad de poder determinar el estado estacionario. Esto también es un gran problema, pues en el dominio del tiempo, el modelo de la línea es un conjunto de PDEs con convoluciones, y el de los convertidores es un sistema de ODEs. Esto causa que el estado estacionario no se puede abordar simplemente como el cálculo de los ceros de un sistema finito de ecuaciones algebráicas no lineales.

Actualmente, para abordar este problema en el marco DQ se utiliza simulación en el dominio del tiempo, por medio de simuladores tipo EMT, y el método de perturbación para poder realizar la incorporación de las líneas de transmisión y los CEP; y posteriormente identificar los modelos de impedancia. Sin embargo, este método, como se vio en el capítulo anterior, puede demandar una cantidad sustancial de tiempo, y también proporciona una caracterización racional de las líneas (pues los simuladores EMT utilizan una representación racional de los modelos de líneas). Las cuestiones antes mencionadas, han causado que la incorporación y análisis de sistemas de potencia con penetración de electrónica de potencia interactuando con líneas de transmisión, sea una tarea muy

retadora si se busca utilizar modelos de banda ancha, los cuales son la representación más fiel de los enlaces de transmisión. Con la finalidad de abordar los puntos anteriores, este capítulo expone en las siguientes secciones un método para calcular los modelos de impedancias de líneas de transmisión en el marco DQ, sin la necesidad de utilizar técnicas de ajuste racional, simulaciones repetitivas en el dominio del tiempo, o programas especializados tipo EMT. Además, la propuesta permite incorporar el modelo exacto de la línea junto con los modelos de gran señal de los dispositivos de electrónica de potencia con la finalidad de calcular el estado estacionario. El método propuesto primero obtiene el estado estacionario utilizando una versión a frecuencia fundamental del llamado método de balance armónico [132], con lo cual se puede modelar de forma simultánea sistemas en la frecuencia y en el tiempo. Esto permite aprovechar cada uno de los dominios para modelar cada uno de los elementos involucrados. Posteriormente, se muestra cómo calcular en el marco síncrono DQ el modelo de impedancia de la línea utilizando la transformada de Park y su solución analítica en el marco de las fases. Para validar la propuesta se muestran casos de estudio, y se comparan los resultados contra el método de perturbación.

3.1. Cálculo de la condición operativa del estado estacionario

Considérese un sistema como el mostrado en la Figura 3.1, en donde se presentan interacciones entre diversos subsistemas considerados no lineales, los cuales se interconectan a una red que es considerada lineal. De hecho, esta es una interpretación de los sistemas eléctricos de potencia, los cuales interconectan cargas y fuentes de generación (típicamente con elementos no lineales) por medio de enlaces y líneas de transmisión que se modelan como sistemas lineales. Las interconexiones de cada uno de los subsistemas causan interacciones con

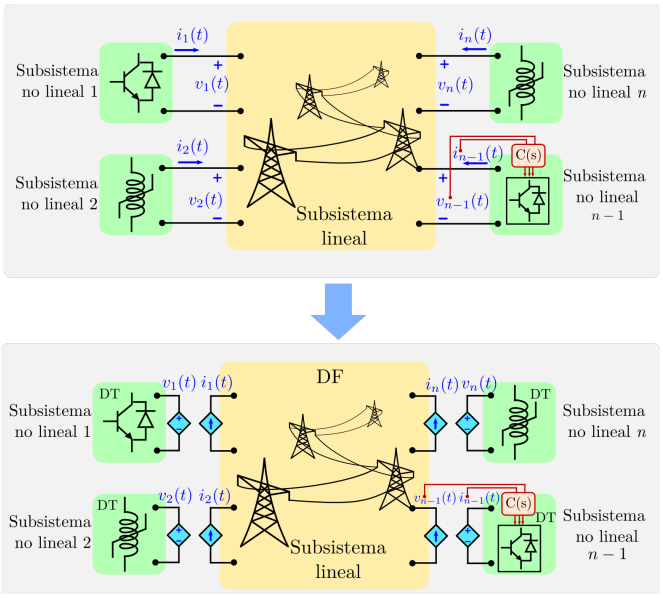


Figura 3.1. Red eléctrica con subsistemas lineales y no lineales interconectados.

la red lineal debido a la corriente $i_k(t)$, y voltaje $v_k(t)$ en el k-ésimo sistema no lineal (con $k = 1, 2, 3, \ldots, n$). Eléctricamente, se puede modelar este efecto utilizando fuentes dependientes de voltaje y corriente, y gracias a este desacoplamiento ficticio es posible analizar y modelar cada subsistema en el dominio más conveniente. Esto sugiere describir los modelos de los subsistemas no lineales en el tiempo, mientras que el del subsistema lineal en

la frecuencia. De esta forma, el k-ésimo subsistema no lineal se modela por un conjunto de ODEs:

$$\frac{d\boldsymbol{x}_k}{dt} = \boldsymbol{f}_k(\boldsymbol{x}_k, v_k) \tag{3.1}$$

Estas ecuaciones dependen del voltaje de acoplamiento, y de variables de estado internas relacionadas con los elementos dentro del subsistema. Además, entre estas variables se contempla la corriente i_k. Por otro lado, es más adecuado describir el modelo del subsistema lineal utilizando representaciones de redes, ya sea por medio de ecuaciones nodales o de mallas. En el estudio de sistemas de potencia es más común emplear una representación nodal del modelo [109], por lo cual se decide utilizar esta, y representar la parte lineal por un modelo de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \\ \vdots \\ I_n(s) \\ \boldsymbol{I}(s) \end{bmatrix} = \boldsymbol{Y}(s) \begin{bmatrix} V_1(s) \\ V_2(s) \\ \vdots \\ V_n(s) \\ \boldsymbol{E}(s) \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

Se nota de forma explícita el efecto de cada una de las corrientes de los subsistemas no lineales, cuya representación en la frecuencia es $I_k(s)$, mientras que otras corrientes que son variables internas del subsistema lineal son representadas dentro del vector $\boldsymbol{I}(s)$. Como resultado de las excitaciones de corriente, la red lineal presenta los voltajes en los nodos de acoplamiento $V_k(s)$, así como voltajes en nodos internos de la red $\boldsymbol{E}(s)$. Finalmente, la matriz de admitancias de la red es representada como $\boldsymbol{Y}(s)$, la cual no necesariamente requiere tener elementos racionales.

El método del balance armónico trata de encontrar el estado estacionario de un sistema como el mostrado en la Figura 3.1, de forma iterativa, resolviendo cada subsistema de la siguiente forma: inicialmente se propone un estimado de los voltajes $v_k(t)$ en cada uno de los subsistemas no lineales, el cual se llamará $v_k^{(0)}$, cada uno de ellos causará que su respectivo sistema no lineal se represente de la siguiente forma:

$$\frac{d\boldsymbol{x}_k^{(1)}}{dt} = \boldsymbol{f}_k(\boldsymbol{x}_k^{(1)}, v_k^{(0)}) \tag{3.3}$$

Donde los estados ahora son representados por $\boldsymbol{x}_k^{(1)}$, ya que son los resultados de la primer iteración del método. Para este subsistema se puede determinar el estado estacionario de diferentes formas, y dependiendo del marco de referencia donde se modele puede ser más conveniente utilizar un método de disparo, un método Newton-Raphson o integración numérica. Debido a que los subsistemas no lineales se modelan en el marco DQ, es más adecuado utilizar el método Newton-Raphson para encontrar los ceros de (3.3), y evitar la integración numérica para encontrar el estado estacionario. Una vez solucionados todos los subsistemas no lineales, se ha encontrado la corriente en el punto de interacción $i_k^{(1)}$ de cada uno. El siguiente paso consiste en transformar al dominio de la frecuencia y formular las ecuaciones nodales del subsistema lineal:

$$\begin{bmatrix} I_1^{(1)}(s) \\ I_2^{(1)}(s) \\ \vdots \\ I_n^{(1)}(s) \\ \boldsymbol{I}^{(1)}(s) \end{bmatrix} = \boldsymbol{Y}(s) \begin{bmatrix} V_1^{(1)}(s) \\ V_2^{(1)}(s) \\ \vdots \\ V_n^{(1)}(s) \\ \boldsymbol{E}^{(1)}(s) \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

Este sistema puede ser escrito en cualquier marco de referencia, según sea más conveniente. Ya que el interés es poder representar aquí los modelos de las líneas de transmisión, se selecciona el marco de las fases. Por lo cual, cada una de las variables $I_k(s)$, y $V_k(s)$ en realidad representa un conjunto de señales trifásicas. Ahora, para calcular el estado estacionario de (3.4) se utiliza su representación fasorial a la frecuencia fundamental $s = j\omega_0$, y se resuelve para los voltajes nodales. En este punto, se ha obtenido el resultado de la primer iteración del método:

$$\mathcal{X}^{(1)} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{x}_1^{(1)} & \boldsymbol{x}_2^{(1)} & \dots & \boldsymbol{x}_n^{(1)} & V_1^{(1)}(j\omega_0) & V_2^{(1)}(j\omega_0) & \dots & V_n^{(1)}(j\omega_0) & \boldsymbol{E}^{(1)}(j\omega_0) \end{bmatrix}^T \tag{3.5}$$

Posteriormente se continúa con la segunda iteración, para ello se transforman cada uno de los $V_k^{(1)}(j\omega_0)$ al tiempo y a DQ, para utilizarlos en los respectivos subsistemas no lineales y volver a repetir el proceso. El error de convergencia de este método se mide calculando la norma de la diferencia de dos iteraciones consecutivas:

$$\left\| \mathcal{X}^{(i+1)} - \mathcal{X}^{(i)} \right\| < \epsilon \tag{3.6}$$

Siendo ϵ un número real que es la tolerancia de error, es un valor arbitrario, y es el que permite cuantificar la exactitud con la cual se calcula el estado estacionario. Utilizando un ϵ pequeño se puede llegar a un aproximado del estado estacionario mucho más preciso que el que se puede obtener usando fuerza bruta por medio de simuladores tipo EMT, ya que el método de balance armónico no genera errores por aproximación debido al paso de integración de algún método numérico, no requiere emplear aproximaciones racionales para representar el modelo de la línea, ni realiza interpolaciones lineales al solucionar el modelo de línea; los cuales son factores que sí están atribuidos a los simuladores EMT [133].

3.2. Caracterización de los modelos de impedancia en *DQ* de líneas de transmisión

Una vez que el método de balance armónico converge, la condición de estado estacionario se puede emplear en cada uno de los n susbsistemas no lineales para calcular sus modelos de impedancias. Por otro lado, para determinar los modelos de impedancias de las líneas, se puede utilizar la representación de red de dos puertos. Como se presentó en el capítulo 1, una línea de transmisión puede modelarse como el sistema que se muestra en la Figura 3.2, cuyas ecuaciones en el marco de las fases se proporcionan en (3.7).

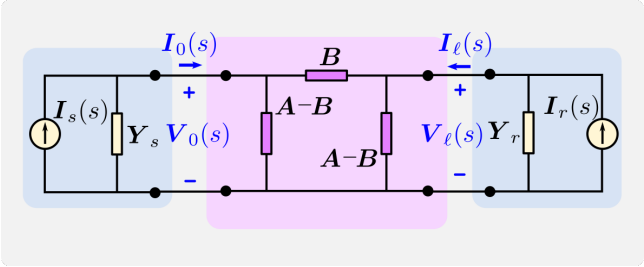


Figura 3.2. Representación como red de dos puertos de una línea de transmisión.

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_s(s) \\ \boldsymbol{I}_r(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A} + \boldsymbol{Y}_s & -\boldsymbol{B} \\ -\boldsymbol{B} & \boldsymbol{A} + \boldsymbol{Y}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_0(s) \\ \boldsymbol{V}_\ell(s) \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

Para obtener la impedancia equivalente vista desde alguno de los extremos se anula el efecto de la fuente de corriente en el extremo contrario al que se desea calcular la impedancia. Por ejemplo, supóngase que se desea

calcularla vista desde el extremo emisor, entonces se apaga la fuente $\boldsymbol{I}_r(s)$ y usando (3.7) se obtiene:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{I}_0(s) &= \boldsymbol{Y}_{tl}(s)\boldsymbol{V}_0(s)\\ \boldsymbol{Y}_{tl}(s) &= \boldsymbol{A} - \boldsymbol{B}(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{Y}_r)^{-1}\boldsymbol{B}\end{aligned} \tag{3.8}$$

Esta impedancia es una matriz de 3×3, la cual representa la proporcionalidad que existe entre la corriente $\boldsymbol{I}_0$, y el voltaje $\boldsymbol{V}_0$. Sin embargo, no se encuentra en DQ, así que para obtener una representación de la transformada de Park,

$$\begin{bmatrix} x_D \\ x_Q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} x_a\cos(\omega_0 t) + x_b\cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) + x_c\cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -x_a\,\text{sen}(\omega_0 t) - x_b\,\text{sen}\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) - x_c\,\text{sen}\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right)\end{bmatrix} \tag{3.9}$$

en el dominio de la frecuencia, se aplica la transformada de Laplace sobre esta transformación y resulta lo siguiente:

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} X_D(s) \\ X_Q(s)\end{bmatrix} =& \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi/3} & e^{j2\pi/3} \\ j & je^{-j2\pi/3} & je^{j2\pi/3}\end{bmatrix}\begin{bmatrix} X_a(s-j\omega_0) \\ X_b(s-j\omega_0) \\ X_c(s-j\omega_0)\end{bmatrix} + \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & e^{j2\pi/3} & e^{-j2\pi/3} \\ -j & -je^{j2\pi/3} & -je^{-j2\pi/3}\end{bmatrix}\begin{bmatrix} X_a(s+j\omega_0) \\ X_b(s+j\omega_0) \\ X_c(s+j\omega_0)\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{X}^{DQ}(s) =& \boldsymbol{K}_1\boldsymbol{X}_{abc}(s-j\omega_0) + \boldsymbol{K}_2\boldsymbol{X}_{abc}(s+j\omega_0)\end{aligned} \tag{3.10}$$

Vale la pena notar que la transformada de Park en (3.9) es una relación lineal entre variables en el marco de las fases y en DQ siempre que el argumento sea $\theta = \omega_0 t$, por lo cual fue posible calcular (3.10). Sin embargo, al utilizar la fase proveniente de un PLL, entonces ya no se mantiene la linealidad. En (3.10) se observa que los valores en DQ de una variable, sea corriente o voltaje, son calculados a partir de los respectivos valores en ABC, pero considerando corrimientos de frecuencia $\pm j\omega_0$. Entonces, usando (3.10) junto con (3.8) se puede cambiar de marco de referencia, obteniendo:

$$\boldsymbol{I}_0^{DQ}(s) = \boldsymbol{K}_1\boldsymbol{Y}_{tl}(s-j\omega_0)\boldsymbol{V}_0(s-j\omega_0) + \boldsymbol{K}_2\boldsymbol{Y}_{tl}(s+j\omega_0)\boldsymbol{V}_0(s+j\omega_0) \tag{3.11}$$

Esta expresión indica una proporcionalidad entre corriente y voltaje en DQ, la cual está dada por la matriz de admitancia de la línea de transmisión:

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} I_0^D(s) \\ I_0^Q(s)\end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Y_{tl}^{DD}(s) & Y_{tl}^{DQ}(s) \\ Y_{tl}^{QD}(s) & Y_{tl}^{QQ}(s)\end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_0^D(s) \\ V_0^Q(s)\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{I}_0^{DQ}(s) &= \boldsymbol{Y}_{tl}^{DQ}(s)\boldsymbol{V}_0^{DQ}(s)\end{aligned} \tag{3.12}$$

Donde se puede apreciar un acoplamiento entre las variables D y Q, ya que los elementos fuera de la diagonal no son nulos, y esto complica obtener una expresión analítica para la matriz de admitancia. Sin embargo, se puede calcular $\boldsymbol{Y}_{tl}^{DQ}(s)$ numéricamente, por medio de la respuesta de la línea de transmisión ante un voltaje trifásico balanceado de frecuencia variable y amplitud arbitraria ($\boldsymbol{V}_0(s)$) usando el siguiente procedimiento: de acuerdo con (3.11), al aplicar el voltaje $\boldsymbol{V}_0(s)$, y evaluando en la frecuencia $s = j\omega_n$ se obtendría la corriente $\boldsymbol{I}_0^{DQ}(j\omega_n)$. De forma similar, usando (3.10) y el voltaje $\boldsymbol{V}_0(s)$ con $s = j\omega_n$ se obtendría $\boldsymbol{V}_0^{DQ}(j\omega_n)$. Usando los valores calculados de $\boldsymbol{V}_0^{DQ}(j\omega_n)$ y $\boldsymbol{I}_0^{DQ}(j\omega_n)$ se mantiene la siguiente relación:

$$\begin{bmatrix} I_0^D(j\omega_n) \\ I_0^Q(j\omega_n)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{tl}^{DD}(j\omega_n) & Y_{tl}^{DQ}(j\omega_n) \\ Y_{tl}^{QD}(j\omega_n) & Y_{tl}^{QQ}(j\omega_n)\end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_0^D(j\omega_n) \\ V_0^Q(j\omega_n)\end{bmatrix} \tag{3.13}$$

Este conjunto de ecuaciones contiene cuatro incógnitas que son los cuatro elementos de la matriz, pero solo dos ecuaciones. Entonces para generar otro conjunto de ecuaciones linealmente independientes, se vuelve a evaluar la respuesta del sistema a la misma frecuencia $s = j\omega_n$ pero ahora utilizando un voltaje trifásico como el aplicado en el paso anterior, pero de secuencia negativa, y con ello se obtiene el par de vectores $\boldsymbol{I}_0^{DQ^-}(j\omega_n)$, $\boldsymbol{V}_0^{DQ^-}(j\omega_n)$. Con esto se obtienen cuatro ecuaciones que pueden ser resultas para obtener los elementos de la matriz de admitancia:

$$\begin{bmatrix} Y_g^{DD}(j\omega_n) & Y_g^{DQ}(j\omega_n) \\ Y_g^{QD}(j\omega_n) & Y_g^{QQ}(j\omega_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0^{D}(j\omega_n) & I_0^{D^-}(j\omega_n) \\ I_0^{Q}(j\omega_n) & I_0^{Q^-}(j\omega_n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0^{D}(j\omega_n) & V_0^{D^-}(j\omega_n) \\ V_0^{Q}(j\omega_n) & V_0^{Q^-}(j\omega_n) \end{bmatrix}^{-1} \tag{3.14}$$

Este proceso se puede repetir para calcular la matriz de admitancia en otra frecuencia, y a pesar de que este enfoque tiene el mismo principio que el típico método de perturbación, presenta las siguientes ventajas relevantes:

- No se necesita llevar a cabo simulaciones en el dominio del tiempo, por lo tanto se reduce la cantidad de tiempo empleado en evaluar cada frecuencia, pues el estado estacionario se logra evaluando $s = j\omega_n$.
- Puesto que se utiliza la solución analítica de la línea de transmisión, no se comenten errores de aproximación, esto implica que la respuesta proporcionada tiene la máxima exactitud posible.
- Los componentes en la frecuencia evaluados para alguna frecuencia particular, solo requieren sustituir $s = j\omega_n$, por lo cual se evita el uso de la FFT.
- La evaluación de la respuesta de la impedancia en un rango de frecuencias predeterminado puede llevarse a cabo utilizando tantas muestras como se requiera. Esto evita la necesidad de utilizar técnicas de ajuste racional pues no se tienen puntos dispersos de la respuesta de la impedancia.
- El error al calcular la impedancia sólo se relaciona con la evaluación numérica de (3.10), (3.11), (3.14).
- Se aprovecha la linealidad del modelo de línea de transmisión, de tal forma que el modelo de la impedancia no depende de la magnitud del voltaje $\boldsymbol{V}_0(s)$, ni de una condición operativa particular. Solo se requiere que el voltaje sea balanceado.

3.3. Validación del método

3.3.1. Sistema de prueba 1

El sistema mostrado en la Figura 3.3 se utiliza como caso de prueba para demostrar la aplicación del método. El sistema consiste del convertidor únicamente con control de lazo interno de corriente, se sincroniza al punto de acoplamiento por medio de un PLL, el retraso es modelado de forma exacta, y el convertidor se interconecta a la red utilizando un transformador elevador. En el lado de alta del transformador se tiene una línea de transmisión de 85 km cuyo arreglo geométrico es horizontal con separación entre fases de 4.5 m y cada una de las fases a una altura del suelo de 18 m. Por fase se considera un solo conductor sólido con radio 1.407 cm y resistividad $\rho = 0.0809\ \Omega$/km, y se asume que las líneas no tienen sag. El lado receptor de la línea se interconecta a un equivalente de red modelado por una resistencia y una inductancia; los parámetros del sistema se proporcionan en los Anexos.

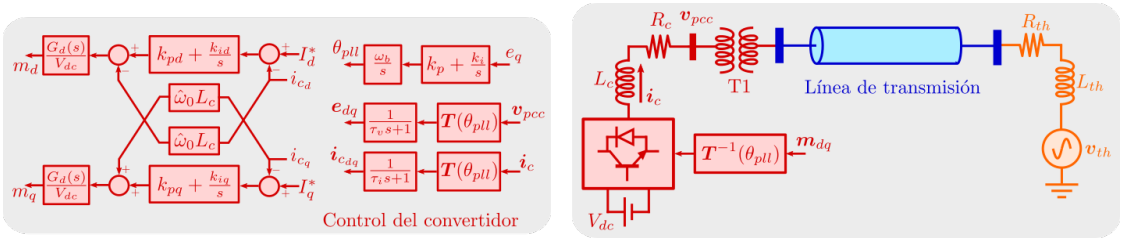


Figura 3.3. Caso de prueba: sistema con incorporación de electrónica de potencia y líneas de transmisión.

Identificación de los modelos de impedancia

Para obtener los modelos de impedancias, primero se define el punto de interacción de los subsistemas, el cual se selecciona como el PCC del convertidor; el convertidor y sus controles se modelarán en el tiempo, mientras que la línea y el equivalente de red en la frecuencia. El método de balance armónico se aplicó y tomó 7 iteraciones en encontrar el estado estacionario usando una tolerancia de error $\epsilon = 10^{-10}$ p.u., la razón de convergencia se muestra en la Figura 3.4.

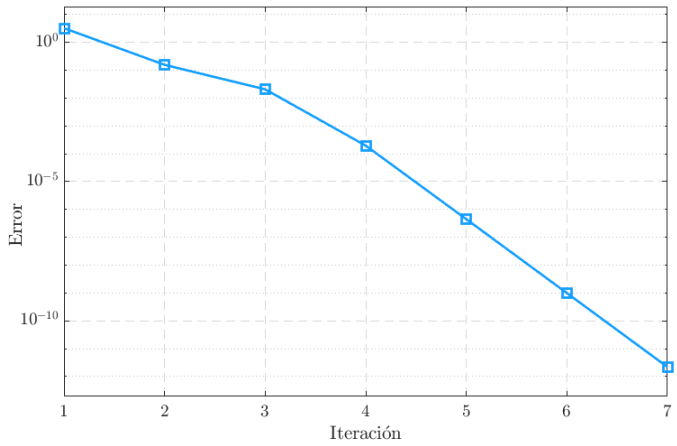
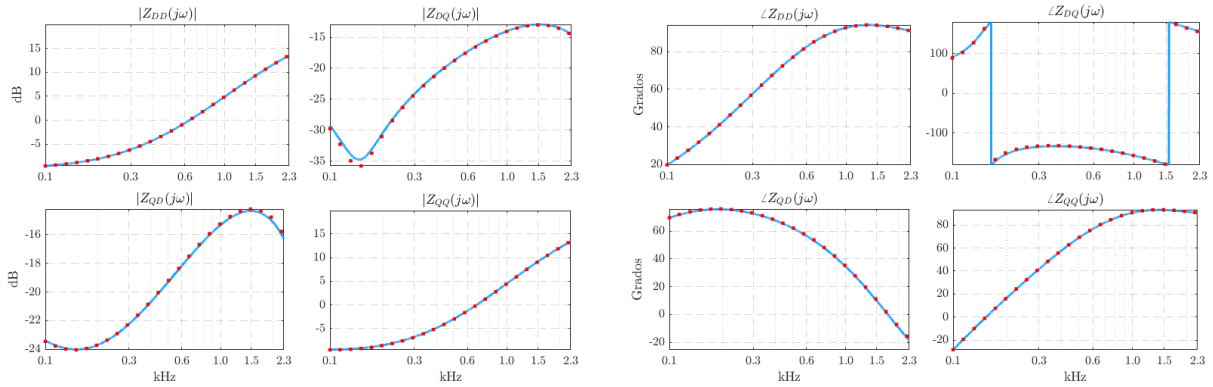


Figura 3.4. Razón de convergencia del método de balance armónico para obtener el estado estacionario.

En el caso del subsistema no lineal, el estado estacionario en cada iteración se obtiene aplicando el método de Newton-Raphson, el cual tiene una razón de convergencia cuadrática. Sin embargo, se observa que el método de balance armónico no preserva esta tasa de convergencia, y esto se debe a que el problema a resolver también consta de un subsistema lineal, el cual se resuelve por medio de reducción Gaussiana. Debido a lo anterior, la razón de convergencia se ve afectada y no preserva la característica cuadrática del Newton-Raphson; a pesar de esto, el método de balance armónico permite obtener un cálculo del estado estacionario muy preciso. También vale la pena aclarar que incrementando un par de órdenes el valor de ϵ, al método le tomaría un menor número de iteraciones converger.

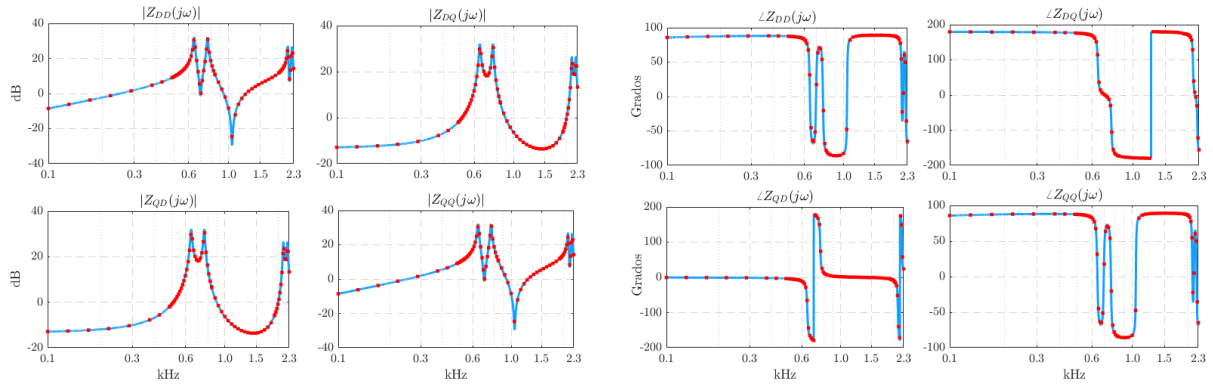
Posteriormente se procede a determinar los modelos de pequeña señal de ambos subsistemas como impedancias. En la Figura 3.5 se proporciona la magnitud y fase de la impedancia del subsistema fuente (el convertidor), y en la Figura 3.6 se muestra la misma información, pero para el subsistema carga, que es la línea y el equivalente de red. La propuesta se compara contra PSCAD, y se observa que los resultados entre los dos enfoques son muy similares, inclusive se nota que los picos de resonancia presentes en el subsistema carga son muy bien represen-



(a) Magnitud de $\boldsymbol{Z}_s(j\omega)$ (b) Fase de $\boldsymbol{Z}_s(j\omega)$

Figura 3.5. Cálculo de la matriz del subsistema fuente, trazo continuo enfoque propuesto, puntos PSCAD/EMTDC.

tados por la propuesta. Estos puntos de resonancia son atribuidos a las características de la línea de transmisión,



(a) Magnitud de $\boldsymbol{Z}_l(j\omega)$ (b) Fase de $\boldsymbol{Z}_l(j\omega)$

Figura 3.6. Cálculo de la matriz del subsistema carga, trazo continuo enfoque propuesto, puntos PSCAD/EMTDC.

pues el efecto de los parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia se hacen notorios en rangos altos de frecuencias, los cuales no se puede representar con exactitud utilizando modelos de parámetros concentrados. A pesar de que los modelos PI en cascada pueden brindar una buena aproximación, teóricamente se necesitarían infinitos bloques en cascada para poder retener al menos la característica de parámetros distribuidos; sin embargo, la dependencia frecuencial de los parámetros no podría ser representada.

Por otro lado, tampoco se necesitó utilizar una técnica como vector fitting, que trunca y aproxima por medio de funciones de transferencia de orden finito. Esto no solo es un resultado menos preciso, también es un resultado computacionalmente intenso, ya que vector fitting depende de la cantidad de puntos que se utilizan para realizar el ajuste. Para lograr una mejor identificación, es necesario obtener una mayor cantidad de puntos distribuidos a lo largo de un rango de frecuencia más amplio. Esto implica llevar a cabo un mayor número de simulaciones, con pasos de integración reducidos, para tratar de capturar una mejor representación de la línea.

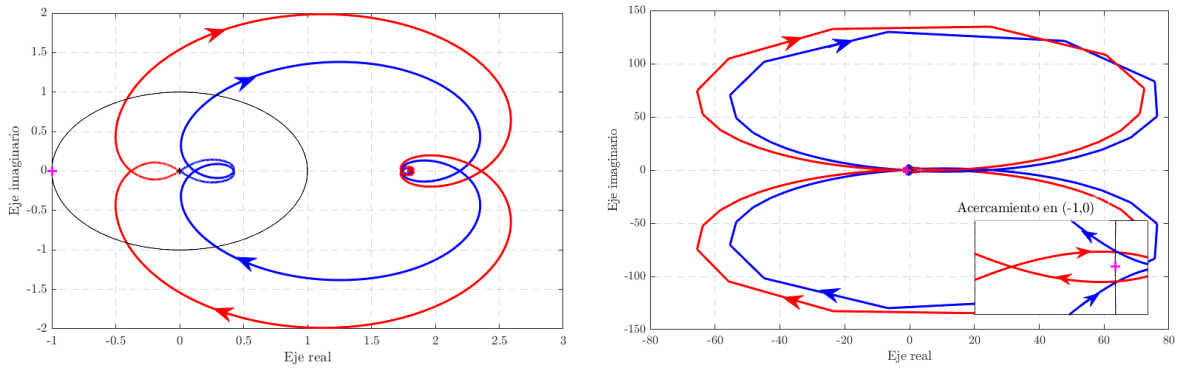
Finalmente, vale la pena mencionar que la impedancia del subsistema carga de este caso de estudio, no depende del punto operativo, ya que los elementos involucrados son completamente lineales; pero para el subsistema fuen-

te, el cálculo del punto operativo de estado estacionario es imperativo para obtener los modelos de impedancia. Se puede observar en la Figura 3.5 que los resultados calculados con los dos enfoques son prácticamente iguales, lo cual indica que el estado estacionario se ha calculado bien por medio del método de balance armónico, pero sin utilizar integración numérica.

Efecto de la línea de transmisión en la evaluación de la estabilidad

A pesar de que se ha visto que el verdadero comportamiento de la línea incorpora dinámicas de alta frecuencia, su efecto tradicionalmente no ha sido considerado en los estudios de estabilidad de sistemas de potencia, ya que estas dinámicas rápidas se pueden considerar desacopladas de aquellas relacionadas con las de naturaleza electromecánica y que se encuentran vinculadas con los generadores síncronos. Debido a lo anterior, es común utilizar representaciones estáticas (modelos algebráicos) o dinámicas de bajo orden para modelar el efecto de líneas en los estudios de estabilidad. Además, se tienen bien establecidos rangos de longitudes de línea que indican cuando se debería de emplear modelos más completos. Por ejemplo, una línea se considera corta para longitudes de hasta 50 mi, media para distancias de entre 50 mi hasta 150 mi, y larga para distancias mayores a 150 mi [109]. Para el caso presentado, la linea de 85 km se podría representar utilizando un modelo de línea media, es decir un circuito PI con parámetros concentrados; sin embargo, ya que apenas ha sobrepasado el límite de la línea corta, también se podría tratar de representar por medio de una rama RL; sin embargo, estos criterios de lóngitud solo aplican a una frecuencia, es decir, a estado estacionario, y en este caso sólo a 60 Hz.

En la Figura 3.7 se muestran los diagramas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo del sistema utilizando representaciones de línea corta y media. Evaluando el caso usando un modelo de línea corta se observa que las trazas no encierran al punto crítico, inclusive se muestran bastante alejadas de este punto; con respecto al modelo de línea media, se aprecia que el eigenvalor λ_1 encierra al punto $-1 + j0$, indicando que el sistema es inestable. Estos resultados son contradictorios, lo cual lleva a concluir que probablemente uno de los modelos



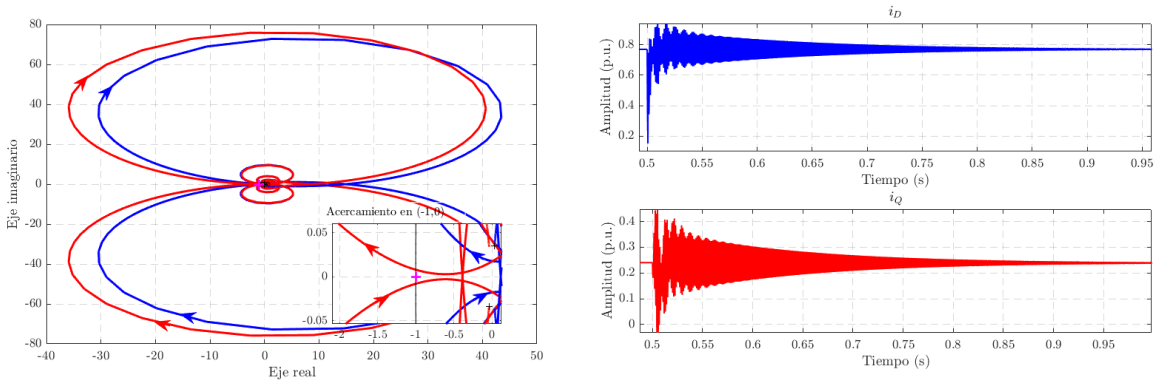
(a) Modelo de línea corta: λ_1 (–), λ_2 (–)

(b) Modelo de línea media: λ_1 (–), λ_2 (–)

Figura 3.7. Evaluación de la estabilidad utilizando modelos de línea con parámetros concentrados.

no está reteniendo adecuadamente las propiedades de la línea. Para verificar esto, se lleva a cabo una simulación en el dominio del tiempo utilizando el modelo de gran señal, en la Figura 3.8-(b) se muestran las corrientes en terminales del convertidor, las cuales presentan oscilaciones que eventualmente se amortiguan, es decir, el resultado usando el modelo PI es incorrecto, pues en este caso no es capaz de retener correctamente las dinámicas de la línea que interactúan con el convertidor y sus controles. Con respecto al modelo de línea corta, a pesar de que brindó correctamente un resultado estable, tampoco es una aproximación muy fiel; ya que en la Figura 3.7-(a) se

muestran las trazas de ambos eigenvalores bastante alejadas del punto $-1+j0$. Esto indicaría que el sistema presenta pocas oscilaciones pues entre más alejadas se encuentren las trazas de Nyquist del punto crítico, se relaciona con un sistema con márgenes de estabilidad más amplios y pocas oscilaciones [121]. Pero al comparar contra la respuesta en el tiempo, se aprecia que las corrientes tienen oscilaciones de alta frecuencia, este efecto no puede ser retenido apropiadamente por el modelo RL, pues es una representación que solo puede capturar las dinámicas de baja frecuencia. Por otro lado, al obtener las trazas de Nyquist de los eigenvalores usando la representación de



(a) Modelo de línea larga: λ_1 (–), λ_2 (–)

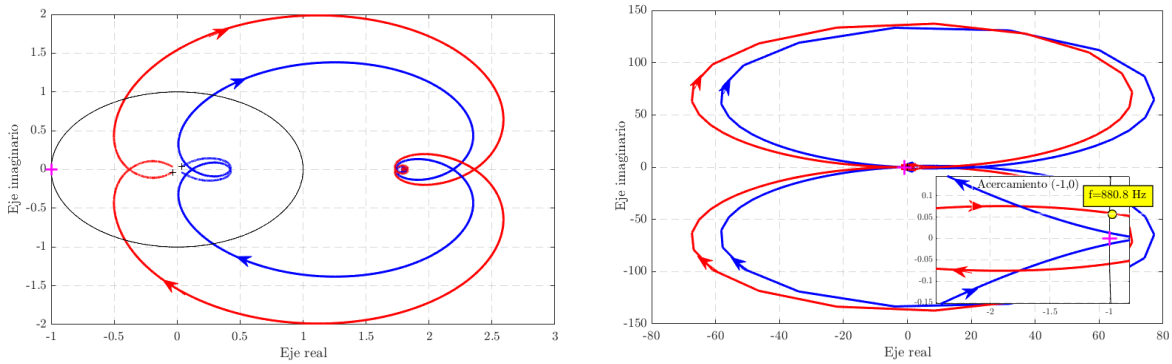
(b) Simulación en el dominio del tiempo

Figura 3.8. Evaluación de la estabilidad utilizando el modelo de parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia.

línea larga (una con parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia), se nota en la Figura 3.8-(a) que no hay encierros al punto crítico, indicando que el sistema es estable. Pero además, se observa que la traza de λ_1 está muy cercana al punto $-1+j0$, lo que se interpreta como un sistema con un margen de estabilidad menor, y un comportamiento más oscilatorio; esto coincide completamente con las formas de onda de la simulación, pues la representación de la línea ahora retiene las dinámicas de alta frecuencia. Esto demuestra que las aproximaciones de modelos de línea usando parámetros concentrados pueden ser deficientes al incrementar el ancho de banda de los fenómenos estudiados, pues estos se llegan a presentar como resultado de las interacciones en rangos de frecuencias más altas, donde el efecto del retraso del convertidor, y sus controles más rápidos llegan a interactuar con las dinámicas de la línea.

Para probar esto, se realiza la evaluación del efecto del retraso usando los tres modelos de línea; originalmente se tenía un valor de retraso de $T_d = 2.192 \times 10^{-4}$ s. Al incrementarlo se observa que las trazas de Nyquist, usando modelos de línea larga y línea media, indican que el sistema es inestable cuando $T_d = 2.4509 \times 10^{-4}$ s como se aprecia en la Figura 3.9-(b) y Figura 3.10-(a). Pero las trazas de Nyquist usando el modelo de línea corta se mantienen alejado del punto crítico, indicando que el sistema es estable. Esto contribuye a reforzar la hipótesis de que los modelos de parámetros concenetrados o racionales no son capaces de representar adecuadamente las dinámicas de alta frecuencia; pues a pesar de que el modelo de línea media indica que el sistema es inestable, proporciona una frecuencia de oscilación diferente. La que es obtenida usando el modelo de línea larga es de 829.1 Hz, mientras que el modelo de línea media indica 880.8 Hz.

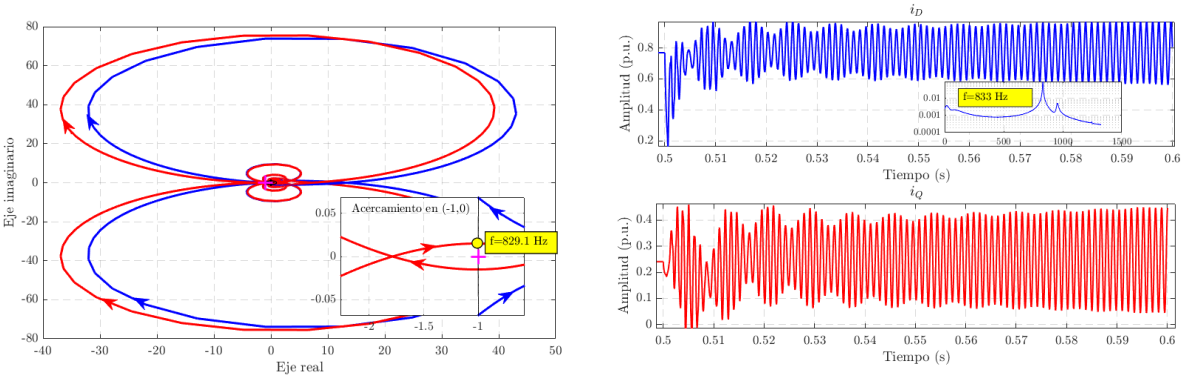
Al verificar por medio de una simulación en el dominio del tiempo, las corrientes en terminales del convertidor presentan un comportamiento dinámico oscilatorio a una frecuencia de 833 Hz, este resultado es más cercano al encontrado usando el modelo de línea larga, a pesar de no ser el mismo, que se encuentra en el diagrama de Nyquist. Esto se debe a que el modelo de gran señal contiene otros términos oscilatorios no lineales, los cuales no son retenidos por el modelo de impedancia.



(a) Modelo de línea corta: λ_1 (–), λ_2 (–)

(b) Modelo de linea media: λ_1 (–), λ_2 (–)

Figura 3.9. Efecto del modelo de línea con parámetros concentrados, con $T_d = 2.4509 \times 10^{-4}$ s.



(a) Modelo de línea larga: λ_1 (–), λ_2 (–)

(b) Simulaciones en el dominio del tiempo

Figura 3.10. Efecto del modelo de línea con parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia, con $T_d = 2.4509 \times 10^{-4}$ s.

3.4. Sistema de prueba 2

Este segundo caso se utiliza para mostrar el alcance de los modelos de parámetros concentrados comparados contra el modelo de banda ancha. La Figura 3.11 muestra un sistema con dos convertidores interconectados por medio de líneas de transmisión a un equivalente de red. El punto de interacción donde se calcularán los modelos de impedancia es el PCC del VSC-1, de tal forma que el subsistema fuente solo es el VSC-1, con sus controles y filtro LCL, mientras que el subsistema carga es el equivalente de red, las dos líneas de transmisión y el VSC-2. Los controles de ambos convertidores se muestran en la Figura 3.12, los cuales son estrategias de control clásicas; las líneas de transmisión son modeladas considerando el efecto de los parámetros distribuídos y dependientes de la frecuencia (la línea 1 es de 95 km y la línea 2 de 75 km). Los parámetros de este caso de estudio se proporcionan en los Anexos.

Para calcular el estado estacionario de este sistema, primero se hace la división de los subsistemas, determinando dos subsistemas no lineales y uno lineal; la representación usando fuentes dependientes se muestra en la Figura 3.13. Para el subsistema lineal se obtiene su modelo usando ecuaciones nodales:

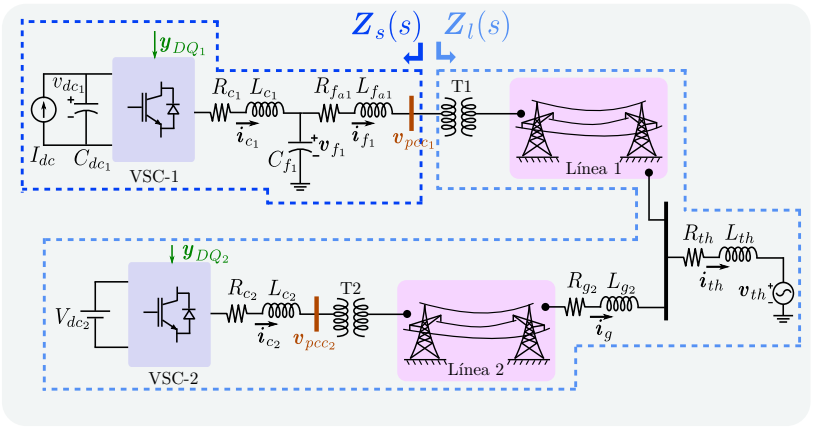


Figura 3.11. Sistema de prueba 2: red eléctrica con incorporación de convertidores y líneas de transmisión.

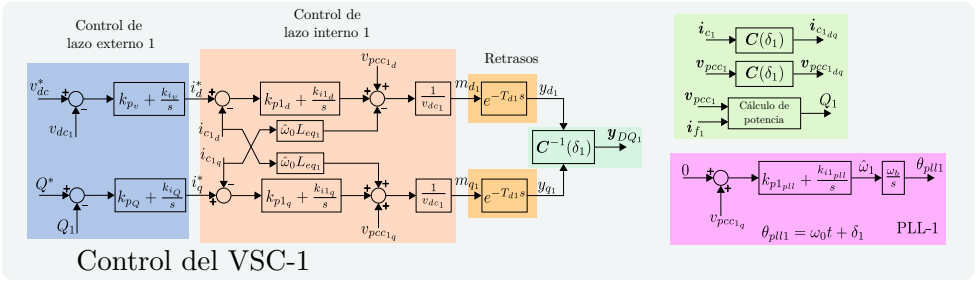


Figura 3.12. Control de los convertidores en el sistema de prueba 2.

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{f_1} \\ \boldsymbol{I}_{th} \\ \boldsymbol{I}_{c_2} \\ \boldsymbol{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_1 & -\boldsymbol{B}_1 & \boldsymbol{O} & \boldsymbol{O} \\ -\boldsymbol{B}_1 & \boldsymbol{Y}_{22} & \boldsymbol{O} & -\boldsymbol{Y}_{g_2} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{O} & \boldsymbol{A}_2 & -\boldsymbol{B}_2 \\ \boldsymbol{O} & -\boldsymbol{Y}_{g_2} & -\boldsymbol{B}_2 & \boldsymbol{A}_2 + \boldsymbol{Y}_{g_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_{s_1} \\ \boldsymbol{V}_{r_1} \\ \boldsymbol{V}_{s_2} \\ \boldsymbol{V}_{r_2} \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

Donde se tienen los voltajes en los nodos del lado de alta de los transformadores del VSC-1 ($\boldsymbol{V}_{s_1}$), del VSC-2 ($\boldsymbol{V}_{s_2}$), y dos nodos internos ($\boldsymbol{V}_{r_1}$ y $\boldsymbol{V}_{r_2}$). Cada línea es representada por medio de su modelo de dos puertos. En cuanto a las fuentes de corriente que se observan, estas son las representaciones en el dominio de la frecuencia de las corrientes $\boldsymbol{i}_{f_1}$ e $\boldsymbol{i}_{c_2}$, y el equivalente de red se representa por medio de un circuito Norton:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{I}_{th} &= \frac{\mathscr{L}\{\boldsymbol{v}_{th}\}}{sL_{th} + R_{th}} \\ \boldsymbol{Y}_{th} &= \frac{1}{sL_{th} + R_{th}} \boldsymbol{\mathcal{I}} \end{aligned} \tag{3.16}$$

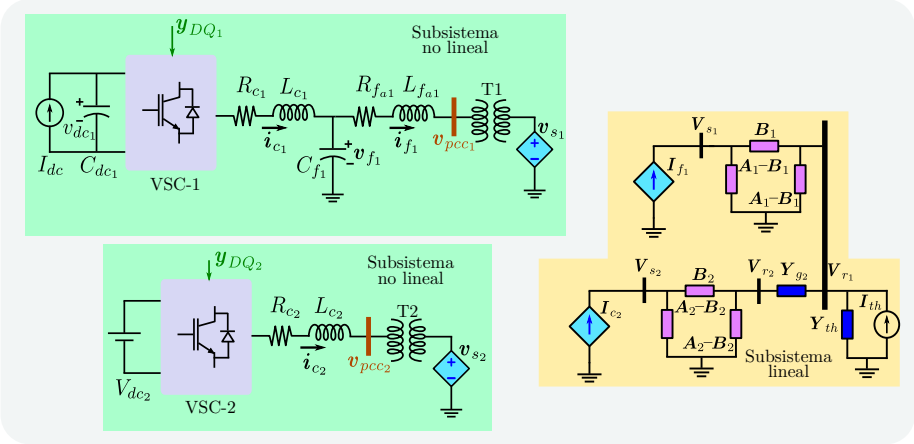


Figura 3.13. División de los subsistemas lineal y no lineal usando fuentes dependientes.

La matriz $\boldsymbol{\mathcal{I}}$ es una matriz identidad de 3×3, $\mathbf{0}$ es un vector de ceros de 3×1, $\boldsymbol{O}$ es una matriz 3×3 de ceros, $\boldsymbol{Y}_{22} = \boldsymbol{A}_1 + \boldsymbol{Y}_{th} + \boldsymbol{Y}_{g_2}$, y la matriz $\boldsymbol{Y}_{g_2}$ es:

$$\boldsymbol{Y}_{g_2} = \frac{1}{sL_{g_2} + R_{g_2}} \boldsymbol{\mathcal{I}} \tag{3.17}$$

Los modelos a frecuencia fundamental en el marco síncrono DQ de los convertidores y sus controladores son similares a los del sistema mostrado en el Capítulo 2 (ver Figura 2.26), por lo cual no se mencionan aquí.

Para calcular el estado estacionario, al método del balance armónico le tomo 15 iteraciones usando una tolerancia de error de $\epsilon = 1 \times 10^{-10}$ p.u. Posteriormente se calculan los modelos de impedancias, de tal forma que el sistema de pequeña señal toma la forma mostrada en la Figura 3.14. Los modelos de impedancias de los

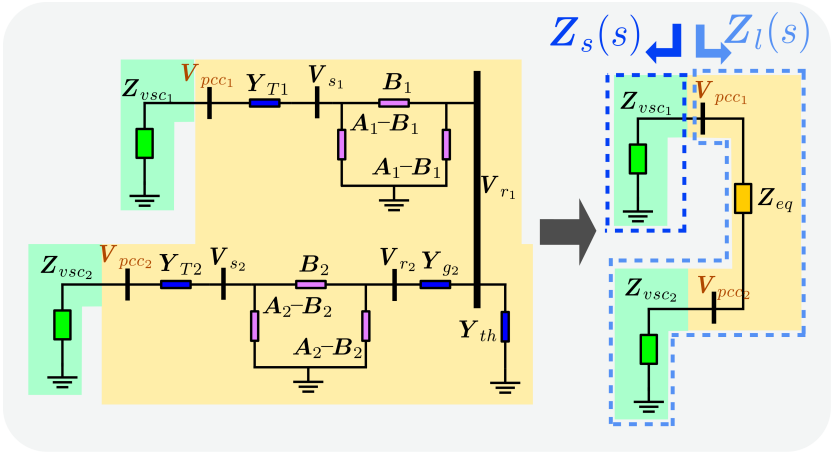
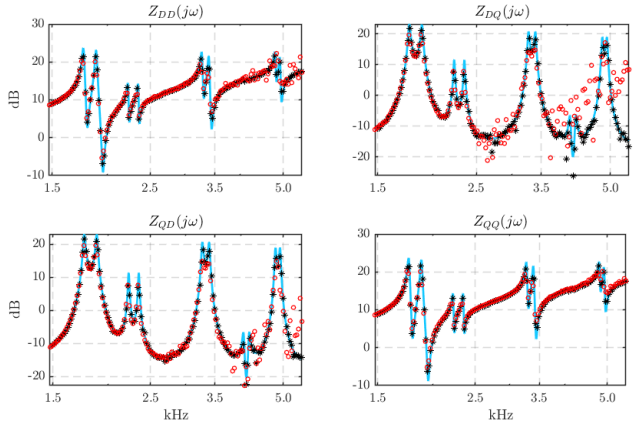


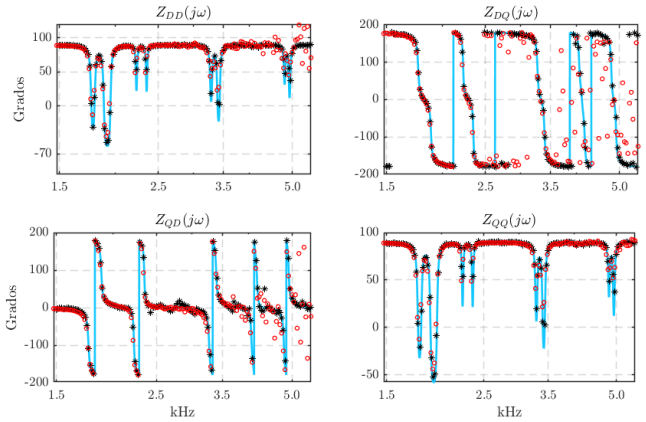
Figura 3.14. Representación del sistema de prueba 2 como modelos de impedancias.

DEP fueron obtenidos con el enfoque de diferencias finitas y extensión analítica (ya que se considera el efecto del retraso de forma exacta), y los modelos de las líneas con la metodología desarrollada en este capítulo. En la Figura 3.15 se muestra solo la impedancia del subsistema fuente, $\boldsymbol{Z}_l(j\omega)$, pues es el subsistema que contiene a las líneas. Para hacer la comparación, se utilizó el enfoque de perturbación implementado en PSCAD/EMTDC, y

en el simulador en tiempo real de OPAL-RT OP4510 (por medio de la librería de ARTEMiS junto con el simulador EMTP-RV). Se observa que para frecuencias menores a 4.5 kHz (aproximadamente) los tres resultados están superpuestos, y en frecuencias mayores se empieza a presentar dispersión de los resultados de perturbación.



(a) Magnitud $\boldsymbol{Z}_l(j\omega)$

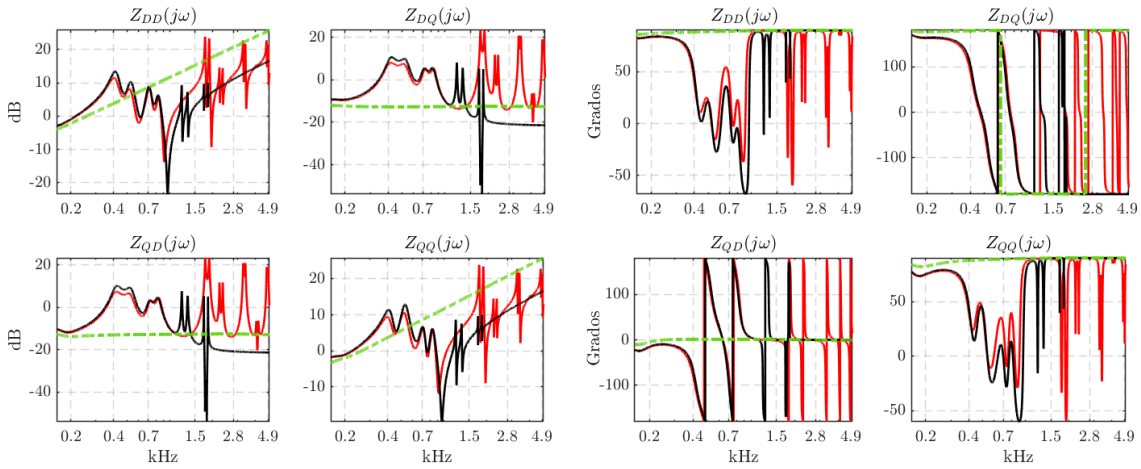


(b) Fase $\boldsymbol{Z}_l(j\omega)$

Figura 3.15. Modelo de impedancia del subsistema carga: propuesta (–), PSCAD/EMTDC (∗), OP4510 (o).

Este efecto se atribuye principalmente al paso de integración usando durante la simulación: entre más pequeño sea, mejores resultados se obtendrán. Por ejemplo, para las pruebas desarrolladas con PSCAD/EMTDC se usó un paso de 1 μs, mientras que en OPAL-RT el paso más pequeño que se puede utilizar es de 10 μs debido a que el simulador no puede realizar las operaciones necesarias en menos de un paso de integración para resolver el modelo, y el concepto de simulación en tiempo real deja de ser válido. Particularmente, para este sistema de estudio se usó un paso de 25 μs.

En relación con el método propuesto, se aprecia que es capaz de identificar bien el modelo de la línea y del convertidor, no se tienen puntos dispersos, y se reproducen muy bien los picos de resonancia atribuídos al efecto de banda ancha de la línea. También es importante mencionar que esta clase de efectos no se puede reproducir con buena fidelidad usando modelos de parámetros concentrados. Como prueba, se muestra en la Figura 3.16 los resultados de la impedancia del subsistema carga pero aproximando las líneas por medio de circuitos de línea corta (un simple circuito RL) y de un modelo de línea corta (circuito PI).



(a) Magnitud $\boldsymbol{Z}_l(j\omega)$ (b) Fase $\boldsymbol{Z}_l(j\omega)$

Figura 3.16. Impedancia del subsistema carga usando diferentes modelos de líneas: modelo RL (- -), modelo PI (—), modelo con parámetros distribuídos y dependientes de la frecuencia (—).

El modelo de línea corta solo es una buena aproximación para frecuencias menores a 200 Hz, mientras que el modelo PI tiene mejores resultados, pero alrededor de los 700 Hz se empiezan a notar marcadas diferencias con respecto al modelo de banda ancha. El impacto que estas aproximaciones tienen en la evaluación de la estabilidad se muestra a continuación.

Comparación de los modelos de línea en el estudio de estabilidad

Se determinó que incrementando el ancho de banda del control de corriente del eje D en el VSC-1 las trazas de Nyquist del eigenvalor λ_1 de $\boldsymbol{L}(j\omega) = \boldsymbol{Z}_l(j\omega)\boldsymbol{Z}_s^{-1}(j\omega)$ se acercan al punto crítico, y cuando el ancho de banda es de 5 krad/s la traza encierra al punto crítico. En la Figura 3.17 se muestra la respuesta en el dominio del tiempo del voltaje en el bus de CD del VSC-1, analizando sus componentes oscilatorios se encuentran dos: uno a la frecuencia de 140 Hz, y otro a 1.42 kHz, los cuales también se hallan usando la traza de Nyquist de $\lambda_1(j\omega)$. Por otro lado, al calcular las trazas de Nyquist usando los modelos de línea corta y PI no se obtienen los mismos resultados: en la Figura 3.18-(a) se muestra el diagrama de Nyquist usando un modelo de línea corta, y no se observan encierros al punto crítico; en la Figura 3.18-(b) se ilustra la traza de Nyquist usando el modelo de línea PI. Aquí se observa que el modelo si indica inestabilidad, pero solo se puede identificar bien el componente oscilatorio de baja frecuencia, y el de alta frecuencia no es bien identificado.

3.5. Discusión

En este capítulo se presentó una nueva metodología la cual permitió abordar el cálculo de los modelos de impedancia en el marco DQ de sistemas con penetración de electrónica de potencia y de líneas de transmisión con parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia. Utilizando esta propuesta se puede obtener el estado estacionario con gran exactitud por medio de una versión a frecuencia fundamental del método de balance armónico, el cual permite incorporar el modelo analítico de la línea junto con los modelos no lineales de los convertidores. Esta alternativa se basa en la solución analítica del modelo de línea en la frecuencia y en una versión

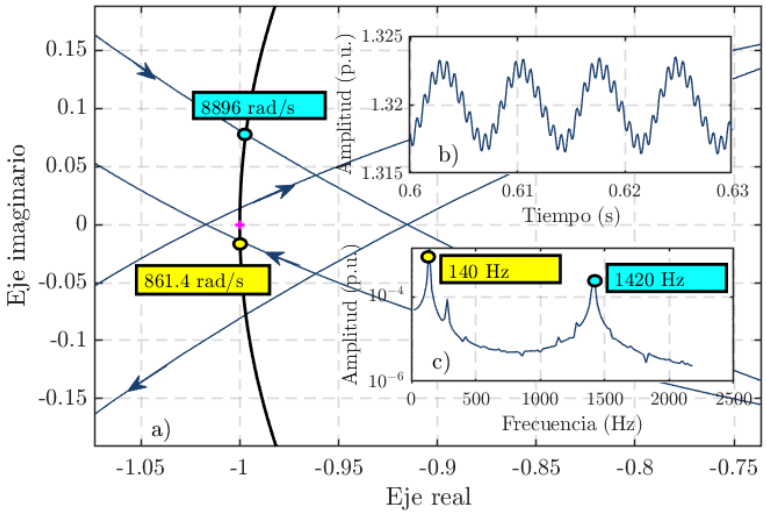
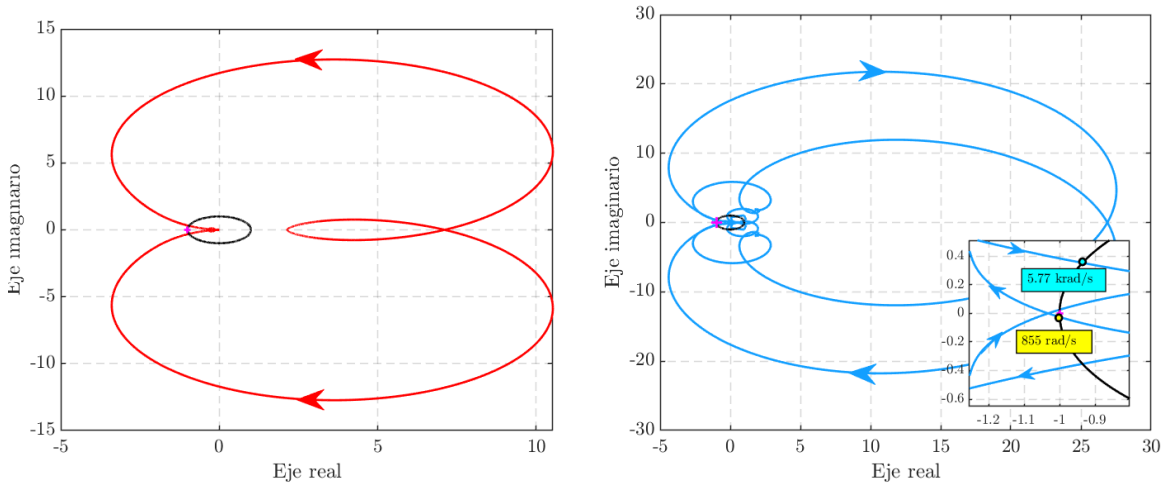


Figura 3.17. Evaluación de la estabilidad con el modelo de banda ancha: (a) Diagrama de Nyquist de $\lambda_1(j\omega)$, (b) Respuesta en el tiempo de v_{dc_1}, (c) Componentes oscilatorios de v_{dc_1}.



(a) Modelo de línea corta

(b) Modelo de línea PI

Figura 3.18. Evaluación de la estabilidad usando modelos de parámetros concentrados.

de la tranformada de Park en el dominio de la frecuencia, lo cual es completamente diferente a los enfoques comunmente utilizados, ya que para identificar el modelo de impedancia de la línea de transmisión no se requiere llevar a cabo simulaciones en el dominio del tiempo, técnicas de ajuste racional, usar la FFT o emplear simuladores EMT; esto hace que el método presentado sea más eficiente y exacto. Por otro lado, también se mostró que las aproximaciones de parámetros concentrados típicamente utilizadas para modelar la línea de transmisión no son capaces de retener su amplio espectro dinámico, y se observó que las conclusiones del análisis de estabilidad se pueden alterar si la línea no representa los efectos de banda ancha adecuadamente. Finalmente, los resultados se validaron extensivamente por medio de simulaciones en el dominio del tiempo.

Capítulo 4. Análisis de estabilidad y sensibilidad paramétrica en una planta de generación eólica

Este capítulo se centra en evaluar una planta de generación eólica en la cual interactuan dinámicas de banda ancha asociadas a las líneas de transmisión, el efecto del retraso de los convertidores, y las dinámicas mecánicas relacionadas con el PMSG. El objetivo es verificar que los métodos propuestos para identificar los modelos de impedancia permiten retener correctamente las propiedades de estabilidad, revisando la influencia que algunos parámetros tienen en el comportamiento del sistema una vez que se encuentra operando en la condición de estado estacionario. Se evalúa el efecto de la variación de las ganancias de los controles de los convertidores, del PLL, y el efecto del retraso en la estabilidad del sistema.

Es común analizar la estabilidad en aerogeneradores tipo 4 por medio de representaciones simplificadas, que omiten el modelo detallado del PMSG y su convertidor [134], [135]. Los componentes se modelan por medio de aproximaciones racionales, es decir, no se representa el efecto completo de las líneas de transmisión o el retraso se aproxima. Modelos más detallados, que han incorporado el efecto completo del PSMG, se han presentado en [136], [137], donde inclusive se ha incorporado el efecto del viento en los modelos (pero solo como una velocidad promedio que se representa usando las curvas velocidad-potencia) [138]. Sin embargo, tampoco han incorporado el efecto de elementos no racionales. Este capítulo realiza un estudio con modelos más detallados que los antes mencionados, donde se incluye el efecto del PMSG, su convertidor y controles. Además, se considera un modelo de línea con parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia sin usar aproximaciones racionales.

4.1. Evaluación de estabilidad en el caso de prueba

El sistema utilizado se muestra en la Figura 4.1, consiste de una planta representada por medio de un equivalente de un aerogenerador completamente controlado, que se conecta a un equivalente de red por medio de una línea de transmisión de 130 km, con arreglo vertical de las fases, teniendo una separación entre fases de 7 m, por fase solo se considera un conductor con radio de 1.4071 cm y $\rho = 0.07284\ \Omega/\text{km}$, este elemento se representa usando un modelo de parámetros distribuidos. El retraso en cada convertidor se representa de manera exacta, $G_{dx}(s) = e^{-T_{dx}s}$, para el convertidor del lado del generador ($x = 1$), o del lado de la red ($x = 2$). El transformador es representado por su reactancia de dispersión y su resistencia de pérdidas. El punto de interacción para evaluar la estabilidad es el PCC del aerogenerador, y en la imagen se indica como son medidas las impedancias de ambos subsistemas. Los parámetros del sistema se proporcionan en los Anexos.

4.1.1. Validación de los modelos de impedancia

Los modelos de impedancias de ambos subsistemas se determinaron utilizando las técnicas propuestas en el Capítulo 2 y en el Capítulo 3. Estos se identificaron en el rango de 0.1 Hz hasta 10 kHz, y se comparó contra el resultado del método de perturbación implementado en el simulador en tiempo real OP4510 de OPAL-RT. En

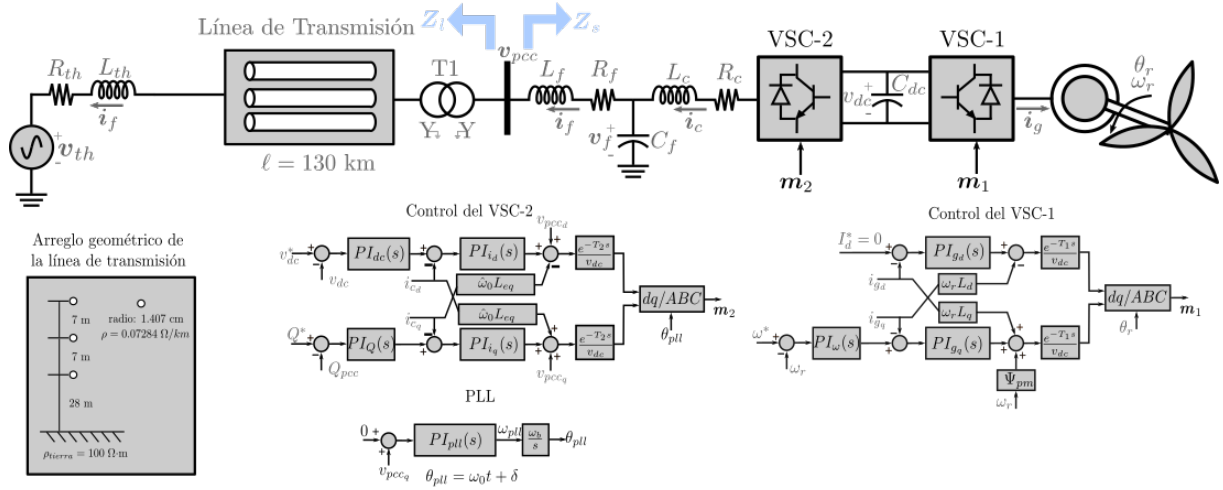
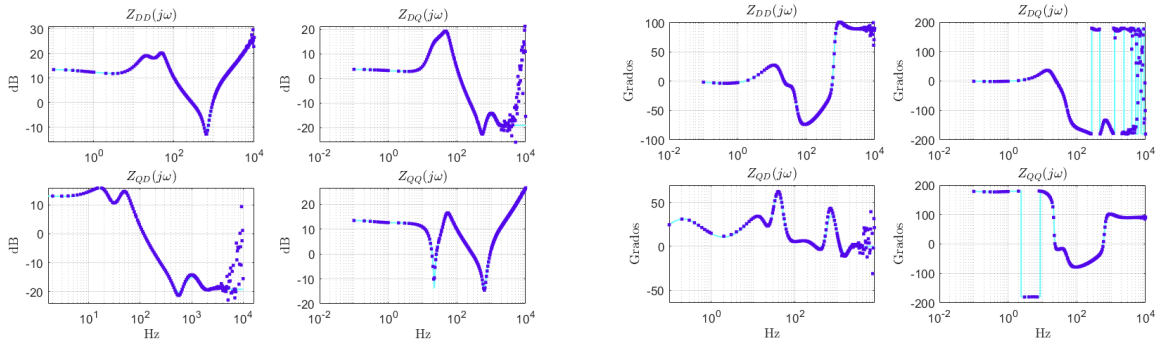


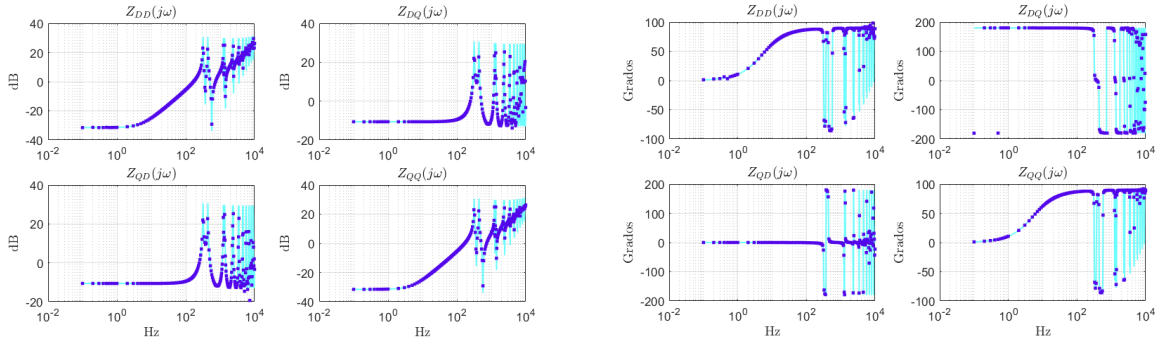
Figura 4.1. Sistema de estudio: aerogenerador interconectado a la red.

la Figuras 4.2 y 4.3 se muestran las impedancias de ambos subsistemas.



(a) Magnitud (b) Fase

Figura 4.2. Identificación de la impedancia del subsistema fuente, $\boldsymbol{Z}_s(j\omega)$: perturbación (·), propuesta (–).



(a) Magnitud (b) Fase

Figura 4.3. Identificación de la impedancia del subsistema carga, $\boldsymbol{Z}_l(j\omega)$: perturbación (·), propuesta (–).

Se aprecia que los resultados coinciden entre los dos enfoques, tanto en fase como en magnitud. El subsistema carga presenta picos de resonancia en el orden de los kHz, los cuales son bien identificados con el método expuesto en el Capítulo 3, y están relacionados con el modelo de la línea. Por otro lado, para el subsistema carga la impedancia se determinó usando el método presentado en el Capítulo 2, y se observa que los resultados entre los dos enfoques difieren principalmente en la zona de alta frecuencia para los elementos fuera de la diagonal; lo cual es más notorio en las gráficas de magnitud. Las zonas de alta frecuencia, donde los elementos fuera de la diagonal de $\boldsymbol{Z}_s(j\omega)$ tienen magnitudes bajas, no fueron bien identificadas por el método de perturbación, ya que se muestran puntos dispersos. Esto se puede atribuir a distintas razones, tales como al tamaño del paso de integración de la simulación, o a los errores numéricos del método de integración. Debido a que para identificar por medio de perturbación se debe de aplicar una fuente de frecuencia variable, teóricamente el teorema de muestreo [139] indica que si el recíproco del paso de integración es al menos dos veces mayor que la máxima frecuencia presente en el sistema, entonces no suceden fenómenos de aliasing, y la dinámica del sistema podría ser identificada correctamente. Sin embargo, si el paso es muy grande se pueden presentar errores numéricos en el método de integración, lo cual resultaría en posibles inestabilidades numéricas. Por otro lado, usar un paso de integración muy pequeño incrementa el consumo de recursos computacionales, volviendo lento el proceso de llevar a cabo simulaciones repetitivas. Además, en el caso de los simuladores en tiempo real, hay un paso mínimo permitido al cual se puede realizar la simulación, y ser considerada un proceso en tiempo real. Por ejemplo, para los resultados de la Figura 4.3 se uso un paso de 15 μs; también se probó con pasos mayores, pero los resultados del método de perturbación comenzaban a verse más dispersos, y ya no podían retener bien las características de alta frecuencia de la impedancia $\boldsymbol{Z}_l(j\omega)$.

Con respecto a errores numéricos, el hecho de resolver un sistema continuo en el tiempo por medio de cualquier método de integración introduce errores de redondeo resultado de emplear computadoras digitales con anchos de palabra finitos para llevar a cabo cálculos aritméticos reales; y también se presentan errores de truncamiento, los cuales suceden debido a la aproximación del sistema continuo por medio de un modelo discreto el cual se resuelve utilizando una computadora con presición finita [140]. Estos errores también pueden impactar en la presición del resultado, y causar que la impedancia no se pueda identificar correctamente.

Otra razón por la cual se pueden tener estos resultados es debido a que la fuente de frecuencia variable pudo haber excitado una frecuencia de resonancia de la línea de transmisión, por lo cual es importante conocer cuales podrían ser las zonas de resonancia del sistema, con la finalidad de evitar excictarla. Sin embargo, es difícil que se conozca de antemano cual será la respuesta en frecuencia de los subsistemas, además, si estos puntos no son identificados correctamente, se pueden obtener aproximaciones incorrectas de los modelos de impedancia, omitiendo dinámicas importantes. En cambio, utilizando la propuesta que se hace en esta tesis, las impedancias de ambos subsistemas se identifican correctamente, incluyendo los picos de resonancia presentes en la línea de transmisión. Estos son retenidos con gran fidelidad, tanto en magnitud como fase, ya que nuestra propuesta no requiere excitar el sistema con fuentes de frecuencia variable, ni usar integración numérica de modelos en el dominio del tiempo.

Una vez validado el modelo en torno a la condición operativa de estado estacionario, se procede a determinar el efecto que diferentes ganancias de los controles tienen en la estabilidad. Esto se realizará por medio del trazado de los diagramas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo abierto $\boldsymbol{L}(j\omega) = \boldsymbol{Z}_l(j\omega)\boldsymbol{Z}_s^{-1}(j\omega)$.

4.1.2. Efecto del PLL del VSC-2

Para el caso de variaciones en la ganancia proporcional, se observó que al disminuir su valor las trazas de $\lambda_1(j\omega)$ comenzaban a acercarse al punto crítico. En la Figura 4.4 se muestran las trazas obtenidas al disminuir la ganancia

desde 10×10^{-3} hasta 7.5×10^{-3}, pero manteniendo la gancia integral en su valor nominal. Conforme se toman valores menores, la traza comienza a acercarse al punto crítico, y cuando se tiene $k_{p_{pll}} = 7.5 \times 10^{-3}$ la traza de Nyquist encierra al punto $(-1 + j0)$, indicando inestabilidad, y para valores menores de la ganancia, el diagrama de Nyquist también indica inestabilidad. Además, analizando las trazas de Nyquist se determina que el sistema presentaría oscilaciones de aproximadamente 29.26 Hz. Los resultados usando el modelo de gran señal coinciden con esto, en la Figura 4.5 se proporcionan las formas de onda del voltaje v_{dc} y de la corriente i_{f_d} para diferentes valores de ganancia proporcional. Por otro lado, al variar la ganancia integral (manteniendo la proporcional a

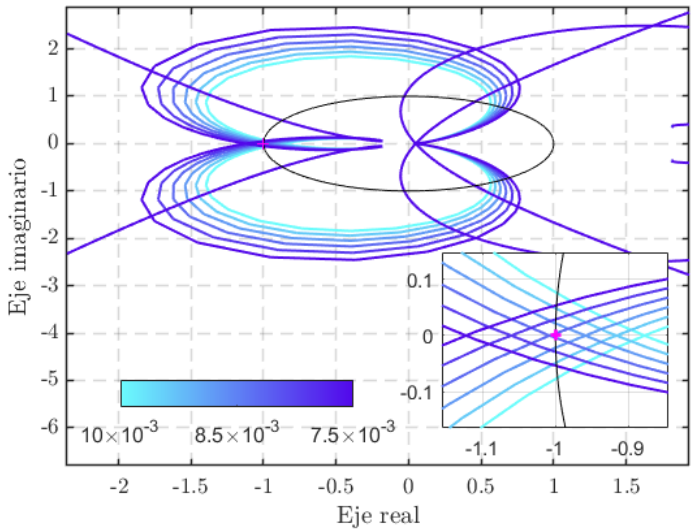


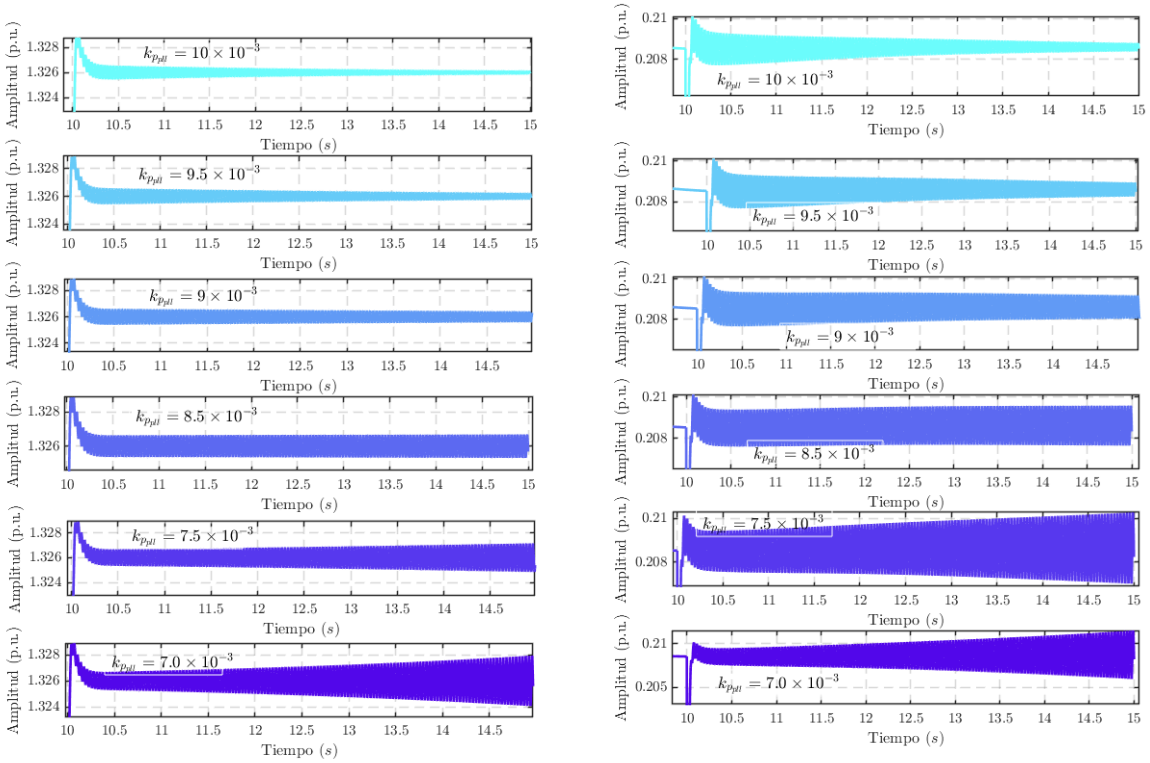
Figura 4.4. Trazas de $\lambda_1(j\omega)$ ante variaciones en $k_{p_{pll}}$.

su valor nominal) se encontró que al incrementarla las trazas de Nyquist de $\lambda_1(j\omega)$ comenzaban acercarse al punto $(-1 + j0)$. En la Figura 4.6 se aprecian las trazas para un barrido entre 700 a 720. Se observó que cuando $k_{i_{pll}}$=720 el sistema se vuelve inestable, y presenta oscilaciones de aproximadamente 98 Hz. Esto se verificó por medio de simulaciones en el dominio del tiempo las cuales se observan en la Figura 4.7. El sistema es sensible a presentar oscilaciones de relativamente baja frecuencia debido al efecto de la sintonización del PLL, las cuales se encuentran en frecuencias inferiores a los 100 Hz.

4.1.3. Efecto del control de corriente del VSC-2

En la Figura 4.8 se ilustra el efecto de variaciones en la ganancia proporcional del control de corriente del eje d, $k_{p_{id}}$. Se encontró que cuando la ganancia se incrementa hasta el valor de 2.6 el sistema es inestable, y analizando las trazas de Nyquist de $\lambda_2(j\omega)$ se determina que se presentarían oscilaciones con una frecuencia de 1.41 kHz. Al evaluar las respuestas en el tiempo del sistema para diferentes valores de ganancia proporcional menores a 2.6 se verifica que el sistema es estable; sin embargo, cuando se opera con la ganancia valiendo 2.6 el sistema presenta oscilaciones inestables de aproximadamente 1.39 kHz, lo cual se muestra en la Figura 4.9. Las oscilaciones crecientes se manifiestan más rápidamente en la corriente del lado de la red, y estas casi no son perceptibles en el voltaje del bus de CD. Pero al incrementar el tiempo de simulación se vuelve notorio que el sistema es inestable, con oscilaciones de alta frecuencia.

Con respecto a la ganancia proporcional del control de corriente en el eje q, $k_{p_{iq}}$, en la Figura 4.10 se muestran



(a) Voltaje v_{dc} (b) Corriente i_{f_d}

Figura 4.5. Respuesta en el dominio del tiempo (usando el modelo de gran señal) para diferentes valores de $k_{p_{pll}}$.

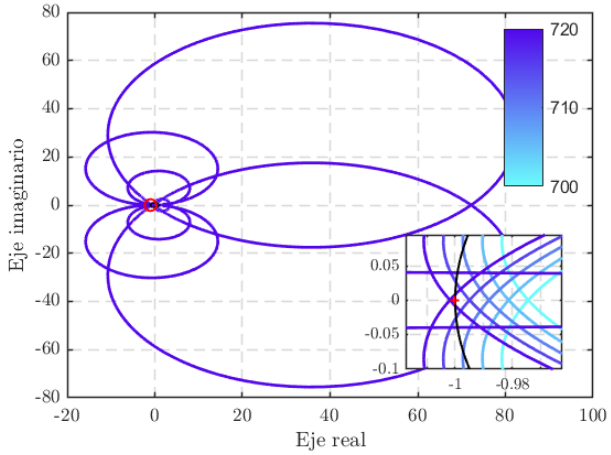
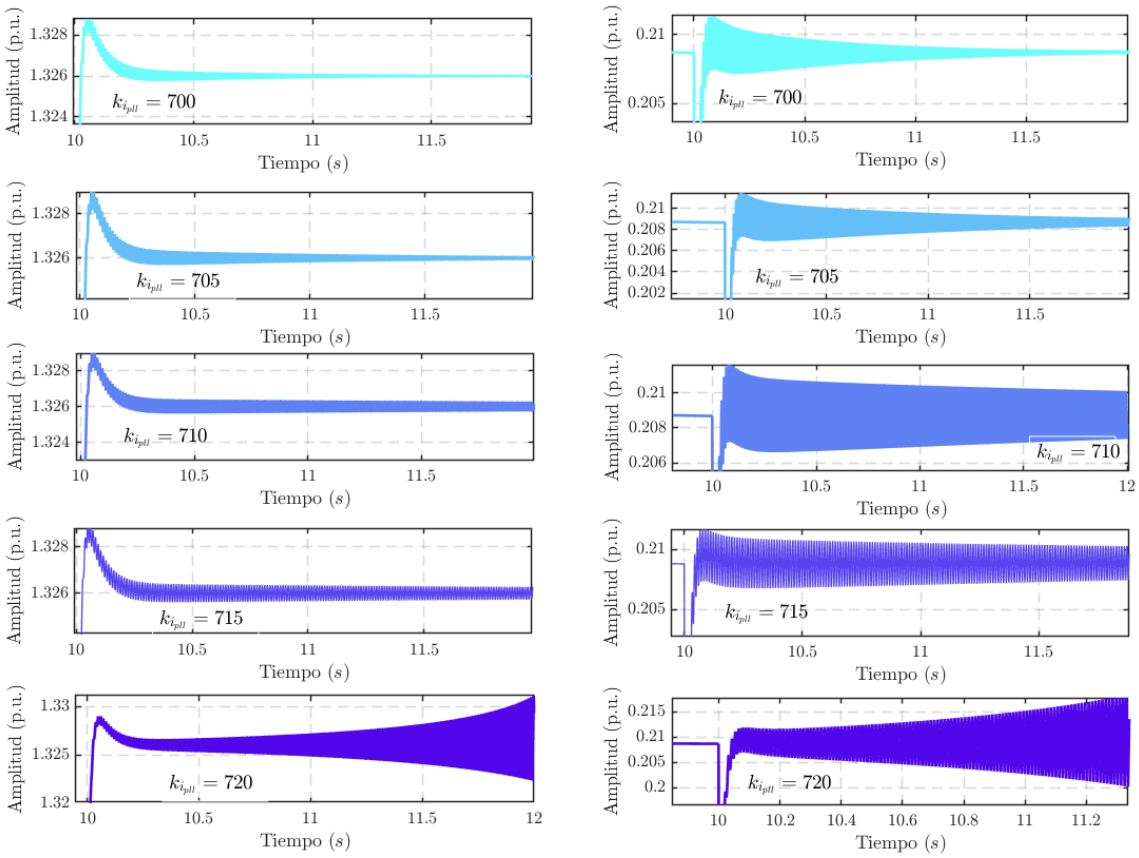


Figura 4.6. Trazas de $\lambda_1(j\omega)$ ante variaciones en $k_{i_{pll}}$.

las trazas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo abierto para variaciones en esta ganancia, donde se encontró que la traza de Nyquist de $\lambda_1(j\omega)$ encierra al punto crítico cuando $k_{p_{iq}} = 2.1$, lo cual indicaría que el



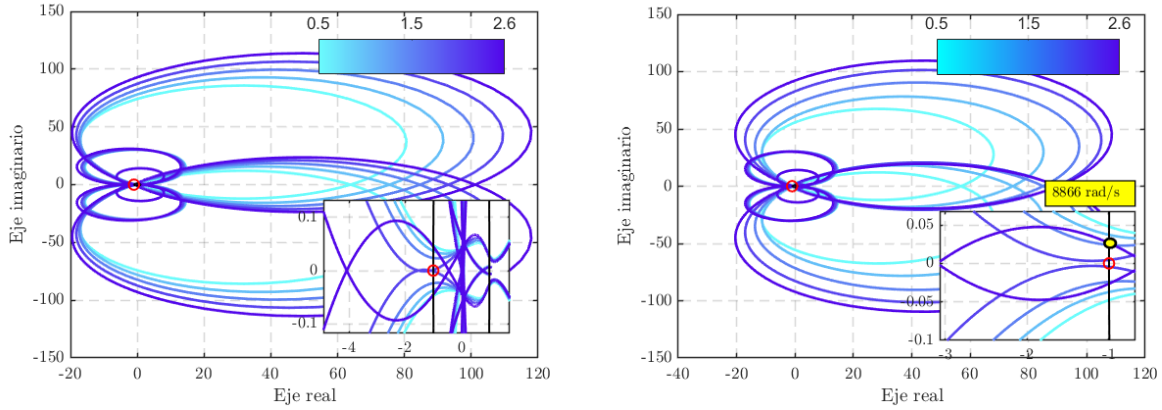
(a) Voltaje v_{dc} (b) Corriente i_{f_d}

Figura 4.7. Respuesta en el dominio del tiempo (usando el modelo de gran señal) para diferentes valores de $k_{i_{pll}}$.

sistema es inestable. Pero al llevar a cabo la evaluación en el dominio del tiempo (ver Figura 4.11) para diferentes ganancias se observó que el sistema se mantiene estable con $k_{p_{iq}} = 2.1$, a pesar de que el diagrama de Nyquist encierra al punto crítico.

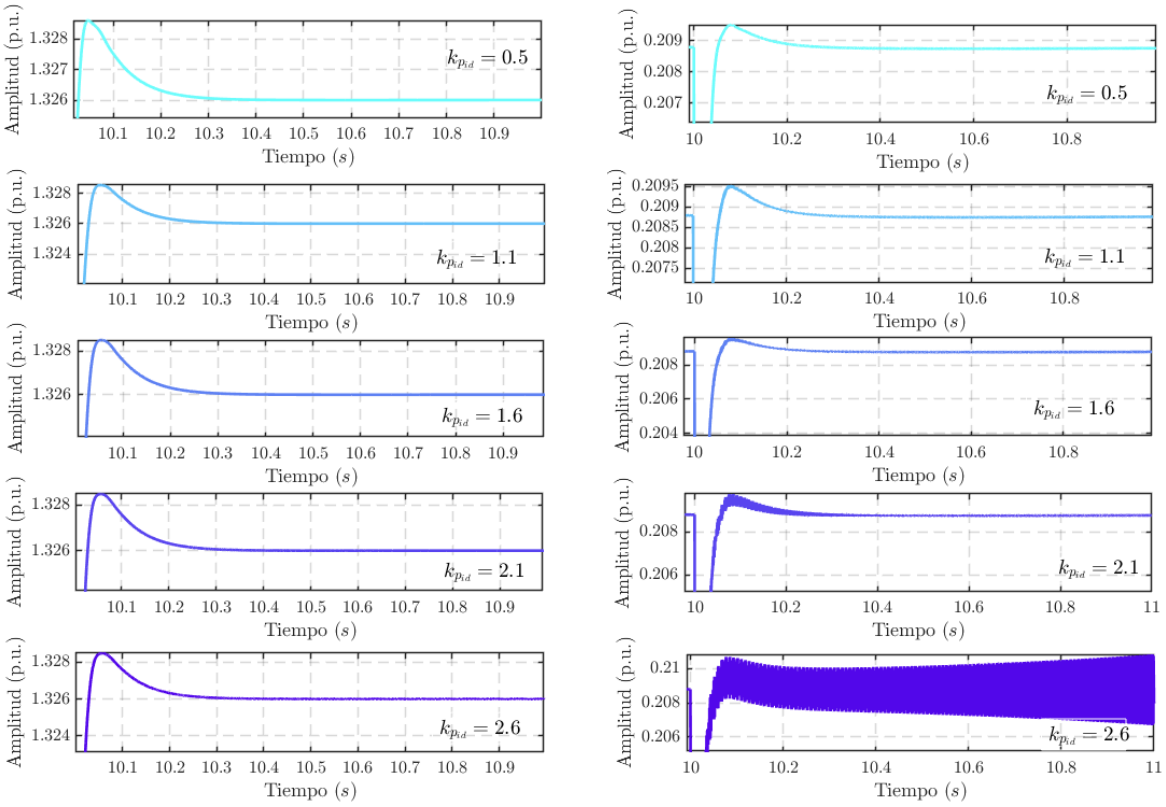
Sin embargo, el hecho de que el diagrama de Nyquist encierre al punto $(-1 + j0)$, pero la respuesta en el tiempo no muestre dinámicas inestables no se debe a que el modelo de impedancia no retenga las propiedades de estabilidad del sistema, o esté mal calculado. En este caso (y como se ha presentado en otras evaluaciones en los capítulos previos), solo se centraba la atención en los encierros que el diagrama de Nyquist hacía al punto crítico, y bajo la suposición de que ambos subsistemas son estables en lazo abierto, se omitía revisar los polos de cada subsistema, ya que se asumía que eran estables; pero el uso completo del criterio de estabilidad de Nyquist requiere que también se conozcan los polos inestables de lazo abierto: $N = Z - P$ [121].

Para el sistema de estudio, el subsistema carga es pasivo, por lo cual siempre será estable, sin importar el arreglo de la línea de transmisión, su longitud o el valor de los parámetros del equivalente de red; pero en el caso del subsistema fuente, el hecho de cambiar la sintonización de los controles puede causa que el sistema presente interacciones inestables. De esta forma, si el subsistema fuente presenta una cantidad de polos inestables igual que el número de veces que el diagrama de Nyquist encierra al punto crítico, entonces el sistema sería estable.



(a) $\lambda_1(j\omega)$ (b) $\lambda_2(j\omega)$

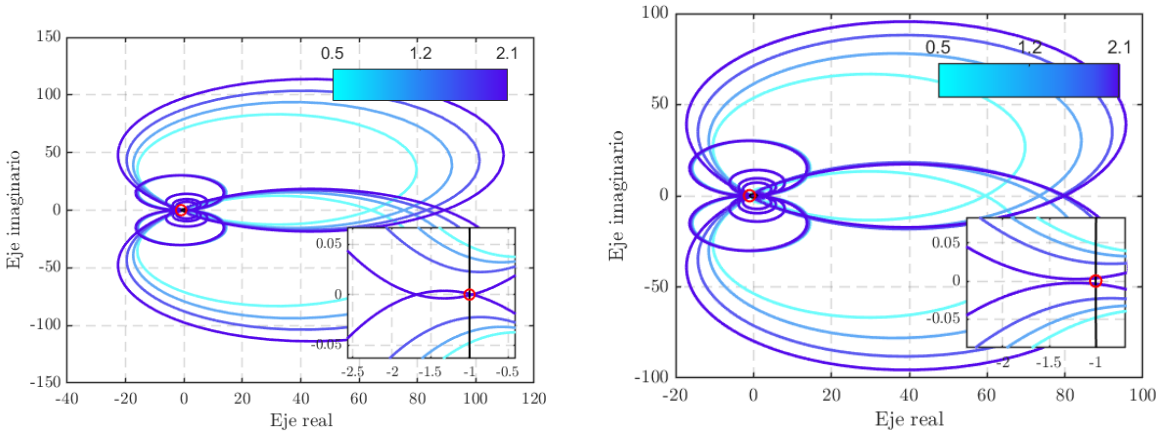
Figura 4.8. Trazas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo para diferentes valores de $k_{p_{id}}$.



(a) Voltaje v_{dc} (b) Corriente i_{f_d}

Figura 4.9. Respuesta en el dominio del tiempo (usando el modelo de gran señal) para diferentes valores de $k_{p_{id}}$.

Vale la pena enfatizar que, en un caso general, es necesario determinar los polos de ambos subsistemas, ya que



(a) $\lambda_1(j\omega)$ (b) $\lambda_2(j\omega)$

Figura 4.10. Trazas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo para diferentes valores de $k_{p_{iq}}$.

puede ser que en ambos subsistemas se tengan elementos como convertidores controlados, los cuales pueden ser inestables bajo diferentes condiciones operativas o sintonizaciones.

No obstante, realizar el cálculo de los polos en esta clase de sistemas no es una tarea trivial [123], ya que se involucran funciones de transferencia matriciales, de alto orden, o inclusive irracionales (en el caso de incluir el efecto exacto del retraso o de incorporar el efecto de banda ancha de las líneas de transmisión); en estos casos, una opción sería emplear aproximaciones racionales. Como alternativa, en lugar de aproximar la respuesta de la impedancia por funciones racionales, y el posterior cálculo de los polos, se propone obtener la respuesta en el dominio del tiempo usando el modelo de pequeña señal basado en impedancias. Como se mencionó en el capítulo 2, desde una perpectiva de pequeña señal, ambos subsistemas se pueden ver como equivalentes de Thévenin, o de Norton, como lo muestra la Figura 4.12.

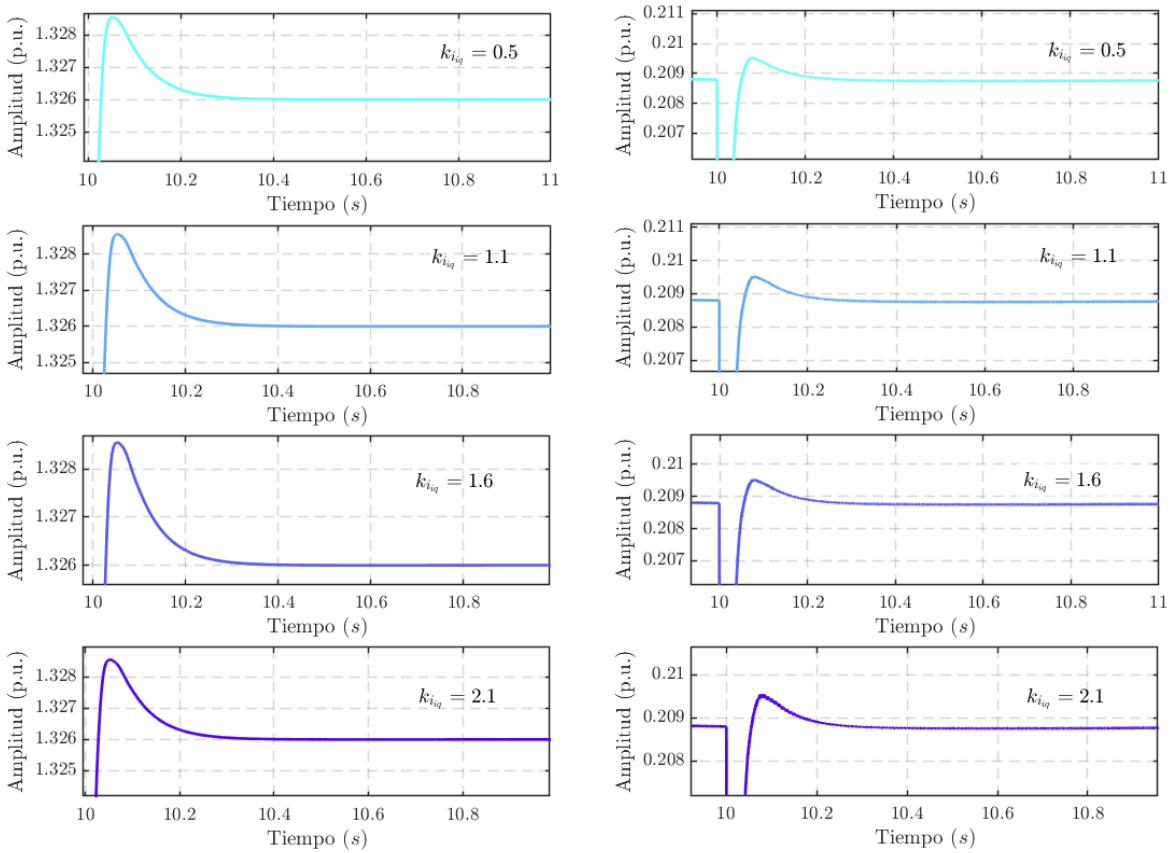
A partir de este circuito eléctrico se puede calcular la corriente de la siguiente forma:

$$\Delta \boldsymbol{I}(s) = \frac{\boldsymbol{E}_s(s) - \boldsymbol{E}_l(s)}{\boldsymbol{Z}_s(s) + \boldsymbol{Z}_l(s)} \tag{4.1}$$

La corriente es la que circula en el punto de interacción, y las fuentes dependientes están asociadas a excitaciones que pueden experimentar los subsistemas (tales como cambios de referencias en los controles). La respuesta al dominio del tiempo se realiza utilizando la transformada numérica inversa de Laplace (INLT por sus siglas en inglés). En la Figura 4.13-(a) se observan las respuestas de la corriente en el punto de acoplamiento para la ganancia $k_{p_{iq}} = 2.1$ cuando se tiene una un incremento en el voltaje v_{dc} del 2 %. Se puede ver que son estables, lo cual coincide con el modelo de gran señal (el cual es estable para el valor de ganancia $k_{p_{iq}} = 2.1$).

Continuando con la evaluación de la respuesta en el tiempo, se determinó que cuando $k_{p_{iq}} = 2.6$ el sistema es inestable con oscilaciones de aproximadamente 1.29 kHz como lo muestra la Figura 4.13-(b). Este caso muestra que aplicar el criterio de Nyquist puede complicarse, ya que es necesario conocer la cantidad de polos inestables de cada subsistema. En cambio, utilizar la respuesta en el dominio del tiempo puede ser una opción más práctica para evaluar visualmente la estabilidad. Además, es posible aplicar técnicas como Prony para obtener índices cuantitativos como son los modos oscilatorios de la señal, y sus factores de amortiguamiento [141].

Por otro lado, al variar las ganancias integrales de los controles de corriente, se observó que cuando toman el valor de 1025 las trazas de Nyquist de $\lambda_1(j\omega)$ encierran al punto crítico, por lo cual el sistema puede ser inesta-



(a) Voltaje v_{dc} (b) Corriente i_{f_d}

Figura 4.11. Respuesta en el dominio del tiempo (usando el modelo de gran señal) para diferentes valores de $k_{p_{iq}}$.

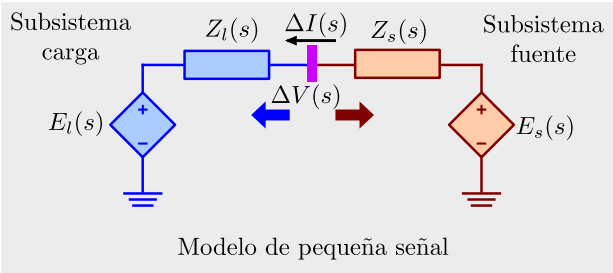
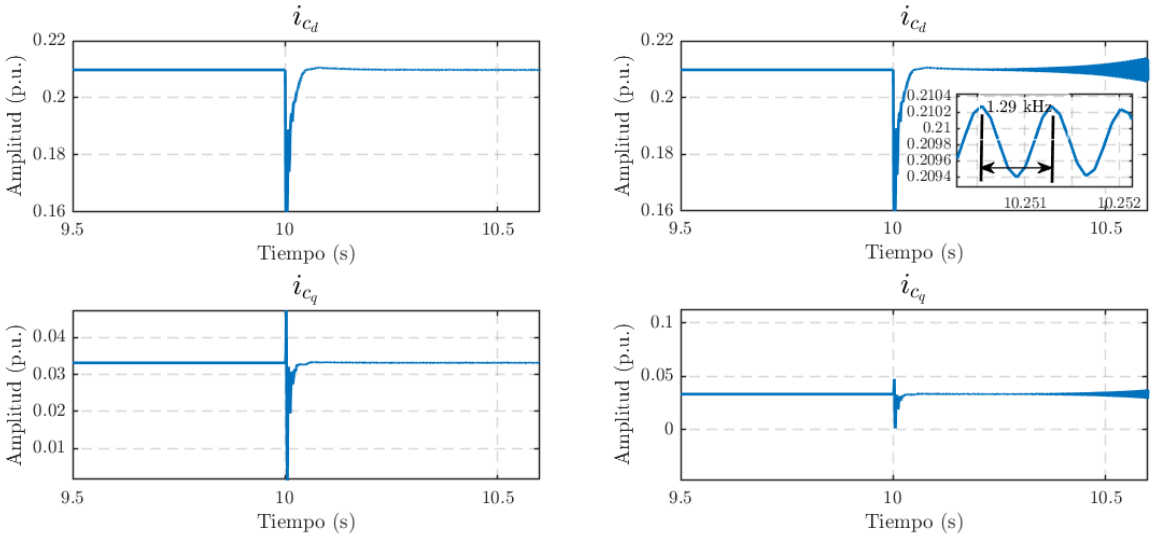


Figura 4.12. Equivalente de pequeña señal en el dominio de la frecuencia del sistema de estudio.

ble, y se identificó que se pueden llegar a presentar oscilaciones de 135.3 Hz. En la Figura 4.14 se muestran los diagramas de Nyquist para valores cercanos a las ganancias críticas. La simulaciones en el dominio del tiempo del modelo de gran señal confirman que el sistema presenta oscilaciones de 136 Hz, como se muestra en la Figura 4.15, que se aprecian tanto en la corriente en terminales del inversor, como en el bus de CD. A pesar de que en

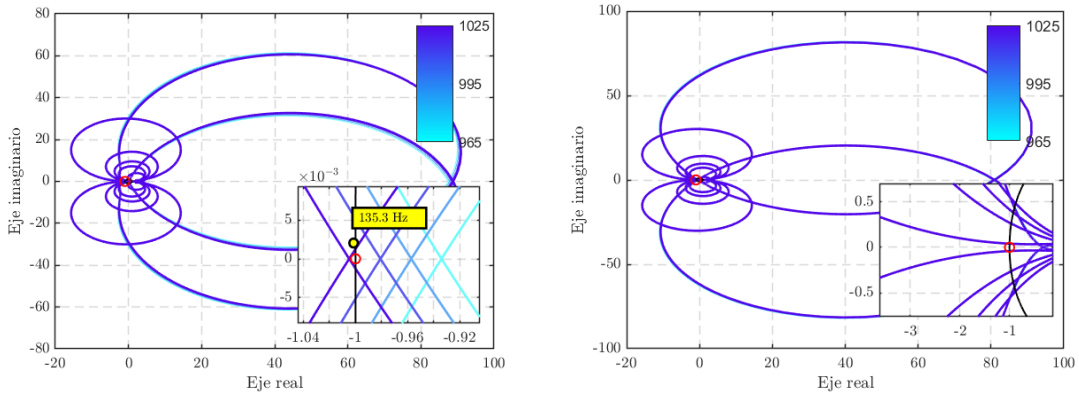


(a) Respuesta para $k_{p_{iq}} = 2.1$

(b) Respuesta para $k_{p_{iq}} = 2.6$

Figura 4.13. Respuesta en el dominio del tiempo usando los modelos de impedancias e INLT, con diferentes valores de $k_{p_{iq}}$.

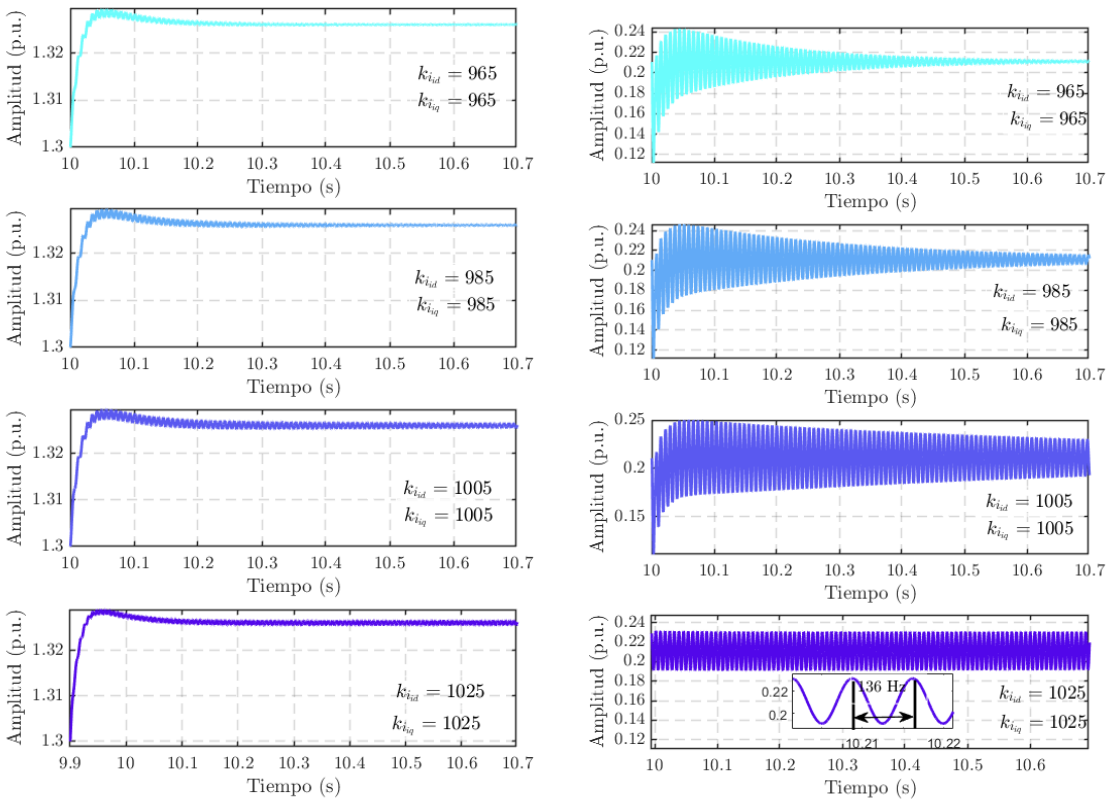
los resultados de la Figura 4.15 se pueden ver oscilaciones con amplitud constante, paulatinamente comienza a incrementarse su amplitud después de varios segundos de simulación.



(a) $\lambda_1(j\omega)$

(b) $\lambda_2(j\omega)$

Figura 4.14. Trazas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo para diferentes valores de $k_{i_{id}}$, $k_{i_{iq}}$.



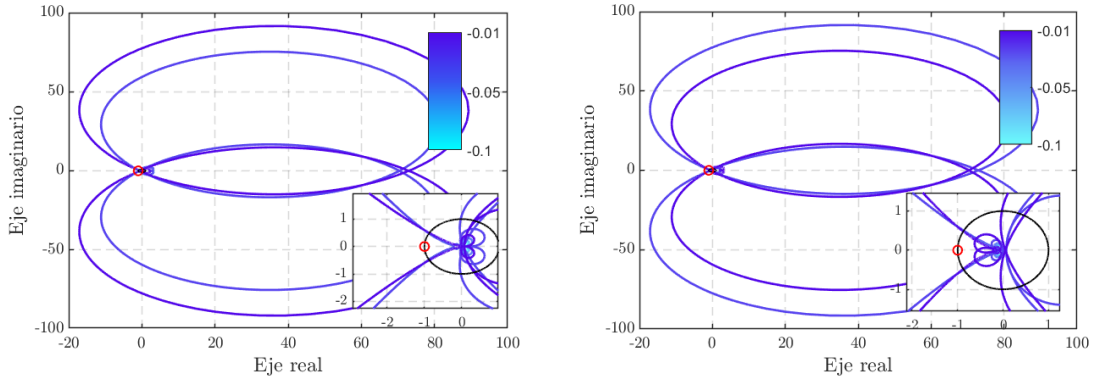
(a) Voltaje v_{dc} (b) Corriente i_{f_d}

Figura 4.15. Respuesta en el dominio del tiempo para diferentes valores de $k_{i_{id}}$, $k_{i_{iq}}$.

4.1.4. Efecto del control de voltaje del VSC-2

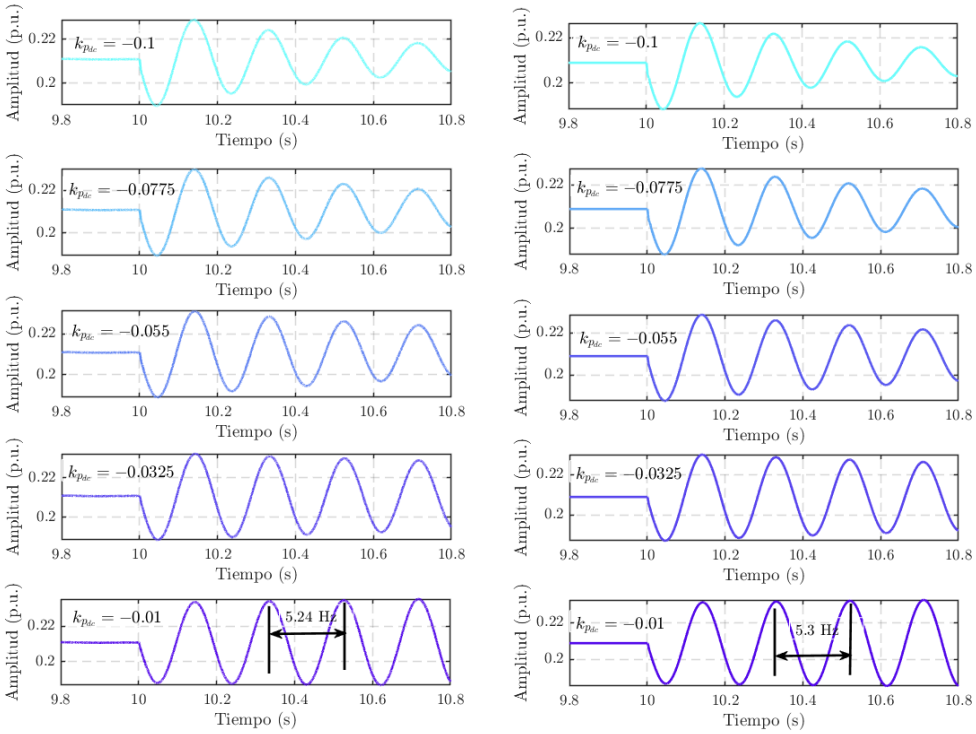
En la Figura 4.16 se muestran las trazas de Nyquist al incrementar el valor de la ganancia proporcional $k_{p_{dc}}$, en el rango de -0.1 a -0.01. Los diagramas no encierran al punto crítico, por lo cual el sistema debería ser estable.

Sin embargo, al realizar las correspondientes simulaciones en el dominio del tiempo con el modelo de gran señal, el sistema pierde estabilidad cuando $k_{p_{dc}} = -0.01$ (ver Figura 4.17-(a)), y presenta oscilaciones de 5.24 Hz. Para este caso los diagramas de Nyquist no concluyen este comportamiento dinámico, y necesitan complementarse con la información proveniente del cálculo del número de polos inestables del subistema fuente. Para evitar esta tarea, se calcula la respuesta en el tiempo con el modelo de impedancias e INLT. Los resultados se proporcionan en la Figura 4.17-(b) para la corriente i_{c_d}, donde se observa que en efecto el sistema pierde estabilidad cuando $k_{p_{dc}} = -0.01$, y presenta oscilaciones de 5.3 Hz.



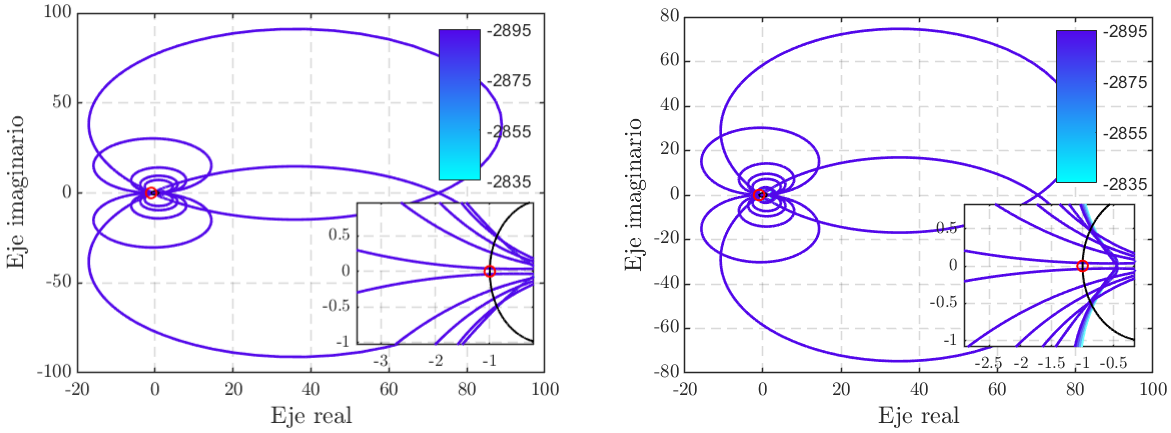
(a) $\lambda_1(j\omega)$ (b) $\lambda_2(j\omega)$

Figura 4.16. Trazas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo para diferentes valores de $k_{p_{dc}}$.



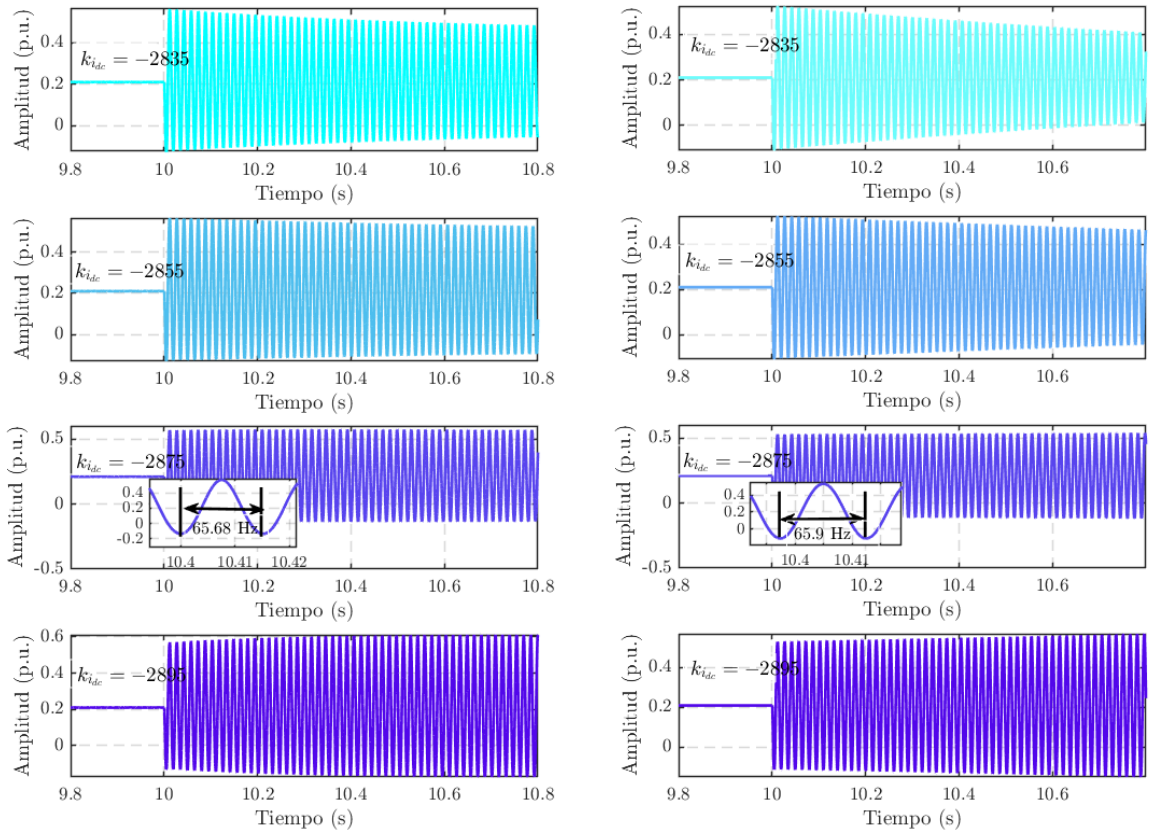
(a) Modelo de gran señal (b) Modelo de impedancias e INLT

Figura 4.17. Respuesta en el dominio del tiempo de i_{f_d} para diferentes valores de $k_{p_{dc}}$.



(a) $\lambda_1(j\omega)$ (b) $\lambda_2(j\omega)$

Figura 4.18. Trazas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo para diferentes valores de $k_{i_{dc}}$.



(a) Corriente i_{f_d}, modelo de gran señal (b) Corriente i_{f_d}, modelo de impedancias e INLT

Figura 4.19. Respuesta en el dominio del tiempo para diferentes valores de $k_{i_{dc}}$.

Respecto a la ganancia integral $k_{i_{dc}}$, los diagramas de Nyquist no encierran al punto crítico al disminuir la ganancia, en la Figura 4.18 se ilustran las trazas de ambos eigenvalores cuando la ganancia se barre en el rango de -2835 a -2895. Pero el modelo de gran señal presenta oscilaciones inestables cuando $k_{i_{dc}} = -2875$, esto se muestra en la Figura 4.19-(a). En este caso, los diagramas de Nyquist no son suficientes para determinar la estabilidad, y se requiere la información proveniente del número de polos inestables del subsistema fuente. Como alternativa, se volvió a evaluar la respuesta en el tiempo del modelo de impedancias, usando la transformada de Laplace, los resultados se muestran en la Figura 4.19-(b), los cuales coinciden con el modelo de gran señal, ya que se identificó una frecuencia de 65.9 Hz cuando $k_{i_{dc}} = -2875$.

4.1.5. Efecto del control de potencia reactiva del VSC-2

Los diagramas de Nyquist de $\lambda_2(j\omega)$ para diferentes valores de la ganancia proporcional, k_{p_Q}, en el rango de -0.1 a -1.4 se muestran en la Figura 4.20. Se encontró que el punto crítico es encerrado por la traza de Nyquist cuando $k_{p_Q} = -1.4$, indicando que el sistema sería inestable con oscilaciones de 282 Hz. Al realizar simulaciones con el modelo de gran señal se verifica que el sistema presenta oscilaciones inestables cuando la ganancia está cerca de -1.4 como lo muestra la Figura 4.21.

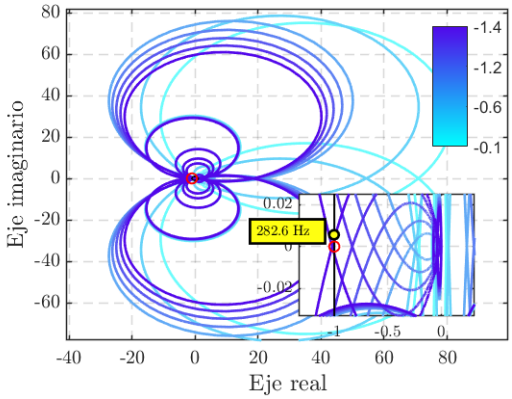


Figura 4.20. Trazas de Nyquist de $\lambda_2(j\omega)$ para diferentes valores de k_{p_Q}.

Por otro lado, la sensibilidad del sistema a variaciones en la ganancia integral, k_{i_Q}, se muestra en la Figura 4.22; los diagramas de Nyquist de $\lambda_1(j\omega)$ muestran que el punto $(-1+j0)$ es encerrado cuando $k_{i_Q} = -570$ y que se presentarían oscilaciones de 139.84 Hz. Las simulaciones con el modelo de gran señal verifican que se presentan oscilaciones crecientes de 138.9 Hz, como lo muestra la Figura 4.23.

4.1.6. Efecto del control de corriente del VSC-1

La Figura 4.24 muestra las trazas de Nyquist de los eigenvalores para diferentes valores de la ganancia proporcional $k_{p_{gd}}$ en el rango de 0.1 a 28; se aprecia que los diagramas de Nyquist no experimentan cambios notables, y además, no encierran al punto (-1+j0), por lo cual el sistema debería ser estable. Al revisar las corrientes del lado de la red cuando $k_{p_{gd}} = 27.5$ se observan oscilaciones que no parecen tener un comportamiento periódico, las cuales son de una amplitud muy pequeña. En cambio, las corrientes del lado del generador presentan oscilaciones

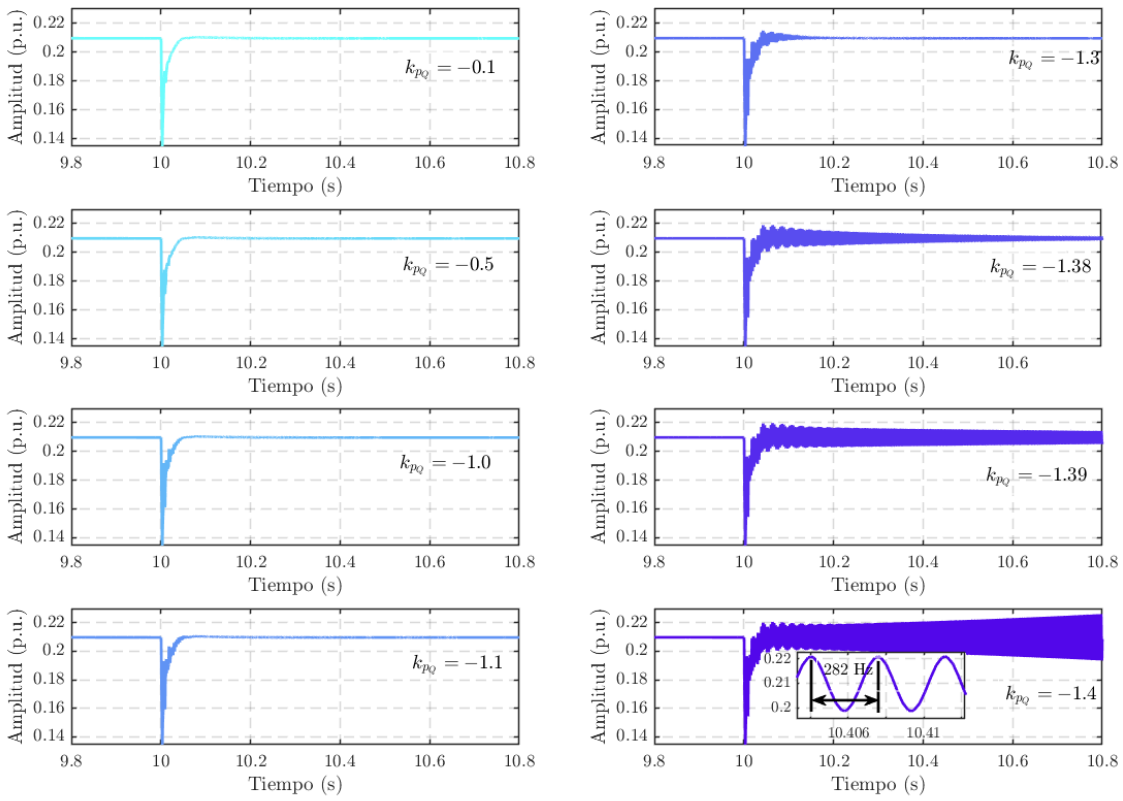


Figura 4.21. Respuesta en el dominio del tiempo (modelo de gran señal) de la corriente i_{f_d} para diferentes valores de k_{p_Q}.

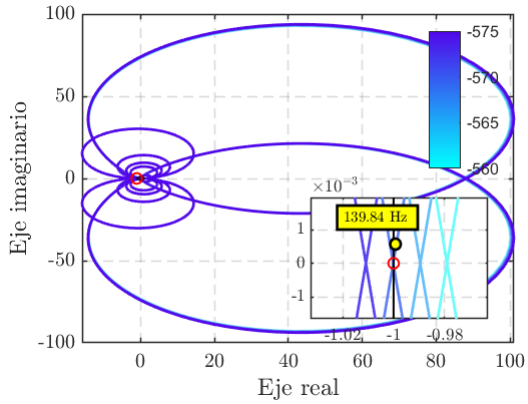


Figura 4.22. Trazas de Nyquist de $\lambda_1(j\omega)$ para diferentes valores de k_{i_Q}.

de 1161 Hz, que son facilmente perceptibles (ver Figura 4.25).

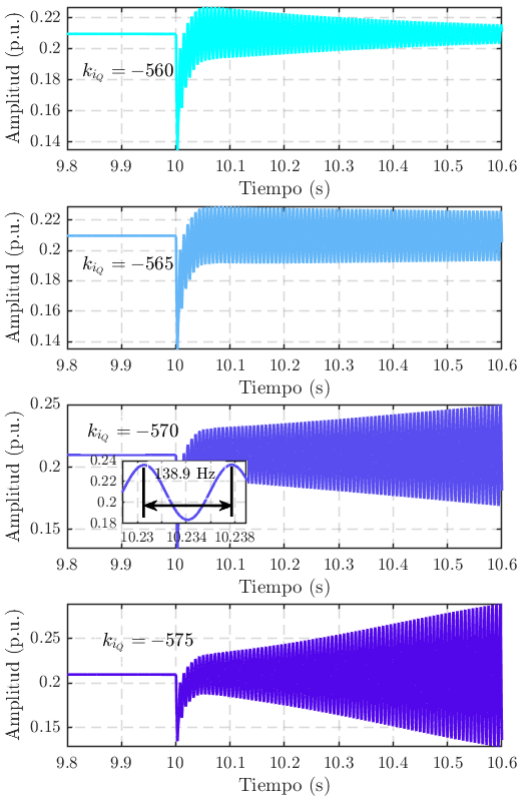
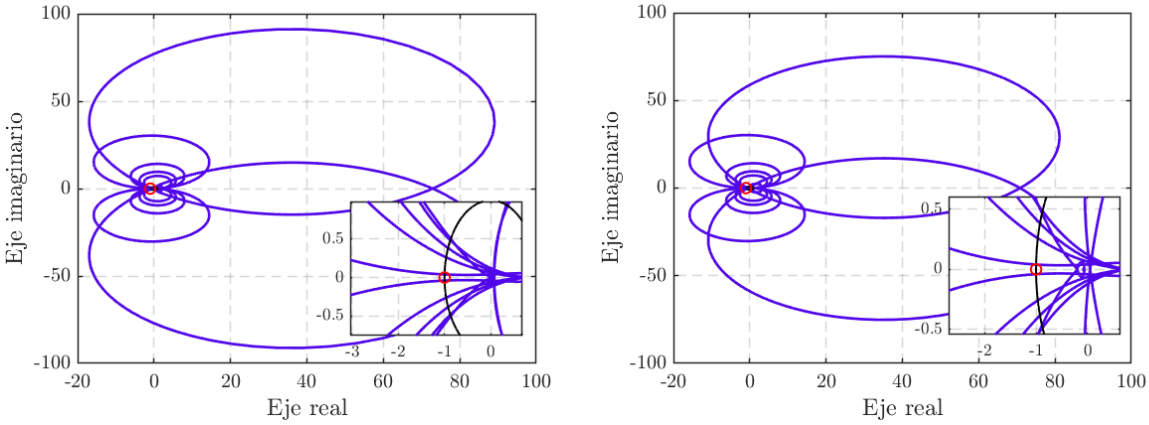
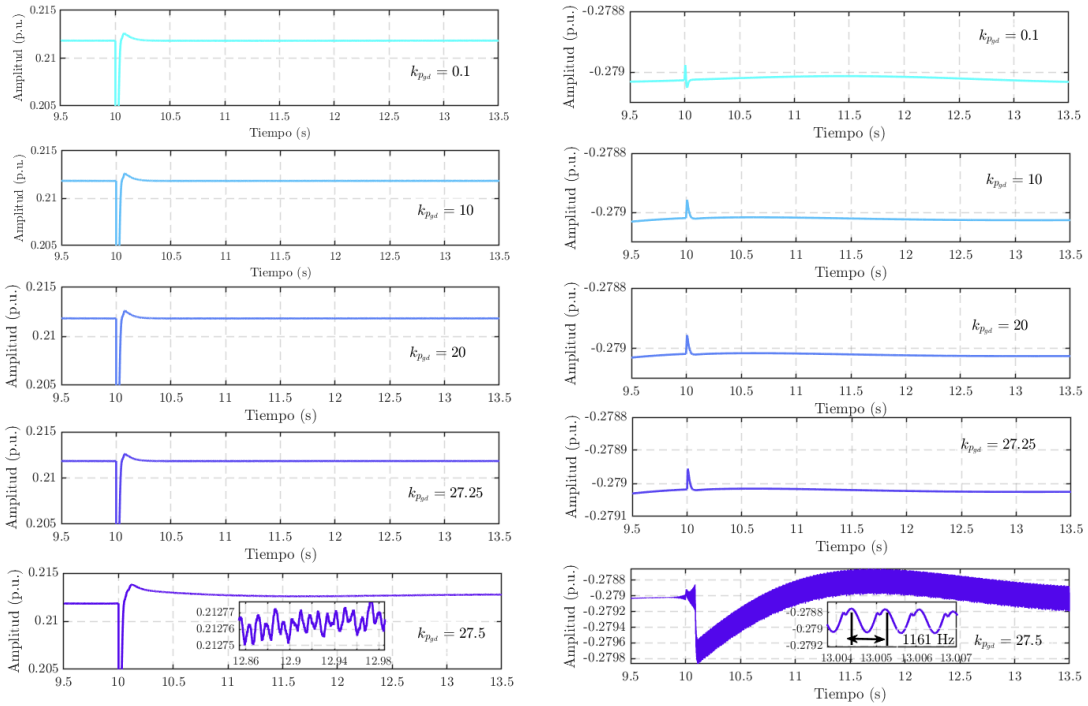


Figura 4.23. Respuesta en el dominio del tiempo (modelo de gran señal) de la corriente i_{f_d} para diferentes valores de k_{i_Q}.



(a) $\lambda_1(j\omega)$ (b) $\lambda_2(j\omega)$

Figura 4.24. Trazas de Nyquist de los eigenvalores de la ganancia de lazo para diferentes valores de $k_{p_{gd}}$.



(a) Corriente i_{f_d} (b) Corriente i_{g_q}

Figura 4.25. Respuesta en el dominio del tiempo (modelo de gran señal) para diferentes valores de $k_{p_{gd}}$.

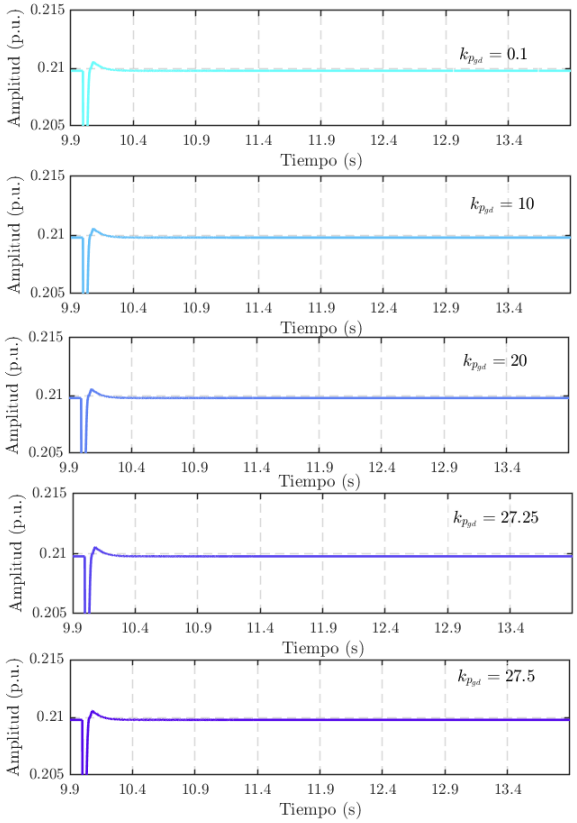


Figura 4.26. Respuesta en el dominio del tiempo de la corriente i_{f_d} usando los modelos de impedancia e INLT.

Como en los casos anteriores, se prueba estudiar la respuesta en el dominio del tiempo usando los modelos de impedancia y la INLT, los resultados se muestran en la Figura 4.26, pero no se observan oscilaciones en la corriente del lado de la red, a pesar de que este resultado es muy similar al que se obtuvo con el modelo de gran señal en la Figura 4.25-(a). La cuestión ahora es tratar de investigar la razón por la cual el modelo de impedancias no es capaz de representar adecuadamente el efecto de la variación paramétrica en el control de corriente del VSC-1. Como se ha mencionado anteriormente, una de las características del método basado en la impedancia es que los modelos de impedancia brindan información del sistema en función del punto de acoplamiento en donde se realice el cálculo de la impedancia. Hasta ahora, las impedancias solo han sido calculadas desde el PCC del sistema, en el lado de CA. Pero se puede elegir otro punto de acoplamiento que pueda brindar información más detallada del VSC-1 y el aerogenerador. Para ello se propone calcular la impedancia vista desde el bus de CD como lo muestra la Figura 4.27.

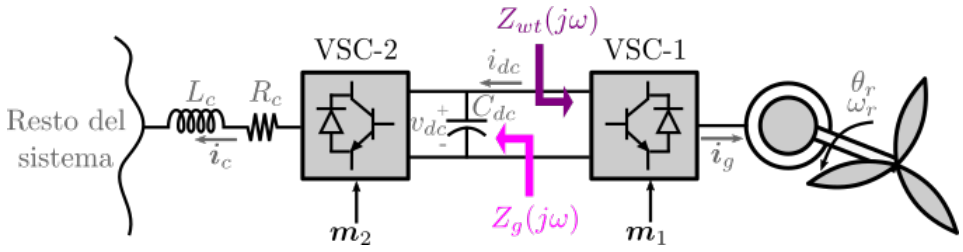
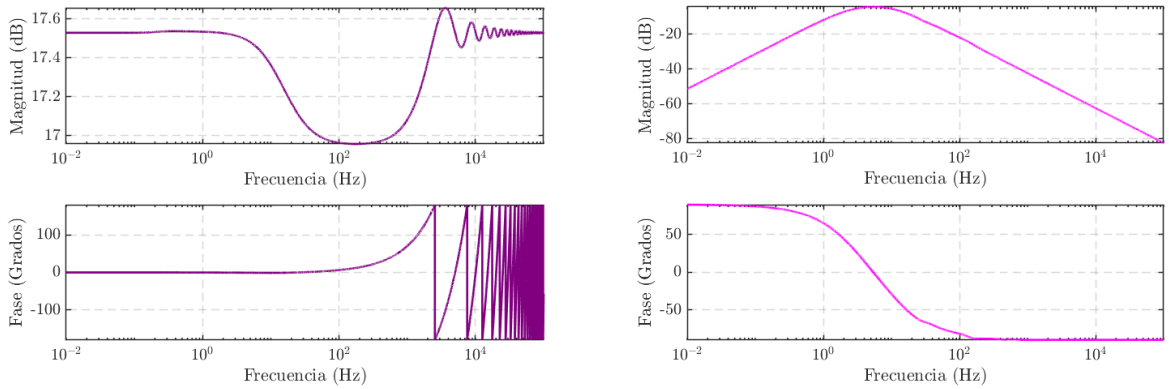


Figura 4.27. Cálculo de impedancias desde el bus de CD.

La impedancia del lado del aerogenerador, $Z_{wt}(j\omega)$ incluye los controles del VSC-1 y el modelo del PMSG. Por otro lado, la impedancia $Z_g(j\omega)$ considera el bus de CD, el VSC-2 y sus controles, así como la red de CA. Los resultados se pueden ver en la Figura 4.28. Vale la pena resaltar que ahora los modelos de impedancias son escalares, haciendo más sencilla la interpretación de cada subsistema. Por ejemplo, para el lado del aerogenerador, la impedancia $Z_{wt}(j\omega)$ se mantiene casi constante en magnitud a lo largo del rango de frecuencia identificado, y su fase es de cero grados; este comportamiento se asemeja a la respuesta de una resistencia.



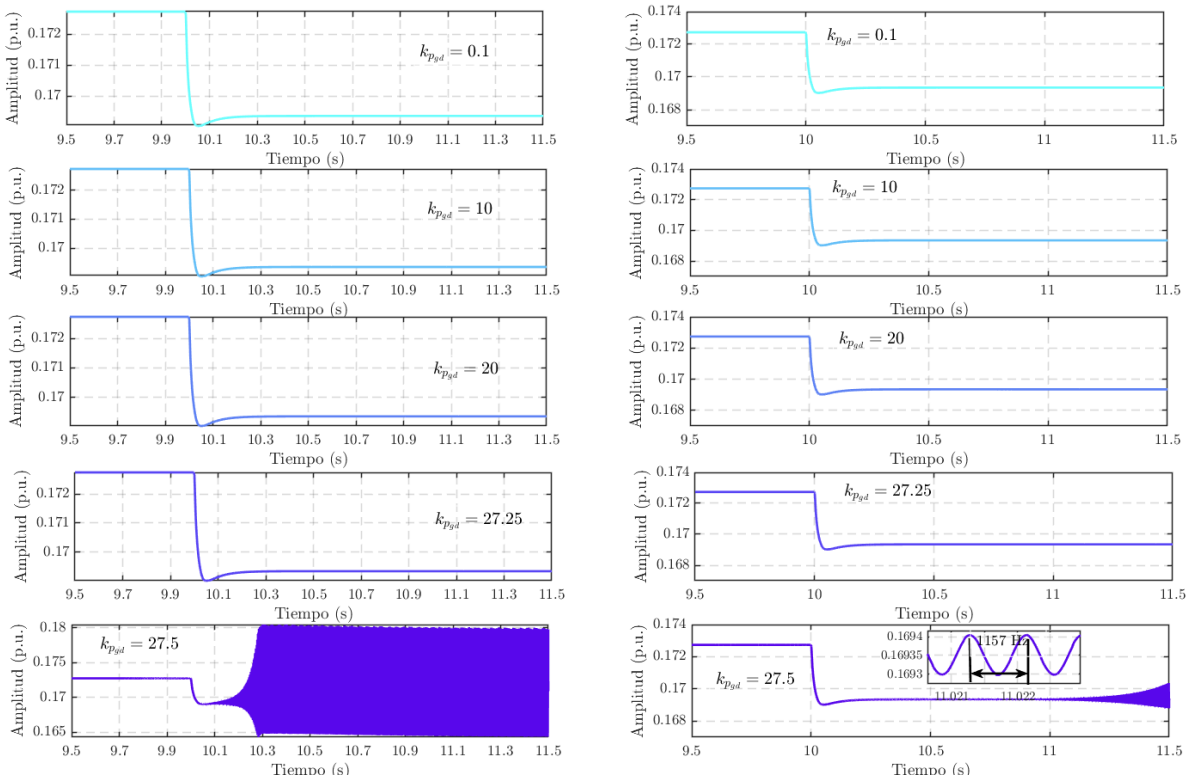
(a) $Z_{wt}(j\omega)$ (b) $Z_g(j\omega)$

Figura 4.28. Impedancias vistas desde el bus de CD.

A partir de 1 kHz, aproximadamente, comienza a tener una variación en la fase, la cual tiende a cambiar entre

$180°$ y $-180°$; esto se puede interpretar como una resistencia que llega a ser negativa en rangos altos de frecuencia. Dicho comportamiento se relaciona al efecto del retraso, debido a que en altas frecuencias tiende a cambiar su fase entre $180°$ y $-180°$ y puede influir en el amortiguamiento de la red, llegando a detonar inestabilidad.

Por otro lado, la impedancia del lado de la red $Z_g(j\omega)$ presenta un comportamiento inductivo en bajas frecuencias, hasta aproximadamente 10 Hz. A partir de este punto, se presenta un efecto dominantemente capacitivo, el cual se relaciona al elemento del bus de CD. La fase de $Z_g(j\omega)$ confirma que el comportamiento de la impedancia es inductivo en bajas frecuencia (tendiendo a tener una fase de $90°$), y capacitivo en alta frecuencia (tendiendo a tener una fase de $-90°$). Además, desde el bus de CD, el efecto de la impedancia de la línea de transmisión se atenúa por el efecto del capacitor, ya que no son apreciables los picos de resonancia que se veían desde el lado de CA, y tampoco se nota el efecto del retraso del VSC-2.



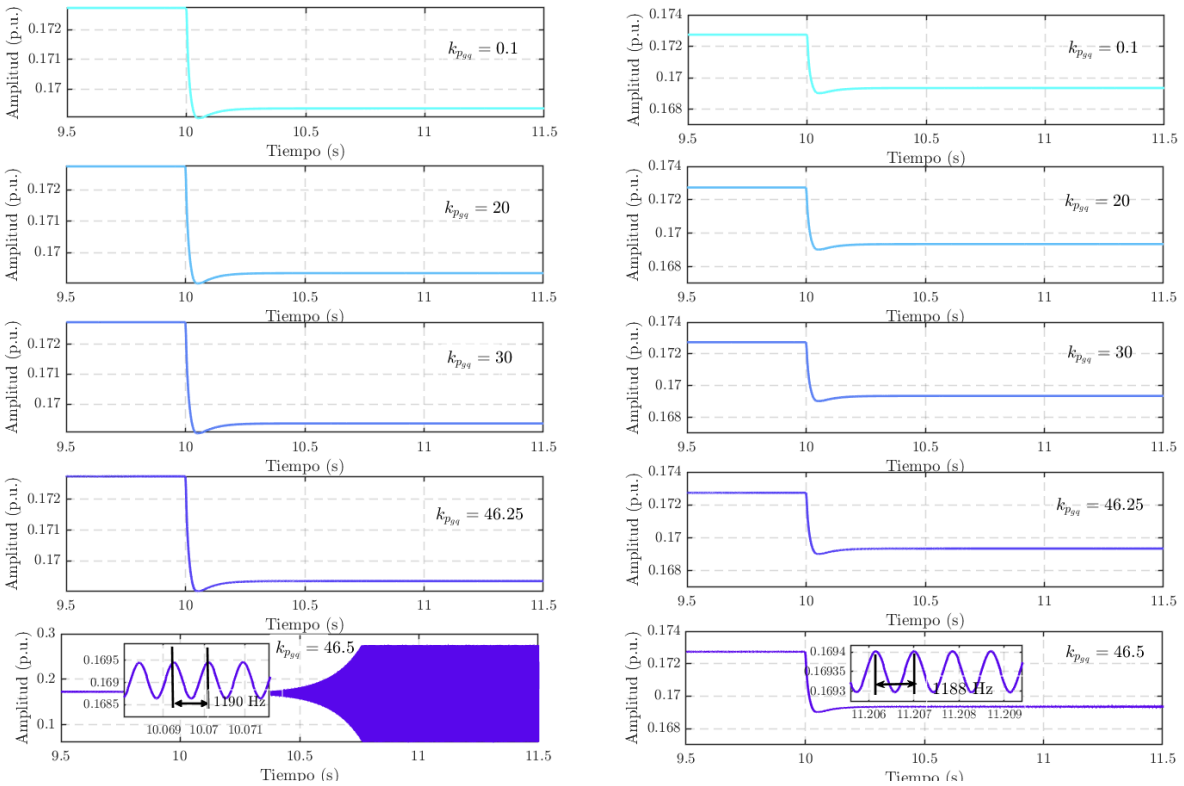
(a) Modelo de gran señal

(b) Modelo de impedancias e INLT

Figura 4.29. Respuesta en el dominio del tiempo de la corriente en el bus de CD (i_{dc}) ante variaciones en $k_{p_{gd}}$.

Analizando las dos impedancias de la Figura 4.28, se puede ver que el efecto del capacitor reduce fuertemente el efecto del modelo de pequeña señal de $Z_{wt}(j\omega)$, contribuyendo a reducir su efecto visto desde el lado de CA, esto dificultó detectar la inestabilidad cuando se evaluó usando impedancias calculadas desde el PCC. Sin embargo, al calcular la respuesta en el tiempo, usando la INLT y los modelos de impedancias desde el lado del bus de CD, se pudo verificar que el sistema pierde estabilidad cuando $k_{p_{gd}} = 27.5$, detectándose oscilaciones de 1157 Hz, lo cual es bastante cercano a lo que indica el modelo de gran señal; estos resultados se presentan en la Figura 4.29. De manera similar, al probar la sensibilidad del sistema a variaciones en la ganancia $k_{p_{gq}}$ (la ganancia proporcional del control de corriente del eje Q en el VSC-1), se detectaron oscilaciones en el modelo de gran señal de 1190

Hz cuando $k_{p_{gq}} = 46.5$. Esto también pudo ser aproximado en el dominio del tiempo usando los modelos de impedancia, pues cuando se calcula la respuesta usando el modelo de pequeña señal para la misma ganancia, se observan oscilaciones de 1188 Hz aproximadamente. Los resultados de ambos modelos se pueden observar en la Figura 4.30. Ya que el modelo de impedancias solo es una aproximación en la cual no se incluyen los términos de alto orden (atribuídos a las no linealidades del modelo de gran señal), se pierden dinámicas que influyen en la respuesta del modelo de gran señal. A pesar de esto, el modelo lineal es capaz de retener la información de estabilidad.



(a) Modelo de gran señal

(b) Modelo de impedancias e INLT

Figura 4.30. Respuesta en el dominio del tiempo de la corriente en el bus de CD (i_{dc}) ante variaciones en $k_{p_{gq}}$.

Estas pruebas revelan que el sistema tiende a presentar oscilaciones de alta frecuencia cuando existen variaciones en las ganancias proporcionales del control de corriente de los convertidores, a pesar de que no se pueden detectar usando la información de los modelos de impedancia calculados en el PCC, es posible cambiar el punto de estudio, y obtener información más relevante. Vale la pena aclarar, que los diagramas de Nyquist no se mostraron en estas pruebas, ya que se observó que las trazas no encerraban al punto crítico, por lo cual no se podría concluir la estabilidad del sistema con este solo análisis.

Por otro lado, al evaluar la sensibilidad del sistema a variaciones en la ganancia integral del control de corriente del eje D ($k_{i_{gd}}$), se encontró que al incrementar la ganancia el sistema puede presentar oscilaciones de 158 Hz, la Figura 4.31 muestra las trazas de Nyquist ante cambios en $k_{i_{gd}}$.

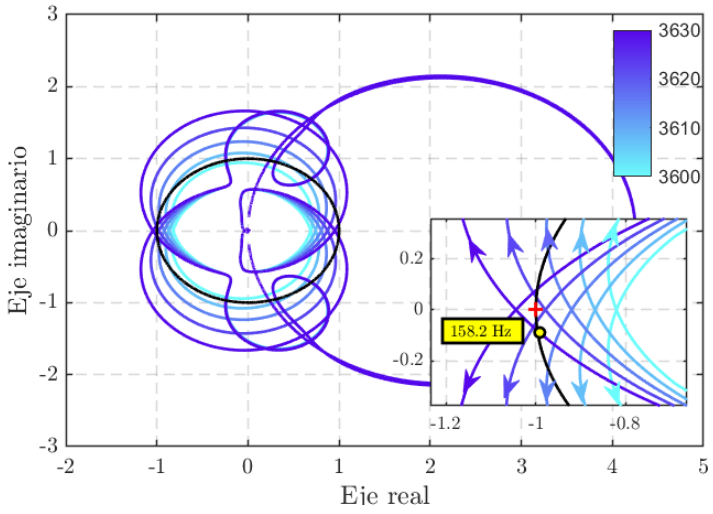


Figura 4.31. Trazas de Nyquist para diferentes valores de $k_{i_{gd}}$.

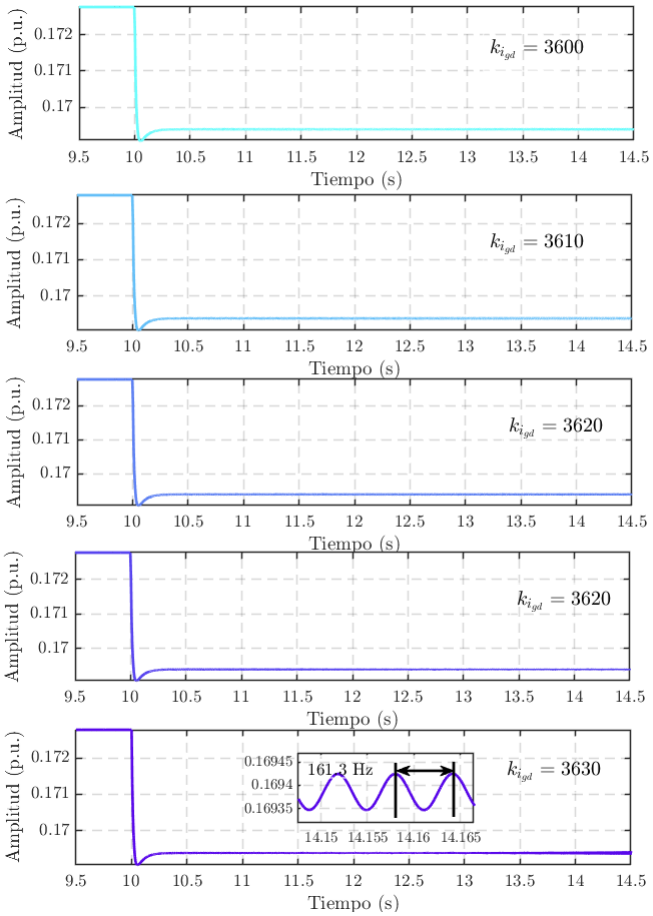


Figura 4.32. Respuesta de la corriente en el bus de CD con el modelo de gran señal para variaciones en $k_{i_{gd}}$.

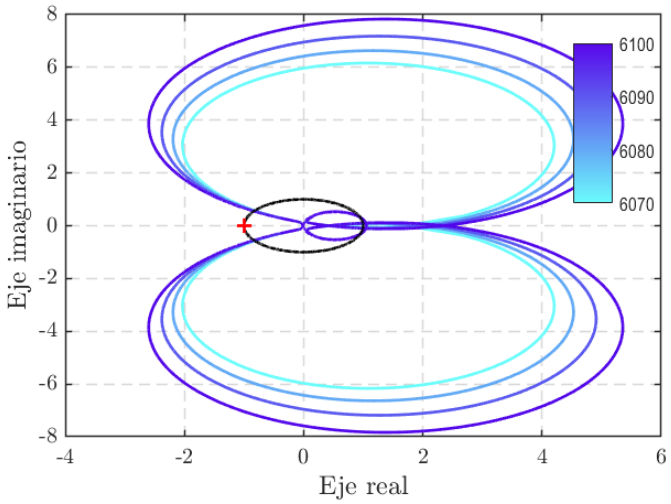
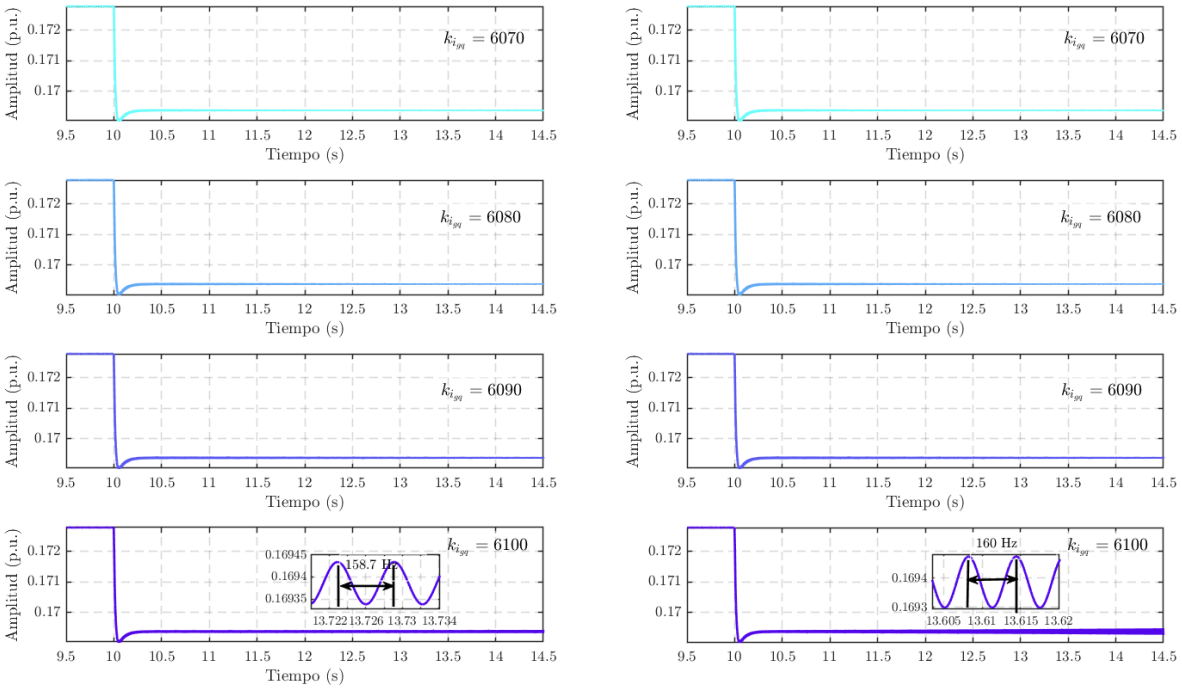


Figura 4.33. Trazas de Nyquist para diferentes valores de $k_{i_{gq}}$.



(a) Modelo de gran señal (b) Modelo de impedancias e INLT

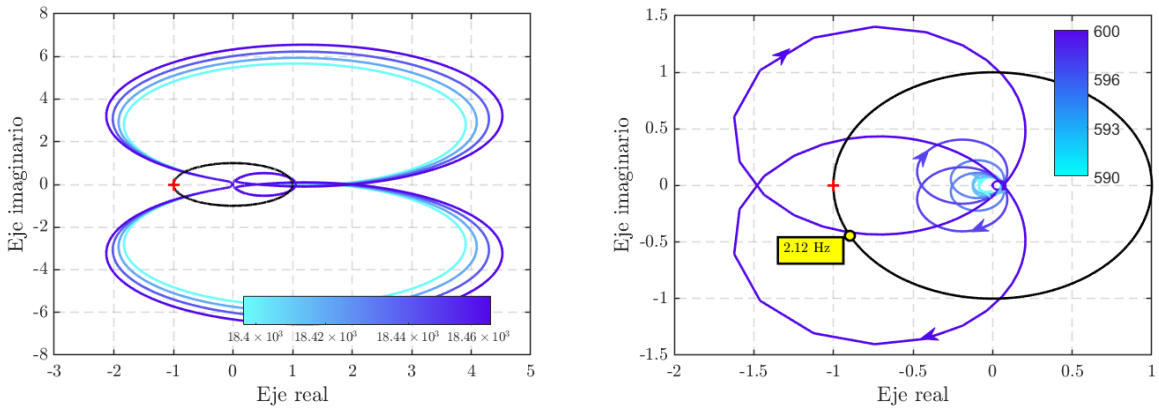
Figura 4.34. Respuesta en el dominio del tiempo de la corriente en el bus de CD ante variaciones en $k_{i_{gq}}$.

Este comportamiento se verificó usando el modelo de gran señal, observándose que el sistema presentaba oscilaciones inestables cuando $k_{i_{gd}} = 3640$, de frecuencia 161 Hz, lo cual es muy cercano a lo que se determinó

usando los modelos de pequeña señal. Este resultado se presenta en la Figura 4.32. Con respecto a la sensibilidad del sistema ante variaciones en la ganancia integral del control de corriente del eje Q ($k_{i_{gq}}$) no se observó que los diagramas de Nyquist encerraran al punto crítico (ver Figura 4.33), pero al realizar la simulación usando la INLT se determinó que conforme la ganancia se incrementaba hasta un valor de 6100 el sistema tendía a presentar oscilaciones inestables de 160 Hz, lo cual se observa en la Figura 4.34-(b), y que concuerda con lo que se obtiene realizando la evaluación con el modelo de gran señal (Figura 4.34-(a)).

4.1.7. Efecto del control de velocidad del VSC-1

La evaluación de la variación paramétrica en el control de velocidad se muestra en la Figura 4.35 usando los diagramas de Nyquist. Para cambios en la ganancia proporcional, k_{p_ω}, no se observan encierros al punto crítico (Figura 4.35-(a)); mientras que para variaciones en la ganancia integral, k_{i_ω}, se presenta un encierro al punto crítico cuando $k_{i_\omega} = 600$ (Figura 4.35-(b)). El diagrama de Nyquist para este valor indica oscilaciones de 2.12 Hz.

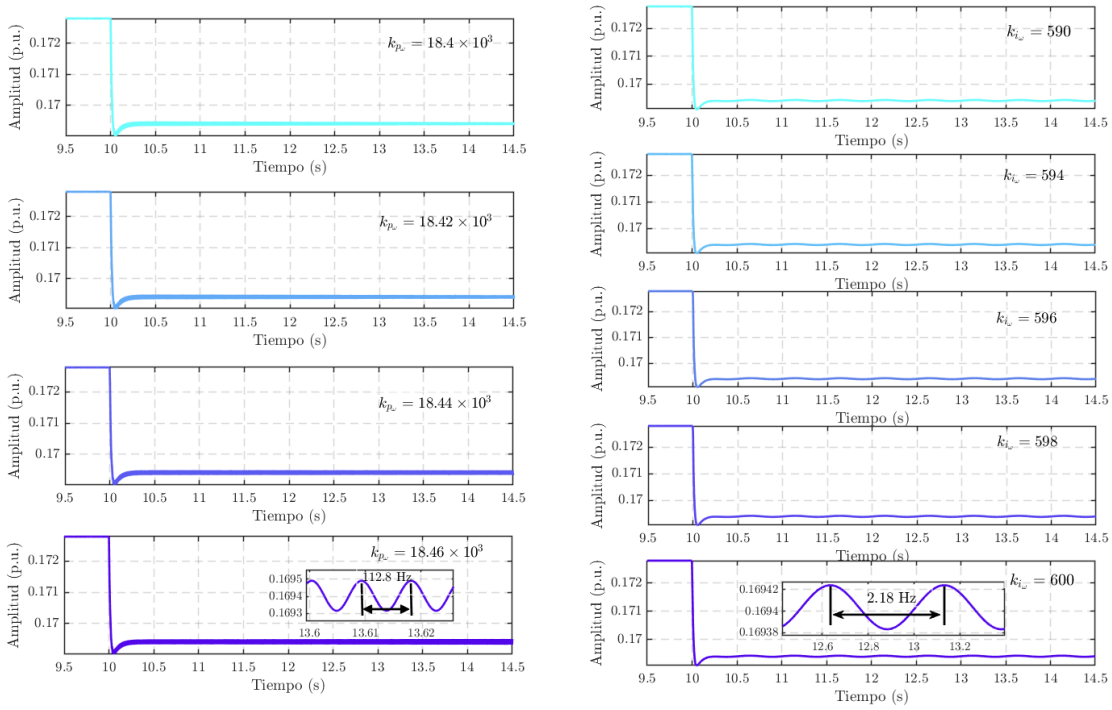


(a) Variaciones en la ganancia k_{p_ω}

(b) Variaciones en la ganancia k_{i_ω}

Figura 4.35. Diagramas de Nyquist ante cambios paramétricos en las ganancias del control de velocidad del VSC-1.

Al realizar las evaluaciones con el modelo de gran señal, el sistema presenta oscilaciones inestables de 2.34 Hz cuando el sistema opera con $k_{i_\omega} = 600$, esto se muestra en la Figura 4.36-(b). Sin embargo, también se observó que el sistema es inestable cuando la ganancia proporcional llega al valor de $k_{p_\omega} = 14.46 \times 10^3$, presentando oscilaciones de aproximadamente 112 Hz. Este comportamiento no pudo ser determinado unicamente utilizando las trazas de Nyquist, pero calculando la respuesta en el tiempo con los modelos de impedancias y la INLT, se observaron oscilaciones inestables de 111.8 Hz cuando $k_{p_\omega} = 14.46 \times 10^3$.



(a) Variaciones en la ganancia k_{p_ω} (b) Variaciones en la ganancia k_{i_ω}

Figura 4.36. Respuesta en el dominio del tiempo de la corriente en el bus de CD, modelo de gran señal.

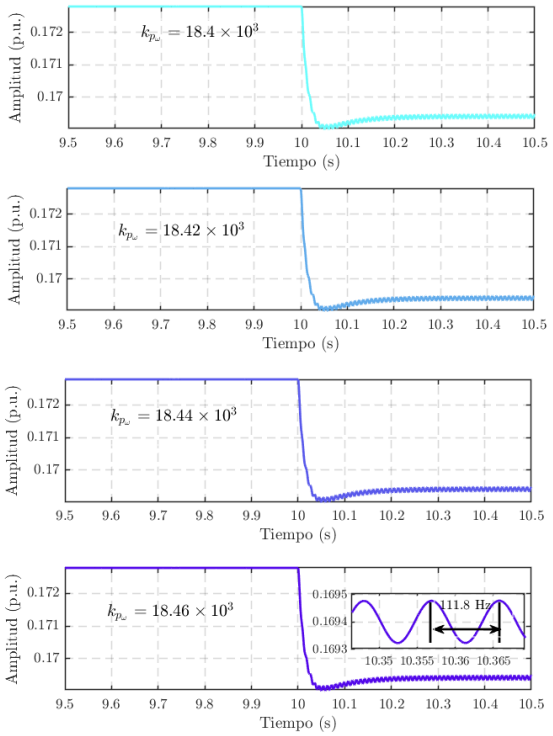
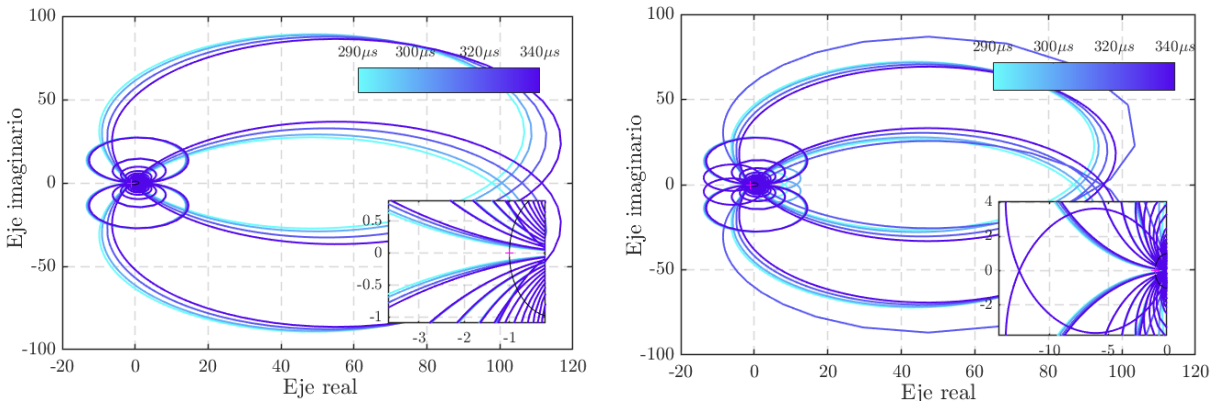


Figura 4.37. Respuesta de la corriente en el bus de CD ante variaciones en k_{p_ω} usando los modelos de impedancias e INLT.

4.1.8. Efecto del retraso del VSC-2

Al realizar cambios en los retrasos asociados a la operación del convertidor del lado de la red se observó que las trazas de Nyquist se acercaban al punto crítico cuando el retraso se incrementaba. Al llegar al valor de 340 μs se presentó un encierro al punto crítico por parte de $\lambda_2(j\omega)$, como lo muestra la Figura 4.38-(b).



(a) $\lambda_1(j\omega)$ (b) $\lambda_2(j\omega)$

Figura 4.38. Diagramas de Nyquist ante cambios en el retraso de VSC-2.

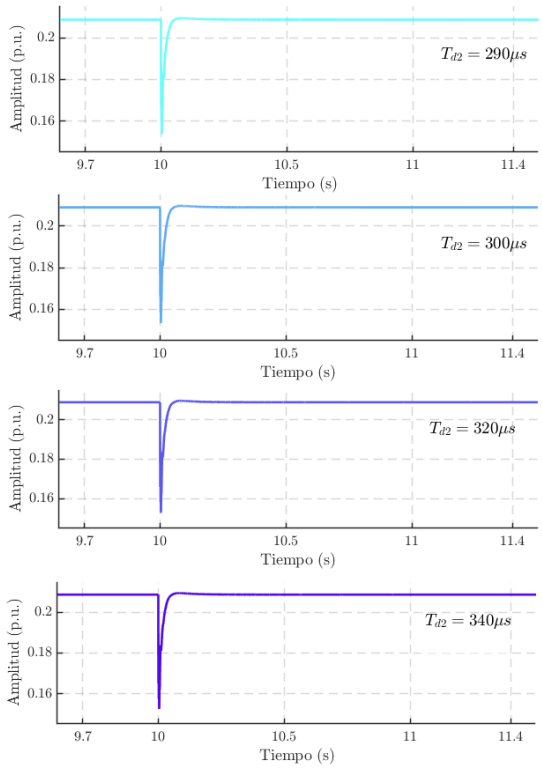
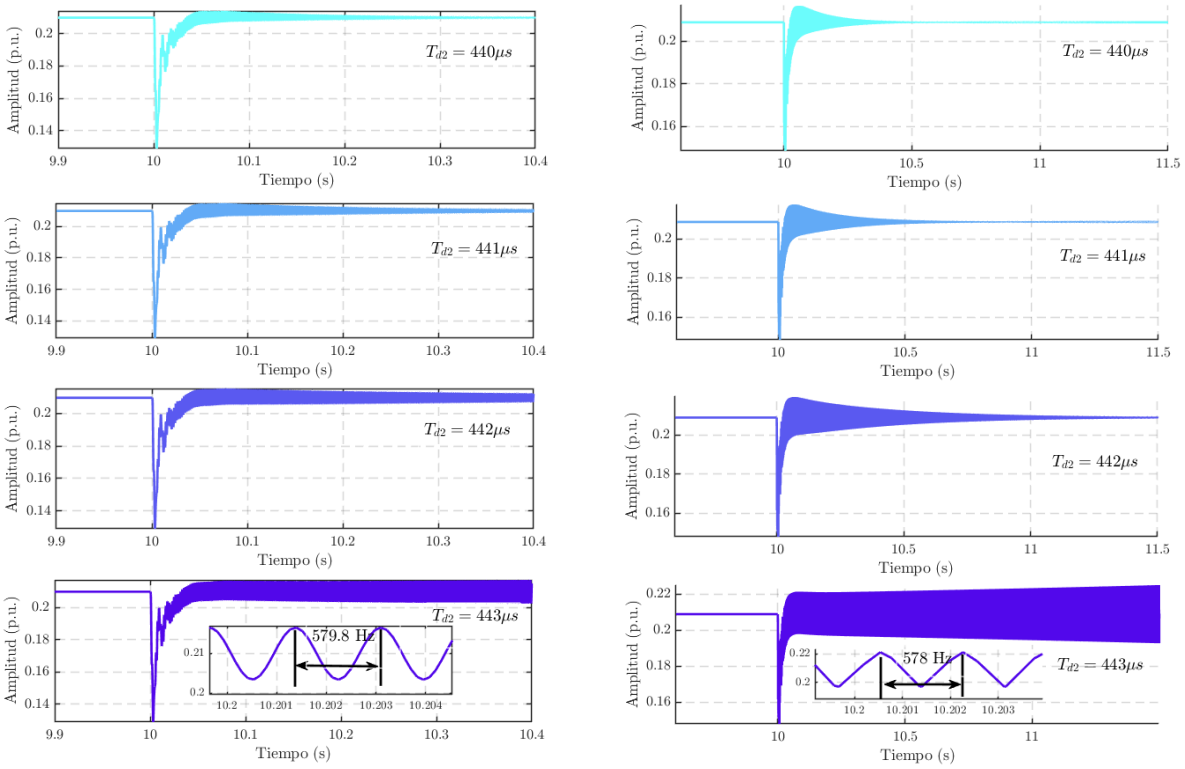


Figura 4.39. Respuesta de la corriente i_{fd} para diferentes valores de T_{d2} usando el modelo de gran señal.

Sin embargo, las simulaciones en el dominio del tiempo muestran que el sistema se mantiene estable, como se observa en la Figura 4.39. Usando la INLT y la respuesta en el dominio del tiempo se muestra que el sistema es estable para $T_{d2} = 340\ \mu s$, inclusive se encuentra que el sistema puede llegar a experimentar un incremento en el retraso de hasta 443 μs, que es cuando el sistema pierde estabilidad. Esto se validó con los modelos de gran señal obteniéndose resultados que confirman la estabilidad del sistema para valores de retraso menores a 443 μs. La Figura 4.40 muestra los resultados, donde se observan oscilaciones de 579 Hz aproximadamente en ambos modelos.



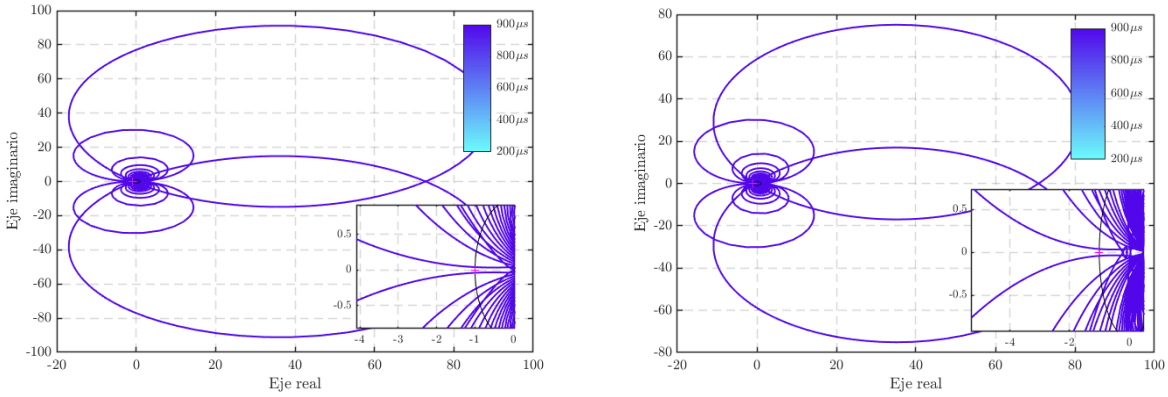
(a) Modelo de impedancias e INLT

(b) Modelo de gran señal

Figura 4.40. Respuesta de la corriente i_{f_d} para variaciones en el retraso del VSC-2.

4.1.9. Efecto del retraso en el VSC-1

Se observó que al realizar el trazo de Nyquist usando las matrices de impedancias calculadas en el PCC (Figura 4.41), o usando las impedancias escalares calculadas en el bus de CD (Figura 4.42) no se presentan encierros al punto crítico, inclusive para retrasos tan grandes como 900 μs. Además, al realizar las simulaciones en el dominio del tiempo usando los modelos lineales se observa que el sistema es estable. Esto se verificó usando el modelo de gran señal, como se observa en la Figura 4.43; ya que el retraso modela el efecto de la modulación del convertidor, esto indica que el convertidor del lado del generador podría operar a baja frecuencia sin que afecte la estabilidad del sistema. Por ejemplo, un retraso de 900 μs, modela la operación del VSC-1 a una frecuencia de 840 Hz.



(a) $\lambda_1(j\omega)$ (b) $\lambda_2(j\omega)$

Figura 4.41. Diagramas de Nyquist (usando impedancias matriciales) ante cambios en el retraso de VSC-1.

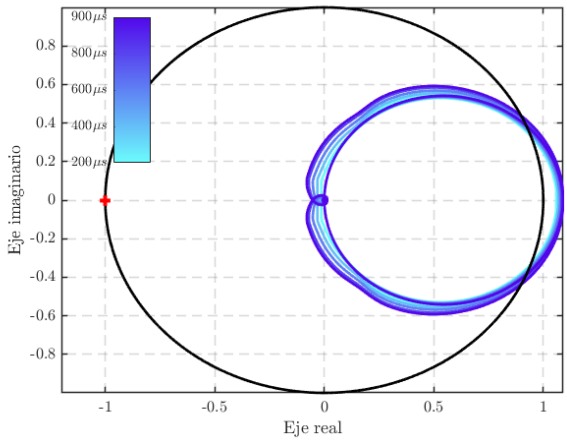


Figura 4.42. Diagramas de Nyquist (usando impedancias escalares) ante cambios en el retraso de VSC-1.

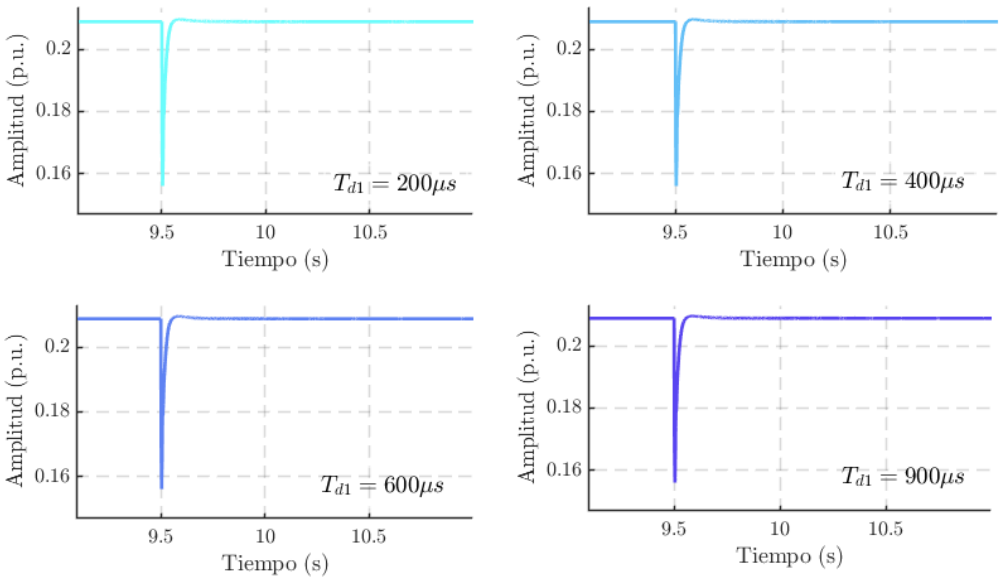


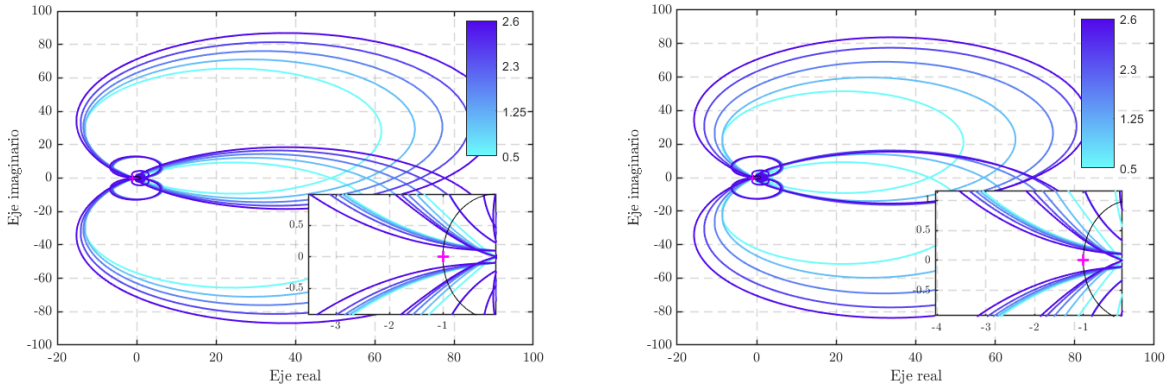
Figura 4.43. Respuesta de la corriente i_{fd} para variaciones en el retraso del VSC-1 (modelo de gran señal).

4.2. Efecto del modelo de línea con parámetros dependientes de la frecuencia

Uno de los retos que implica utilizar modelos de banda ancha para representar las dinámicas de alta frecuencia se atribuye al modelo de la línea de transmisión; el cual es un modelo de dimensión infinita, debido al efecto de los parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia. Las evaluaciones que se han presentado en las secciones anteriores consideraban que el modelo de la línea de transmisión era de parámetros distribuidos, pero se omitía el efecto de la dependencia frecuencial en los parámetros. Esto puede afectar las regiones de estabilidad del sistema, ya que no se captura con exactitud la dinámica completa de las líneas. Para ilustrar esto, se determina la sensibilidad del sistema a variaciones en la ganancia proporcional del control de corriente del VSC-2 cuando se utiliza una representación de la línea con parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia.

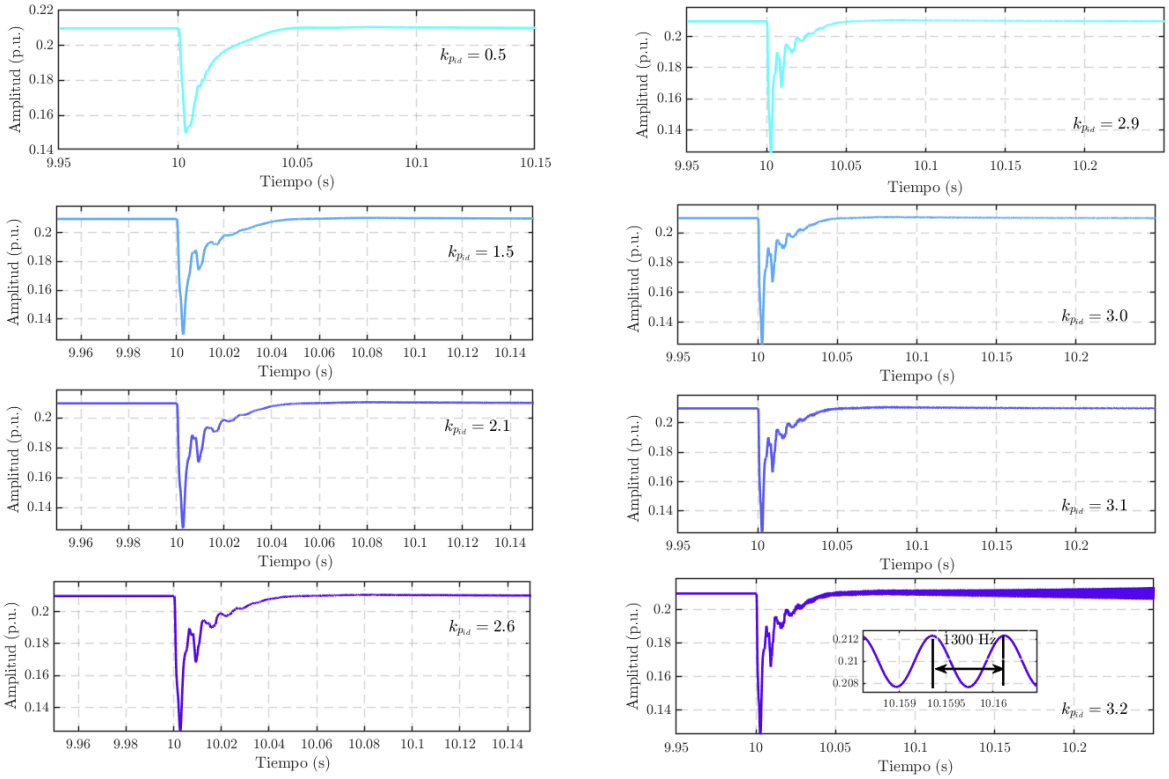
Como se mostró en la sección 4.1.3, el sistema llega a perder estabilidad cuando la ganancia $k_{p_{id}} = 2.6$; realizando nuevamente esta evaluación, pero ahora agregando el efecto de la dependencia frecuencial de los parámetros en la línea, se obtienen los diagramas de Nyquist mostrados en la Figura 4.44. Se observá que el sistema no encierra al punto crítico, por lo cual el sistema es estable. Para comprobarlo, también se realizaron simulaciones en el dominio del tiempo usando los modelos de impedancia e INLT, las cuales se se muestran en la Figura 4.45-(a), y se nota que el sistema es estable inclusive para $k_{p_{id}} = 2.6$.

Por otro lado, se probó incrementando la ganancia para determinar cual era la frontera de estabilidad, y las simulaciones en el tiempo usando la INLT mostraron que el sistema pierde estabilidad cuando $k_{p_{id}} = 3.2$ (ver Figura 4.45-(b)), presentando oscilaciones de 1.3 kHz aproximadamente. Estas difieren aproximadamente 100 Hz con respecto a las que se detectaron usando la aproximación del modelo de parámetros distribuidos solamente, pero ahora se detecta que el sistema puede experimentar un incremento mayor en la ganancia antes de perder estabilidad. Como un segundo ejemplo se prueba el efecto de la variación de la ganancia proporcional del PLL en el VSC-2, en la Figura se presentan los diagramas de Nyquist realizando una variación en la ganancia proporcional del PLL, $k_{p_{pll}}$ entre 10×10^{-3} y 7.5×10^{-3}. Cuando se utilizó el modelo de parámetros distribuidos se



(a) $\lambda_1(j\omega)$ (b) $\lambda_2(j\omega)$

Figura 4.44. Diagramas de Nyquist considerando la dependencia frecuencial en los parámetros de la línea, y variando $k_{p_{id}}$.



(a) Barrido de $k_{p_{id}}$ original (b) Barrido de $k_{p_{id}}$ extendido

Figura 4.45. Respuesta de la corriente i_{f_d} para variaciones en $k_{p_{id}}$, modelo de línea con parámetros dependientes de la frecuencia.

determinó que el sistema perdía estabilidad cuando $k_{p_{pll}} = 7.5 \times 10^{-3}$, y presentaba oscilaciones de 29.26 Hz; ahora que se incluye el efecto de dependencia frecuencia en los parámetros se obtienen resultados similares, pues la traza de Nyquist de $\lambda_1(j\omega)$ (ver Figura 4.46) indica que el sistema pierde estabilidad con oscilaciones de 29.2

Hz, pero cuando $k_{p_{pll}} = 8.5 \times 10^{-3}$. Las simulaciones en el dominio del tiempo con los modelos de impedancia verifican que se presentan oscilaciones inestables cuando $k_{p_{pll}} = 8.5 \times 10^{-3}$, esto se muestra en la Figura 4.47.

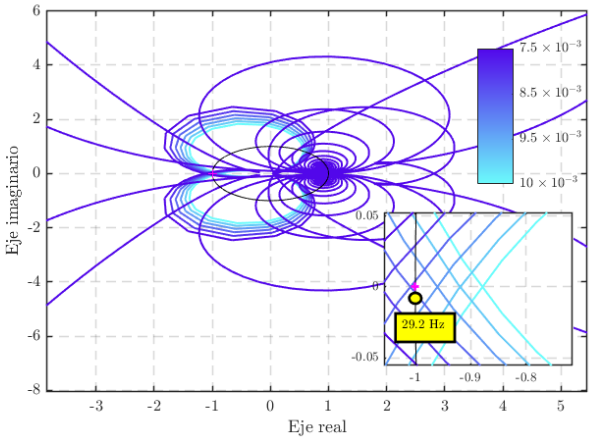


Figura 4.46. Diagrama de Nyquist considerando la dependencia frecuencial en los parámetros de la línea, y variando $k_{p_{pll}}$.

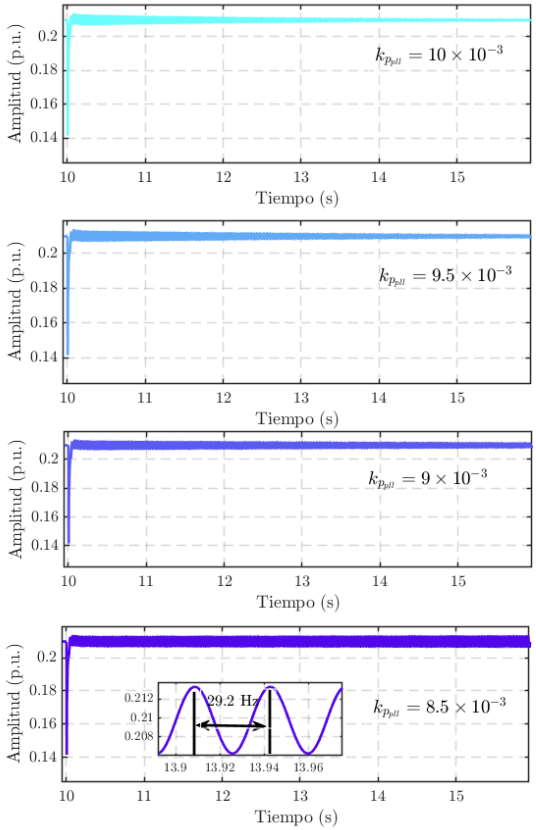


Figura 4.47. Respuesta de la corriente i_{f_d} para variaciones en $k_{p_{pll}}$, modelo de línea con parámetros dependientes de la frecuencia.

4.3. Discusión

En este capítulo se realizó la evaluación de la estabilidad en un aerogenerador tipo 4 para determinar el efecto de los diferentes parámetros de control. Una de las características más relevantes del sistema de estudio es que se incorpora el efecto de parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia de una línea de transmisión de manera exacta junto con el modelo no lineal de aerogenerador. Por medio de las herramientas desarrolladas en los capítulos anteriores, se determinó el modelo de impedancia del aerogenerador y sus controles, así como el de la línea de transmisión, y por medio de simulaciones en tiempo real se realizaron las validaciones de los modelos de pequeña señal.

Las pruebas realizando cambios en los parámetros de los controles mostraron que el sistema puede llegar a presentar oscilaciones en un ancho de banda que pueden ir desde un par de Hz, hasta más de 1 kHz. Estos cambios en las ganancias no se encuentran relacionados con estándares en la industria o con guías de sintonización de controles. El objetivo de esto es validar que las propiedades de estabilidad del sistema de gran señal son preservadas adecuadamente por los modelos de impedancias tanto en condiciones estables como inestables.

Se encontró que las dinámicas de baja frecuencia se relacionan con controles lentos, tales como el PLL, los controles de potencia o voltaje, o el control de velocidad del aerogenerador; por otro lado, oscilaciones de alta frecuencia se relacionan con el control de corriente, o el efecto del retraso debido a la conmutación de los convertidores. Como en capítulos anteriores, por medio de diagramas de Nyquist se determinó la sensibilidad del sistema a las variaciones paramétricas. Pero se observaron casos en los cuales los resultados obtenidos con los diagramas de Nyquist no concordaban con las simulaciones en el dominio del tiempo usando el modelo de gran señal del sistema. Esto demostró que la información proveniente únicamente de los trazos de los diagramas de Nyquist puede ser insuficiente para evaluar la estabilidad, pues se debe de complementar con la información del número de polos inestables de lazo abierto.

Sin embargo, calcular los polos inestables de lazo abierto es una tarea bastante difícil, ya que los sistemas de estudio tienen funciones de transferencia no racionales debido al efecto del retraso y de las líneas de transmisión. En este capítulo se propuso evitar el cálculo de estos polos, y en lugar utilizar la respuesta en el dominio del tiempo usando los modelos de impedancia y la transformada inversa numérica de Laplace. Esta herramienta normalmente se utiliza para estudiar transitorios electromagnéticos, pero aquí se orientó para evaluar la estabilidad, y con esto se logra analizar el comportamiento del sistema inspeccionando visualmente la respuesta en el dominio del tiempo, revisando si presenta o no oscilaciones. Si bien, esto solo proporciona una interpretación cualitativa del sistema, es posible utilizar herramientas de identificación temporal, como el análisis de Prony para poder obtener índices cuantitativos, tales como el valor del factor de amortiguamiento y las frecuencias de oscilación en una señal.

Por otro lado, también se observó que el efecto del generador y los controles de su convertidor no pudieron ser detectados por medio de las impedancias calculadas en el PCC, esto se atribuyó al efecto de desacople del capacitor en el bus de CD, el cual actúa como un filtro, atenuando el efecto de la impedancia del generador y su respectivo convertidor. En este caso se encontró que cambiando el punto de interacción, usando el bus de CD, es posible retener las dinámicas del generador, y realizar el estudio de sensibilidad, verificando el efecto de los parámetros de control del VSC-1.

Conclusiones

La incorporación de nuevas fuentes de energía renovable eólica y fotovoltaica en la red eléctrica, se ha incrementado sustancialmente desde hace décadas ocasionado una transición en los paradigmas operativos de los sistemas de potencia, e impactando notablemente en su comportamiento dinámico.

Esto ha contribuído a la aparición de fenómenos ocilatorios (no observados anteriormente) producto de las interacciones entre los sistemas con electrónica de potencia controlados y elementos pasivos. Como se presentó en esta tesis, los fenómenos oscilatorios presentes en plantas de generación eólica abarcan un ancho de banda mayor, desde un par de Hz hasta varios kHz; lo cual contrasta notablemente con los sistemas basados en generadores síncronos convencionales.

Particularmente, el análisis de pequeña señal de oscilaciones de alta frecuencia constituyen un área de intensa investigación debido a la complejidad que implica poder capturar esta clase de fenómenos. Esto se debe a diferentes razones: la representación de dinámicas de banda ancha (para retener el efecto de parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia en líneas de transmisión), la incorporación del efecto del retraso debido a la modulación por ancho de pulso en los convertidores y el efecto de los armónicos.

Este trabajo de investigación abordó el análisis de pequeña señal en sistemas con incorporación de convertidores de electrónica de potencia, con énfasis en aerogeneradores tipo 4 y las interacciones que pueden llegar a ocasionar una pérdida de estabilidad, particularmente en el estudio de oscilaciones de alta frecuencia. Esto se llevó a cabo por medio de dos clases de herramientas: el análisis de eigenvalores y el método basado en modelos de impedancia, permitiendo realizar el estudio de sensibilidad paramétrica desde dos enfoques.

Se propusieron metodologías basadas en enfoques numéricos para obtener modelos lineales, tanto en el dominio del tiempo (modelos en espacio de estado) como de la frecuencia (modelos de impedancias), las cuales se aplicaron en sistemas con generación eólica (aerogenerador tipo 4 interconectado a la red). Sin embargo, como se demostró durante el desarrollo de esta tesis, las aportaciones que se realizaron son aplicables en cualquier sistema con electrónica de potencia y control en lazo cerrado, del cual se conozca su modelo dinámico de gran señal. Además, se exploraron diferentes técnicas para determinar el estado estacionario de esta clase de sistemas, el cual es necesario para poder obtener un modelo lineal.

Se presentó un enfoque para calcular el modelo en espacio de estado en el dominio armónico extendido, el cual permite incorporar el efecto de los armónicos atribuídos a la conmutación del convertidor. Este método se basa en el modelo variante periódico en el tiempo de gran señal, posteriormente se obtiene el estado estacionario aplicando un método de disparo, el cual determina las órbitas periódicas del sistema no lineal. Depués se obtiene un modelo lineal periódico en torno a la condición de estado estacionario y finalmente se transforma al dominio armónico extendido. Este enfoque propuesto permite obtener el estado estacionario sin necesidad de realizar simulación por fuerza bruta en el dominio del tiempo y es capaz de determinar estados estacionarios no estables. La validación de esta propuesta se realizó usando un caso de prueba basado en una microrred conectada a la red, donde se validó que las características dinámicas y las propiedades de estabilidad eran mantenidas adecuadamente. Utilizando el cálculo de eigenvalores, y análisis modal selectivo se estudió la sensibilidad ante variaciones paramétricas y se comparó con los resultados del modelo de gran señal.

Otro caso de análisis presentado fue un sistema con aerogeneradores tipo 4 modelado en el marco de referencia síncrono DQ, utilizando modelos de línea PI y aproximaciones de Padé del retraso. Se evaluó el efecto de

variaciones en las ganancias de los controles en las trayectorias de los eigenvalores, y por medio de simulaciones en el tiempo con el modelo de gran señal se validó las conclusiones obtenidas con el modelo lineal.

También se exploró el uso del método de estabilidad basado en impedancia para determinar modelos lineales en el marco síncrono DQ. Se realizaron propuestas que permiten obtener las impedancias de pequeña señal sin cálculos analíticos, estas propuestas se basan en el método de diferencias finitas aplicado en modelo de gran señal. Este enfoque permite calcular los modelos de impedancia más rápido que el método analítico, y en sistemas de gran escala. También se mostró que se puede extender el enfoque de diferencias finitas para incorporar de forma exacta el efecto del retraso.

Otro tema que se estudió en esta tesis fue el efecto de las dinámicas de banda ancha de las líneas de transmisión (asociado al efecto de los parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia). Se propuso un método que permite determinar el modelo de impedancia en el marco DQ de una línea de transmisión y su posterior incorporación en los estudios de estabilidad. Para lograr esto, la metodología propuesta calcula el estado estacionario utilizando una versión del método de balance armónico a frecuencia fundamental. Permitiendo incorporar simultáneamente modelos en el tiempo y la frecuencia.

Posteriormente se demostró como identificar el modelo de impedancia de la línea usando la solución de las ecuaciones del telegrafista en el marco ABC y una versión de la transformada de Park en el dominio de la frecuencia. Este enfoque numérico requiere menor esfuerzo computacional, en comparación con los enfoques de perturbación o analítico, lo cual se traduce en un ahorro de tiempo; además, el modelo de impedancia de la línea de transmisión no tiene aproximaciones racionales de ningún tipo, lo cual es más exacto que los resultados provenientes de simuladores tipo EMT.

Finalmente, estas metodologías fueron aplicadas en un sistema con generación eólica para analizar las interacciones entre los convertidores con control en lazo cerrado y lineas de transmisión. Los resultados mostraron que esta clases de sistemas son suceptibles a presentar un amplio espectro de dinámicas oscilatorias cuando sufren variaciones paramétricas, y que llegan a experimentar oscilaciones desde un par de Hz hasta algunos kHz, se identificaron que los controles de lazo externo (control de voltaje y potencia, control de velocidad) o los controles de sincronización (PLL), pueden detonar oscilaciones de baja frecuencia (de algun par de Hz hasta un par de decenas de Hz); mientras que los controles de lazo interno de corriente, y el efecto del retraso en los convertidores pueden detonar oscilaciones de varias centenas de Hz, hasta más de 1 kHz.

Por medio del criterio generalizado de Nyquist se presentó la evaluación de la sensibilidad en la estabilidad del sistema. Sin embargo, se encontró que habían casos en los cuales es insuficiente la información proveniente de los trazos de Nyquist, ya que se tiene que complementar utilizando la información de los polos inestables de lazo abierto. Se observó que esta tarea es imposible de realizar en sistemas como los presentados en esta tesis (sistemas no racionales debido al efecto de las líneas y de los retrasos); así que como una alternativa, se utilizó la transformada numérica inversa de Laplace, como una alternativa para calcular la respuesta en el dominio del tiempo usando los modelos de impedancia. Se mostraron detalladas simulaciones en el tiempo, las cuales confirmaban el comportamiento dinámico del sistema de gran señal, indicando correctamente cuando el sistema operaba en una condición estable, y cuando era inestable.

Aportaciones

Esta tesis presentó métodos numéricos para calcular modelos de pequeña señal en sistemas con penetración de DEP. Los enfoques desarrollados permiten que el modelo lineal incorpore el efecto del retraso de los convertidores y de las dinámicas de banda ancha (atribuidas al efecto de parámetros distribuídos y dependientes de la frecuencia). Particularizando, se tiene lo siguiente:

- Se desarrollaron diferentes enfoques basados en diferencias finitas para calcular los modelos de pequeña señal tanto en el dominio tiempo y de la frecuencia.
- Se formuló una metodología para obtener el modelo lineal de espacio de estado de sistemas periódicos variantes en el tiempo que incluyen el efecto de los armónicos de conmutación, este se desarrolló en el EHD. La metodología usó un método de disparo para obtener el estado estacionario, lo cual evita el uso de simulaciones por fuerza bruta, y también es capaz de calcular estados estacionarios inestables.
- Se desarrolló un enfoque completamente numérico para calcular los modelos de impedancia en el marco síncrono DQ, basado en el modelo de gran señal del sistema. Este enfoque es capaz de obtener el modelo de impedancia en redes de gran tamaño, sin importar el tipo de control utilizado (siempre y cuando el sistema tenga un estado estacionario invariante). Además, este método también es capaz de incorporar el efecto del retraso (atribuído a la PWM y a la implementación de los controles en los DEP) de forma analítica.
- Se propuso un enfoque basado en el método de balance armónico para determinar el estado estacionario en sistemas donde se tienen interconectados DEP junto con redes lineales que se modelan por medio de funciones de transferencia no racionales. Esto es equivalente a calcular el estado estacionario de un sistema de dimensión infinita.
- Se presentó un método para obtener el modelo de impedancia en el marco síncrono DQ de elementos con parámetros distribuídos y dependientes de la frecuencia de forma exacta. Este enfoque utiliza la solución analítica de las ecuaciones del telegrafista.
- Las herramientas que se presentaron son adecuadas para estudiar los denominados problemas de estabilidad de interacción rápida debido a convertidores electrónicos, pues permiten retener el efecto de las dinámicas de banda ancha, tales como parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia, y retrasos.

Trabajos futuros

Las siguientes actividades no se alcanzaron a abordar en esta tesis, pero resultaron de interés, y pueden ser abordadas como trabajos que den continuidad a lo desarrollado en esta tesis, o aplicaciones en otras áreas:

- Aplicación de los métodos de perturbación para identificar la impedancia en sistemas que incluyan el modelo conmutado, y analizar similitudes y diferencias con respeto a los resultados provenientes del modelo a frecuencia fundamental.
- Validación de los resultados teóricos utilizando sistemas de prueba reales, ya sea basados en simulación control hardware in the loop (CHIL) o power hardware in the loop (PHIL).
- En caso de poder llevar a cabo simulaciones PHIL, estudiar el efecto adicional que puede ocasionar el algoritmo de interfaz para acoplar el sistema físico de potencia con la simulación en tiempo real, y su efecto en la evaluación de la estabilidad del sistema.
- Analizar las interacciones en sistemas con generación eólica donde se tenga presente generadores tipo 3 y generadores tipo 4, para investigar el efecto en las regiones de estabilidad de diferentes tecnologías de generación eólica.

- Considerar modelos más detallados de los elementos mecánicos de los aerogeneradores, y considerar un modelo más detallado que incluya el devanado de amortiguamiento en el PMSG, para evaluar su efecto en la estabilidad.
- Considerar el efecto de banda ancha de otros elementos, como cables de CD, o líneas de CA no transpuestas en los modelos de impedancia.
- Realizar el análisis de estabilidad basado en la impedancia en sistemas no balanceados.
- Considerar el efecto de topologías de convertidores multinivel para analizar sus modelos de pequeña señal y el efecto de los controles en la estabilidad
- Aplicar el enfoque de estabilidad basado en la impedancia para calcular en tiempo real los márgenes de estabilidad de un sistema físico.

Anexos

Sistemas en p.u.

En esta tesis se representa los sistemas utilizando cantidades en p.u., tanto para valores de inductancias, capacitancias, resistencias, corrientes, voltajes y potencias, así como ganancias de controles. En este apéndice se explica como se transforman ecuaciones en valores reales a p.u. para sistemas eléctricos con CEP y sistemas mecánicos; el proceso explicado se basa en [142].

Sistemas eléctricos

Considerando valores arbitrarios seleccionados para la potencia aparente trifásica S_b, el voltaje eficaz trifásico V_b, y la frecuencia angular base ω_b. El voltaje pico de fase base es:

$$V_p = \sqrt{\frac{2}{3}} V_b \tag{2}$$

La relación entre V_p, la corriente pico de fase I_p, y la potencia aparente es:

$$S_b = \frac{3}{2} V_p I_p \tag{3}$$

La impedancia base (Z_b) es la relación de cantidades pico de voltaje a corriente. Mientras que la inductancia y capacitancia base se pueden determinar usando la frecuencia base:

$$\begin{aligned} L_b &= \frac{Z_b}{\omega_b} \\ C_b &= \frac{1}{Z_b \omega_b} \end{aligned} \tag{4}$$

Estas definiciones aplican a sistemas de CA. En el caso de los CEP, se tienen subsistemas que operan en CA mientras que otros en CD, como se muestra en la Figura 48. El modelo a frecuencia fundamental del sistema en

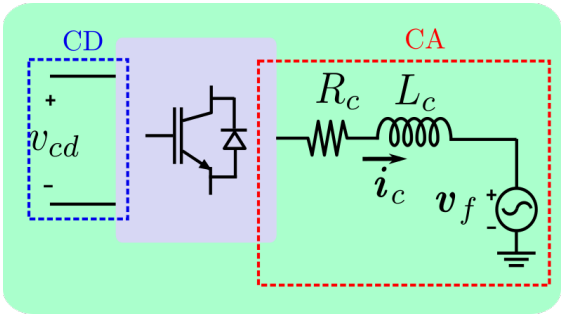


Figura 48. Subsistemas de CA y CD en un convertidor de potencia

el marco ABC es el siguiente:

$$\frac{v_{cd}}{2}\begin{bmatrix}s_a\\ s_b\\ s_c\end{bmatrix} = R_c\begin{bmatrix}i_{c_a}\\ i_{c_b}\\ i_{c_c}\end{bmatrix} + L_c\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}i_{c_a}\\ i_{c_b}\\ i_{c_c}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}v_{f_a}\\ v_{f_b}\\ v_{f_c}\end{bmatrix} \tag{5}$$

Donde $\begin{bmatrix}s_a & s_b & s_c\end{bmatrix}^T$ representa las moduladoras del CEP. Recordando que una cantidad real se puede expresar como el producto de su cantidad base y la cantidad en p.u. ($X_r = X_b\hat{X}$) se tiene que (5) se expresa como:

$$\frac{\hat{v}_{cd}V_{b_{cd}}}{2}\begin{bmatrix}s_a\\ s_b\\ s_c\end{bmatrix} = \hat{R}_c Z_b I_p\begin{bmatrix}\hat{i}_{c_a}\\ \hat{i}_{c_b}\\ \hat{i}_{c_c}\end{bmatrix} + \hat{L}_c\frac{Z_b I_p}{\omega_b}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\hat{i}_{c_a}\\ \hat{i}_{c_b}\\ \hat{i}_{c_c}\end{bmatrix} + V_p\begin{bmatrix}\hat{v}_{f_a}\\ \hat{v}_{f_b}\\ \hat{v}_{f_c}\end{bmatrix} \tag{6}$$

Ya que el producto de la impedancia base por la corriente pico es el voltaje pico base, y seleccionando $V_{b_{cd}} = 2V_p$ [142], la ecuación anterior quedaría:

$$\hat{v}_{cd}\begin{bmatrix}s_a\\ s_b\\ s_c\end{bmatrix} = \hat{R}_c\begin{bmatrix}\hat{i}_{c_a}\\ \hat{i}_{c_b}\\ \hat{i}_{c_c}\end{bmatrix} + \frac{\hat{L}_c}{\omega_b}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\hat{i}_{c_a}\\ \hat{i}_{c_b}\\ \hat{i}_{c_c}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\hat{v}_{f_a}\\ \hat{v}_{f_b}\\ \hat{v}_{f_c}\end{bmatrix} \tag{7}$$

Con respecto al lado de CD, se establece que la potencia en el lado de CA y de CD es la misma:

$$\frac{3}{2}V_p I_p = V_{b_{cd}} I_{b_{cd}} \tag{8}$$

Obteniéndose $I_{b_{cd}} = 3/4I_p$. Con estas definiciones de $I_{b_{cd}}$, $V_{b_{cd}}$ es posible derivar los valores de resistencia, inductancia y capacitancia base faltantes en el lado de CD (se asume que la frecuencia base también se utiliza en el lado de CD).

Sistemas mecánicos

Considérese el sistema mecanico rotativo, que consiste de una flecha (que puede pensarse como la de un generador o un motor) con inercia J, factor de amortiguamiento B como se muestra en la Figura 49. El par que acciona el movimiento de la flecha, ω, es τ_m, y el par de oposición es τ_e.

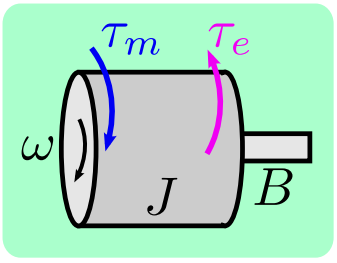


Figura 49. Sistema mecánico rotativo

La ecuación que rige este sistema es la siguiente:

$$J\frac{d\omega}{dt} = \tau_m - \tau_e - B\omega \tag{9}$$

Considerando que el sistema tiene una potencia base S_b, y una velocidad mecánica base ω_{b_m}, se cumple la relación $S_b = \tau_b \omega_{b_m}$, donde τ_b es el par base. Entonces (9) se puede expresar considerando cantidades en p.u. de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} J\omega_{b_m}\frac{d\hat{\omega}}{dt} &= \frac{S_b}{\omega_{b_m}}\left(\hat{\tau}_m - \hat{\tau}_e\right) - B\omega_{b_m}\hat{\omega} \\ \left(J\frac{\omega_{b_m}^2}{S_b}\right)\frac{d\hat{\omega}}{dt} &= \hat{\tau}_m - \hat{\tau}_e - \left(B\frac{\omega_{b_m}^2}{S_b}\right)\hat{\omega} \end{aligned} \tag{10}$$

Se define la inercia y el amortiguamiento en p.u. de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \hat{J} &= J\left(\frac{S_b}{\omega_{b_m}^2}\right)^{-1} \\ \hat{B} &= B\left(\frac{S_b}{\omega_{b_m}^2}\right)^{-1} \end{aligned} \tag{11}$$

Sistemas de control

En esta tesis se han empleado controles principalmente tipo proporcional integral, los cuales operan sobre distintas señales de entrada y generan acciones de control que se utilizan para distintos fines, como son regular el valor de corrientes, voltajes, potencias, velocidades angulares, etc. Las ganancias de un control también pueden cambiar de valores reales a p.u. Considérese el sistema mostrado en la siguiente Figura:

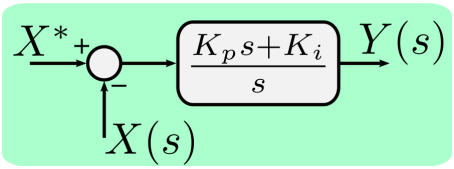


Figura 50. Sistema de control

La señal de salida del control es la variable $Y(s)$, y como entrada tiene la diferencia de las señales X^* y $X(s)$. Es importante notar que para llevar a cabo la suma o resta de señales, estas deben de ser dimensionalmente iguales. Entonces, asumiendo que la señal de salida tiene como valor base Y_b, mientras que la de entrada está referida a una base X_b, la relación dada por la función de transferencia es:

$$Y_b\hat{Y}(s) = \left(\frac{K_p s + K_i}{s}\right) X_b\hat{X}(s) \tag{12}$$

Al simplificar se obtiene la siguiente relación entre variables en p.u.

$$\hat{Y}(s) = \frac{\left(\frac{X_b}{Y_b}K_p\right)s + \left(\frac{X_b}{Y_b}K_i\right)}{s}\hat{X}(s) \tag{13}$$

Donde se identifican las ganancias en p.u. de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\hat{K}_p &= \frac{X_b}{Y_b}K_p \\ \hat{K}_i &= \frac{X_b}{Y_b}K_i\end{aligned} \tag{14}$$

Por ejemplo, en el control de lazo interno de corriente de los convertidores, la variable de entrada es el error de corriente, por lo cual $X_b = I_b$, mientras que la salida es un voltaje (esto se deduce del análisis dimensional, ya que la salida del control se suma con otras señales que son voltajes), esto implicaría que $Y_b = V_b$. entonces para pasar a p.u. las ganancias de los controles de corriente se deben dividir entre la impedancia base del sistema.

Notación vectorial

Para ahorrar espacio en la escritura de las ecuaciones, la mayoria de los modelos emplea una notación vectorial para agrupar cantidades trifásicas, o de dos componentes en el marco DQ. Sea x una corriente, un voltaje, o un flujo magnético (un valor escalar); un conjunto de variables trifásicas, o en DQ se representa de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{x}_{abc} &= \begin{bmatrix} x_a & x_b & x_c \end{bmatrix}^T \\ \boldsymbol{x}_{DQ} &= \begin{bmatrix} x_D & x_Q \end{bmatrix}^T\end{aligned} \tag{15}$$

Donde T es el operador de transposición. Vale la pena mencionar que los subíndices se omitieron en algunas ocasiones para volver menos engorrosa la escritura de modelos, o cuando no hay peligro de confusión entre variables trifásicas o en DQ.

Transformación al marco síncrono *DQ*

En los modelos mostrados en esta tesis, se utilizó la siguiente transformación para pasar del marco de las fases abc un marco síncrono rotatorio general, denominado DQ:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{x}_{DQ} &= \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}\boldsymbol{x}_{abc} \\ \boldsymbol{x}_{DQ} &= \boldsymbol{T}(\theta)\boldsymbol{x}_{abc}\end{aligned} \tag{16}$$

En este trabajo se consideran sistemas balanceados, así que se omitió el componente cero en la transformación; mientras que el argumento empleado para mapear de un marco a otro es $\theta = \omega_0 t$.
En el modelado de los sistemas interconectados a la red se requiere contemplar el cambio entre distintos marcos de referencia síncronos; por ejemplo, se puede tener un marco general DQ, alineado con un voltaje arbitrario, pero para controlar cada convertidor conectado, sus controles se desarrollan en un marco dq que está alineado con el voltaje de su respectivo PCC. Para ello se utilizó la siguiente transformación:

$$\boldsymbol{x}_{dq} = \boldsymbol{C}(\delta)\boldsymbol{x}_{DQ}, \quad \boldsymbol{C}(\delta) = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \text{sen}(\delta) \\ -\text{sen}(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \tag{17}$$

La variable δ es el ángulo de separación entre los dos marcos de referencia y generalmente se obtiene utilizando la fase estimada por un PLL, $\theta_{pll} = \omega_0 t + \delta$. La frecuencia nominal de todos los sistemas de prueba es 60 Hz.

Datos de los sistemas de prueba

La parametrización de los sistemas de prueba se indican en las siguientes subsecciones. Para mayor referencia, estos pueden ser revisados en Modelos de tesis.

Sistema de prueba 1 (capítulo 1)

Tabla 1. Parámetros del sistema de prueba 1

VSC-x	R_{c_x} (mΩ)	L_{c_x} (mH)	r_{d_x} (mΩ)	C_{f_x} (mF)	R_x (mΩ)	L_x (μH)	R_{f_x} (mΩ)	L_{f_x} (μH)
$x=1$	0.64544	0.435	6.3	5.3	0.32266	1.33	0.770556	20.4396
$x=2$	0.968	0.5135	0.2484	8.7	0.70986	0.6012	0.770556	20.4396
VSC-x	m_{f_x}	V_{dc_x} (kV)	$K_{p_{pll_x}}$	$K_{i_{pll_x}}$	P_x (MW)	Q_x (MVAR)	K_{ip_x}	K_{ii_x}
1	27	1.8	4	4000	0.9	0	174.532	387.196
2	21	1.8	4	4000	1.275	0	205.6404	671.1439

Los valores de la red son $R_g = 3.8527$ mΩ, $L_g = 0.10219$ mH, $C = 120$ μF; el alimentador tiene los valores $R_{fd} = 1.541$ mΩ, $L_{fd} = 40.87$ mH, y el voltaje (a 60 Hz) de la fase a es $v_{g_a} = 480\sqrt{2/3}sen(\omega_0 t)$. La inductancia $L_{eq_x} = L_{c_x} + L_{f_x}$.

Sistema de prueba 2 (capítulo 1)

Tabla 2. Parámetros del sistema de prueba 2

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_1	0.012 p.u.	L_1	0.22 p.u.	R_{f_1}	0.01 p.u.
L_{f_1}	0.16 p.u.	C_{f_1}	0.15 p.u.	R_{c_1}	0.012 p.u.
L_{c_1}	0.22 p.u.	C_{dc}	4 p.u.	R_{dc}	0.005 p.u.
L_{dc}	0.32 p.u.	R_2	0.0125 p.u.	L_2	0.2412 p.u.
R_{f_2}	0.008 p.u.	L_{f_2}	0.12 p.u.	C_{f_2}	0.17 p.u.
R_{c_2}	0.015 p.u.	L_{c_2}	0.22 p.u.	$K_{p_{pll}}$	0.7063 p.u.
$K_{i_{pll}}$	126.78 p.u./s	K_{pp}	0.435 p.u.	K_{pi}	130 p.u./s
K_{qp}	-0.435 p.u.	K_{qi}	-130 p.u./s	K_{ip_1}	1.008 p.u.
K_{ii_1}	22 p.u./s	K_{vp}	-2.7 p.u.	K_{vi}	-67.5 p.u.
K_{ip_2}	0.9018 p.u.	K_{ii_2}	23 p.u./s	P^*	1.0 p.u.
Q^*	0.1 p.u.	v_{dc}^*	1.4 p.u.	m_{f_1}, m_{f_2}	27

El sistema está modelado con respecto a una base de 500 MVA, 230 kV y 60 Hz en el lado de la estación rectificadora. Los voltajes de la fase a en el lado rectificador son $v_{g1_a} = 1.02\cos(\omega_0 t + 15°)$ p.u., mientras que en el inversor $v_{g2_a} = 0.96\cos(\omega_0 t + 10°)$ p.u. Las inductancias $L_{T1} = L_{c_1} + L_{f_1}$ y $L_{T2} = L_{c_2} + L_{f_2}$.

Sistema de prueba 3 (capítulo 1)

Para evaluar los transitorios de la energización secuencial de los arreglos HSIL y convencional se utilizó una línea de 100 km de longuitud en vacío, cuyo extremo emisor está conectado por medio de un interruptor trifásico

(con resistencia interna $r_{on} = 2.5$ mΩ) a una red representada con una fuente de voltaje de 500 kV, 60 Hz y resistencia de 1 $\mu\Omega$, cuya fase a está dada por $v_a = 1.0\cos(\omega_0 t)$ p.u.. El voltaje medido en las pruebas se indica con el punto rojo en la Figura 51.

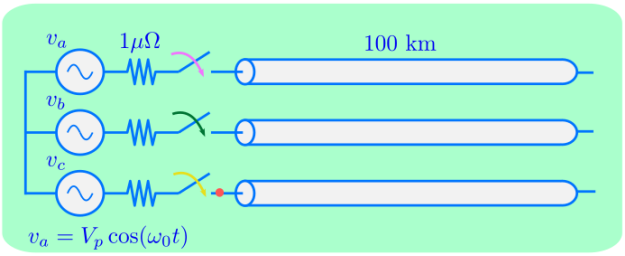


Figura 51. Cierre secuencial en una línea de transmision.

Sistema de prueba 4 (capítulo 1)

Tabla 3. Parámetros del sistema de prueba 4

VSC2 (Valores base: 34.5 kV, 100 MVA, 60 Hz)					
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_c	0.0021 p.u.	L_c	0.08 p.u.	C_f	0.149 p.u.
R_f	0.005 p.u.	L_f	0.15 p.u.	C_{dc}	3.77 p.u.
$k_{p_{c_d}}$	0.7626 p.u.	$k_{i_{c_d}}$	8.875 p.u./s	$k_{p_{c_q}}$	0.7626 p.u.
$k_{i_{c_q}}$	8.875 p.u./s	$k_{p_{dc}}$	-1.258 p.u.	$k_{i_{dc}}$	-8.25 p.u./s
k_{pQ}	-0.7906 p.u.	k_{iQ}	-17.5 p.u./s	$k_{p_{pll}}$	2.2 p.u.
$k_{i_{pll}}$	700 p.u./s	v_{dc}^*	1.3 p.u.	Q^*	0 p.u.
T_{d2}	198.41 μs	$\hat{\omega}_0$	1 p.u.	L_{eq}	$L_f + L_c$
VSC1 (Valores base: 34.5 kV, 100 MVA, 60 Hz)					
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$k_{p_{m_d}}$	0.7408 p.u.	$k_{i_{m_d}}$	0.3866 p.u./s	$k_{p_{m_q}}$	1.254 p.u.
$k_{i_{m_q}}$	0.3866 p.u./s	k_{p_ω}	5.433 p.u.	k_{i_ω}	7.16 p.u./s
T_{d1}	198.41 μs	Ψ_{pm}	0.89597 p.u.	ω^*	0.9 p.u.
Transformador T1 y equivalente de red (Valores base: 230 kV, 100 MVA, 60 Hz)					
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
S_n	100 MVA	V_H/V_X	230 kV (Y)/34.5 kV (Y)	R_{T1}	0.004 p.u.
L_{T1}	0.06 p.u.	R_{th}	0.007133 p.u.	L_{th}	0.1426 p.u.
PMSG (Valores base: 34.5 kV, 100 MVA, 9.75 Hz)					
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
L_d	0.453814 p.u.	L_q	0.768235 p.u.	polos	48
Ψ_{pm}	0.89597 p.u.	J	3.37 p.u.	B	0.5 p.u.
τ_m (viento)	-0.7 p.u.	R_s	0.038661 p.u.		

Se considera que los dos convertidores conmutan con un m_f de 63. El efecto del viento en el rotor del PMSG es representado por el par mecánico de valor negativo ya que el modelo utilizado es de un motor, y para re-

presentarlo como generador se aplica un par de signo opuesto. El voltaje de la fase a de la red está dado por $v_{th_a} = 1.02\cos(\omega_0 t + 0.1)$ p.u. La línea está transpuesta y se considera lo siguiente:

- **Corta**: longitud de 60 km, con un arreglo vertical cuya distancia entre fases es de 7 m; la fase a (la más cercana al suelo) está a 28 m de altura. Se tiene un conductor sólido por fase con un diámetro de 2.8143 cm y resistividad $\rho = 0.07284\ \Omega$/km.
- **Media**: longitud de 85 km, con un arreglo horizontal cuya distancia entre fases es 10 m y la altura de las fases es de 25 m. Se tiene un conductor por fase con un diámetro de 2.8143 cm y resistividad $\rho = 0.07284$ Ω/km (para este caso, la impedancia de la red es menor, con valores $R_{th} = 0.0025$ p.u. y $L_{th} = 0.0214$ p.u., mientras que los retrasos en los convertidores son menores: $T_{d1} = 166.66\ \mu$s, $T_{d2} = 166.66\ \mu$s).

Generadores eólicos tipo 4 interconectados a la red (capítulo 2)

Tabla 4. Parámetros de aerogenerador 1

PMSG-1 (Valores base: 13.8 kV, 40 MVA, 9.75 Hz)					
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
L_d	0.453814 p.u.	L_q	0.768235 p.u.	polos	48
Ψ_{pm}	0.89597 p.u.	J	1.88 p.u.	B	0.1 p.u.
τ_m (viento)	-0.7 p.u.	R_s	0.038661 p.u.		
VSC1-1 (Valores base: 13.8 kV, 40 MVA, 60 Hz)					
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$k_{p_{m_{d_1}}}$	0.7408 p.u.	$k_{i_{m_{d_1}}}$	0.3866 p.u./s	$k_{p_{m_{q_1}}}$	1.254 p.u.
$k_{i_{m_{q_1}}}$	0.3866 p.u./s	$k_{p_{\omega_1}}$	5.433 p.u.	$k_{i_{\omega_1}}$	7.16 p.u./s
T_{d1_1}	181.16 μs	Ψ_{pm_1}	0.89597 p.u.	ω_1^*	0.7 p.u.
VSC1-2 (Valores base: 13.8 kV, 40 MVA, 60 Hz)					
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_{c_1}	0.0021 p.u.	L_{c_1}	0.065 p.u.	C_{f_1}	0.125 p.u.
R_{f_1}	0.005 p.u.	L_{f_1}	0.08 p.u.	C_{dc_1}	5.77 p.u.
$k_{p_{c_{d_1}}}$	0.7692 p.u.	$k_{i_{c_{d_1}}}$	14.2 p.u./s	$k_{p_{c_{q_1}}}$	0.7692 p.u.
$k_{i_{c_{q_1}}}$	14.2 p.u./s	$k_{p_{dc_1}}$	-1.258 p.u.	$k_{i_{dc_1}}$	-8.25 p.u./s
$k_{p_{Q_1}}$	-0.006 p.u.	$k_{i_{Q_1}}$	-2.5 p.u./s	$k_{p_{pll_1}}$	3.4 p.u.
$k_{i_{pll_1}}$	1250 p.u./s	$v_{dc_1}^*$	1.3 p.u.	Q_1^*	0 p.u.
T_{d2_1}	181.16 μs	$\hat{\omega}_0$	1 p.u.	L_{eq_1}	$L_{f_1} + L_{c_1}$
Transformador T1 y línea LT1 (Valores base: 230 kV, 40 MVA, 60 Hz)					
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
S_n	40 MVA	V_H/V_X	230 kV (Y)/13.8 kV (Y)	R_{T1}	0.00319 p.u.
L_{T1}	0.0799 p.u.	R_{π_1}	5.459×10^{-5} p.u./km	L_{π_1}	4.184×10^{-4} p.u./km
C_{π_1}	3.948×10^{-3} p.u./km	ℓ	90 km		

La red eléctrica tiene valores $R_{th} = 0.0068$ p.u., y $L_{th} = 0.05778$ p.u., el voltaje de la red en la fase a es $v_{th_a} = 1.02\cos(\omega_0 t + 0.1)$ p.u. Las condiciones iniciales son nulas, menos en los voltajes de los buses de CD

Tabla 5. Parámetros de aerogenerador 2

PMSG-2 (Valores base: 13.8 kV, 40 MVA, 9.75 Hz)					
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
L_d	0.43814 p.u.	L_q	0.708235 p.u.	polos	48
Ψ_{pm}	0.9597 p.u.	J	2.01 p.u.	B	0.15 p.u.
τ_m (viento)	-0.65 p.u.	R_s	0.038661 p.u.		
VSC2-1 (Valores base: 13.8 kV, 40 MVA, 60 Hz)					
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$k_{p_{m_{d_2}}}$	0.7152 p.u.	$k_{i_{m_{d_2}}}$	0.3866 p.u./s	$k_{p_{m_{q_2}}}$	1.156 p.u.
$k_{i_{m_{q_2}}}$	0.3866 p.u./s	$k_{p_{\omega_2}}$	5.433 p.u.	$k_{i_{\omega_2}}$	7.16 p.u./s
T_{d1_2}	181.16 μs	Ψ_{pm_2}	0.89597 p.u.	ω_2^*	0.88 p.u.
VSC2-2 (Valores base: 13.8 kV, 40 MVA, 60 Hz)					
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_{c_2}	0.0021 p.u.	L_{c_2}	0.065 p.u.	C_{f_2}	0.1 p.u.
R_{f_2}	0.005 p.u.	L_{f_2}	0.08 p.u.	C_{dc_2}	5.77 p.u.
$k_{p_{c_{d_2}}}$	0.7692 p.u.	$k_{i_{c_{d_2}}}$	14.2 p.u./s	$k_{p_{c_{q_2}}}$	0.7692 p.u.
$k_{i_{c_{q_2}}}$	14.2 p.u./s	$k_{p_{dc_2}}$	-1.1 p.u.	$k_{i_{dc_2}}$	-4.9 p.u./s
$k_{p_{Q_2}}$	-0.006 p.u.	$k_{i_{Q_2}}$	-2.5 p.u./s	$k_{p_{pll_2}}$	3.4 p.u.
$k_{i_{pll_2}}$	1250 p.u./s	$v_{dc_2}^*$	1.2 p.u.	Q_1^*	0.1 p.u.
T_{d2_2}	181.16 μs	$\hat{\omega}_0$	1 p.u.	L_{eq_2}	$L_{f_2} + L_{c_2}$
Transformador T2 y línea LT2 (Valores base: 230 kV, 40 MVA, 60 Hz)					
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
S_n	40 MVA	V_H/V_X	230 kV (Y)/13.8 kV (Y)	R_{T1}	0.00319 p.u.
L_{T1}	0.0799 p.u.	R_{π_2}	5.459×10^{-5} p.u./km	L_{π_2}	4.184×10^{-4} p.u./km
C_{π_2}	3.948×10^{-3} p.u./km	ℓ	120 km		

(precarga 1 p.u.), y en las velocidades de los PMSG (0.8 p.u.). Cada convertidor opera con un m_f de 69.

Convertidor interconectado a la red (capítulo 3)

Tabla 6. Parámetros del sistema de prueba: convertidor interconectado a la red

Valores base: 0.69 kV, 2 MVA, 60 Hz					
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_f	0.01 p.u.	L_f	0.12 p.u.	R_{tf}	0.005 p.u.
L_{tf}	0.07 p.u.	R_{th}	0.05 p.u.	L_{th}	0.28 p.u.
R_π	0.0016032 p.u.	L_π	0.02088 p.u.	C_π	0.79441 p.u.
n	10	$k_{p_{pll}}$	1.25 p.u.	$k_{i_{pll}}$	140 p.u./s
τ_v	1×10^{-4} s	τ_i	1×10^{-4} s	k_{p_d}	0.3183 p.u.
k_{i_d}	10 p.u./s	k_{p_q}	0.3183 p.u.	k_{i_q}	10 p.u./s
I_d^*	0.8 p.u.	I_q^*	0.1 p.u.	T_d	5.952×10^{-4} s

El voltaje en el bus de CD es constante de 1.4 p.u. Se considera un m_f de 21.

Sistema de prueba 2: dos convertidores interconectados a la red (capítulo 3)

Tabla 7. Parámetros del sistema de prueba 2 (capítulo 3)

VSC-1 (Valores base: 34.5 kV, 100 MVA, 60 Hz)			
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_{c_1}	0.008 p.u.	L_{c_1}	0.18 p.u.
C_{f_1}	0.15 p.u.	$R_{f_{a1}}$	0.006 p.u.
$L_{f_{a1}}$	0.11 p.u.	C_{dc_1}	8 p.u.
$k_{p1_{pll}}$	3 p.u.	$k_{i1_{pll}}$	120 p.u./s
k_{p1_d}	0.9615 p.u.	k_{i1_d}	17.5 p.u./s
k_{p1_q}	0.9615 p.u.	k_{i1_q}	17.5 p.u./s
k_{p_v}	-2.182 p.u.	k_{i_v}	-28.37 p.u./s
k_{p_Q}	-0.1 p.u.	k_{i_Q}	-2.5 p.u./s
I_{dc}	0.8 p.u.	v^*_{dc}	1.3 p.u.
Q^*	0.1 p.u.	T_{d1}	181.159 μs
VSC-2 (Valores base: 34.5 kV, 100 MVA, 60 Hz)			
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_{c_2}	0.005 p.u.	L_{c_2}	0.12 p.u.
$k_{p2_{pll}}$	4 p.u.	$k_{i2_{pll}}$	90 p.u./s
k_{p2_d}	0.79577 p.u.	k_{i2_d}	12.5 p.u./s
k_{p2_q}	0.79577 p.u.	k_{i2_q}	12.5 p.u./s
V_{dc_2}	1.1 p.u.	$I^*_{d_2}$	0.65 p.u.
$I^*_{q_2}$	0.102 p.u.	T_{d2}	198.412 μs
Transformadores T1, T2 (Conexión Y-Y)			
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
S_n	120 MVA	V_H/V_X	230 kV/34.5 kV
X/R	40	Z	10 %
Línea 1 y Línea 2 (arreglo vertical)			
Altura del conductor más bajo	28 m	Altura entre conductores	7m
r_c	1.40716 cm	ρ	0.07284 Ω/km
ℓ_1	95 km	ℓ_2	75 km
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_{g_2}	0.529 Ω	L_{g_2}	70.1608 mH
R_{th}	1.761 Ω	L_{th}	93.431 mH
v_{th_A}	$V_p \cos(\omega_0 t)$ kV	V_p	$230\sqrt{2/3}$

Se considera que el VSC-1 opera con un m_f de 69, y el VSC-2 con un m_f de 63.

Aerogenerador tipo 4 interconectado a la red (capítulo 4)

El efecto del viento es modelado como un par constante en la flecha del generador de valor 0.7 p.u., y el voltaje en el lado del equivalente de red es una fuente trifásica balanceada, siendo el valor de la fase A: $v_{th_A} = 1.02\cos(\omega_0 t + 0.1)$ p.u. Cada convertidor opera con un m_f de 63.

Tabla 8. Parámetros del caso de prueba (capítulo 4)

PMSG			
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
f_b	9.75 Hz	V_b	34.5 kV
S_b	100 MVA	polos	48
R_s	0.003866 p.u.	L_d	0.453814 p.u.
L_q	0.7682 p.u.	Ψ_{pm}	0.8959 p.u.
J	3.37 p.u.	B	0.5 p.u.
Convertidor $C1$ ($S_b = 100$ MVA, $V_b = 34.5$ kV, $f_b = 60$ Hz)			
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
k_{p_ω}	5.433 p.u.	k_{i_ω}	7.16 p.u./s
$k_{p_{gd}}$	0.74078 p.u.	$k_{i_{gd}}$	0.3866 p.u./s
$k_{p_{gq}}$	1.254 p.u.	$k_{i_{gq}}$	0.3866 p.u./s
ω^*	0.9 p.u.	T_{d1}	1.984×10^{-4} s
Convertidor $C2$ ($S_b = 100$ MVA, $V_b = 34.5$ kV, $f_b = 60$ Hz)			
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$k_{p_{dc}}$	-2.182 p.u.	$k_{i_{dc}}$	-28.37 p.u./s
k_{p_Q}	-0.1 p.u.	k_{i_Q}	-2.5 p.u.
$k_{p_{id}}$	0.9615 p.u.	$k_{i_{id}}$	17.5 p.u./s
$k_{p_{iq}}$	0.9615 p.u.	$k_{i_{iq}}$	17.5 p.u./s
$k_{p_{pll}}$	0.25 p.u.	$k_{i_{pll}}$	81.62 p.u./s
T_{d2}	1.984×10^{-4} s	v_{dc}^*	1.3 p.u.
Q^*	0 p.u.		
Elementos pasivos ($S_b = 100$ MVA, $V_b = 34.5$ kV, $f_b = 60$ Hz)			
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
C_{dc}	8 p.u.	L_c	0.18 p.u.
R_c	0.008 p.u.	C_f	0.15 p.u.
L_f	0.11 p.u.	R_f	0.006 p.u.
R_{th}	1.76113 Ω	L_{th}	93.43 mH
Transformador T1 ($S_b = 100$ MVA, $f_b = 60$ Hz)			
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
V_H/V_X	230/34.5 kV	Conexión	$Y - Y$
R_t	0.004 p.u.	L_t	0.0999 p.u.

Referencias

[1] Hostick, D.; Belzer, D.B.; Hadley, S.W.; Markel, T.; Marnay, C.; Kintner-Meyer, M., «Renewable Electricity Futures Study. Volume 3: End-Use Electricity Demand,» National Renewable Energy Laboratory (NREL), Golden, Colorado, inf. téc., 2012.

[2] P. Kundur, *Power System Stability and Control* (EPRI power system engineering series). McGraw-Hill, 1994, ISBN: 978-0-07-063515-9.

[3] P. Sauer y M. Pai, *Power System Dynamics and Stability Pai*. Prentice Hall, 1998, ISBN: 978-0-13-678830-0.

[4] B. Kroposki, B. Johnson, Y. Zhang et al., «Achieving a 100 % Renewable Grid: Operating Electric Power Systems with Extremely High Levels of Variable Renewable Energy,» *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 15, n.º 2, págs. 61-73, mar. de 2017.

[5] IRENA, «Demand-side flexibility for power sector transformation,» IRENA, Abu Dhabi, inf. téc., 2019.

[6] IRENA and CPI, «Global landscape of renewable energy finance,» IRENA, Abu Dhabi, inf. téc., 2023.

[7] C. Shah, J. D. Vasquez-Plaza, D. D. Campo-Ossa et al., «Review of Dynamic and Transient Modeling of Power Electronic Converters for Converter Dominated Power Systems,» *IEEE Access*, vol. 9, págs. 82 094-82 117, 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3086420.

[8] N. Hatziargyriou, J. Milanovic, C. Rahmann et al., «Definition and Classification of Power System Stability – Revisited & Extended,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 36, n.º 4, págs. 3271-3281, jul. de 2021. DOI: 10.1109/TPWRS.2020.3041774.

[9] X. Wang, F. Blaabjerg y W. Wu, «Modeling and Analysis of Harmonic Stability in an AC Power-Electronics-Based Power System,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n.º 12, págs. 6421-6432, 2014, ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2306432.

[10] J. Segundo-Ramirez, A. Bayo-Salas, M. Esparza, J. Beerten y P. Gómez, «Frequency Domain Methods for Accuracy Assessment of Wideband Models in Electromagnetic Transient Stability Studies,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 35, n.º 1, feb. de 2020. DOI: 10.1109/TPWRD.2019.2927171.

[11] Y. Liao y X. Wang, «Small-Signal Modeling of AC Power Electronic Systems: Critical Review and Unified Modeling,» *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 2, págs. 424-439, 2021. DOI: 10.1109/OJPEL.2021.3104522.

[12] I. J. Perez-arriaga, G. C. Verghese y F. C. Schweppe, «Selective Modal Analysis with Applications to Electric Power Systems, PART I: Heuristic Introduction,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-101, n.º 9, págs. 3117-3125, sep. de 1982. DOI: 10.1109/TPAS.1982.317524.

[13] J. Sun, «Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, n.º 11, págs. 3075-3078, nov. de 2011. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2136439.

[14] T. Ackermann, *Wind Power in Power Systems*, en. John Wiley & Sons, abr. de 2012.

[15] Q. Wu e Y. Sun, eds., *Modeling and Modern Control of Wind Power*. Wiley-IEEE press, 2018.

[16] D. Walker, C. Bowler, R. Jackson y D. Hodges, «Results of subsynchronous resonance test at Mohave,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 94, n.º 5, págs. 1878-1889, sep. de 1975. DOI: 10.1109/T-PAS.1975.32034.

[17] «Proposed Terms and Definitions for Subsynchronous Oscillations,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-99, n.º 2, págs. 506-511, 1980. DOI: 10.1109/TPAS.1980.319686.

[18] «Terms, Definitions and Symbols for Subsynchronous Oscillations,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-104, n.º 6, págs. 1326-1334, jun. de 1985. DOI: 10.1109/TPAS.1985.319152.

[19] Y. Chi, B. Tang, J. Hu et al., «Overview of mechanism and mitigation measures on multi-frequency oscillation caused by large-scale integration of wind power,» *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 5, n.º 4, págs. 433-443, dic. de 2019. DOI: 10.17775/CSEEJPES.2019.01100.

[20] V. Mohale, T. R. Chelliah e Y. V. Hote, «Analysis and Damping of Sub-Synchronous Oscillations in a 250 MW DFIM Hydro Unit Connected to Series Compensated 765 kV Transmission Lines,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 59, n.º 2, págs. 2234-2245, mar. de 2023. DOI: 10.1109/TIA.2022.3221070.

[21] P. Kundur, J. Paserba, V. Ajjarapu et al., «Definition and classification of power system stability IEEE/CIGRE joint task force on stability terms and definitions,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, n.º 3, págs. 1387-1401, ago. de 2004. DOI: 10.1109/TPWRS.2004.825981.

[22] L. Fan, «Modeling Type-4 Wind in Weak Grids,» *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 10, n.º 2, págs. 853-864, 2019. DOI: 10.1109/TSTE.2018.2849849.

[23] Y. Li, Y. Chi, H. Tang y C. Liu, «Study on characteristics of wind power transmission system with series compensation,» *The Journal of Engineering*, vol. 2019, mar. de 2019. DOI: 10.1049/joe.2018.8420.

[24] H. A. Mohammadpour, A. Ghaderi y E. Santi, «Analysis of sub-synchronous resonance in doubly-fed induction generator-based wind farms interfaced with gate – controlled series capacitor,» *IET Generation Transmission & Distribution*, vol. 8, jun. de 2014. DOI: 10.1049/iet-gtd.2013.0643.

[25] Y. Cheng, M. Sahni, D. Muthumuni y B. Badrzadeh, «Reactance Scan Crossover-Based Approach for Investigating SSCI Concerns for DFIG-Based Wind Turbines,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, n.º 2, págs. 742-751, abr. de 2013. DOI: 10.1109/TPWRD.2012.2223239.

[26] A. E. Leon y J. A. Solsona, «Sub-Synchronous Interaction Damping Control for DFIG Wind Turbines,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 30, n.º 1, págs. 419-428, ene. de 2015. DOI: 10.1109/TPWRS.2014.2327197.

[27] J. Luo, S. Bu y C. Y. Chung, «Design and Comparison of Auxiliary Resonance Controllers for Mitigating Modal Resonance of Power Systems Integrated With Wind Generation,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 36, n.º 4, págs. 3372-3383, jul. de 2021. DOI: 10.1109/TPWRS.2021.3051252.

[28] H. Liu, X. Xie, X. Gao, H. Liu e Y. Li, «Stability Analysis of SSR in Multiple Wind Farms Connected to Series-Compensated Systems Using Impedance Network Model,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 33, n.º 3, págs. 3118-3128, mayo de 2018. DOI: 10.1109/TPWRS.2017.2764159.

[29] S. Tao, L. Zhao, Y. Liu y K. Liao, «Impedance Network Model of D-PMSG Based Wind Power Generation System Considering Wind Speed Variation for Sub-Synchronous Oscillation Analysis,» *IEEE Access*, vol. 8, págs. 114 784-114 794, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3003754.

[30] L. Zeni, R. Eriksson, S. Goumalatsos et al., «Power Oscillation Damping From VSC–HVDC Connected Offshore Wind Power Plants,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 31, n.º 2, págs. 829-838, abr. de 2016. DOI: 10.1109/TPWRD.2015.2427878.

[31] M. Cheah-Mane, L. Sainz, J. Liang, N. Jenkins y C. E. Ugalde-Loo, «Criterion for the Electrical Resonance Stability of Offshore Wind Power Plants Connected Through HVDC Links,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 32, n.º 6, págs. 4579-4589, nov. de 2017. DOI: 10.1109/TPWRS.2017.2663111.

[32] Y. Zhang, C. Klabunde y M. Wolter, «Frequency-Coupled Impedance Modeling and Resonance Analysis of DFIG-Based Offshore Wind Farm With HVDC Connection,» *IEEE Access*, vol. 8, págs. 147 880-147 894, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3015614.

[33] B. Bak-Jensen, M. S. El-Moursi y M. H. Abdel-Rahman, «Novel STATCOM Controller for Mitigating SSR and Damping Power System Oscillations in a Series Compensated Wind Parks,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, n.º 2, págs. 429-441, 2010. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2026650.

[34] A. Moharana, R. Varma y R. Seethapathy, «SSR alleviation by STATCOM in induction generator based wind farm connected to series compensated line,» en *2014 IEEE PES T&D Conference and Exposition*, abr. de 2014, págs. 1-1. DOI: 10.1109/TDC.2014.6863168.

[35] N. Hingorani y L. Gyugyi, *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*. Wiley-IEEE Press, 2000.

[36] J. D. Ainsworth, «Harmonic instability between controlled static convertors and a.c. networks,» *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 114, n.º 7, págs. 949-957, jul. de 1967. DOI: 10.1049/piee.1967.0182.

[37] J. Sun, G. Wang, X. Du y H. Wang, «A Theory for Harmonics Created by Resonance in Converter-Grid Systems,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n.º 4, págs. 3025-3029, 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2869781.

[38] B. Pang, X. Jin, X. Zhu, K. Liao, J. Yang y Z. He, «High frequency oscillation damping for the VSC-HVDC connects to a wind farm via a cable transmission line,» *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 147, pág. 108 845, mayo de 2023. DOI: 10.1016/j.ijepes.2022.108845.

[39] Y. Song y F. Blaabjerg, «Overview of DFIG-Based Wind Power System Resonances Under Weak Networks,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n.º 6, págs. 4370-4394, jun. de 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2601643.

[40] G. D. Agundis-Tinajero, J. Segundo-Ramírez, N. Visairo-Cruz y R. Peña-Gallardo, «Stability and Resonance Analysis of AC Power Electronics-Based Systems,» en *2018 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, 2018, págs. 1-5. DOI: 10.1109/ROPEC.2018.8661461.

[41] N. Rashidirad, M. Hamzeh, K. Sheshyekani y E. Afjei, «High-Frequency Oscillations and Their Leading Causes in DC Microgrids,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, n.º 4, págs. 1479-1491, 2017. DOI: 10.1109/TEC.2017.2698476.

[42] W. Song, S. Jiao, Y. W. Li, J. Wang y J. Huang, «High-Frequency Harmonic Resonance Suppression in High-Speed Railway Through Single-Phase Traction Converter With LCL Filter,» *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, n.º 3, págs. 347-356, 2016. DOI: 10.1109/TTE.2016.2584921.

[43] K. Song, W. Mingli, S. Yang, Q. Liu, V. G. Agelidis y G. Konstantinou, «High-Order Harmonic Resonances in Traction Power Supplies: A Review Based on Railway Operational Data, Measurements, and Experience,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n.º 3, págs. 2501-2518, 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2928636.

[44] H. Saad, Y. Fillion, S. Deschanvres, Y. Vernay y S. Dennetière, «On Resonances and Harmonics in HVDC-MMC Station Connected to AC Grid,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 32, n.º 3, págs. 1565-1573, 2017. DOI: 10.1109/TPWRD.2017.2648887.

[45] C. Buchhagen, C. Rauscher, A. Menze y J. Jung, «BorWin1 - First Experiences with harmonic interactions in converter dominated grids,» en *International ETG Congress 2015; Die Energiewende - Blueprints for the new energy age*, nov. de 2015, págs. 1-7.

[46] Y. Li, T. An, D. Zhang, X. Pei, K. Ji y G. Tang, «Analysis and Suppression Control of High Frequency Resonance for MMC-HVDC System,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 36, n.º 6, págs. 3867-3881, 2021. DOI: 10.1109/TPWRD.2021.3049973.

[47] H. Guo, Q. Guo, T. Guo et al., «Mechanism analysis and suppression method of high frequency harmonic resonance in VSC-HVDC,» *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 143, pág. 108 468, dic. de 2022. DOI: 10.1016/j.ijepes.2022.108468.

[48] L. Monjo, L. Sainz, J. Liang y J. Pedra, «Study of resonance in wind parks,» *Electric Power Systems Research*, vol. 128, págs. 30-38, nov. de 2015. DOI: 10.1016/j.epsr.2015.06.017.

[49] X. Wang y F. Blaabjerg, «Harmonic Stability in Power Electronic-Based Power Systems: Concept, Modeling, and Analysis,» *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, n.º 3, págs. 2858-2870, mayo de 2019. DOI: 10.1109/TSG.2018.2812712.

[50] J. Sun, I. Vieto, E. V. Larsen y C. Buchhagen, «Impedance-Based Characterization of Digital Control Delay and Its Effects on System Stability,» en *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, jun. de 2019, págs. 1-8. DOI: 10.1109/COMPEL.2019.8769719.

[51] R. Dugan, S. Santoso, M. McGranaghan y H. Beaty, *Electrical Power Systems Quality* (McGraw-Hill professional engineering). McGraw-Hill Education, 2002.

[52] W. Xu, Z. Huang, Y. Cui y H. Wang, «Harmonic resonance mode analysis,» 2005. DOI: 10.1109/PES.2005.1489238.

[53] L. Hong, W. Shu, J. Wang y R. Mian, «Harmonic Resonance Investigation of a Multi-Inverter Grid-Connected System Using Resonance Modal Analysis,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 34, n.º 1, págs. 63-72, 2019. DOI: 10.1109/TPWRD.2018.2877966.

[54] S. Shah y L. Parsa, «Impedance-Based Prediction of Distortions Generated by Resonance in Grid-Connected Converters,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, n.º 3, págs. 1264-1275, 2019. DOI: 10.1109/TEC.2019.2904674.

[55] N. Pogaku, M. Prodanovic y T. C. Green, «Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n.º 2, págs. 613-625, 2007. DOI: 10.1109/TPEL.2006.890003.

[56] M. Esparza, J. Segundo-Ramírez, J. B. Kwon, X. Wang y F. Blaabjerg, «Modeling of VSC-Based Power Systems in the Extended Harmonic Domain,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n.º 8, págs. 5907-5916, 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2658340.

[57] U. Vargas y A. Ramirez, «Extended Harmonic Domain Model of a Wind Turbine Generator for Harmonic Transient Analysis,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 31, n.º 3, págs. 1360-1368, 2016. DOI: 10.1109/TPWRD.2015.2499701.

[58] J. K. Motwani, Y. Xue, A. Nazari, D. Dong, I. Cvetkovic y D. Boroyevich, «Modeling of Power Electronics Systems and PWM Modulators in Harmonic-State Space,» *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 3, págs. 689-704, 2022. DOI: 10.1109/OJPEL.2022.3205893.

[59] C. Dong, S. Yang, H. Jia y P. Wang, «Padé-Based Stability Analysis for a Modular Multilevel Converter Considering the Time Delay in the Digital Control System,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n.º 7, págs. 5242-5253, 2019. DOI: 10.1109/TIE.2018.2868008.

[60] P. De Rua y J. Beerten, «Generalization of Harmonic State-Space Framework to Delayed Periodic Systems for Stability Analysis of the Modular Multilevel Converter,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 37, n.º 4, págs. 2661-2672, 2022. DOI: 10.1109/TPWRD.2021.3113702.

[61] G. F. Gontijo, M. K. Bakhshizadeh, Ł. H. Kocewiak y R. Teodorescu, «State Space Modeling of an Offshore Wind Power Plant With an MMC-HVDC Connection for an Eigenvalue-Based Stability Analysis,» *IEEE Access*, vol. 10, págs. 82 844-82 869, 2022. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3196368.

[62] Y. Jia, T. Huang, Y. Li y R. Ma, «Parameter Setting Strategy for the Controller of the DFIG Wind Turbine Considering the Small-Signal Stability of Power Grids,» *IEEE Access*, vol. 8, págs. 31 287-31 294, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2973281.

[63] L. Li, H. Jiang, P. Yang, P. Fan, P. Qi y L. Kang, «Small Signal Stability Analysis and Optimize Control of Large-Scale Wind Power Collection System,» *IEEE Access*, vol. 10, págs. 28 842-28 852, 2022. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3158335.

[64] S. Sang, C. Zhang, X. Cai, M. Molinas, J. Zhang y F. Rao, «Control of a Type-IV Wind Turbine With the Capability of Robust Grid-Synchronization and Inertial Response for Weak Grid Stable Operation,» *IEEE Access*, vol. 7, págs. 58 553-58 569, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2914334.

[65] S.-F. Chou, X. Wang y F. Blaabjerg, «Reflection Coefficient Stability Criterion for Multi-Bus Multi-VSC Power Systems,» *IEEE Access*, vol. 8, págs. 111 186-111 199, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3002661.

[66] W. Cao, Y. Ma, L. Yang, F. Wang y L. M. Tolbert, «D–Q Impedance Based Stability Analysis and Parameter Design of Three-Phase Inverter-Based AC Power Systems,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n.º 7, págs. 6017-6028, 2017. DOI: 10.1109/TIE.2017.2682027.

[67] Jiao, Yingzong and Nian, Heng, «Grid-Forming Control for DFIG Based Wind Farms to Enhance the Stability of LCC-HVDC,» *IEEE Access*, vol. 8, págs. 156 752-156 762, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3019691.

[68] M. Amin y M. Molinas, «Small-Signal Stability Assessment of Power Electronics Based Power Systems: A Discussion of Impedance- and Eigenvalue-Based Methods,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, n.º 5, págs. 5014-5030, 2017. DOI: 10.1109/TIA.2017.2712692.

[69] Wang, Miaoyuan and Cao, Zequan and Liu, Bin and Li, Jian and Fernando, Tyrone and Liu, Xiangdong, «Impedance Modeling and Stability Analysis of All-DC Delivered Offshore Wind Farm,» *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 12, n.º 1, págs. 20-28, 2022. DOI: 10.1109/JETCAS.2022.3150174.

[70] Wang, Miaoyuan and Chen, Yu and Dong, Xiaoliang and Hu, Sile and Liu, Bin and Yu, Samson S. and Ma, Hongwei and Zhang, Xi and Liu, Xiangdong, «Impedance Modeling and Stability Analysis of DFIG Wind Farm With LCC-HVDC Transmission,» *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 12, n.º 1, págs. 7-19, 2022. DOI: 10.1109/JETCAS.2022.3144999.

[71] Y. Liao y X. Wang, «Stationary-Frame Complex-Valued Frequency-Domain Modeling of Three-Phase Power Converters,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, n.º 2, págs. 1922-1933, 2020. DOI: 10.1109/JESTPE.2019.2958938.

[72] H. Zong, C. Zhang, J. Lyu, X. Cai, M. Molinas y F. Rao, «Generalized MIMO Sequence Impedance Modeling and Stability Analysis of MMC-HVDC With Wind Farm Considering Frequency Couplings,» *IEEE Access*, vol. 8, págs. 55 602-55 618, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2981177.

[73] Xiong, Xiaoling and Yang, Yuchen and Wu, Chao and Zhao, Chengyong and Blaabjerg, Frede, «Improving the Stability of Standalone MMCs by Shaping the AC Side Impedance Using Insertion Index Compensation,» *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 12, n.º 1, págs. 81-89, 2022. DOI: 10.1109/JETCAS.2022.3149821.

[74] C. Zhang, M. Molinas, S. Føyen, J. A. Suul y T. Isobe, «An Integrated Method for Generating VSCs' Periodical Steady-State Conditions and HSS-Based Impedance Model,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 35, n.º 5, págs. 2544-2547, 2020. DOI: 10.1109/TPWRD.2020.2965771.

[75] S. Golestan, E. Ebrahimzadeh, B. Wen, J. M. Guerrero y J. C. Vasquez, «*dq*-Frame Impedance Modeling of Three-Phase Grid-Tied Voltage Source Converters Equipped With Advanced PLLs,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, n.º 3, págs. 3524-3539, 2021. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3017387.

[76] B. Wen, D. Dong, D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli y Z. Shen, «Impedance-Based Analysis of Grid-Synchronization Stability for Three-Phase Paralleled Converters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n.º 1, págs. 26-38, 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2419712.

[77] A. Bayo-Salas, T. Roose y J. Beerten, «Frequency-Domain Modeling and Assessment of AC and DC Electromagnetic Stability in MMC-Based VSC HVDC Links,» en *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2018, págs. 6015-6020. DOI: 10.1109/IECON.2018.8591070.

[78] W. Zhou, Y. Wang, R. E. Torres-Olguin, D. Liu y Z. Chen, «A Modified DQ Impedance Model of Three-Phase Grid-Connected Inverter-Grid System Considering Coupling between Inverter and Grid,» en *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2020, págs. 2409-2416. DOI: 10.1109/APEC39645.2020.9124173.

[79] T. Messo, R. Luhtala, A. Aapro y T. Roinila, «Accurate Impedance Model of Grid-Connected Inverter for Small-Signal Stability Assessment in High-Impedance Grids,» en *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, 2018, págs. 3156-3163. DOI: 10.23919/IPEC.2018.8507573.

[80] J. A. Suul, S. D'Arco, P. Rodriguez y M. Molinas, «Extended stability range of weak grids with Voltage Source Converters through impedance-conditioned grid synchronization,» en *11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission*, 2015, págs. 1-10. DOI: 10.1049/cp.2015.0103.

[81] M. Amin, M. Molinas, J. Lyu y X. Cai, «Impact of Power Flow Direction on the Stability of VSC-HVDC Seen From the Impedance Nyquist Plot,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n.º 10, págs. 8204-8217, 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2608278.

[82] L. Xu y L. Fan, «Impedance-Based Resonance Analysis in a VSC-HVDC System,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, n.º 4, págs. 2209-2216, 2013. DOI: 10.1109/TPWRD.2013.2272382.

[83] Y. Xu, M. Zhang, L. Fan y Z. Miao, «Small-Signal Stability Analysis of Type-4 Wind in Series-Compensated Networks,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 35, n.º 1, págs. 529-538, 2020. DOI: 10.1109/TEC.2019.2943578.

[84] b. Tang, R. Burgos, B. Wen et al., «A Novel DQ Impedance Measurement Method in Three-Phase Balanced Systems,» en *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2019, 1-5. DOI: 10.1109/COMPEL.2019.8769679.

[85] A. R. J. Martinez-Velasco y M. Davila, *Overhead Lines in Power System Transients: Parameter Determination*. Boca Raton FL: CRC Press, 2009.

[86] P. Moreno y A. Ramirez, «Implementation of the Numerical Laplace Transform: A Review Task Force on Frequency Domain Methods for EMT Studies, Working Group on Modeling and Analysis of System Transients Using Digital Simulation, General Systems Subcommittee, IEEE Power Engineering Society,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, n.º 4, págs. 2599-2609, 2008. DOI: 10.1109/TPWRD.2008.923404.

[87] Y. Song, E. Ebrahimzadeh y F. Blaabjerg, «Analysis of High-Frequency Resonance in DFIG-Based Offshore Wind Farm via Long Transmission Cable,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, págs. 1036-1046, 2018. DOI: 10.1109/TEC.2018.2794367.

[88] S. D'Arco, J. A. Suul y J. Beerten, «Configuration and Model Order Selection of Frequency-Dependent π Models for Representing DC Cables in Small-Signal Eigenvalue Analysis of HVDC Transmission Systems,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, n.º 2, págs. 2410-2426, 2021. DOI: 10.1109/JESTPE.2020.2976046.

[89] L. Y. Belikov J., «Integration of long transmission lines in large-scale dq0 dynamic models,» *Electrical Engineer*, vol. 100, págs. 1219-1228, 2018. DOI: 10.1007/s00202-017-0582-7.

[90] J. Belikov e Y. Levron, «A Sparse Minimal-Order Dynamic Model of Power Networks Based on dq0 Signals,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 33, n.º 1, págs. 1059-1067, 2018. DOI: 10.1109/TPWRS.2017.2702746.

[91] B. Gustavsen y A. Semlyen, «Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, n.º 3, págs. 1052-1061, 1999. DOI: 10.1109/61.772353.

[92] W. Zhou, R. E. Torres-Olguin, M. K. Zadeh, B. Bahrani, Y. Wang y Z. Chen, «Electromagnetic Oscillation Origin Location in Multiple-Inverter-Based Power Systems Using Components Impedance Frequency Responses,» *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 2, págs. 1-20, 2021. DOI: 10.1109/OJIES.2020.3045620.

[93] W. Zhou, R. E. Torres-Olguin, F. Göthner et al., «A Robust Circuit and Controller Parameters' Identification Method of Grid-Connected Voltage-Source Converters Using Vector Fitting Algorithm,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, n.º 3, págs. 2748-2763, 2022. DOI: 10.1109/JESTPE.2021.3059568.

[94] W. Zhou, R. E. Torres-Olguin, Y. Wang y Z. Chen, «DQ impedance-decoupled network model-based stability analysis of offshore wind power plant under weak grid conditions,» *IET Power Electronics*, vol. 13, n.º 13, págs. 2715-2729, oct. de 2020. DOI: 10.1049/iet-pel.2019.1575.

[95] A. Bayo-Salas, J. Beerten y D. Van Hertem, «Analytical methodology to develop frequency-dependent equivalents in networks with multiple converters,» en *2017 IEEE Manchester PowerTech*, 2017, págs. 1-6. DOI: 10.1109/PTC.2017.7980938.

[96] T. Roose, A. Lekić, M. M. Alam y J. Beerten, «Stability Analysis of High-Frequency Interactions Between a Converter and HVDC Grid Resonances,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 36, n.º 6, págs. 3414-3425, 2021. DOI: 10.1109/TPWRD.2020.3041176.

[97] Y. Song y C. Breitholtz, «Nyquist Stability Analysis of an AC-Grid Connected VSC-HVDC System Using a Distributed Parameter DC Cable Model,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 31, n.º 2, págs. 898-907, 2016. DOI: 10.1109/TPWRD.2015.2501459.

[98] A. H. Nayfeh y B. Balachandran, *Applied Nonlinear Dynamics: Analytical, Computational and Experimental Methods (Wiley Series in Nonlinear Science)*. New York, NY, USA: Wiley, 2008.

[99] G. Agundis-Tinajero, J. Segundo-Ramírez, R. Peña-Gallardo et al., «Harmonic Issues Assessment on PWM VSC-Based Controlled Microgrids Using Newton Methods,» *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, n.º 2, págs. 1002-1011, 2018. DOI: 10.1109/TSG.2016.2574241.

[100] C. Zhang, M. Molinas, S. Føyen, J. A. Suul y T. Isobe, «An Integrated Method for Generating VSCs' Periodical Steady-State Conditions and HSS-Based Impedance Model,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 35, n.º 5, págs. 2544-2547, 2020. DOI: 10.1109/TPWRD.2020.2965771.

[101] D. d. Giudice, A. Brambilla, D. Linaro y F. Bizzarri, «Modular Multilevel Converter Impedance Computation Based on Periodic Small-Signal Analysis and Vector Fitting,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 69, n.º 4, págs. 1832-1842, 2022. DOI: 10.1109/TCSI.2021.3138515.

[102] K. Kundert y A. Sangiovanni-Vincentelli, «Simulation of Nonlinear Circuits in the Frequency Domain,» *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 5, n.º 4, págs. 521-535, 1986. DOI: 10.1109/TCAD.1986.1270223.

[103] Y. Xu, M. Zhang, L. Fan y Z. Miao, «Small-Signal Stability Analysis of Type-4 Wind in Series-Compensated Networks,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 35, n.º 1, págs. 529-538, 2020. DOI: 10.1109/TEC.2019.2943578.

[104] L. Wang, J. Peng, Y. You y H. Ma, «Iterative approach to impedance model for small-signal stability analysis,» *IET Renewable Power Generation*, vol. 13, n.º 1, págs. 78-85, 2019. DOI: 10.1049/iet-rpg.2018.5265.

[105] S. Bacha, I. Munteanu y A. Bratcu, *Power Electronic Converters Modeling and Control: With Case Studies*. Springer, 2013, ISBN: 9781447154792.

[106] T. Suntio, T. Messo y J. Puukko, *Power Electronic Converters: Dynamics and Control in Conventional and Renewable Energy Applications*, English. Wiley-VCH, 2017. DOI: 10.1002/9783527698523.

[107] A. Alassi, S. Bañales, O. Ellabban, G. Adam y C. MacIver, «HVDC Transmission: Technology Review, Market Trends and Future Outlook,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 112, págs. 530-554, 2019. DOI: https://doi.org/10.1016/j.rser.2019.04.062.

[108] R. Radulet, A. Timontin, A. Tugulea y A. Nica, «The Transient Response of the Electric Lines Based on the Equations with Transient Line-Parameters,» *Rev. Roum. Sci. Techn*, vol. 23, n.º 1, págs. 3-19, 1978.

[109] W. Stevenson, *Elements of Power System Analysis* (McGraw-Hill electrical and electronic engineering series). McGraw-Hill, 1982.

[110] J. Hernández, J. Segundo, P. Gomez, M. Borghei y M. Ghassemi, «Electromagnetic Transient Performance of Optimally Designed High Surge Impedance Loading Lines,» en *2020 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*, 2020, págs. 1-5. DOI: 10.1109/PESGM41954.2020.9281423.

[111] P. M. Anderson y A. Bose, «Stability Simulation Of Wind Turbine Systems,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, n.º 12, págs. 3791-3795, 1983. DOI: 10.1109/TPAS.1983.317873.

[112] J. Nocedal y S. J. Wright, *Numerical Optimization*. Springer New York, 2006.

[113] R. Burden, J. Faires y A. Burden, *Numerical Analysis*. Cengage Learning, 2015.

[114] M. Eastham, *The Spectral Theory of Periodic Differential Equations* (Texts in mathematics). Scottish Academic Press [distributed by Chatto & Windus, London, 1973.

[115] J. Hernández-Ramírez, J. Segundo, F. Martínez-Cárdenas y P. Gómez, «Linearization of periodic power electronic-based power systems for small-signal analysis,» *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 135, pág. 107 503, 2022. DOI: https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107503.

[116] J. Rico, M. Madrigal y E. Acha, «Dynamic harmonic evolution using the extended harmonic domain,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, n.º 2, págs. 587-594, 2003. DOI: 10.1109/TPWRD.2003.809731.

[117] T. Aprille y T. Trick, «Steady-state analysis of nonlinear circuits with periodic inputs,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, n.º 1, págs. 108-114, 1972. DOI: 10.1109/PROC.1972.8563.

[118] J. Hernández-Ramírez, J. Segundo-Ramírez, N. Visairo y C. Nuñez, «Shooting-Method-Based Simulink Initialization,» en *2022 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, vol. 6, 2022, págs. 1-4. DOI: 10.1109/ROPEC55836.2022.10018709.

[119] R. D. Middlebrook, «Input filter considerations in design and application of switching regulators.,» 1976.

[120] J. Marsden y M. Hoffman, *Basic Complex Analysis*. W. H. Freeman, 1999.

[121] K. Ogata, *Modern Control Engineering* (Instrumentation and controls series). Prentice Hall, 2010.

[122] C. Desoer e Y.-T. Wang, «On the generalized nyquist stability criterion,» *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 25, n.º 2, págs. 187-196, 1980. DOI: 10.1109/TAC.1980.1102280.

[123] Y. Liao y X. Wang, «Impedance-Based Stability Analysis for Interconnected Converter Systems With Open-Loop RHP Poles,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n.º 4, págs. 4388-4397, 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2939636.

[124] M. Leng, G. Zhou, H. Li, G. Xu, F. Blaabjerg y T. Dragičević, «Impedance-Based Stability Evaluation for Multibus DC Microgrid Without Constraints on Subsystems,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, n.º 1, págs. 932-943, 2022. DOI: 10.1109/TPEL.2021.3093372.

[125] Roinila, Tomi and Abdollahi, Hessamaldin and Santi, Enrico, «Frequency-Domain Identification Based on Pseudorandom Sequences in Analysis and Control of DC Power Distribution Systems: A Review,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, n.º 4, págs. 3744-3756, 2021. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3024624.

[126] N. Mohammed, M. Ciobotaru y G. Town, «An Improved Grid Impedance Estimation Technique under Unbalanced Voltage Conditions,» en *2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT-Europe)*, 2019, págs. 1-5. DOI: 10.1109/ISGTEurope.2019.8905766.

[127] J.-H. Cho, K.-Y. Choi, Y.-W. Kim y R.-Y. Kim, «A novel P-Q variations method using a decoupled injection of reference currents for a precise estimation of grid impedance,» en *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, págs. 5059-5064. DOI: 10.1109/ECCE.2014.6954095.

[128] N. Cifuentes, M. Sun, R. Gupta y B. C. Pal, «Black-Box Impedance-Based Stability Assessment of Dynamic Interactions Between Converters and Grid,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 37, n.º 4, págs. 2976-2987, 2022. DOI: 10.1109/TPWRS.2021.3128812.

[129] T. Erneux, *Applied Delay Differential Equations* (Surveys and Tutorials in the Applied Mathematical Sciences). Springer New York, 2009.

[130] J. Segundo-Ramírez, J. Hernández-Ramírez, N. Visairo-Cruz y C. A. N. Guitiérrez, «Finite-Difference-Impedance Method for Time-Delay Systems,» *IEEE Access*, vol. 10, págs. 105 758-105 769, 2022. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3211951.

[131] Huang, Liang and Wu, Chao and Zhou, Dao and Blaabjerg, Frede, «Impact of Grid Strength and Impedance Characteristics on the Maximum Power Transfer Capability of Grid-Connected Inverters,» *Applied Sciences*, vol. 11, n.º 9, 2021. DOI: 10.3390/app11094288.

[132] M. Nakhla y J. Vlach, «A piecewise harmonic balance technique for determination of periodic response of nonlinear systems,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 23, n.º 2, págs. 85-91, 1976. DOI: 10.1109/TCS.1976.1084181.

[133] N. Watson, J. Arrillaga, J. Arrillaga e I. of Electrical Engineers, *Power Systems Electromagnetic Transients Simulation* (Energy Engineering). Institution of Engineering y Technology, 2003.

[134] B. Liu, Z. Li, X. Zhang, X. Dong y X. Liu, «Impedance-Based Analysis of Control Interactions in Weak-Grid-Tied PMSG Wind Turbines,» *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 11, n.º 1, págs. 90-98, 2021. DOI: 10.1109/JETCAS.2020.3027608.

[135] E. Ebrahimzadeh, F. Blaabjerg, X. Wang y C. L. Bak, «Harmonic Stability and Resonance Analysis in Large PMSG-Based Wind Power Plants,» *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 9, n.º 1, págs. 12-23, 2018. DOI: 10.1109/TSTE.2017.2712098.

[136] W. Du, Y. Wang, Y. Wang, H. F. Wang y X. Xiao, «Analytical Examination of Oscillatory Stability of a Grid-Connected PMSG Wind Farm Based on the Block Diagram Model,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 36, n.º 6, págs. 5670-5683, 2021. DOI: 10.1109/TPWRS.2021.3077121.

[137] T. Xue, J. Lyu, H. Wang y X. Cai, «A Complete Impedance Model of a PMSG-Based Wind Energy Conversion System and Its Effect On the Stability Analysis of MMC-HVDC Connected Offshore Wind Farms,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, n.º 4, págs. 3449-3461, 2021. DOI: 10.1109/TEC.2021.3074798.

[138] X. Zou, X. Du y H.-M. Tai, «Two-Variable Admittance Model for D-PMSG-Based Wind Turbine and Stability Criterion Based on Magnitude and Phase Contour Plot,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n.º 2, págs. 1484-1498, 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2918279.

[139] K. Ogata, *Sistemas de control en tiempo discreto*. Pearson Educación, 1996.

[140] T. Parker y L. Chua, *Practical Numerical Algorithms for Chaotic Systems*. Island Press, 1989.

[141] J. Hauer, «Application of Prony analysis to the determination of modal content and equivalent models for measured power system response,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 6, n.º 3, págs. 1062-1068, 1991. DOI: 10.1109/59.119247.

[142] R. I. Amirnaser Yazdani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications | IEEE eBooks | IEEE Xplore*. 2010.