

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



**ANÁLISIS DE RESONANCIA SUBSÍNCRONA Y
CONTRAMEDIDAS**

TESIS

**EN OPCIÓN AL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS
DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA CON
ESPECIALIDAD EN POTENCIA**

**PRESENTA:
ALEJANDRO MENDOZA VIVEROS**

SN NICOLÁS DE LOS GARZA, N. L. MAYO DEL 2004.

2004

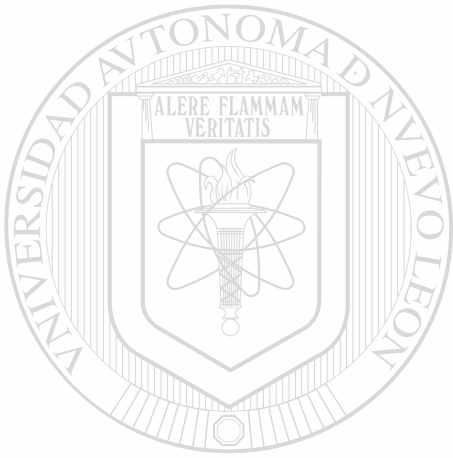
THE UNIVERSITY OF CHICAGO
COMMUNITY COLLEGE
LIBRARY
5408 S. UNIVERSITY AVE.
CHICAGO, IL 60637

TM
Z5853
.M2
FIME
2004
.M47

2004



1020150048



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

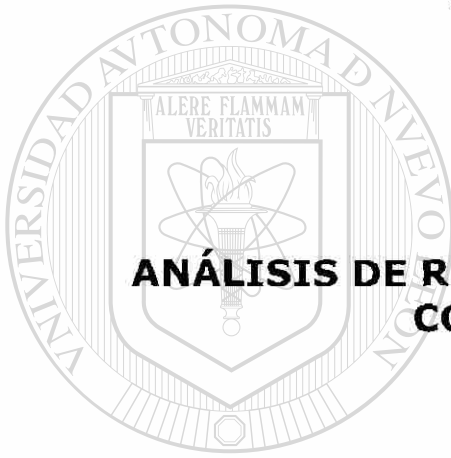
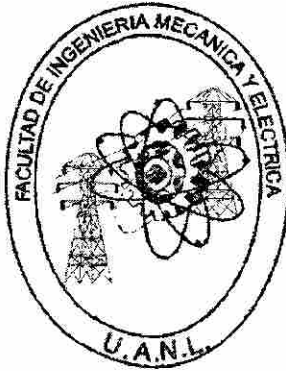
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



ANÁLISIS DE RESONANCIA SUBSÍNCRONA Y CONTRAMEDIDAS

TESIS

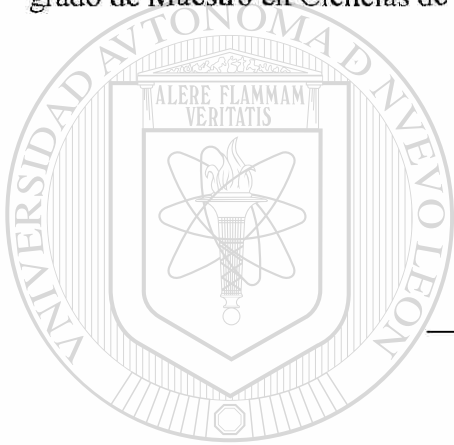
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA CON ESPECIALIDAD EN POTENCIA
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

PRESENTA:
ALEJANDRO MENDOZA VIVEROS

SN NICOLÁS DE LOS GARZA, N. L. MAYO DEL 2004.

Universidad Autónoma de Nuevo León
Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica
Subdirección de Estudios de Postgrado

Los miembros de comité de tesis recomendamos que la tesis **ANÁLISIS DE RESONANCIA SUBSÍNCRONA Y CONTRAMEDIDAS**, realizada por el alumno Alejandro Mendoza Viveros, matrícula 1115046 sea aceptada para su defensa como opción al grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica con especialidad en Potencia.



El Comité de Tesis

Asesor
Dr. Fernando Sánchez Tello

Coasesor
Dr. Ernesto Vázquez Martínez

Coasesor
Dr. Rogelio Ramírez Barradas

Vo. Bó.
Dr. Guadalupe Alan Castillo Rodríguez
División de Estudios de Posgrado

AGRADECIMIENTOS

Primeramente a Dios por permitirme culminar esta etapa tan importante en mi vida profesional y personal. A mis padres Dionisio Mendoza Vázquez y Yolanda Viveros Vivaldo por haberme formado con tanto empeño y cariño. A ti Leonardo por ser un buen amigo y un excelente hermano. Gracias por las palabras de apoyo en los momentos difíciles.

A ti Ana parte fundamental de mi Vida, por todo el cariño, el apoyo, comprensión y paciencia que me haz brindado siempre, gracias y mil disculpas por todos esos fines de semana que te hice pasar en el postgrado

A los Ingenieros Lino Coria Cisneros y José Luis Lemus Duarte

A todos mis maestros y compañeros del postgrado por haberme compartido sus conocimientos y amistad

Al Dr. Fernando Sánchez Tello por su apoyo y amistad a lo largo de mis estudios de postrado, así como sus valiosos consejos que fueron sin duda claves para la culminación del trabajo. Gracias Dr. por su paciencia.

A los Doctores Ernesto Vázquez Martínez y Rogelio Ramírez Barradas por sus valiosos comentarios y observaciones

A los Ingenieros Emilio Luna Quiroz y Francisco Pérez Ponce de León por haberme facilitado los medios para la impresión de este trabajo

Al CONACYT por el apoyo brindado en mis estudios de postgrado

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Dedico esta tesis a todos aquellos que a lo largo de mi vida me han formado y que tan generosamente me han transmitido sus conocimientos. Gracias por confiar en mí

RESUMEN

Publicación No _____

Alejandro Mendoza Viveros, M.C. en Ingeniería Eléctrica

Universidad Autónoma de Nuevo León, 2003

Profesor Asesor: Dr. Fernando Sánchez Tello

El trabajo presenta un análisis conceptual del problema de resonancia subsíncrona y estudia una interacción de diversos elementos de control con el sistema mecánico del generador. Se ilustra el efecto relevante de algunos parámetros del sistema en el amortiguamiento de oscilaciones torsionales.

El problema de resonancia subsíncrona se aborda desde el estudio de sus causas primarias hasta el diseño de una solución general problema. El material presentado debería ayudar a aquellos involucrados en la planificación y diseño de sistemas eléctricos a entender la naturaleza y alcance del problema de resonancia subsíncrona para el mejor aprovechamiento de la red de transmisión y sus controles.

Se ilustra el detalle del modelado utilizado para el estudio de resonancia subsíncrona y se muestra su utilización con un sistema de prueba típico del IEEE.

Se estudian los efectos de la compensación serie paralelo de la red de transmisión con los modos d oscilación mecánicos del generador. Con el mismo fin se evalúa el impacto del sistema de excitación del generador , el compensador estático de VAR's y el estabilizador de potencia y el dispositivo de compensación serie controlada por tiristores (TCSC por sus siglas en ingles).

Para el TCSC, se propone una técnica de control modal, la cual permite estabilizar y mejorar el amortiguamiento de cualquier frecuencia torsional en el sistema, para un rango amplio de compensación serie en el sistema.

En el análisis de todos los casos presentados se emplean las técnicas de análisis modal y de eigenvalores.

INDICE

AGRADECIMIENTOS	v
RESUMEN	vi
INDICE	vii

CAPÍTULO I INTRODUCCIÓN 1

1.1 MOTIVACIÓN	1
1.2 REVISIÓN HISTÓRICA	2
1.3 CONTENIDO DEL TRABAJO	3
1.4 OBJETIVOS	4

CAPÍTULO II CONCEPTOS BÁSICOS Y MODELADO DE ELEMENTOS.5

2.1 INTRODUCCIÓN.....	5
2.2 RESONANCIA.....	6
2.3 COMPENSACIÓN SERIE EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.....	6
2.4 MODULACIÓN DE FRECUENCIA.....	8
2.4.1 efecto de generador de inducción	12
2.4.2 interacciones torsionales	13
2.4.3 pares transitorios	13
2.5 MÉTODOS DE ANÁLISIS.....	14
2.5.1 análisis de eigenvalores.....	14
2.5.2 barrido de frecuencia	15
2.5.3 análisis de respuesta en la frecuencia	15
2.5.4 análisis aproximado en el dominio de la frecuencia	15
2.5.5 análisis en el dominio del tiempo.....	15
2.6 MODELADO DEL SISTEMA ELÉCTRICO	16
2.6.1 el modelo de la máquina	16
2.6.2 el modelo de la red.....	23
2.6.3 el sistema de excitación	24
2.6.4 el estabilizador.....	24
2.6.4.1 el filtro torsional	26
2.7 MODELADO PARA EL SISTEMA MECÁNICO.....	27

CAPÍTULO III EVALUACIÓN DEL EFECTO DE GENERADOR DE INDUCCIÓN Y LA RESONANCIA SUBSÍNCRONA30

3.1 INTRODUCCIÓN.....	30
3.2 FORMACIÓN DE LA MATRIZ DE ESTADOS DEL SISTEMA.....	31
3.2.1 el modelo incremental de la red	31
3.2.2 efecto del rotor de la máquina.....	32
3.2.3 el acoplamiento entre el sistema eléctrico y el sistema mecánico.....	32
3.3 ANÁLISIS DE OSCILACIONES AUTOEXCITADAS.....	34
3.3.1 evaluación del efecto de generador de inducción	34
3.3.2 análisis de interacciones torsionales.....	41
3.3.2.1 forma incremental de las ecuaciones del sistema mecánico.....	41
3.4 EL PSS Y SU INTERACCIÓN CON EL SISTEMA MECÁNICO.....	44

CAPÍTULO IV EL COMPENSADOR ESTÁTICO DE VARS Y SU INFLUENCIA SOBRE LOS MODOS TORSIONALES.....47

4.1 INTRODUCCIÓN.....	47
4.2 REGULACIÓN DE VOLTAJE EN EL PUNTO MEDIO DE LA LÍNEA.....	48
4.3 INFLUENCIA DE LA COMPENSACIÓN PARALELO SOBRE LA CARACTERÍSTICA DE TRANSMISIÓN DE POTENCIA.....	49
4.4 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD PARA LOS MODOS TORSIONALES DEL GRUPO TURBINA-GENERADOR..	50
4.4.1 el modelo de la red sin compensación	50
4.4.2 modelado de la línea con un CEV conectado en el punto medio	51
4.4.3 obtención del modelo en espacio de estado del CEV.....	55
4.4.4 análisis de valores característicos.....	56

CAPÍTULO V EL TCSC Y SU INTERACCIÓN CON EL SISTEMA MECÁNICO58

5.1 INTRODUCCIÓN.....	58
5.2 MODELO DEL TCSC EN ESTADO ESTACIONARIO	59
5.3 IMPEDANCIA FUNDAMENTAL DEL TCSC	69
5.4 PRINCIPIOS BÁSICOS DE OPERACIÓN.....	72
5.4.1 operación en corto circuito.....	73
5.4.2 modo de operación en bloqueo.....	73
5.4.3 modo de operación vernier	74
5.4.4 problemas de diseño.....	74

5.5 VENTAJAS Y APLICACIONES	74
5.5.1 control de flujo de potencia activa y reactiva.....	75
5.5.2 mejoramiento de la estabilidad transitoria	75
5.5.3 control de flujo no deseado (loop flow).....	75
5.5.4 amortiguamiento de oscilaciones subsíncronas.....	75
5.6 ESTRATEGIA DE CONTROL CONVENCIONAL.....	76
5.7 ESTRATEGIA DE CONTROL MODAL	76
5.7.1 cálculo de componentes modales.....	77
5.8 DESCOMPOSICIÓN DE LA SEÑAL UTILIZANDO FILTROS ACTIVOS	78
5.9 MODELO MATEMÁTICO PARA EL TCSC PARA ESTUDIOS DE RESONANCIA SUBSÍNCRONA	79
5.9.1 aproximación de la característica de reactancia del TCSC.....	79
5.9.2 Obtención de las ecuaciones linealizadas para el TCSC	81
5.10 ANÁLISIS DE EIGENVALORES.....	81

CAPÍTULO VI OTROS ESQUEMAS DE AMORTIGUAMIENTO PARA OSCILACIONES SUBSÍNCRONAS.....85

6.1 INTRODUCCIÓN.....	85
6.2 ESQUEMA DE AMORTIGUAMIENTO NGH-SSR.....	86
6.3 EL TCBR (THYRISTOR CONTROLLED BRAKING RESISTOR).....	89
6.3.1 amortiguamiento de oscilaciones subsíncronas.....	90
6.4 EL ESTABILIZADOR DINÁMICO	92

CAPITULO VII CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES95

7.1 INTRODUCCIÓN.....	95
7.2 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	96
7.3 APORTACIONES.....	97
7.4 TRABAJOS FUTUROS	97

APENDICE A	99
APENDICE B	101
APENDICE C	102
REFERENCIAS	104
INDICE DE FIGURAS	106
INDICE DE TABLAS	108

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

1.1 MOTIVACIÓN

Los sistemas eléctricos de potencia (SEP's) experimentan una gran variedad de oscilaciones las cuales son excitadas durante perturbaciones y maniobras operativas de rutina. La mayoría de estas oscilaciones desaparecen debido al amortiguamiento positivo neto del sistema. Sin embargo, bajo algunas circunstancias, una oscilación específica puede alcanzar una magnitud considerable, que puede crecer o mantenerse por un período prolongado de tiempo, provocando un daño al aislamiento de las líneas de transmisión, una disminución en el tiempo de vida útil de las partes mecánicas de los equipos, un daño permanente a los generadores ó la pérdida de estabilidad del sistema.

Dados los parámetros de las líneas de transmisión y el equipo, las oscilaciones del sistema que involucran solo componentes eléctricos pasivos, presentan frecuencias resonantes substancialmente mayores a la frecuencia nominal del sistema. Sin embargo, cuando las oscilaciones involucran el equipo mecánico giratorio y el eléctrico, acoplados estos a través del flujo magnético, aparecen frecuencias menores a la frecuencia nominal. Las oscilaciones que involucran la masa e inercia del grupo turbina-generator presentan frecuencias de oscilación electromecánicas en el rango de 0.1 hz hasta varios hertz.

Las oscilaciones subsíncronas con frecuencias menores a la frecuencia síncrona, se encuentran en el rango de 10-50Hz y resultan de oscilaciones mecánicas entre la masa de turbinas individuales y el generador acoplado en la misma flecha, generalmente de gran longitud. Estas oscilaciones mecánicas, están eléctricamente acopladas con el sistema a través del rotor de la máquina. El problema de resonancia subsíncrona comenzó a estudiarse a partir del daño físico que se presentó en la flecha del grupo turbina-generator de la planta Mojave de la Southern California Edison [1].

Por otra parte, se ha reconocido que todos los controles activos de alta velocidad en un SEP tales como líneas en corriente directa de alto voltaje (HVDC), los controladores FACTS y el control de excitación de los generadores tienen la capacidad para mitigar el problema [10]. Sin embargo, una mala sintonización de estos dispositivos puede causar una disminución en la vida útil de los generadores o en el caso más drástico, la pérdida del mismo.

1.2 REVISIÓN HISTÓRICA

Analíticamente el problema de resonancia subsíncrona es complejo, existen muchos trabajos publicados orientados hacia el tratamiento del problema de resonancia subsíncrona, sin embargo es difícil encontrar una fuente que describa con detalle los aspectos básicos del problema.

La primera experiencia de resonancia subsíncrona que se tiene registrada es de la década de los 70's en una planta al oeste de los Estados Unidos, en donde se tuvo pérdida total de la máquina. A partir de ese momento, se empezó a trabajar en la identificación del problema. Este trabajo fue publicado en 1976 por Hall M.C. y Dodges, D.A. [1]. Posteriormente se publicó el modelo de prueba propuesto por el IEEE para estudios de resonancia subsíncrona en 1977 [2]. Para 1980 se publicó un artículo en el que se trataron por primera vez las interacciones torsionales con los enlaces de corriente directa (HVDC) conectados a turbo generadores [4]. En 1982 I.M. Cannay [5] propone una nueva aproximación para el amortiguamiento y la interacción torsional, lo que aportó nuevas herramientas para el análisis de amortiguamiento en el sistema mecánico y eléctrico de la red, así como las posibles frecuencias naturales de la flecha con posibilidad de inestabilidad. A lo largo de este periodo y posterior a él, se han publicado infinidad de artículos sobre el tema.

En años recientes destacan dos publicaciones relacionadas al tema de resonancia subsíncrona, en 1990 [7] P.M. Anderson, B.L. Agrawal y J.E. Van Ness publican un libro que trata a detalle el modelado de elementos orientado al estudio de resonancia subsíncrona en el dominio de la frecuencia. En 1999 el Dr. K.R. Padiyar hace nuevas aportaciones a la bibliografía incluyendo en su libro modelos matemáticos para el análisis de dispositivos FACTS, y enlaces de corriente directa, mediante una técnica de eigenvalores [10].

1.3 CONTENIDO DEL TRABAJO

El trabajo desarrolla un tratamiento conceptual del tema de resonancia subsíncrona y está dividido en 7 capítulos. A lo largo de cada capítulo se cubren diversos aspectos, tales como modelado, análisis, evaluación y propuestas de solución al problema. Inicialmente se ilustra el proceso de modelado realizando un análisis matemático detallado de cada elemento involucrado. La evaluación del problema de Resonancia Subsíncrona se realiza utilizando técnicas de eigenvalores. El análisis se respalda por un buen número de ejemplos ilustrativos.

La distribución de los temas a tratar está hecha de la siguiente manera:

En el capítulo 2 se revisan conceptos básicos relacionados con el problema de resonancia subsíncrona. Se obtienen los modelos en espacio de estado para el generador, la flecha del grupo turbina-generador, el excitador y el estabilizador.

El capítulo 3 presenta la linealización de los modelos matemáticos desarrollados en el capítulo 2, se plantea la matriz de estados del sistema y se estudia el fenómeno de generador de inducción analíticamente.

El capítulo 4 presenta el comportamiento del compensador estático de VAR's (CEV) y su influencia sobre los modos torsionales de la flecha. Se presentan los modelos matemáticos utilizados para la red de transmisión sin compensación y con un CEV conectado en el punto medio de la línea de transmisión. ®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

El capítulo 5 presenta el detalle de modelado de la compensación serie controlada por tiristores (TCSC, por sus siglas en inglés) y un análisis de su comportamiento y aplicación para mejorar al estabilidad del sistema y amortiguamiento de oscilaciones torsionales. Se muestra la aplicación de la técnica de control modal en la solución del problema de resonancia subsíncrona.

El capítulo 6 informa de diversas técnicas actualmente empleadas en el amortiguamiento a las oscilaciones torsionales.

El capítulo 7 presenta las conclusiones del trabajo, así como las contribuciones y posibles trabajos que pueden realizarse tomando como base los conceptos y modelos aquí presentados.

Finalmente Los parámetros para el sistema utilizado se presentan en el apéndice A, el apéndice B muestra el diagrama fasorial correspondiente y las relaciones utilizadas para el cálculo de condiciones iniciales utilizadas en este trabajo. El apéndice C muestra una metodología para la sintonización del control para el TCSC

1.4 OBJETIVOS

- Presentar un análisis conceptual sobre el problema de resonancia subsíncrona, de una manera clara mediante ejemplos numéricos y el análisis de eigenvalores.
- Ilustrar en detalle el modelado del sistema mecánico, de la red así como de cada uno de los diferentes componentes requeridos para el estudio de resonancia subsíncrona.
- Presentar una metodología, que ayude a la solución del problema de auto excitación asociado con la red, utilizando el sistema de excitación de la máquina.
- Presentar de una manera clara y detallada un modelo lineal para el TCSC utilizado para el cálculo de eigenvalores en estudios de resonancia subsíncrona.

-
- Realizar un análisis conceptual detallado del TCSC en un sistema máquina bus infinito. ®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

- Presentar una técnica de control modal para la desintonización del fenómeno de resonancia subsíncrona logrando una solución global del problema de resonancia subsíncrona, independientemente del nivel de compensación serie del sistema.
- Aplicación de técnicas de análisis modal y de eigenvalores orientadas al estudio de resonancia subsíncrona.

CAPÍTULO II

CONCEPTOS BÁSICOS Y MODELADO DE ELEMENTOS

2.1 INTRODUCCIÓN

Debido a la creciente demanda de energía eléctrica y la dificultad que se tiene actualmente para la construcción de nuevas líneas de transmisión, la compensación serie en los sistemas de potencia modernos ha surgido como una solución económica al problema de capacidad de transmisión de potencia. Sin embargo, existen problemas derivados caracterizados por oscilaciones de baja frecuencia que tienen como consecuencia la interacción entre el sistema eléctrico y el sistema mecánico del grupo turbina generador. Este efecto, que es conocido desde la década de los 70's y que se ha referido en la literatura como resonancia subsíncrona [1], puede causar daño permanente a la flecha dependiendo de la magnitud de las oscilaciones.

Existen dos problemas potenciales relacionados con el problema de oscilaciones de baja frecuencia o resonancia subsíncrona. El primero de ellos se debe a la autoexcitación provocada por las corrientes circulantes en la red de frecuencia subsíncrona y el segundo debido a pares transitorios provocados por eventos en la red. El primero es un problema esencialmente de estado estable, y el segundo un problema dinámico.

En este capítulo se revisan algunos conceptos básicos relacionados con el problema de resonancia subsíncrona, se obtienen los modelos matemáticos para la máquina, el excitador, la red, el excitador y el estabilizador del sistema de potencia así como su representación en espacio de estado. Los modelos para el Compensador Estático de VARs (CEV) y la compensación serie controlada por tiristores (TCSC por sus siglas en inglés) se presentan en los capítulos 4 y 5 respectivamente.

2.2 RESONANCIA

La resonancia es una característica de los sistemas físicos, la cual puede o no ser deseable, dependiendo del propósito del sistema.

En sistemas eléctricos, la resonancia se presenta en circuitos que tienen tanto inductores como capacitores y aún cuando el teorema de máxima transferencia de potencia dice que esta se obtiene cuando se llega a la condición resonante, esta condición de operación debe evitarse ya que puede desencadenar daños irreversibles en equipos conectados al sistema.

La real academia de la lengua da la siguientes definiciones para el fenómeno de resonancia:

Resonancia :- Aumento elevado de la amplitud de una oscilación bajo la influencia de una acción periódica de una frecuencia próxima.

Resonancia Eléctrica.- fenómeno producido en un circuito oscilante cuando es alimentado por una tensión alterna de frecuencia próxima a su frecuencia de oscilación.

2.3 LA COMPENSACIÓN SERIE DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

En un sistema de transmisión no compensado, como resultado de las fallas y otros disturbios, aparecen componentes de cd que desplazan las corrientes de los devanados de estator del generador. El resultado de este desplazamiento es la aparición de componentes de par de entrehierro a una frecuencia de deslizamiento de 60 Hz. En el caso de fallas desbalanceadas, las componentes de secuencia negativa, resultan en pares de entrehierro de 120 Hz, por lo que es necesario evitar frecuencias que se encuentren cercanas a los 60 y 120 Hz.

En el caso de los sistemas compensados en serie, la situación es diferente, ya que a diferencia de la componente transitoria de cd en la corriente de falla en sistemas no compensados, puede presentarse una componente transitoria de corriente alterna de frecuencia igual a la frecuencia natural (ω_n) derivada de la interacción entre los elementos capacitivos e inductivos de la red (LC), cuya expresión esta dada por :

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Si se multiplica y se divide la expresión anterior por ω_o ,

$$\omega_n = \frac{\omega_o}{\sqrt{(\omega_o L)(\omega_o C)}} = \omega_o \sqrt{\frac{X_c}{X_e}} \text{ rad/seg} \quad (2.1)$$

$$f_n = f_{er} = f_o \sqrt{\frac{X_c}{X_e}} \text{ Hz} \quad (2.2)$$

Para el circuito de la Figura 2.1,

f_o = es la frecuencia síncrona en Hz,

$$\omega_o = 2\pi f_o \text{ rad/seg}$$

$$X_e = X'' + X_l + X_t$$

X'' = Reactancia Subtransitoria de la Máquina

X_t = Reactancia de Dispersión del Transformador

X_l = Reactancia Inductiva de la Línea

X_c = Reactancia Capacitiva de Compensación

En sistemas compensados en serie pueden presentarse oscilaciones subsíncronas amortiguadas negativamente. Estas oscilaciones pueden presentarse como una condición de autoexcitación o bien como una interacción entre el sistema mecánico y el sistema eléctrico.



Figura 2.1.- Sistema de Transmisión Compensado en Serie

2.4 MODULACIÓN DE FRECUENCIA

La respuesta en el tiempo para un circuito sobreamortiguado en el que se tienen inductores, resistencias y capacitores, está definida en la ecuación (2.3):

$$i(t) = K \left[A \sin(\omega_1 t + \psi_1) + B e^{-\alpha t} \sin(\omega_2 t + \psi_2) \right] \quad (2.3)$$

En la ecuación (2.3) se tienen presentes dos frecuencias diferentes. La primera de ellas es una componente de frecuencia igual a la nominal del sistema, mientras que la segunda componente, corresponde a una señal senoidal amortiguada, cuya frecuencia depende exclusivamente de los elementos del sistema.

Lo anterior se puede comprobar, mediante el análisis de una red R-L-C simple conectada en serie. Si se supone que el voltaje de alimentación para el circuito descrito anteriormente tiene la forma:

$$v(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega_1 t + \theta) \quad (2.4)$$

Este voltaje puede transformarse al marco de referencia de la frecuencia de la siguiente manera:

$$V(s) = \sqrt{2}V \frac{s [\sin(\theta)] + \omega_1 [\cos(\theta)]}{s^2 + \omega_1^2} \quad (2.5)$$

Por otra parte, la impedancia del circuito en el marco de referencia de la frecuencia esta dada por:

$$Z(s) = R + sL + \frac{1}{sC} \quad (2.6)$$

de (2.5) y (2.6) puede obtener la expresión para la corriente:

$$I(s) = \frac{V(s)}{Z(s)} = \frac{V(s)}{R + sL + \frac{1}{sC}} = \frac{\frac{sV(s)}{L}}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (2.7)$$

La ecuación (2.7) puede representarse de la siguiente manera:

$$I(s) = \frac{\frac{sV(s)}{L}}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{\frac{sV(s)}{L}}{(s-a)^2 + \omega_2^2} \quad (2.8)$$

En donde se puede definir:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad \text{Frecuencia natural no amortiguada}$$

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{La relación de amortiguamiento}$$

$$a = -\zeta\omega_n \quad \text{El grado de amortiguamiento}$$

$$\omega_2 = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad \text{Frecuencia amortiguada}$$

Sustituyendo (2.5) en (2.8) y se resuelve la ecuación para la corriente se tiene:

$$i(t) \approx K [A \sin(\omega_1 t + \psi_1) + B e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_2 t + \psi_2)] \quad (2.9)$$

La expresión anterior es idéntica que la ecuación (2.3). Para la ecuación (2.9) se tiene lo siguiente:

$$K = \frac{\sqrt{2}\omega_2 CV \cos(\theta)}{[(\omega_2^2 - \omega_1^2) + 4\zeta^2\omega_1^2\omega_2^2]^2}$$

$$A = \omega_2 \sqrt{1 + a^2 \omega_1^2}$$

$$B = \omega_1 \sqrt{\frac{1 - 2a\zeta\omega_2 + a^2\omega_2^2}{1 - \zeta^2}}$$

$$\psi_1 = \theta + \tan^{-1} \left(\frac{2\zeta\omega_1\omega_2}{\omega_2^2 - \omega_1^2} \right)$$

$$d = \sqrt{1 - \zeta^2}$$

$$\psi_2 = \tan^{-1} \left(\frac{ad\omega_2}{1 - a\zeta\omega_2} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{-2d\zeta\omega_2^2}{2\zeta\omega_2^2 + \omega_1^2 - \omega_2^2} \right)$$

En las expresiones anteriores puede apreciarse las dos frecuencias relacionadas con la corriente.

ω_1 Frecuencia del sistema

ω_2 Frecuencia relacionada con los elementos de la red

Se puede definir a ω_2 de la siguiente manera:

$$\omega_2 = d\omega_n = \frac{1}{2L} \left(\frac{4L - R^2C}{C} \right)$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

Si se supone que el resultado anterior es la solución de la fase a perteneciente a una red trifásica balanceada, entonces, la solución para las fases b y c será la misma, pero con coeficientes diferentes en la componente de respuesta transitoria. Estas componentes se verán afectadas al ser multiplicadas por las funciones $\text{sen}(\theta)$ y $\text{cos}(\theta)$, con sus respectivos desplazamientos de ± 120 grados para el caso de las fases b y c al aplicarles la transformación de Park. En este caso, la componente transitoria de la corriente debida a los elementos almacenadores de energía se transforma y aparecen términos de la forma:

$$\text{cos}(\theta) \text{sen}(\omega_2 t)$$

Donde θ es redefinido de la manera siguiente;

$$\theta = \omega_1 t + \zeta + \frac{\pi}{2}$$

La definición anterior permite mostrar que:

$$\begin{aligned}\cos(\theta) \operatorname{sen}(\omega_2 t) &= \frac{1}{2} [\operatorname{sen}(\theta + \omega_2 t) - \operatorname{sen}(\theta - \omega_2 t)] \\ &= \frac{1}{2} \{ \cos [(\omega_1 + \omega_2)t + \zeta] - [(\omega_1 - \omega_2)t + \zeta] \}\end{aligned}\tag{2.10}$$

Finalmente se puede concluir que para un circuito como el de la Figura 2.1, las componentes transitorias de las corrientes circulantes en la red, se ven reflejadas en el rotor de la máquina (esto como resultado de la transformación de Park) como corrientes circulantes cuya frecuencia es la suma y la diferencia de las frecuencias ω_1 y ω_2 , lo cual provoca la aparición de pares subsíncronos y supersíncronos, de los cuales, los primeros son de particular interés en estudios de resonancia subsíncrona, debido a que las frecuencia naturales de oscilación de la flecha de la máquina se encuentran en este rango de frecuencias. La consecuencia de estas corrientes (de frecuencia subsíncrona), es la inyección de energía a la masa de la flecha. Esta energía, eventualmente puede presentar oscilaciones muy cercanas a las frecuencias naturales resonantes de la red, desencadenando un movimiento oscilatorio que resulta en grandes esfuerzos para la flecha del generador que pueden ser poco amortiguados. Si estas corrientes se mantienen por un periodo de tiempo prolongado, pueden causar fatiga al material de la flecha y aumentan las posibilidades de falla mecánica en el generador.

El IEEE define al fenómeno de resonancia subsíncrona de la siguiente manera:

“ Resonancia subsíncrona es la condición del sistema eléctrico de potencia en la que existe un intercambio de energía entre la red eléctrica y la turbina de un generador en una o más de las frecuencias naturales del sistema, por debajo de la frecuencia síncrona del sistema”.

Como ya se ha dicho, el fenómeno de resonancia subsíncrona puede estudiarse como oscilaciones auto-excitadas o pares transitorios. En el estudio de oscilaciones autoexcitadas se consideran dos casos. El efecto de generador de inducción, en donde la auto excitación ocurre en el modo de la red y el estudio de interacciones torsionales, caracterizado por la interacción entre el sistema eléctrico y el sistema mecánico del generador.

2.4.1 El efecto de generador de inducción

El efecto de generador de inducción es provocado por la auto excitación del sistema eléctrico como resultado de una f.m.m. producida por las corrientes de frecuencia subsíncrona.

El deslizamiento para la máquina síncrona operando como generador de inducción esta dado por la expresión:

$$S = \frac{f_n - f_o}{f_n}$$

En donde:

f_n = Velocidad del rotor

f_o = Velocidad Síncrona

Debido a que $f_n < f_o$ el deslizamiento es negativo, la resistencia del rotor a frecuencia subsíncrona es vista como una resistencia negativa desde las terminales de la máquina. Si la sumatoria entre esta resistencia "negativa" y la resistencia externa del sistema (compuesta por la resistencia de armadura, la resistencia del transformador y la resistencia de la línea de transmisión) es negativa, entonces las corrientes de frecuencia subsíncrona que circulan por la red dan paso a una condición de operación inestable. Este fenómeno es conocido en la literatura como el efecto de generador de inducción, debido a que la máquina se comporta como un generador de inducción.

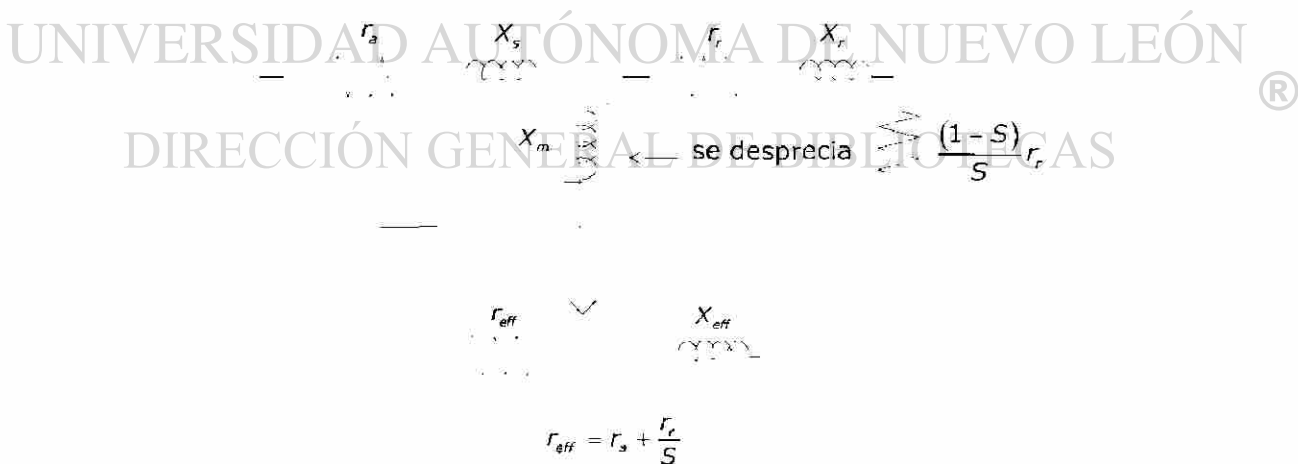


Figura 2.2.- Circuito Equivalente Simplificado para una Máquina Síncrona como Función del Deslizamiento S

La Figura 2.2 muestra un circuito simplificado de una máquina síncrona similar al utilizado para motores de inducción. El efecto de saliencia se ha despreciado, los efectos del circuito de rotor se han concentrado y se representan mediante una resistencia r_r y una reactancia de dispersión X_r . Únicamente se representan los efectos del deslizamiento S y de la frecuencia subsíncrona f_n .

2.4.2 Interacciones torsionales

Las interacciones torsionales en un sistema eléctrico de potencia aparecen cuando las oscilaciones del rotor del generador de frecuencia f_n inducen componentes de voltaje a una frecuencia f_{em} dada por:

$$f_{em} = f_o \pm f_n$$

Si la componente subsíncrona f_{em} se encuentra cerca de la frecuencia eléctrica de la red f_{er} , aparecen pares subsíncronos producidos por las componentes de voltaje subsíncrono. Estos pares pueden ser sostenidos o crecientes tal que superan el amortiguamiento mecánico del sistema giratorio provocando una condición de auto excitación.

A la condición de operación en donde interactúan el sistema mecánico del generador y el sistema eléctrico se le conoce como interacciones torsionales.

2.4.3 Pares transitorios

Las maniobras en la red como la liberación de alguna falla en el sistema pueden provocar pares eléctricos transitorios.

En un par eléctrico transitorio existen muchas componentes con comportamientos exponenciales de decaimiento así como pares oscilatorios de múltiples frecuencias que van desde las subsíncronas hasta la frecuencia nominal del sistema. En sistemas de transmisión sin compensación serie, estos transitorios resultan en respuestas de tipo exponencial, cuya constante de decaimiento depende de la relación inductancia resistencia del sistema. Sin embargo, en redes de transmisión compensadas en serie las corrientes transitorias tienen

una forma similar a la que se muestra en la ec (2.9) y el número de frecuencias oscilatorias depende de la inductancia, la resistencia y la capacitancia de la red de transmisión.

Una red de transmisión con muchos capacitores serie instalados tendrá muchas frecuencias subsíncronas y si alguna de estas frecuencias de la red se encuentra lo suficientemente cerca o llega a coincidir con alguna de las frecuencias naturales del grupo turbina generador se pueden presentar pares muy grandes debido a que son directamente proporcionales a la magnitud de la corriente de oscilación.

La presencia de estos pares disminuye la vida útil de la flecha como resultado de la fatiga que experimenta el material. La fatiga es un proceso de cambio estructural permanente que se presenta en materiales sometidos a condiciones de esfuerzo y tensión en alguno o algunos puntos. Estos esfuerzos pueden desencadenar en crujido o fractura completa del material después de un número suficiente de eventos en que los pares tienen magnitudes elevadas.

La fatiga acumulada puede desencadenar en un umbral donde la probabilidad de la iniciación de crujido en áreas de esfuerzo elevado sea significativa. Una vez iniciado el crujido, éste puede ser tal que resulte en daño irreversible y puede presentarse hasta la ruptura de la flecha.

2.5 METODOS DE ANÁLISIS

Los métodos de análisis en el dominio de la frecuencia pueden ser usados para facilitar el análisis de sistemas muy complejos. Estos sistemas conservan las características resonantes de las redes que representan. También existen métodos en el dominio del tiempo que pueden ser utilizados para el estudio de resonancia subsíncrona. Esta sección describe brevemente algunos de estos métodos.

2.5.1 Análisis de eigenvalores [19]

Este método da información relacionada las diferentes frecuencias involucradas en el modelo, así como el amortiguamiento de cada frecuencia del sistema. Para este tipo de análisis se debe modelar la red y los generadores mediante un sistema de ecuaciones diferenciales linealizadas puestas en la forma:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

Los eigenvalores se obtienen a partir de la matriz de estados (A) del sistema. La parte imaginaria de los eigenvalores representa la frecuencia de oscilación del modo, mientras que la parte real hace referencia al amortiguamiento de esta oscilación. Si la parte real de todos los eigenvalores es positiva, el sistema es inherentemente inestable.

El análisis de eigenvalores es el método adoptado en este trabajo.

2.5.2 Barrido de frecuencia [19]

Esta técnica puede ser particularmente efectiva en el estudio del efecto de generador de inducción y consiste en calcular la resistencia y la reactancia equivalente de la red vista por el devanado de estator de un generador para diferentes valores de frecuencia. El método da información acerca de las frecuencias naturales del sistema y la tendencia que existe hacia la auto excitación y los problemas de resonancia subsíncrona (SSR por sus siglas en inglés). Esta técnica es de mucha ayuda en análisis preliminares de SSR.

2.5.3 Análisis de respuesta en la frecuencia [19]

La estabilidad de oscilaciones subsíncronas puede ser estudiada mediante el uso de diagramas de Nyquist multidimensionales. Este tipo de análisis puede manejar modelos detallados y sistemas de gran tamaño.

2.5.4 Análisis aproximado en el dominio de la frecuencia [19]

Analiza la estabilidad individual de cada modo y está limitado a una detección aproximada de SSR.

2.5.5 Análisis en el dominio del tiempo

Para este tipo de análisis se utilizan programas en el dominio del tiempo para calcular la respuesta transitoria, como el programa para transitorios electromagnéticos EMTP. En este caso se tiene una representación trifásica del sistema eléctrico, lo que

permite un modelo detallado del equipo, incluyendo los efectos no lineales. Esto facilita el análisis de pares transitorios debidos a SSR, sin embargo el uso de estas técnicas de análisis están restringidas a sistemas pequeños.

2.6 MODELADO DEL SISTEMA ELÉCTRICO

2.6.1 El modelo de la máquina

En esta sección se desarrollan las ecuaciones para una máquina de rotor sólido. Este modelo es utilizado para el estudio del fenómeno de auto inducción e interacciones torsionales.

La Figura 2.3 muestra un modelo para una máquina síncrona con tres devanados en el estator y tres devanados de rotor. En donde f_d es el devanado de campo del rotor, K_d el devanado amortiguador en el eje de directo y K_q el devanado en el eje de cuadratura. Las ecuaciones de voltaje que representan a la máquina síncrona como un generador están dadas por las ecuaciones (2.11) y (2.12):

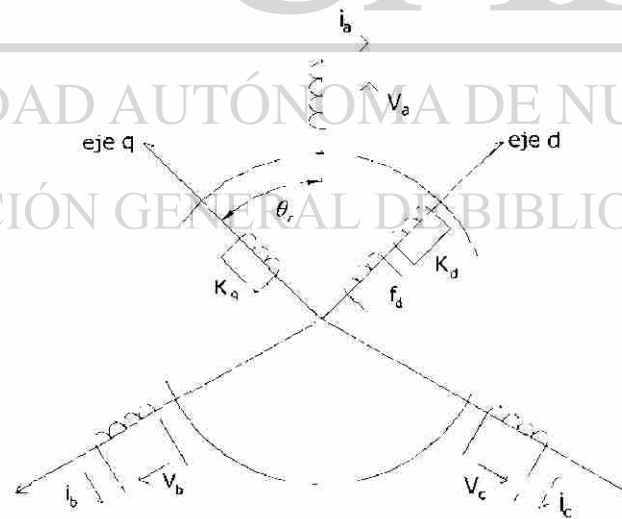


Figura 2.3.-Máquina Síncrona

$$V_{abc} = -r_s i_{abc} + \frac{d}{dt} \lambda_{abc} \quad (2.11)$$

$$V_{qdr} = r_r i_{qdr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qdr} \quad (2.12)$$

Los encadenamientos de flujo representados por λ_{abc} y λ_{qdr} en las ecuaciones (2.11) y (2.12) están dados por la expresión:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abc} \\ \lambda_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{abc} \\ i_{qdr} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

En donde:

L_s = Matriz de inductancias propias del estator.

L_{sr} = Matriz de inductancias mutuas entre el rotor y el estator.

L_r = Matriz de inductancias propias de rotor.

Las matrices L_s , L_{sr} y L_r están definidas de la siguiente manera:

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2} L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2} L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2} L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_A - L_B \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2} L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \pi) \\ -\frac{1}{2} L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2} L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{skq} \cos \theta_r & L_{sfd} \sin \theta_r & L_{skd} \sin \theta_r \\ L_{skq} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sfd} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{skd} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{skq} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sfd} \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{skd} \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lkq} + L_{mkq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{lfd} + L_{mfd} & L_{fkd} \\ 0 & L_{fkd} & L_{lkd} + L_{mkd} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

En donde :

$$L_A = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r l \alpha_1$$

$$L_B = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r l \alpha_2$$

Una descripción más detallada de las inductancias anteriores puede encontrarse en [16]. Si se definen las inductancias magnetizantes como:

$$L_{mq} = \frac{2}{3}(L_A - L_B)$$

$$L_{md} = \frac{2}{3}(L_A + L_B)$$

Estas pueden utilizarse para referir los parámetros del rotor al estator:

$$L_{skq} = \left(\frac{N_{kq}}{N_s}\right) \left(\frac{2}{3}\right) L_{mq} \quad (2.17)$$

$$L_{mkq} = \left(\frac{N_{kq}}{N_s}\right)^2 \left(\frac{2}{3}\right) L_{mq} \quad (2.20)$$

$$L_{sfd} = \left(\frac{N_{fd}}{N_s}\right) \left(\frac{2}{3}\right) L_{md} \quad (2.18)$$

$$L_{mfd} = \left(\frac{N_{fd}}{N_s}\right)^2 \left(\frac{2}{3}\right) L_{md} \quad (2.21)$$

$$L_{skd} = \left(\frac{N_{kd}}{N_s}\right) \left(\frac{2}{3}\right) L_{md} \quad (2.19)$$

$$L_{mkd} = \left(\frac{N_{kd}}{N_s}\right)^2 \left(\frac{2}{3}\right) L_{md} \quad (2.22)$$

De la misma manera:

$$i'_j = \left(\frac{N_j}{N_s}\right) \left(\frac{2}{3}\right) i_j \quad (2.23)$$

$$\lambda'_j = \left(\frac{N_s}{N_j}\right) \lambda_j \quad (2.25)$$

$$v'_j = \left(\frac{N_s}{N_j}\right) v_j \quad (2.24)$$

En donde el subíndice j corresponde a los subíndices q y d (definidos para las cantidades de rotor) según sea el caso.

La ecuación para los encadenamientos de flujos con las ecuaciones de rotor referidas a estator se pueden expresar como:

$$\begin{bmatrix} \lambda'_{abcs} \\ \lambda'_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ \frac{2}{3}(L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{abcs} \\ i'_{qdr} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

en donde:

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{mq} \cos \theta_r & L_{md} \operatorname{sen} \theta_r & L_{md} \operatorname{sen} \theta_r \\ L_{mq} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{md} \operatorname{sen} \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{md} \operatorname{sen} \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{mq} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{md} \operatorname{sen} \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{md} \operatorname{sen} \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$L'_r = \begin{bmatrix} L'_{lks} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lfd} + L_{md} & L_{md} \\ 0 & L_{md} & L'_{lkd} + L_{md} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Las ecuaciones de voltaje referidas a los devanados de estator se pueden expresar de la manera siguiente:

$$\begin{bmatrix} V_{abcs} \\ V_{qdr}^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_s & pL_{sr} \\ \frac{2}{3} p(L_{sr})^T & r_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{qdr} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

En donde p denota una derivada.

Aplicando la transformación de Park a las ecuaciones de voltaje y corriente, se puede escribir:

$$V_{qdo} = T V_{abc} \quad i_{qdo} = T i_{abc}$$

En donde T y T^{-1} están definidas como:

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \operatorname{sen} \theta & \operatorname{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \operatorname{sen} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \operatorname{sen} \theta & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \operatorname{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \operatorname{sen} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Realizando las operaciones indicadas se llega a los siguientes resultados:

$$V_{qdo} = -r i_{qdo} + p \lambda_{qdo} + \omega \lambda_{do} \quad (2.32)$$

Las ecuaciones para el rotor permanecen sin cambios y se puede escribir:

$$V'_{qdr} = r'_r i'_{qdr} + p \lambda'_{qdr} \quad (2.33)$$

Para los encadenamientos de flujo tenemos:

$$\begin{bmatrix} \lambda'_{qdo} \\ \lambda'_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TL_s T^{-1} & TL'_{sr} \\ \frac{2}{3} (L'_{sr}) T^{-1} & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i'_{qdo} \\ i'_{qdr} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Si se toma θ en la transformación de Park como el ángulo de referencia del rotor ($\theta = \theta_r$), se obtiene una simplificación en las matrices para las inductancias mutuas y propias tal que los valores para dichas expresiones dentro de las ecuaciones serán constantes, por lo que se puede definir:

$$TL_s T^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$TL'_{sr} = \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{md} & L_{md} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$\frac{2}{3} (L'_{sr}) (T)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & L_{md} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

En forma expandida:

$$\lambda'_q = -L_{ls} i'_q + L_{mq} (-i'_q + i'_{kq}) \quad (2.38)$$

$$\lambda'_{kq} = -L'_{kq} i'_{kq} + L_{mq} (-i'_q + i'_{kq}) \quad (2.41)$$

$$\lambda'_d = -L_{ls} i'_d + L_{md} (-i'_d + i'_{rd} + i'_{kd}) \quad (2.39)$$

$$\lambda'_{rd} = -L'_{rd} i'_{rd} + L_{md} (-i'_d + i'_{rd} + i'_{kd}) \quad (2.42)$$

$$\lambda'_o = -L_{ls} i'_o \quad (2.40)$$

$$\lambda'_{kd} = -L'_{kd} i'_{kd} + L_{md} (-i'_d + i'_{rd} + i'_{kd}) \quad (2.43)$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Considerando que $\psi = \omega_o \lambda$ las ecuaciones (2.38) -(2.43) se pueden expresar en función de las reactancias y si se iguala $\lambda = \left(\frac{1}{\omega_o} \right) \psi$ en las ecuaciones (2.32) y (2.33) se

tiene:

$$v_q = -r'_s i'_q + \frac{\omega_r}{\omega_o} \psi_d + \frac{1}{\omega_o} p \psi_q \quad (2.44)$$

$$v_{kq} = r_{kq} i'_{kq} + \frac{1}{\omega_o} p \psi_{kq} \quad (2.47)$$

$$v_d = -r'_s i'_d - \frac{\omega_r}{\omega_o} \psi_q + \frac{1}{\omega_o} p \psi_d \quad (2.45)$$

$$v_{rd} = r_{rd} i'_{rd} + \frac{1}{\omega_o} p \psi_{rd} \quad (2.48)$$

$$v_o = -r'_s i'_o + \frac{1}{\omega_o} p \psi_o \quad (2.46)$$

$$v_{kd} = r_{kd} i'_{kd} + \frac{1}{\omega_o} p \psi_{kd} \quad (2.49)$$

$$\psi_q = -X_{ls}i_q + X_{mq}(-i_q + i'_{kq}) \quad (2.50)$$

$$\psi_d = -X_{ls}i_d + X_{md}(-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}) \quad (2.51)$$

$$\psi_o = -X_{ls}i_o \quad (2.52)$$

$$\psi'_{kq} = -X'_{lkq}i'_{kq} + X_{mq}(-i_q + i'_{kq}) \quad (2.53)$$

$$\psi'_{fd} = -X'_{ffd}i'_{fd} + X_{mq}(-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}) \quad (2.54)$$

$$\psi'_{kd} = -X'_{lkd}i'_{kd} + X_{md}(-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}) \quad (2.55)$$

De la misma manera se puede definir el conjunto de reactancias siguiente:

$$X_q = X_{ls} + X_{mq} \quad (2.56)$$

$$X_d = X_{ls} + X_{md} \quad (2.57)$$

$$X'_{kq} = X'_{lkq} + X_{mq} \quad (2.58)$$

$$X'_{fd} = X'_{ffd} + X_{md} \quad (2.59)$$

$$X'_{kd} = X'_{lkd} + X_{md} \quad (2.60)$$

En donde:

$$X'_{ffd} = \frac{X_{md}(X_d - X_{ls})}{X_{md} - (X'_d - X_{ls})} \quad (2.61)$$

$$X'_{lkq} = \frac{X_{mq}(X'_q - X_{ls})}{X_{mq} - (X'_q - X_{ls})} \quad (2.63)$$

$$X'_{lkd} = \frac{(X'_d - X_{ls})X_{md}X'_{ffd}}{X'_{ffd}X_{md} - (X'_d - X_{ls})(X_{md} + X'_{ffd})} \quad (2.62)$$

La resistencia para los diferentes devanados, se puede calcular a partir de las constantes de tiempo de la máquina de la siguiente manera:

$$r'_{kq} = \frac{1}{\omega_o \tau_{qo}} (X'_{lkq} + X_{mq}) \quad (2.64)$$

$$r'_{kd} = \frac{1}{\omega_o \tau_{do}} \left(X'_{lkd} + \frac{X_{md}X'_{ffd}}{X_{md} + X'_{ffd}} \right) \quad (2.66)$$

$$r'_{fd} = \frac{1}{\omega_o \tau_{do}} (X'_{ffd} + X_{md}) \quad (2.65)$$

Sustituyendo las expresiones para los encadenamientos de flujo dadas por las ec's (2.50)-(2.55) en las ecs (2.44) - (2.49) se llega a las expresiones:

$$v_q = -r_s i_q + \frac{\omega_r}{\omega_o} (-X_d i_d + X_{md} i'_{fd} + X_{md} i'_{kd}) + \frac{1}{\omega_o} p (-X_q i_q + X_{mq} i'_{kq}) \quad (2.67)$$

$$v_d = -r_s i_d - \frac{\omega_r}{\omega_o} (-X_q i_q + X_{mq} i'_{kq}) + \frac{1}{\omega_o} p (-X_d i_d + X_{md} i'_{fd} + X_{md} i'_{kd}) \quad (2.68)$$

$$v_o = -r_s i_o + \frac{1}{\omega_o} p (-X_{ls} i_o) \quad (2.69)$$

$$v'_{kq} = r'_{kq} i'_{kq} + \frac{1}{\omega_o} p (X'_{kd} i'_{kd} - X_{mq} i'_q) \quad (2.70)$$

$$v'_{kd} = r'_{kd} i'_{kd} + \frac{1}{\omega_o} p (X'_{kd} i'_{kd} - X_{md} i'_d + X_{md} i'_{fd}) \quad (2.72)$$

$$v'_{fd} = r'_{fd} i'_{fd} + \frac{1}{\omega_o} p (X'_{fd} i'_{fd} - X_{md} i'_d + X_{md} i'_{kd}) \quad (2.71)$$

En forma compacta se puede escribir:

$$v = L p i + G \omega_o i + R i \quad (2.73)$$

En donde:

$$L = \frac{1}{\omega_o} \begin{bmatrix} -X_d & 0 & X_{md} & X_{md} & 0 \\ 0 & -X_q & 0 & 0 & X_{mq} \\ -X_{md} & 0 & X_{fd} & X_{md} & 0 \\ -X_{md} & 0 & X_{md} & X_{kd} & 0 \\ 0 & -X_{mq} & 0 & 0 & X_{kq} \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

$$G = \frac{1}{\omega_o} \begin{bmatrix} 0 & X_q & 0 & 0 & -X_{mq} \\ -X_d & 0 & X_{md} & X_{md} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

$$R = \begin{bmatrix} -r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{kq} \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

$$v^t = [v_d \quad v_q \quad v_{fd} \quad 0 \quad 0]$$

$$i^t = [i_d \quad i_q \quad i_{fd} \quad i_{kd} \quad i_{kq}]$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

En las expresiones anteriores se han omitido los superíndices en las variables para las cantidades de rotor y se da por entendido que todas las cantidades están referidas al estator. En lo sucesivo se omitirán todos los superíndices cuando se haga referencia a las cantidades de rotor.

2.6.2 El modelo de la red

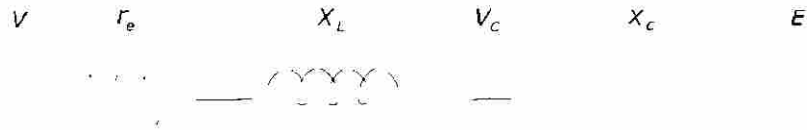


Figura 2.4.-Diagrama Simplificado de una Línea con Compensación Serie

El circuito mostrado en la Figura 2.4 se puede representar por el conjunto de ecuaciones siguientes:

$$V(t) - V_c(t) = RI(t) + LpI(t) \quad (2.77)$$

$$p(V_c(t) - E(t)) = \frac{1}{C} I(t) \quad (2.78)$$

Asumiendo que no existen corrientes de secuencia cero, la transformación de Park puede ser reducida a:

$$I(t) = I_q \cos(\theta) + I_d \sin(\theta)$$

$$V(t) = V_q \cos(\theta) + V_d \sin(\theta)$$

Sustituyendo estas expresiones en la ecuación (2.77) se obtienen las expresiones de caída de voltaje en la reactancia inductiva y la resistencia en sus componentes qd.

$$(v_q - v_{cq}) = r i_q + \frac{1}{\omega_o} X_L p i_q + \frac{\omega_r}{\omega_o} X_L i_d \quad (2.79)$$

$$(v_d - v_{cd}) = r i_d + \frac{1}{\omega_o} X_L p i_d - \frac{\omega_r}{\omega_o} X_L i_q \quad (2.80)$$

Similarmente para el elemento capacitivo se tiene:

$$\frac{1}{\omega_o} p(v_{cd} - E_d) = X_c i_d + \frac{\omega_r}{\omega_o} (v_{cq} - E_q) \quad (2.81)$$

$$\frac{1}{\omega_o} p(v_{cq} - E_q) = X_c i_q + \frac{\omega_r}{\omega_o} [-(v_{cd} - E_d)] \quad (2.82)$$

Las ecuaciones (2.79) - (2.82) se pueden expresar de forma matricial.

$$\begin{bmatrix} v_d - v_{cd} \\ v_q - v_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_L & 0 \\ 0 & r_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{\omega_o} \begin{bmatrix} X_L & 0 \\ 0 & X_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p i_d \\ p i_q \end{bmatrix} + \frac{\omega_r}{\omega_o} \begin{bmatrix} 0 & -X_L \\ X_L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

$$\frac{1}{\omega_o} \begin{bmatrix} p(v_{cd} - E_d) \\ p(v_{cq} - E_q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_c & 0 \\ 0 & X_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{\omega_r}{\omega_o} \begin{bmatrix} (v_{cq} - E_q) \\ -(v_{cd} - E_d) \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

2.6.3 El sistema de excitación

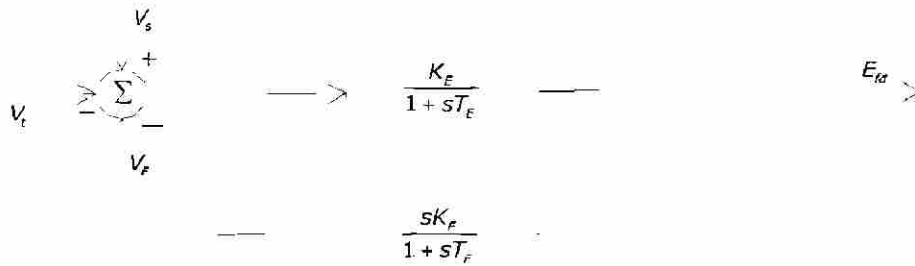


Figura 2.5.-Diagrama de Bloques para el Sistema de Excitación

Con base al diagrama de bloques mostrado en la Figura 2.5, se plantean las ecuaciones para el sistema de excitación:

$$sE_{fd} = \frac{1}{T_E} [K_E(V_s - V_F - V_t) - E_{fd}] \quad (2.85)$$

$$sV_F = \frac{K_E K_F}{T_E T_F} (V_s - V_F - V_t) - \frac{K_F}{T_E T_F} E_{fd} - \frac{1}{T_F} V_F \quad (2.86)$$

En forma matricial:

$$s \begin{bmatrix} E_{fd} \\ V_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_E} & -\frac{K_E}{T_E} \\ -\frac{K_F}{T_E T_F} & -\left(\frac{1}{T_F} + \frac{K_E K_F}{T_E T_F}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{fd} \\ V_F \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{K_E}{T_E} \\ \frac{K_E K_F}{T_E T_F} \end{bmatrix} V_t + \begin{bmatrix} \frac{K_E}{T_E} \\ \frac{K_E K_F}{T_E T_F} \end{bmatrix} V_s \quad (2.87)$$

2.6.4 El estabilizador

Las oscilaciones de baja frecuencia del rotor se encuentran en el rango de 0.2 a 2.0 Hz y se presentan debido a la oscilación de los rotores como resultado de algún disturbio. En las líneas de transmisión pueden apreciarse en forma de oscilaciones de potencia que pueden limitar la transferencia de potencia y amenazar la seguridad del sistema eléctrico.

Una solución rentable de proporcionar amortiguamiento a estas oscilaciones es el Estabilizador del Sistema de Potencia (PSS por sus siglas en ingles). El PSS tiene una señal de entrada (U) que se deriva de la velocidad del rotor, frecuencia del nodo, potencia eléctrica o la combinación de estas variables. Su salida (OP) se suma a la entrada del AVR con el propósito de proporcionar amortiguamiento adicional sin que se afecte el par de sincronización de las frecuencias de oscilación críticas.

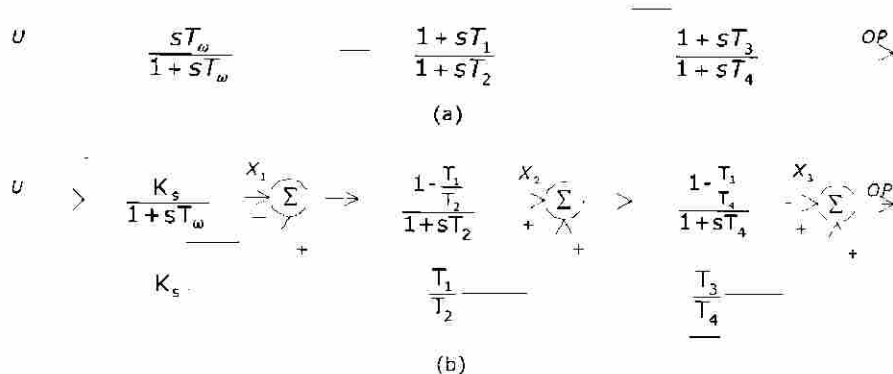


Figura 2.6.- (a) Diagrama de Bloques para el Estabilizador; (b) Diagrama Equivalente

La Figura 2.6 (a) muestra un diagrama de bloques para el estabilizador. Un análisis matemático del diagrama equivalente presentado en la Figura 2.6 (b) conduce a las siguientes ecuaciones.

$$sX_1 = \frac{K_s}{T_w} U - \frac{X_1}{T_w} \quad (2.88)$$

$$sX_2 = \frac{1}{T_2} \left[\left(\frac{T_1}{T_2} - 1 \right) X_1 + \left(1 - \frac{T_1}{T_2} \right) K_s U - X_2 \right] \quad (2.89)$$

$$sX_3 = \frac{1}{T_4} \left[\left(\frac{T_1 T_3}{T_2 T_4} - \frac{T_1}{T_2} \right) X_1 + \left(1 - \frac{T_3}{T_4} \right) X_2 + \left(\frac{T_1}{T_2} - \frac{T_3}{T_4} \right) K_s U - X_3 \right] \quad (2.90)$$

En forma matricial:

$$S \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_s}{T_w} & 0 & 0 \\ \left(\frac{T_1}{T_2} - \frac{1}{T_2} \right) & -\frac{1}{T_2} & 0 \\ \left(\frac{T_1 T_3}{T_2 T_4} - \frac{T_1}{T_2} \right) & \left(\frac{1}{T_4} - \frac{T_3}{T_4} \right) & -\frac{1}{T_4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_s}{T_w} \\ \left(\frac{K_s}{T_2} - \frac{K_s T_1}{T_2^2} \right) \\ \left(\frac{K_s T_1}{T_2 T_4} - \frac{K_s T_3}{T_4^2} \right) \end{bmatrix} U \quad (2.91)$$

2.6.4.1 El filtro torsional

Se ha observado que las vibraciones torsionales pueden presentarse en unidades térmicas de gran tamaño que utilizan señales de estabilización basadas en la medición de la velocidad de la flecha, por lo que se ha propuesto el uso de filtros torsionales diseñados apropiadamente para este propósito. Al mismo tiempo el diseño del filtro debe asegurar un margen de seguridad suficiente para interacciones torsionales, y un cambio de fase mínimo a bajas frecuencias para un comportamiento óptimo del estabilizador.

El modelo en espacio de estado para el filtro torsional puede obtenerse a partir del diagrama de bloques presentado en la Figura 2.7 y está dado por las ecuaciones:

$$sX = (OP - 2\zeta\omega_n X - \omega_n V_s) \quad (2.92)$$

$$V_s = \omega_n X \quad (2.93)$$

En forma matricial:

$$s \begin{bmatrix} X \\ V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\zeta\omega_n & \omega_n \\ \omega_n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_n \\ 0 \end{bmatrix} OP \quad (2.94)$$



Figura 2.7.- (a) Diagrama de Bloques para el Filtro Torsional; (b) Diagrama Equivalente

2.7 MODELADO PARA EL SISTEMA MECÁNICO

Los rotores de las unidades de generación térmica son unidades muy complejas que contienen secciones de flecha maquinadas de varios tamaños, así como diversos acoplamientos. Las diferentes secciones de turbina contienen discos, alabes y otros componentes adicionales. El generador incluye ranuras de bobina y anillos deslizantes, por lo que este tipo de rotores tienen un número de vibraciones torsionales muy elevado. Estas vibraciones pueden estar por arriba o debajo de la frecuencia del sistema, y para algunos estudios se puede tener la necesidad de modelar el sistema de la flecha con bastante precisión. Sin embargo, en el estudio de interacciones torsionales se puede utilizar un modelo concentrado como el que se muestra en la Figura 2.8.

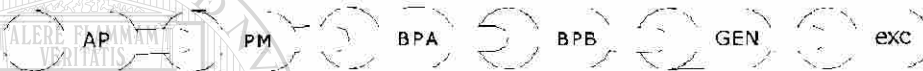


Figura 2.8.-Modelo de Flecha para Estudios de Resonancia Subsíncrona

La Figura 2.9 muestra el modelo masa-resorte correspondiente a la representación de seis segmentos de flecha mostrada en la Figura 2.8. El modelo presentado considera cuatro segmentos para representación de la turbina, dos de baja presión, uno de presión media y uno más que representa a la sección de alta presión, el segmento que representa al rotor del generador y el excitador.

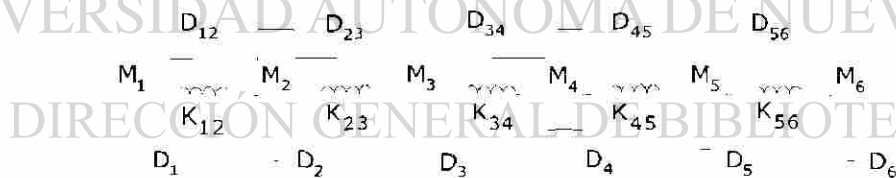


Figura 2.9.-Modelo Masa-Resorte para la Flecha del Grupo Turbina-Generador

El modelo masa resorte para la flecha del generador mostrado en la figura 2.9 supone que la flecha está formada por varios segmentos conectados entre sí por flechas de rigidez finita representadas por la constante de resorte K . Se consideran el amortiguamiento D entre secciones adyacentes de flecha y cada una de las secciones a la referencia. La ecuación de movimiento para las n secciones de flecha representadas en la Figura 2.9 es:

La matriz D está compuesta de los coeficientes de amortiguamiento, los cuales representan el amortiguamiento torsional entre masas. Similar a la matriz K, la matriz D también resulta en una matriz tridiagonal como la que se muestra en:

En donde d_{i0} es el amortiguamiento entre la i-ésima sección de flecha y la referencia rotatoria síncrona, y d_{ij} es el amortiguamiento entre al i-ésima y la j-ésima sección de flecha. En la práctica los coeficientes de amortiguamiento son difíciles de determinar con precisión y sus valores se determinan normalmente en el dominio modal (mediante pruebas de frecuencia del generador) en donde las componentes de amortiguamiento modal son más fáciles de determinar.

La forma expandida para las ecuaciones, en el caso de seis secciones de flecha, se muestran a continuación:

$$M_1 p(\omega_1) = -(D_{12} + D_{11})\omega_1 + D_{12}\omega_2 - K_{12}\delta_1 + K_{12}\delta_2 \quad (2.98)$$

$$\frac{1}{\omega_o} p\delta_1 = \omega_1 - 1 \quad (2.99)$$

$$M_2 p(\omega_2) = -(D_{12} + D_{23} + D_{22})\omega_2 + D_{12}\omega_1 + D_{23}\omega_3 + K_{12}\delta_1 - (K_{12} + K_{23})\delta_2 + K_{23}\delta_3 \quad (2.100)$$

$$\frac{1}{\omega_o} p\delta_2 = \omega_2 - 1 \quad (2.101)$$

$$M_3 p(\omega_3) = -(D_{23} + D_{34} + D_{33})\omega_3 + D_{23}\omega_2 + D_{34}\omega_4 + K_{23}\delta_2 - (K_{23} + K_{34})\delta_3 + K_{34}\delta_4 \quad (2.102)$$

$$\frac{1}{\omega_o} p\delta_3 = \omega_3 - 1 \quad (2.103)$$

$$M_4 p(\omega_4) = -(D_{34} + D_{45} + D_{44})\omega_4 + D_{34}\omega_3 + D_{45}\omega_5 - (K_{34} + K_{45})\delta_4 + K_{34}\delta_3 + K_{45}\delta_5 \quad (2.104)$$

$$\frac{1}{\omega_o} p\delta_4 = \omega_4 - 1 \quad (2.105)$$

$$M_5 p(\omega_5) = -(D_{45} + D_{56} + D_{55})\omega_5 + D_{45}\omega_4 + D_{56}\omega_6 + K_{45}\delta_4 - (K_{45} + K_{56})\delta_5 + K_{56}\delta_6 \quad (2.106)$$

$$\frac{1}{\omega_o} p\delta_5 = \omega_5 - 1 \quad (2.107)$$

$$M_6 p(\omega_6) = -(D_{56} + D_{66})\omega_6 + D_{56}\omega_5 + K_{56}\delta_5 - K_{56}\delta_6 \quad (2.108)$$

$$\frac{1}{\omega_o} p\delta_6 = \omega_6 - 1 \quad (2.109)$$

CAPÍTULO III

EVALUACIÓN DEL EFECTO DE GENERADOR DE INDUCCIÓN Y LA RESONANCIA SUBSÍNCRONA

3.1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo 2 se dieron algunas definiciones importantes relacionadas con la resonancia subsíncrona, se derivaron las ecuaciones, así como la representación en espacio de estado para los diferentes elementos involucrados en el estudio. En este capítulo se linealizan los modelos matemáticos descritos anteriormente, se presenta la matriz de estados utilizada para el estudio del efecto de generador de inducción, el cual es estudiado mediante un ejemplo numérico. Los valores característicos calculados de la matriz de estados del sistema son presentados para la comprobación de los resultados obtenidos analíticamente. Se muestra el límite de estabilidad para este fenómeno y se analiza el comportamiento del amortiguamiento del modo subsíncrono de la red ante la variación de las resistencias de rotor de la máquina.

El análisis de interacciones torsionales se realiza observando el comportamiento de los diferentes modos naturales de oscilación de la flecha cuando la frecuencia del modo subsíncrono de la red se mueve a lo largo del rango en donde se encuentran ubicadas las frecuencias de estos modos. Se presenta el vector de variables de estado utilizado para este estudio, la región de resonancia completa para el modo torsional de la flecha con frecuencia de 160 rad/seg así como las diferentes regiones de inestabilidad de cada uno de los modos para el sistema de la Figura 2.4 cuyos datos se presentan en el apéndice A.

Al final del capítulo se analiza la influencia del estabilizador de la máquina sobre los modos torsionales. Se demuestra que este problema puede solucionarse mediante la selección adecuada de un filtro pasabajas.

3.2 FORMACIÓN DE LA MATRIZ DE ESTADOS DEL SISTEMA

Los modelos en espacio de estado para los diferentes elementos del sistema eléctrico y mecánico considerados en el estudio de resonancia subsíncrona pueden ser puestos en forma incremental suponiendo que:

$$X = X_o + \Delta X \quad (3.1)$$

$$U = U_o + \Delta U \quad (3.2)$$

La suposición anterior permite la linealización del modelo de tal forma que para el análisis de pequeñas señales se tiene:

$$\Delta \dot{X} = A\Delta X + B\Delta u \quad (3.3)$$

3.2.1 El modelo incremental de la red

De acuerdo con la suposición (3.1) y (3.2), las expresiones (2.67) y (2.68) se pueden expresar en forma incremental de la siguiente manera:

$$\Delta V_q = r_L \Delta i_q + \frac{1}{\omega_o} X_L s \Delta i_q + X_L \Delta i_d + X_L I_{do} \Delta \omega + \Delta V_{cq} \quad (3.4)$$

$$\frac{1}{\omega_o} s \Delta V_{cq} = X_c \Delta i_q - \Delta V_{cd} \Delta \omega + E_{qo} \Delta \delta - \Delta V_{cd} \quad (3.6)$$

$$\Delta V_d = r_L \Delta i_d + \frac{1}{\omega_o} X_L s \Delta i_d + X_L \Delta i_q + X_L I_{qo} \Delta \omega + \Delta V_{cd} \quad (3.5)$$

$$\frac{1}{\omega_o} s \Delta V_{cd} = X_c \Delta i_d + \Delta V_{cq} \Delta \omega + E_{do} \Delta \delta + \Delta V_{cq} \quad (3.7)$$

$$\Delta V_q = -r_s \Delta i_q - X_d \Delta i_d - X_d I_{do} \Delta \omega + X_{md} \Delta i_{fd} + X_{md} I_{fdo} \Delta \omega + X_{md} \Delta i_{kd} - \frac{1}{\omega_o} X_q s \Delta i_q + \frac{1}{\omega_o} X_{mq} s \Delta i_{kq} \quad (3.8)$$

$$\Delta V_d = -r_s \Delta i_d + X_q \Delta i_q + X_q I_{qo} \Delta \omega - X_{mq} \Delta i_{kq} - \frac{1}{\omega_o} X_d s \Delta i_d + \frac{1}{\omega_o} X_{md} s \Delta i_{fd} + \frac{1}{\omega_o} X_{md} s \Delta i_{kd} \quad (3.9)$$

Igualando (3.4) con (3.8) y (3.5) con (3.9) se obtiene el modelo linealizado para la red de transmisión incluyendo los efectos del estator de la máquina. (ec's (3.10) y (3.11)).

$$-\frac{1}{\omega_o} (X_d + X_L) s \Delta i_d + \frac{1}{\omega_o} X_{md} s \Delta i_{fd} + \frac{1}{\omega_o} X_{md} s \Delta i_{kd} = (r_L + r_s) \Delta i_d - (X_L + X_q) \Delta i_q + X_{mq} \Delta i_{kq} - (X_L + X_q I_{qo}) \Delta \omega + \Delta V_{cd} \quad (3.10)$$

$$-\frac{1}{\omega_o}(X_q + X_L)S\Delta i_q + \frac{1}{\omega_o}X_{md}S\Delta i_{kq} = (r_L + r_s)\Delta i_q + (X_L + X_d)\Delta i_d - X_{md}\Delta i_{fd} - X_{m\sigma}\Delta i_{kd} \quad (3.11)$$

$$+ [(X_L + X_d)I_{d0} - X_{md}I_{fd0}] \Delta\omega + \Delta V_{cq}$$

Las ecuaciones (3.8) y (3.9) representan los efectos de los devanados de estator de la máquina.

3.2.2 Efectos del rotor de la máquina

Los efectos para el rotor de la máquina pueden incluirse al considerar las expresiones de voltaje para cada uno de estos devanados. Estas ecuaciones se obtienen de (2.67) a (2.69). Las expresiones linealizadas para estos voltajes están dadas en las ecuaciones siguientes:

$$-\frac{1}{\omega_o}X_{md}S\Delta i_d + \frac{1}{\omega_o}X_{fd}S\Delta i_{fd} + \frac{1}{\omega_o}X_{kd}S\Delta i_{kd} = -r_{fd}\Delta i_{fd} \quad (3.12)$$

$$-\frac{1}{\omega_o}X_{md}S\Delta i_d + \frac{1}{\omega_o}X_{md}S\Delta i_{fd} + \frac{1}{\omega_o}X_{kd}S\Delta i_{kd} = -r_{kd}\Delta i_{kd} \quad (3.13)$$

$$-\frac{1}{\omega_o}X_{mq}S\Delta i_q + \frac{1}{\omega_o}X_{kq}S\Delta i_{kq} = -r_{kq}\Delta i_{kq} \quad (3.14)$$

3.2.3 El acoplamiento entre el sistema eléctrico y el sistema mecánico

La ecuación de oscilación proporciona el acoplamiento entre el sistema eléctrico y el sistema mecánico. Esta ecuación puede representarse en forma incremental de la siguiente manera:

$$Ms\Delta\omega = \Delta T_m - \Delta T_e \quad (3.15)$$

$$\frac{1}{\omega_o}S\Delta\delta = \Delta\omega \quad (3.16)$$

El par electromagnético en el marco de referencia qdo puede expresarse como:

$$T_e = \psi_d i_q - \psi_q i_d$$

Sustituyendo ψ_d y ψ_q dados en las expresiones (2.43) y (2.44) se obtiene:

$$\Delta T_e = (X_q - X_d) I_{qo} \Delta I_d + [(X_q - X_d) I_{do} + X_{md} I_{fd}] \Delta I_q + X_{md} I_{qo} \Delta I_{fd} + X_{md} I_{qo} \Delta I_{kd} - X_{mq} I_{do} \Delta I_{kq} \quad (3.17)$$

Finalmente si se sustituye (3.17) en (3.15) se obtiene la expresión incremental para la velocidad.

$$MS\Delta\omega = T_m - \left\{ (X_d - X_q) I_{qo} \Delta I_d + [(X_d - X_q) I_{do} - X_{md} I_{fd}] \Delta I_q - X_{md} I_{qo} \Delta I_{fd} - X_{md} I_{qo} \Delta I_{kd} + X_{mq} I_{do} \Delta I_{kq} \right\} \quad (3.18)$$

$$\frac{1}{\omega_o} s\Delta\delta = \Delta\omega \quad (3.19)$$

Finalmente, el conjunto de ecuaciones puede ser puesto en la forma:

$$E\dot{X} = Fx + Hu \quad (3.20)$$

En donde E , F y H son matrices. Si se premultiplica ambos lados de la ecuación (3.20) por E^{-1} , se obtiene la representación en espacio de estado. Para el estudio del efecto de generador de inducción, el modelo de la flecha del grupo turbina-generator puede ser excluido, y las matrices mencionadas anteriormente tienen la forma mostrada en (3.22) a (3.26). Colocando (3.20) en la misma forma que (3.3).

$$\dot{X} = E^{-1}Fx + E^{-1}Hu = Ax + Bu \quad (3.21)$$

En donde:

$$A = E^{-1}F$$

$$B = E^{-1}H$$

$$E = \frac{1}{\omega_o} \begin{bmatrix} -(X_d + X_L) & 0 & X_{md} & X_{md} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(X_q + X_L) & 0 & 0 & X_{mq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -X_{md} & 0 & X_{fd} & X_{md} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -X_{md} & 0 & X_{md} & X_{kd} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -X_{mq} & 0 & 0 & X_{kq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_o M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$F = \begin{bmatrix} (r_s + r_L) & -(X_q + X_L) & 0 & 0 & X_{mq} & -(X_L + X_q)I_{qo} & 0 & 1 & 0 \\ (X_d + X_L) & (r_s + r_L) & -X_{md} & -X_{md} & 0 & (X_L + X_d)I_{do} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -r_{fd} & 0 & 0 & -X_{md}I_{fdo} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -r_{kd} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -r_{kq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ (X_d - X_q)I_{qo} & (X_d - X_q)I_{do} & -X_{md}I_{qo} & -X_{md}I_{qo} & X_{mq}I_{do} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -X_{md}I_{ido} & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ X_c & 0 & 0 & 0 & 0 & V_{cq} & E_{do} & 0 & 1 \\ 0 & X_c & 0 & 0 & 0 & -V_{cd} & E_{qo} & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$H^t = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{r_{fd}}{X_{md}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$X^t = [\Delta i_d \quad \Delta i_q \quad \Delta i_{fd} \quad \Delta i_{kd} \quad \Delta i_{kq} \quad \Delta \omega_g \quad \Delta \delta_g \quad \Delta V_{cd} \quad \Delta V_{cq}] \quad (3.25)$$

$$u = \begin{bmatrix} \Delta E_{fd} \\ \Delta T_m \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

3.3 ANÁLISIS DE OSCILACIONES AUTO EXCITADAS

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

3.3.1 Evaluación del efecto de generador de inducción

Como ya se ha mencionado, la compensación serie de líneas de transmisión provoca la aparición de corrientes circulantes en la red de frecuencia natural (f_n). Esta frecuencia está dada por la expresión (2.1) y reescrita en (3.27).

$$\omega_n = \omega_o \sqrt{\frac{X_c}{X_e}} \quad (3.27)$$

En donde:

X_c = reactancia capacitiva

$$X_e = X'' + X^T + X_L$$

$$X'' = \frac{X_d'' + X_q''}{2}$$

El circuito equivalente para cantidades subsíncronas de la máquina en los ejes dq se muestra en la Figura 3.1 [3].

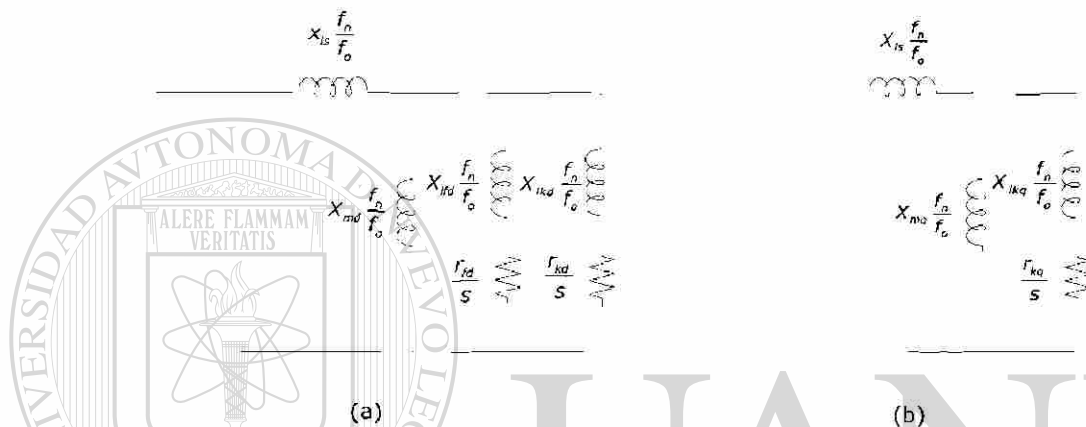


Figura 3.1.- (a) Circuito Equivalente Para el Eje d; (b) Circuito Equivalente Para el Eje q

En la ecuación (3.27) $X_e > X_c$, por lo que $\omega_n < \omega_o$. Esto provoca que la máquina síncrona, tenga un comportamiento similar al de un generador de inducción inyectando energía de secuencia positiva a una frecuencia menor que la del sistema. La cantidad de energía disipada en el estator dependerá del valor de la resistencia del circuito del rotor y del deslizamiento. En otras palabras, la cantidad de energía absorbida dependerá de la resistencia del estator y del circuito externo, ya que dependiendo de la resistencia total del circuito, se puede presentar o no una situación de auto excitación en el sistema eléctrico.

La modulación en la frecuencia del sistema se hace más grande a medida que el grado de compensación aumenta. El deslizamiento se hace más grande y la energía generada inductivamente aumenta. El resultado es una disminución en el amortiguamiento del modo de oscilación subsíncrono de la red, el cual puede llegar a ser negativo originando así una condición inestable en el sistema.

Ejemplo

Un sistema máquina-bus infinito se encuentra compensado en serie al 50% de la línea. Si la impedancia de la línea de transmisión es $Z = 0.004 + j0.56$ p.u., calcular la frecuencia subsíncrona de la red como consecuencia de la compensación serie y los circuitos equivalentes para la máquina en los ejes q y d. Determine si el sistema es estable para esta condición de operación. Utilice los parámetros mostrados en la tabla 3.1,

Tabla 3.1.- Parámetros de la Máquina

$X_{ls} = 0.130$	$X'_q = 0.228$	$\tau'_{qo} = 0.850$
$X_d = 1.790$	$X''_d = 0.135$	$\tau''_{do} = 0.032$
$X_q = 1.710$	$X''_q = 0.200$	$\tau''_{qo} = 0.050$
$X'_d = 0.169$	$\tau'_{do} = 4.300$	

Tabla 3.2.- Valores Característicos para el Análisis de Generador de Inducción

P=0.9 p.u. Q=0.0 p.u		
Xc=50%	Xc=60%	MODO ¹
-1.47 ± 589.79i	-1.49 ± 610.10i	MR ⁺
-0.12 ± 164.12i	0.15 ± 143.77i	MR ⁻
-1.26 ± 9.85i	-1.38 ± 10.30i	ME
-51.03	-50.86	
-1.40	-1.39	
-1.00	-1.00	
-5.53 ± 19.79i	-5.75 ± 19.43i	MEXC

SOLUCION:

Primeramente se encuentran las reactancias y resistencias correspondientes a los ejes qd. De las ecuaciones (2.56) a (2.66) se tiene:

$$X_{mq} = X_q - X_{ls} = 1.710 - 0.130 = 1.580 \text{ p.u}$$

$$X_{md} = X_d - X_{ls} = 1.790 - 0.130 = 1.660 \text{ p.u}$$

¹ MR+ Modo de la red supersíncrono, MR- Modo de la red subsíncrono, ME Modo electromecánico, MEXC Modo del excitador

$$X_{ifd} = \frac{X_{md} (X'_d - X_{ls})}{X_{md} - (X'_d - X_{ls})} = \frac{1.660(0.169 - 0.130)}{1.660 - (0.169 - 0.130)} = 0.04 \text{ p.u}$$

$$X_{ikd} = \frac{(X''_d - X_{ls}) X_{md} X_{ifd}}{X_{ifd} X_{md} - (X'_d - X_{ls})(X_{md} + X_{ifd})} = \frac{(0.135 - 0.130)(1.660)(0.04)}{(0.04)(1.660) - (0.135 - 0.130)(1.660 + 0.04)} = 0.0057 \text{ p.u}$$

$$X_{ikq} = \frac{X_{mq} (X'_q - X_{ls})}{X_{mq} - (X'_q - X_{ls})} = \frac{1.580(0.228 - 0.130)}{1.580 - (0.228 - 0.130)} = 0.104 \text{ p.u}$$

$$r_{fd} = \frac{(X_{ifd} + X_{md})}{\omega_o \tau_{do}} = \frac{0.04 + 1.660}{377(4.300)} = 0.001 \text{ p.u}$$

$$r_{kd} = \frac{1}{\omega_o \tau_{do}''} \left(X_{ikd} + \frac{X_{mq} X_{ifd}}{X_{md} + X_{ifd}} \right) = \frac{1}{377(0.032)} \left(0.0057 + \frac{1.660(0.04)}{1.660 + 0.04} \right) = 0.0037 \text{ p.u}$$

$$r_{kq} = \frac{X_{ikq} + X_{mq}}{\omega_o \tau_{qq}} = \frac{0.104 + 1.580}{377(0.850)} = 0.0053 \text{ p.u}$$

La reactancia subtransitoria se puede encontrar de la siguiente manera:

$$X'' = \frac{X''_d + X''_q}{2} = \frac{0.135 + 0.200}{2} = 0.1675 \text{ p.u}$$

La frecuencia natural:

$$\omega_n = \omega_o \sqrt{\frac{X_c}{X'_d + X^t + X_l}} = (377) \sqrt{\frac{0.28}{0.169 + 0.14 + 0.56}} = 214 \text{ rad / seg} \quad (3.28)$$

La componente subsíncrona de la frecuencia:

$$\omega_{er} = \omega_o - \omega_n = 377 - 214 = 163 \text{ rad / seg} \quad (3.29)$$

O bien,

$$f_{er} = f_o - f_n = 60 - 34 = 26 \text{ Hz} \quad (3.30)$$

El deslizamiento de la máquina está dado por:

$$S = \frac{f_n - f_o}{f_n} = \frac{34 - 60}{34} = -0.7617 \quad (3.31)$$

La Figura 3.2 muestra los circuitos equivalentes para la máquina en los ejes dq respectivamente. La resistencia y reactancia equivalentes del rotor, se pueden calcular como,

$$X = \frac{\bar{X}_d + \bar{X}_q}{2} \quad (3.32)$$

$$r = \frac{\bar{r}_d + \bar{r}_q}{2} \quad (3.33)$$

la resistencia total del sistema

$$r_{total} = r_a + r_L + \frac{\bar{r}_d + \bar{r}_q}{2} = 0.0015 + 0.004 + \frac{0.0036 + 0.0061}{2} = 0.00652 \text{ p.u}$$

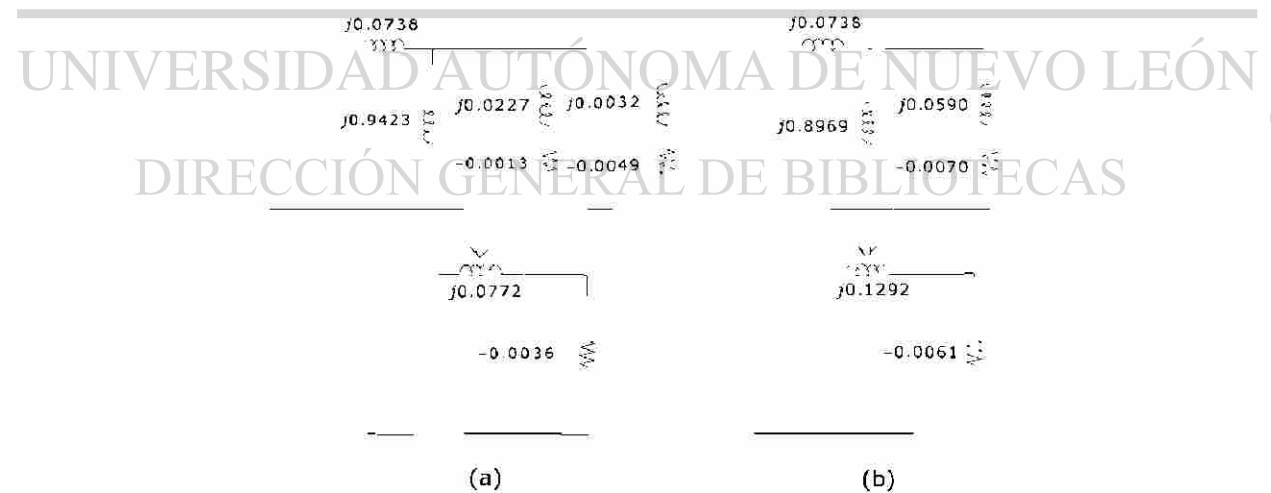


Figura 3.2.- Circuitos equivalentes para el estudio del efecto de Generador de Inducción; (a) Circuito Equivalente eje d; (b) Circuito Equivalente eje q

Debido a que la resistencia total es positiva, el sistema resulta ser estable para esta condición de compensación serie. Por otra parte si se incrementa en 10% la compensación serie de la línea, la frecuencia subsíncrona de la red se encuentra en 143.77 rad/seg y la resistencia total es de -0.000544 p.u, por lo que el sistema es inestable. La Tabla 3.2 muestra los valores característicos para cada una de las condiciones de compensación descritas anteriormente.

Si se considera el estabilizador del sistema de potencia, la condición de inestabilidad que se presenta al compensar el sistema al 60%, puede ser superada, tomando como señal de retroalimentación la potencia de la máquina. La Tabla 3.3, muestra los eigenvalores para el sistema compensado al 60%, considerando el estabilizador de la máquina y señal de potencia activa para la estabilización del sistema.

Tabla 3.3.-Eigenvalores para el Sistema Compensado al 60%
Considerando el Estabilizador de la Máquina.

MODO	$X_c=60\%$ Con PSS
MR ⁺	$-1.47 \pm 610.09i$
MR ⁻	$-0.18 \pm 143.97i$
ME	$-1.31 \pm 11.81i$
	-52.75
	-1.39
	-1.00
	-98.03
	-0.10
MEXC	$-5.75 \pm 19.43i$

Como puede apreciarse en la Tabla 3.3, el efecto de generador de inducción puede solucionarse, utilizando el estabilizador de la máquina, mediante la retroalimentación de una señal de control adecuada. Los coeficientes utilizados para los bloques de atraso y adelanto en el caso estudiado son de: $T1=0.05$, $T2= 0.01$, $K=0.12$ y $Tw= 10$.

El límite de estabilidad del sistema por efecto de generador de inducción se muestra en la Figura 3.3. Se puede observar como al incrementar la compensación serie de la línea

de transmisión, la resistencia externa debe ser más grande para poder compensar el efecto de la resistencia negativa del rotor de tal forma que el sistema no sea autoexcitado.

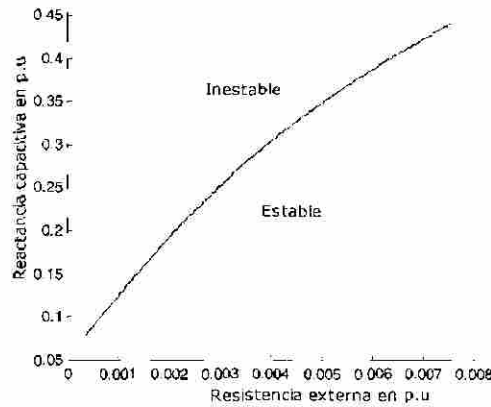


Figura 3.3.- Límite de Estabilidad por Efecto de Generador de Inducción

El efecto de la variación de las resistencias del circuito de rotor sobre el amortiguamiento del modo subsíncrono se muestra en la Figura 3.4. Para este caso se tomó un valor para resistencia externa de 0.01 p.u. con el sistema compensado al 80% de la línea. Puede observarse que el efecto de ir incrementando gradualmente el valor en cualquiera de las resistencias del rotor se ve reflejado directamente sobre el amortiguamiento del modo subsíncrono de la red. Esto se debe al efecto negativo que tienen las resistencias del rotor en el fenómeno de generador de inducción para el caso mostrado en la Figura 3.4, la variación de r_{kq} es el caso más drástico.

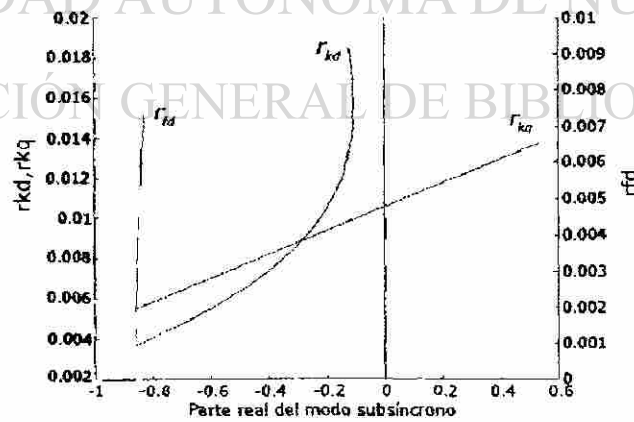


Figura 3.4.- Efecto de la Variación de las Resistencias de Rotor sobre el Amortiguamiento del Modo Subsíncrono

3.3.2 Análisis de interacciones torsionales.

Otro problema relacionado con la compensación serie de líneas de transmisión es la interacción entre el sistema mecánico y el sistema eléctrico. Este fenómeno es conocido en la literatura como interacciones torsionales y su estudio requiere el modelado del sistema mecánico, y deben linealizarse las ecuaciones que representan a la flecha del grupo turbina-generador.

3.3.2.1 Forma incremental para las ecuaciones del sistema mecánico

Aplicando (3.1) y (3.2) a las expresiones (2.98) a (2.109) se obtiene el conjunto de ecuaciones linealizadas para la representación del sistema mecánico en el modelo del sistema. Estas ecuaciones están representadas por las expresiones siguientes:

$$M_1 s(\Delta\omega_1) = -(D_{12} + D_{11})\Delta\omega_1 + D_{12}\Delta\omega_2 - K_{12}\Delta\delta_1 + K_{12}\Delta\delta_2 \quad (3.34)$$

$$\frac{1}{\omega_o} s\Delta\delta_1 = \Delta\omega_1 \quad (3.35)$$

$$M_2 s(\Delta\omega_2) = -(D_{12} + D_{23} + D_{22})\Delta\omega_2 + D_{12}\Delta\omega_1 + D_{23}\Delta\omega_3 + K_{12}\Delta\delta_1 - (K_{12} + K_{23})\Delta\delta_2 + K_{23}\Delta\delta_3 \quad (3.36)$$

$$\frac{1}{\omega_o} s\Delta\delta_2 = \Delta\omega_2 \quad (3.37)$$

$$M_3 s(\Delta\omega_3) = -(D_{23} + D_{34} + D_{33})\Delta\omega_3 + D_{23}\Delta\omega_2 + D_{34}\Delta\omega_4 + K_{23}\Delta\delta_2 - (K_{23} + K_{34})\Delta\delta_3 + K_{34}\Delta\delta_4 \quad (3.38)$$

$$\frac{1}{\omega_o} s\Delta\delta_3 = \Delta\omega_3 \quad (3.39)$$

$$M_4 s(\Delta\omega_4) = -(D_{34} + D_{45} + D_{44})\Delta\omega_4 + D_{45}\Delta\omega_5 + D_{34}\Delta\omega_3 - (K_{34} + K_{45})\Delta\delta_4 + K_{34}\Delta\delta_3 + K_{45}\Delta\delta_5 \quad (3.40)$$

$$\frac{1}{\omega_o} s\Delta\delta_4 = \Delta\omega_4 \quad (3.41)$$

$$M_5 s(\Delta\omega_5) = -(D_{45} + D_{56} + D_{55})\Delta\omega_5 + D_{45}\Delta\omega_4 + D_{56}\Delta\omega_6 + K_{45}\Delta\delta_4 - (K_{45} + K_{56})\Delta\delta_5 + K_{56}\Delta\delta_6 \quad (3.42)$$

$$\frac{1}{\omega_o} s\Delta\delta_5 = \Delta\omega_5 \quad (3.43)$$

$$M_6 s(\Delta\omega_6) = -(D_{56} + D_{66})\Delta\omega_6 + D_{56}\Delta\omega_5 + K_{56}\Delta\delta_5 - K_{56}\Delta\delta_6 \quad (3.44)$$

$$\frac{1}{\omega_o} s\Delta\delta_6 = \Delta\omega_6 \quad (3.45)$$

Las ecuaciones (3.34) a (3.45) pueden ser puestas en la forma (3.20) y posteriormente convertirse a la forma (3.21) de tal manera que puedan ser incluidas en el modelo. El vector de estados considerando las ecuaciones para la representación de la flecha esta dado por:

$$\Delta x^T = [\Delta i_d \quad \Delta i_q \quad \Delta i_{fd} \quad \Delta i_{kd} \quad \Delta i_{kq} \quad \Delta \omega_5 \quad \Delta \delta_5 \quad \Delta V_{od} \quad \Delta V_{cq} \quad \Delta \omega_1 \quad \Delta \delta_1 \quad \Delta \omega_2 \quad \Delta \delta_2 \quad \Delta \omega_3 \quad \Delta \delta_3 \quad \Delta \omega_4 \quad \Delta \delta_4 \quad \Delta \omega_6 \quad \Delta \delta_6] \quad (3.46)$$

Tabla 3.4.- Valores Característicos para el Análisis de Resonancia Subsíncrona

Pg=0.05 p.u Qg=0.0 p.u				
MODO ²	Xc=10%	Xc=20%	Xc=30%	Xc=40%
MR ⁺	-4.77 ± 466.81i	-4.82 ± 504.09i	-4.85 ± 532.69i	-4.87 ± 556.80i
MR ⁻	-4.37 ± 287.08i	-4.23 ± 249.70i	-4.15 ± 220.81i	-4.50 ± 197.63i
M5	-0.01 ± 298.18i	-0.01 ± 298.18i	-0.01 ± 298.18i	-0.01 ± 298.18i
M4	-0.13 ± 203.04i	-0.12 ± 203.08i	-0.05 ± 203.28i	0.44 ± 202.06i
M3	-0.03 ± 160.63i	-0.03 ± 160.65i	-0.02 ± 160.68i	-0.01 ± 160.74i
M2	-0.04 ± 127.03i	-0.04 ± 127.03i	-0.04 ± 127.04i	-0.04 ± 127.05i
M1	-0.04 ± 99.16i	-0.04 ± 99.21i	-0.03 ± 99.27i	-0.03 ± 99.34i
ME	-0.33 ± 8.72i	-0.54 ± 9.06i	-0.59 ± 9.42i	-0.65 ± 9.81i
Xc=50%	Xc=60%	Xc=70%	Xc=80%	Xc=90%
-4.89 ± 578.04i	-4.91 ± 597.23i	-4.93 ± 614.89i	-4.94 ± 631.32i	-4.95 ± 646.76i
-3.86 ± 175.58i	-4.37 ± 157.12i	-3.44 ± 138.64i	-3.41 ± 121.92i	-5.52 ± 104.58i
-0.01 ± 298.18i	-0.01 ± 298.18i	-0.01 ± 298.18i	-0.01 ± 298.18i	-0.01 ± 298.18i
-0.11 ± 202.72i	-0.13 ± 202.82i	-0.13 ± 202.86i	-0.13 ± 202.88i	-0.14 ± 202.89i
0.06 ± 160.95i	0.78 ± 159.93i	0.01 ± 160.34i	-0.02 ± 160.45i	-0.03 ± 160.49i
-0.04 ± 127.06i	-0.03 ± 127.09i	0.01 ± 127.19i	0.16 ± 126.71i	-0.03 ± 126.92i
-0.03 ± 99.44i	-0.02 ± 99.59i	0.01 ± 99.84i	0.12 ± 100.43i	2.74 ± 102.00i
-0.72 ± 10.23i	-0.79 ± 10.69i	-0.88 ± 11.20i	-0.98 ± 11.78i	-1.11 ± 12.45i

² MR+ Modo de la red supersíncrono, MR- Modo de la red subsíncrono, M1 Modo torsional 1, M2 Modo torsional 2, M3 Modo torsional 3, M4 Modo torsional 4, M5 Modo torsional 5, ME Modo electromecánico

La Tabla 3.4 muestra los valores característicos para diferentes grados de compensación serie en el sistema de prueba de la Figura 2.4. El análisis detallado de estos resultados muestra que a medida que la frecuencia del modo de la red disminuye como resultado de la compensación serie de la línea, los modos de frecuencias cercanas son desestabilizados. El amortiguamiento negativo del modo se hace más crítico cuanto más próximas se encuentren estas frecuencias, mientras que el modo de la red incrementa su amortiguamiento.

Se puede observar como el modo torsional de frecuencia 298 rad/seg no cambia su amortiguamiento y se mantiene estable aun cuando la frecuencia del modo de la red se encuentre muy próxima a él. Esto se debe a que su inercia modal es muy elevada.

La Figura 3.5, presenta una región de resonancia subsíncrona correspondiente al modo torsional de frecuencia 160 rad/seg para el sistema de prueba utilizado, el cual corresponde al primer modelo de prueba propuesto por el IEEE para estudios de resonancia subsíncrona [14]. Puede apreciarse como para valores elevados en la resistencia del sistema la región llega a cerrarse. En la Tabla 3.4, se puede observar que este modo es el más afectado por la compensación de la línea.

En la misma Figura 3.5 se presenta el detalle para una resistencia externa máxima de 0.02 p.u, debido a que la resistencia para sistemas de potencia reales no es muy elevada.

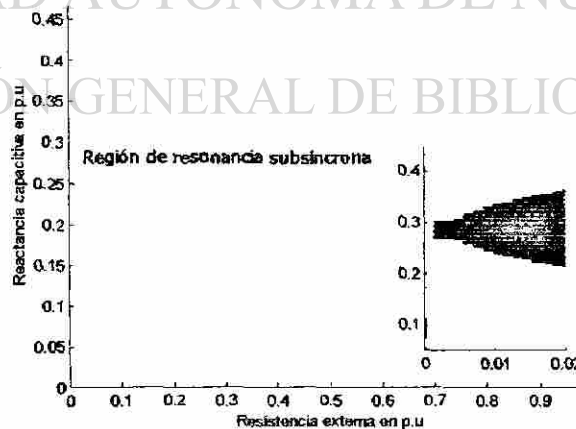


Figura 3.5.- Región de Inestabilidad por Resonancia Subsíncrona

Regiones similares a la mostrada en la Figura 3.5 pueden encontrarse para todos los modos. La Figura 3.6 muestra las diferentes zonas de inestabilidad correspondientes a cada uno de los modos torsionales para el primer modelo de prueba del IEEE.

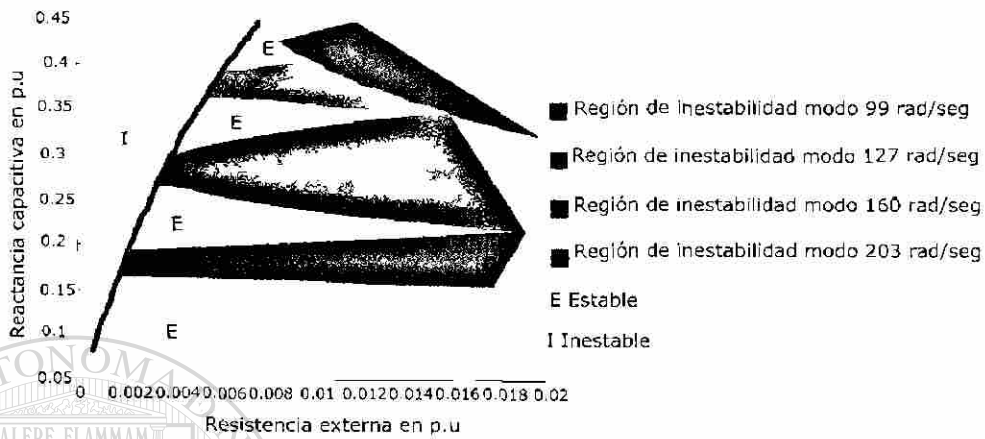


Figura 3.6.- Límites de Estabilidad por Efecto de Generador de Inducción y Resonancia Subsíncrona.

3.4 EL PSS Y SU INTERACCIÓN CON EL SISTEMA MECÁNICO

El PSS proporciona adelanto de fase a frecuencias que se encuentran por debajo del modo torsional de más baja frecuencia. Esto puede resultar en posible desestabilización de uno o más modos torsionales debido a una reducción en el margen de ganancia provocado por el PSS. Este problema puede solucionarse con la instalación de un filtro típicamente pasabaja de segundo orden. La función de transferencia para el filtro se presenta en la sección 2.6.4.1 y se presenta nuevamente en (3.47)

$$\text{FILTRO} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.47)$$

ζ y ω_n son parámetros que deben ser elegidos por el diseñador. La selección de ω_n requiere el conocimiento de la frecuencia del modo torsional de más baja frecuencia.

Para el caso estudiado se ha seleccionado $\zeta = 0.5$ y $\omega_n = 20$; el diagrama de Bode para la función de transferencia dada en (3.47) se muestra en la Figura 3.7, en donde puede apreciarse como la frecuencia de corte se encuentra alrededor de los 10 rad/seg, la primera

Tabla 3.5.- Valores Característicos para el Análisis del PSS

MODO	Con excitador Sin PSS	Con PSS con señal de velocidad sin Filtro torsional	Con PSS con Filtro torsional	Con PSS con Señal de potencia sin Filtro torsional
MR ⁺	-4.77 ± 466.81i	-4.77 ± 466.81i	-4.77 ± 466.81i	-4.77 ± 466.81i
MR ⁻	-4.37 ± 287.07i	-4.37 ± 287.07i	-4.37 ± 287.07i	-4.37 ± 287.07i
M1	-0.01 ± 298.18i	-0.01 ± 298.18i	-0.01 ± 298.18i	-0.01 ± 298.18i
M2	-0.13 ± 203.04i	-0.12 ± 203.03i	-0.13 ± 203.04i	-0.13 ± 203.04i
M3	-0.03 ± 160.64i	-0.02 ± 160.64i	-0.03 ± 160.64i	-0.03 ± 160.64i
M4	-0.04 ± 127.03i	-0.04 ± 127.03i	-0.04 ± 127.03i	-0.04 ± 127.03i
M5	-0.04 ± 99.21i	0.01 + 99.19i	-0.04 ± 99.21i	-0.04 ± 99.21i
ME	0.53 ± 9.70i	-1.01 ± 9.70i	-0.06 ± 7.19i	-1.01 ± 9.70i
EXCITADOR	-7.55 ± 16.39i	-4.90 ± 16.48i	-9.23 ± 15.65i	-4.85 ± 15.96i
	-47.96	-45.67	-47.91	-48.35
	-2.82	-2.81	-2.91	-2.87
	-1.00	-1.00	-1.00	-1.00
		-28.53	-23.31	-0.07
		-16.29	-17.40	-7.97 ± 4.51i
		-0.100	-0.10	
FILTRO			-2.43 ± 12.95i	

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

CAPÍTULO IV

EL COMPENSADOR ESTÁTICO DE VARS Y SU INFLUENCIA SOBRE LOS MODOS TORSIONALES

4.1 INTRODUCCIÓN

La compensación paralelo en los sistemas eléctricos de potencia es utilizada para el control de voltaje en la red de transmisión. Estos equipos tienen un impacto significativo sobre las pérdidas por I^2r e I^2X , así como en la característica de transmisión de potencia. Lo anterior hace posible incrementar la capacidad del sistema de transmisión y al mismo tiempo tener márgenes de estabilidad transitoria más grandes. Estos efectos contribuyen al mejoramiento de las condiciones operativas del sistema logrando así un sistema más rentable y de mayor eficiencia.

El compensador estático de VARs (CEV) es un elemento de sistema que presenta características dinámicas muy interesantes y por lo tanto una alternativa para la solución a los problemas de soporte de voltaje y estabilidad. Desde su aparición a mediados de la década de los setenta, ha venido revolucionando la operación de los sistemas eléctricos de todo el mundo y hoy en día es visto como la primera generación de controladores FACTS.

En este capítulo se analiza el comportamiento del compensador estático de VARs y la influencia que tiene sobre los modos de oscilación de la flecha del grupo turbina-generator. Se desarrollan los modelos matemáticos utilizados para la red de transmisión sin compensación, y con un CEV en el punto medio de la línea. El modelo en espacio de estado para el CEV también es presentado. Al final del capítulo se analiza el comportamiento del sistema para diferentes condiciones de operación y se hace una comparación del comportamiento de los diferentes modos.

4.2 REGULACIÓN DE VOLTAJE EN EL PUNTO MEDIO DE LA LÍNEA

La Figura 4.1 (a) muestra un sistema simple de dos máquinas en donde se conecta un compensador estático de VARs en el punto medio de la línea de transmisión. El compensador se representa con una fuente de voltaje de la misma amplitud que los voltajes de envío y recepción conectada en el punto medio marcado como V_m . El efecto de conectar un CEV en este punto es el de dividir la línea en dos secciones independientes de reactancia $\frac{X}{2}$ cada uno.

La primera línea conecta los puntos de envío y medio, mientras que la segunda enlaza el punto medio con el extremo receptor. Las relaciones entre V_e , V_m , V_r y las corrientes en cada sección de línea I_{em} e I_{mr} se muestran en el diagrama fasorial de la Figura 4.1 (b):



Figura 4.1.- (a) Sistema Simple de dos Máquinas Compensado en Paralelo
(b) Diagrama Fasorial

Las expresiones para voltajes, corrientes y potencia del circuito de la figura 4.1(a) se pueden derivar del diagrama fasorial de la Figura 4.1 (b),

$$V_{em} = V_{mr} = V \cos \frac{\delta}{4} \quad (4.1)$$

$$I_{em} = I_{mr} = I = \frac{4V}{X} \text{sen} \frac{\delta}{4} \quad (4.2)$$

En donde:

$$V = V_m = V_e = V_r$$

La potencia transmitida esta dada por,

$$P = V_{em} I_{em} = V_{mr} I_{mr} = V_m I_m \cos \frac{\delta}{4} = VI \cos \frac{\delta}{4} \quad (4.3)$$

$$P = 2 \frac{V^2}{X} \text{sen} \frac{\delta}{2} \quad (4.4)$$

Similarmente,

$$Q = VI \text{sen} \frac{\delta}{4} = \frac{4V^2}{X} \left(1 - \cos \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.5)$$

4.3 LA INFLUENCIA DE LA COMPENSACIÓN PARALELO SOBRE LA CARACTERÍSTICA DE TRANSMISIÓN DE POTENCIA

En la sección anterior se vio como la compensación paralelo puede incrementar significativamente la potencia transferible máxima. Este aumento en la característica de transferencia de potencia, permite al sistema de potencia incrementar su capacidad de transmisión, al mismo tiempo que se consigue un margen de estabilidad transitoria más amplio, por lo que el sistema puede mantener el sincronismo ante posibles oscilaciones del sistema más severas. La Figura 4.2 muestra la curva de transferencia de potencia $P - \delta$ para el sistema de la Figura 4.1 (a).

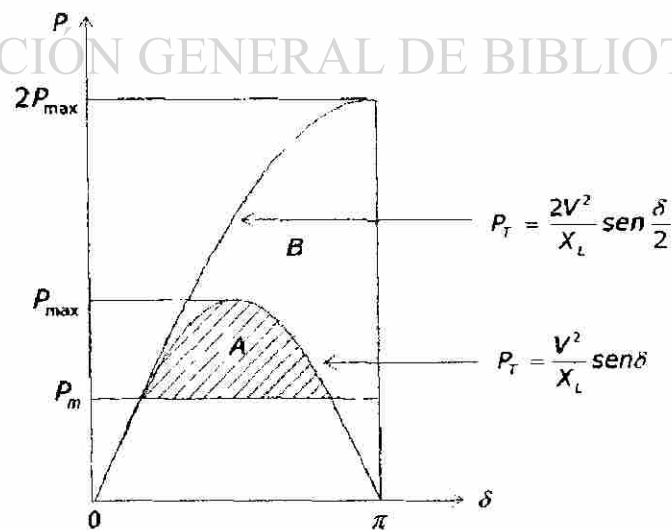


Figura 4.2.- Curva P- δ

En la Figura 4.2, el sistema sin compensación está representado por la curva A. Mientras que el sistema compensado está caracterizado por la curva B. Es evidente que la compensación paralelo en el punto medio de la línea incrementa la característica de transmisión de potencia, así como el margen de estabilidad transitoria, que para el caso del sistema no compensado está representada por el área A, mientras que para el caso compensado está representada por A+B.

4.4 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD PARA LOS MODOS TORSIONALES DEL GRUPO TURBINA-GENERADOR

4.4.1 El modelo de la red sin compensación

Antes de derivar las ecuaciones para el sistema de transmisión con compensación paralelo, se derivarán las ecuaciones para la red de transmisión no compensada, con la finalidad de poder hacer una comparación de los modos torsionales entre ambos casos.

La Figura 4.3 muestra un circuito RL en serie, el cual representa la línea de transmisión para el sistema máquina bus infinito.



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Figura 4.3.-Línea de Transmisión no Compensada

El circuito mostrado en la Figura 4.3, puede ser representado por la siguiente ecuación:

$$V(t) - E(t) = r_i(t) + Lp i(t) \quad (4.6)$$

La ecuación anterior puede ser puesta en función de la reactancia y representarse en el marco de referencia qdo de la siguiente manera:

$$V_q - E_q = r_L i_q + \frac{1}{\omega_o} X_L p i_q + \frac{\omega}{\omega_o} X_L i_d \quad (4.7)$$

$$V_d - E_d = r_L i_d + \frac{1}{\omega_o} X_L p i_d - \frac{\omega}{\omega_o} X_L i_q \quad (4.8)$$

Las expresiones (4.7) y (4.8) pueden transformarse al dominio de Laplace y ser puestas en forma incremental mediante la sustitución de (3.1) y (3.2):

$$\Delta V_q = r_L \Delta i_q + \frac{1}{\omega_o} X_L s \Delta i_q + X_L \Delta i_d + X_L I_{qo} \Delta \omega - E_{qo} \Delta \delta \quad (4.9)$$

$$\Delta V_d = r_L \Delta i_d + \frac{1}{\omega_o} X_L s \Delta i_d + X_L \Delta i_q - X_L I_{do} \Delta \omega + E_{do} \Delta \delta \quad (4.10)$$

Finalmente si se igualan (3.8) con (4.9) y (3.9) con (4.10) se obtiene el modelo de la red con los efectos de estator incluidos.

$$\begin{aligned} -\frac{1}{\omega_o} (X_q + X_1 + X_2) s \Delta i_q + \frac{1}{\omega_o} X_{mq} s \Delta i_{kq} = (r_s + r_1 + r_2) \Delta i_q - (X_q + X_1 + X_2) \Delta i_d - X_{md} \Delta i_{fd} \\ - X_{mq} \Delta i_{kd} + [(X_q + X_1 + X_2) I_{do} - X_{md} I_{fdo}] \Delta \omega - E_{do} \Delta \delta \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned} -\frac{1}{\omega_o} (X_q + X_1 + X_2) s \Delta i_d + \frac{1}{\omega_o} X_{md} s \Delta i_{fd} + \frac{1}{\omega_o} X_{md} s \Delta i_{kd} = (r_s + r_1 + r_2) \Delta i_d \\ - (X_q + X_1 + X_2) \Delta i_q + X_{mq} \Delta i_{kq} - (X_q + X_1 + X_2) I_{qo} \Delta \omega + E_{qo} \Delta \delta \end{aligned} \quad (4.12)$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
El vector de estados para el sistema sin compensación es:

$$\left[\Delta i_q \quad \Delta i_d \quad \Delta i_{fd} \quad \Delta i_{kd} \quad \Delta i_{kq} \quad \Delta \omega_g \quad \Delta \delta_g \right] \quad (4.13)$$

4.4.2 Modelado de la Línea con un CEV conectado en el punto medio

Anteriormente se mostró la influencia de la compensación paralelo sobre la característica de transferencia de potencia. En esta sección se desarrollan las ecuaciones utilizadas para la evaluación del efecto que tiene el compensador estático de VARs con los modos torsionales del grupo turbina-generador. Para este propósito se hará referencia a la figura siguiente:

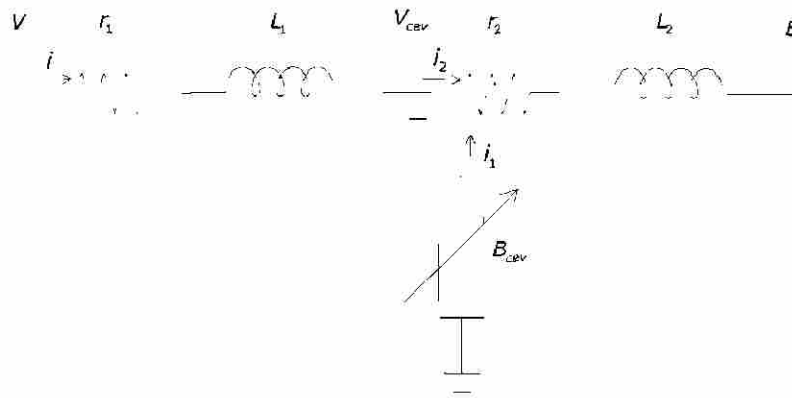


Figura 4.4.-Sistema de Transmisión con Compensación Shunt

El análisis del circuito mostrado en la Figura 4.4, permite plantear las ecuaciones siguientes:

$$V - V_{cev} = r_1 i + L_1 p i \quad (4.14)$$

$$V_{cev} - E = r_2 i_2 + L_2 p i_2 \quad (4.15)$$

$$V_{cev} - 0 = -B^{-1} I_1 \quad (4.16)$$

Transformando las ecuaciones anteriores al marco de referencia qdo se tiene:

$$V_q - V_{cevq} = r_1 i_q + L_1 p i_q + \omega L_1 i_d \quad (4.17)$$

$$V_{cevd} - E_d = r_2 i_{2d} + L_2 p i_{2d} - \omega L_2 i_{2q} \quad (4.20)$$

$$V_d - V_{cevd} = r_1 i_d + L_1 p i_d - \omega L_1 i_q \quad (4.18)$$

$$V_{cevq} = -B^{-1} i_{1q} \quad (4.21)$$

$$V_{cevq} - E_q = r_2 i_{2q} + L_2 p i_{2q} + \omega L_2 i_{2d} \quad (4.19)$$

$$V_{cevd} = -B^{-1} i_{1d} \quad (4.22)$$

Aplicando LCK en el nodo marcado como V_{cev} :

$$i_2 = (i + i_1)$$

Sustituyendo la expresión anterior en (4.19) y (4.20)

$$V_{cevq} = r_2 (i_q - i_{1q}) + L_2 p (i_q + i_{1q}) + \omega L_2 (i_d + i_{1d}) + E_q \quad (4.23)$$

$$V_{cevd} = r_2 (i_d + i_{1d}) + L_2 p (i_d + i_{1d}) - \omega L_2 (i_q + i_{1q}) + E_d \quad (4.24)$$

De (4.21) y (4.22)

$$i_{1q} = -BV_{cevq} \quad (4.25) \quad i_{1d} = -BV_{cevd} \quad (4.26)$$

Sustituyendo (4.25) y (4.26) en (4.23) y (4.24) respectivamente se obtiene:

$$V_{cevq} = r_2 (i_q - BV_{cevq}) + L_2 p (i_q - BV_{cevq}) - \omega L_2 (i_d - BV_{cevd}) + E_q \quad (4.27)$$

$$V_{cevd} = r_2 (i_d - BV_{cevd}) + L_2 p (i_d - BV_{cevd}) - \omega L_2 (i_q - BV_{cevq}) + E_d \quad (4.28)$$

Si se sustituyen (4.27) y (4.28) en (4.17) y (4.18)

$$V_q = (r_1 + r_2) i_q + (L_1 + L_2) p i_q + \omega (L_1 + L_2) i_d - r_2 BV_{cevq} - L_2 p BV_{cevq} + \omega L_2 BV_{cevd} + E_q \quad (4.29)$$

$$V_d = (r_1 + r_2) i_d + (L_1 + L_2) p i_d - \omega (L_1 + L_2) i_q - r_2 BV_{cevd} - L_2 p BV_{cevd} + \omega L_2 BV_{cevq} + E_d \quad (4.30)$$

Del diagrama fasorial de la Figura 4.1 (b):

$$E_q = E \cos \delta$$

$$E_d = E \sin \delta$$

Sustituyendo las expresiones anteriores para E_q y E_d en (4.29) y (4.30) se obtienen las ecuaciones de la red con un compensador Estático de VARs en el punto medio de la línea.

$$V_q = (r_1 + r_2) i_q + (L_1 + L_2) p i_q + \omega (L_1 + L_2) i_d - r_2 BV_{cevq} - L_2 p BV_{cevq} + \omega L_2 BV_{cevd} + E \cos \delta \quad (4.31)$$

$$V_d = (r_1 + r_2) i_d + (L_1 + L_2) p i_d - \omega (L_1 + L_2) i_q - r_2 BV_{cevd} - L_2 p BV_{cevd} + \omega L_2 BV_{cevq} + E \sin \delta \quad (4.32)$$

Las ecuaciones de la red con los efectos del estator de la máquina incluidos, en función de las reactancias las ecuaciones (4.31) y (4.32) pueden expresarse en la forma:

$$V_q = (r_1 + r_2) i_q + \frac{1}{\omega_o} (X_1 + X_2) p i_q + \frac{\omega}{\omega_o} (X_1 + X_2) i_d - r_2 B V_{cevd} - \frac{1}{\omega_o} X_2 p B V_{cevd} + \frac{\omega}{\omega_o} X_2 B V_{cevd} + E \cos \delta \quad (4.33)$$

$$V_d = (r_1 + r_2) i_d + \frac{1}{\omega_o} (X_1 + X_2) p i_d - \frac{\omega}{\omega_o} (X_1 + X_2) i_q - r_2 B V_{cevd} - \frac{1}{\omega_o} X_2 p B V_{cevd} + \frac{\omega}{\omega_o} X_2 B V_{cevd} + E \sin \delta \quad (4.34)$$

Transformando las expresiones (4.33) y (4.34) al dominio de la frecuencia y aplicando (3.1) se obtienen las expresiones linealizadas:

$$\Delta V_q = (r_1 + r_2) \Delta i_q + (X_1 - X_2) \Delta i_d + [(X_1 - X_2) I_{d0} + X_2 V_{cevd0} B_o] \Delta \omega - r_2 V_{cevd0} \Delta B - E_q \Delta \delta + \frac{1}{\omega_o} (X_1 + X_2) s \Delta i_q - \frac{1}{\omega_o} X_2 V_{cevd0} s \Delta B \quad (4.35)$$

$$\Delta V_d = (r_1 + r_2) \Delta i_d - (X_1 + X_2) \Delta i_q + [-(X_1 + X_2) I_{q0} + X_2 V_{cevd0} B_o] \Delta \omega - r_2 V_{cevd0} \Delta B + E_q \Delta \delta + \frac{1}{\omega_o} (X_1 + X_2) s \Delta i_d - \frac{1}{\omega_o} X_2 V_{cevd0} s \Delta B \quad (4.36)$$

Igualando (3.8) y (3.9) con (4.35) y (4.36) respectivamente se obtienen las ecuaciones de la red con efectos de estator incluidos.

$$-\frac{1}{\omega_o} (X_d + X_1 + X_2) s \Delta i_d + \frac{1}{\omega_o} X_{md} s \Delta i_{fd} + \frac{1}{\omega_o} X_{md} s \Delta i_{kd} + \frac{1}{\omega_o} X_2 V_{cevd0} s \Delta B = (r_s + r_1 + r_2) \Delta i_d - (X_q + X_1 + X_2) \Delta i_q + X_{mq} \Delta i_{kq} + [-(X_q + X_1 + X_2) I_{q0} + X_2 V_{cevd0} B_o] \Delta \omega + (X_2 V_{cevd0} - r_2 V_{cevd0}) \Delta B + E_{q0} \Delta \delta \quad (4.37)$$

$$-\frac{1}{\omega_o} (X_q + X_1 + X_2) s \Delta i_q + \frac{1}{\omega_o} X_{mq} s \Delta i_{kq} + \frac{1}{\omega_o} X_2 V_{cevd0} s \Delta B = (r_s + r_1 + r_2) \Delta i_q - (X_d + X_1 - X_2) \Delta i_d + X_{md} \Delta i_{fd} - X_{md} \Delta i_{kd} + [-(X_d + X_1 - X_2) I_{q0} + X_2 V_{cevd0} B_o] \Delta \omega + (X_2 V_{cevd0} - r_2 V_{cevd0}) \Delta B - E_{d0} \Delta \delta \quad (4.38)$$

4.4.3 Obtención del modelo en espacio de estado del CEV

El modelo utilizado para la representación del compensador estático de VARs se muestra en la Figura 4.5

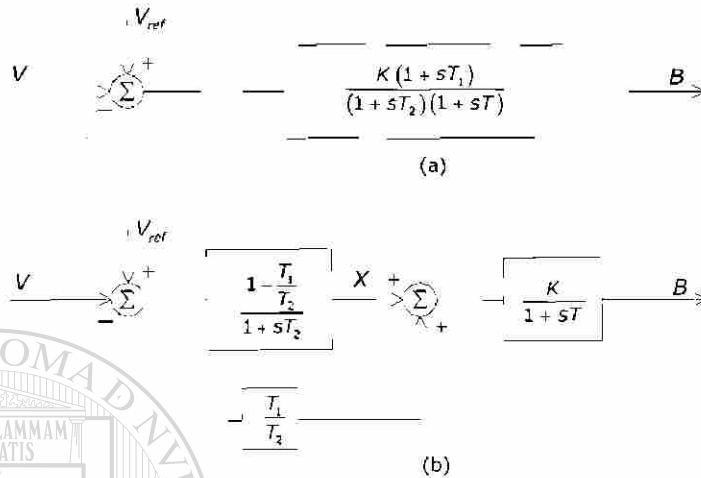


Figura 4.5.- (a) Diagrama de Bloques para el CEV; (b) Diagrama de Bloques Equivalente

La Figura 4.5 (a) muestra un diagrama de bloques para el compensador estático de VARs. En la Figura 4.5 (b) se muestra el diagrama de bloques equivalente, de donde se derivan las siguientes ecuaciones:

$$sX = \left(\frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_2^2} \right) V_{ref} + \left(\frac{T_1}{T_2^2} - \frac{1}{T_2} \right) V - \frac{1}{T_2} X \quad sB = \frac{K}{T} X + \frac{KT_1}{T_2 T} V_{ref} - \frac{KT_1}{T_2 T} V - \frac{1}{T} B \quad (4.39) \quad (4.40)$$

Utilizando (3.1) y (3.2) se pueden expresar las ecuaciones (4.39) y (4.40) de la siguiente manera:

$$s\Delta X = \left(\frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_2^2} \right) \Delta V_{ref} + \left(\frac{T_1}{T_2^2} - \frac{1}{T_2} \right) \Delta V - \frac{1}{T_2} \Delta X \quad s\Delta B = \frac{K}{T} \Delta X + \frac{KT_1}{T_2 T} \Delta V_{ref} - \frac{KT_1}{T_2 T} \Delta V - \frac{1}{T} \Delta B \quad (4.41) \quad (4.42)$$

En forma matricial:

$$s \begin{bmatrix} \Delta X \\ \Delta B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_2} & 0 \\ \frac{K}{T} & -\frac{1}{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta X \\ \Delta B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_2^2} \\ \frac{KT_1}{T_2 T} \end{bmatrix} \Delta V_{ref} + \begin{bmatrix} \frac{T_1}{T_2^2} - \frac{1}{T_2} \\ -\frac{KT_1}{T_2 T} \end{bmatrix} \Delta V \quad (4.43)$$

El vector de estados con el compensador estático de VARs incluido,

$$[\Delta i_d \ \Delta i_q \ \Delta i_{fd} \ \Delta i_{kd} \ \Delta i_{kq} \ \Delta \omega_g \ \Delta \delta_g \ \Delta X \ \Delta B] \quad (4.44)$$

4.4.4 Análisis de valores característicos

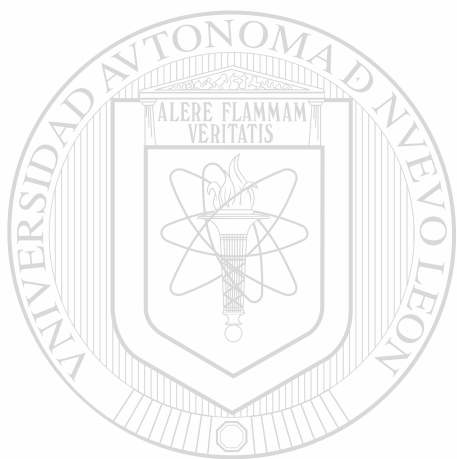
La Tabla 4.1 muestra los eigenvalores para diferentes condiciones de operación del sistema de prueba de la Figura 2.4.

Tabla 4.1.-Valores Característicos para el Analisis del CEV en las Interacciones Torsionales

MODO ¹	sin PSS sin CEV	Con PSS sin CEV	Con PSS y con CEV $T_{11}=0.05$
MR	-9.23 ± 376.96i	-9.23 ± 376.96i	-9.11 ± 377.04i
M5	-0.01 ± 298.18i	-0.01 ± 298.18i	-0.01 ± 298.18i
M4	-0.13 ± 202.99i	-0.10 ± 202.99i	-0.13 ± 202.97i
M3	-0.03 ± 160.62i	-0.00 ± 160.62i	-0.01 ± 160.61i
M2	-0.04 ± 127.02i	-0.03 ± 127.03i	-0.03 ± 127.02i
M1	-0.04 ± 99.14i	0.15 ± 99.20i	0.14 ± 99.20i
ME	0.73 ± 9.20i	-1.01 ± 9.20i	-1.01 ± 8.98i
EXCITADOR	-7.68 ± 16.10i	-5.73 ± 16.85i	-5.85 ± 16.49i
	-47.72	-43.85	-43.88
	-3.01	-3.00	-3.25
	-1.00	-1.00	-1.00
		-0.10	-0.10
		-80.05 ± 11.81i	-87.15 ± 12.10i
			-20.00
			-80.00

¹ MR Modo de la red, M1 Modo torsional 1 M2 Modo torsional 2 M3 Modo torsional 4 M4 Modo torsional 4 M5 Modo torional 5 ME Modo electromecánico

La Tabla 4.1 muestra los valores característicos con diferentes elementos de control en el sistema de prueba de la Figura 2.4. En general puede decirse que el compensador estático de VARs tiene una acción amortiguadora para los modos torsionales. En el caso particular del modo de frecuencia 298 rad/seg, el amortiguamiento se mantiene. Esto se debe a que la sección de flecha correspondiente a este modo tiene una inercia muy grande, por lo que no se ve afectado. El amortiguamiento negativo del modo de frecuencia igual a 99 rad/seg, se presenta debido a que a la ausencia del filtro torsional en el PSS



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

CAPÍTULO V

EL TCSC Y SU INTERACCIÓN CON EL SISTEMA MECÁNICO

5.1 INTRODUCCIÓN

A lo largo de capítulos anteriores se ha evaluado la interacción que existe entre el sistema mecánico y el sistema eléctrico debido a la compensación serie, así como a la presencia de algunos elementos como es el caso del estabilizador del sistema de potencia. Se ha visto como a medida que la compensación serie se incrementa, la componente subsíncrona de la frecuencia del sistema eléctrico se va acercando a cada uno de los diferentes modos naturales de oscilación de la flecha, provocando una situación resonante en el sistema.

La presencia de dispositivos FACTS en los sistemas eléctricos de potencia modernos ha contribuido enormemente a la mejora en la operación de estos sistemas. El capacitor serie controlado por tiristores (CSCT ó mas comúnmente TCSC por sus siglas en ingles), tiene características de diseño, que permiten tener un control sobre el efecto de resonancia subsíncrona en el sistema eléctrico, permitiendo con esto mejorar la transferencia de potencia de una manera segura para el sistema.

Este capítulo presenta los conceptos básicos así como el desarrollo de ecuaciones para la consideración del TCSC en estudios de resonancia subsíncrona. El TCSC es considerado un elemento de ajuste rápido y eficiente a la reactancia de la red, el cual está compuesto de un reactor controlado por tiristores "TCR" conectado en paralelo con un capacitor fijo.

5.2 MODELO DEL TCSC EN ESTADO ESTACIONARIO

La obtención de las ecuaciones de voltaje y corriente en el TCSC se logra mediante la solución de las ecuaciones diferenciales en el dominio de Laplace para los diferentes periodos de conducción y no conducción de los tiristores. La Figura 5.1 muestra un circuito LC paralelo, en donde los tiristores están representados mediante un interruptor, el cual permanece abierto o cerrado según sea su condición de operación.

Si se supone que la corriente de línea es senoidal y se toma como referencia el cruce por cero de la corriente para el disparo de los tiristores se tiene:

$$i(t) = I \operatorname{sen}(\omega t) \quad (5.1)$$

Asumiendo que el primer tiristor (simbolizado por el interruptor en la figura 5.1) se dispara en el tiempo $t = t_1$, se tiene

$$i(t) = i_c(t) + i_L(t) \quad (5.2)$$

En donde:

$i_c(t)$ = corriente en el capacitor

$i_L(t)$ = Corriente en el inductor

Durante el primer periodo de conducción del tiristor, el voltaje en el inductor y el capacitor son iguales, es decir:

$$V_L(t) = V_C(t)$$

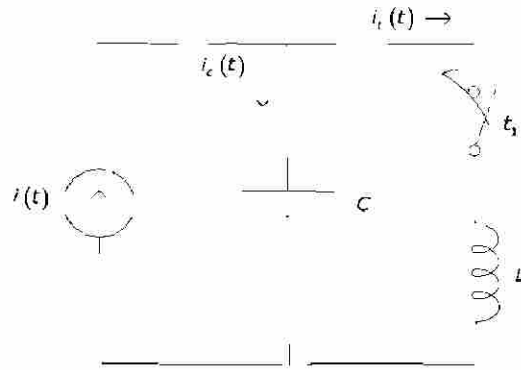


Figura 5.1.-Circuito Eléctrico para un TCSC

Aplicando LVK al circuito de la figura 5.1 se obtiene:

$$L \frac{d}{dt} i_l(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt + V_c(t_1) U(t - t_1) \quad (5.3)$$

En donde $V_c(t_1)$ es el voltaje del capacitor al momento del encendido del primer tiristor y $U(t - t_1)$ el operador de retardo.

Expresando las ecuaciones (5.2) y (5.3) en el dominio de Laplace:

$$I(s) = I_c(s) + I_l(s) \quad (5.4)$$

$$sL I_l(s) = \frac{I_c(s)}{sC} + \frac{1}{s} e^{-st_1} V_c(t_1) \quad (5.5)$$

Debido a que el periodo de conducción inicia a partir de t_1 se debe obtener $I(s)$ a partir de t_1 , por lo que $I(s)$ está dada por:

$$I(s) = \mathcal{L}\{I(t)U(t - t_1)\}$$

$$I(s) = I e^{-st_1} \frac{1}{s^2 + \omega^2} [\text{sen}(\omega t_1) s + \omega \cos(\omega t_1)] \quad (5.6)$$

Despejando $I_c(s)$ de (5.5)

$$I_c(s) = s^2 L C I_L(s) - C e^{-st_1} V_c(t_1) \quad (5.7)$$

Sustituyendo (5.7) y (5.6) en (5.4) y resolviendo para $I_L(s)$ tenemos:

$$I_L(s) = \omega_o^2 I \text{sen}(\omega t_1) e^{-st_1} \frac{s}{(s^2 + \omega^2)(s^2 + \omega_o^2)} + \omega_o^2 \omega I \cos(\omega t_1) e^{-st_1} \frac{1}{(s^2 + \omega^2)(s^2 + \omega_o^2)} + \omega_o^2 C V_c(t_1) e^{-st_1} \frac{1}{(s^2 + \omega_o^2)} \quad (5.8)$$

en donde:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

La expresión en el tiempo para la corriente en el inductor $I_L(t)$ se obtiene aplicando la transformada inversa de Laplace a la ecuación (5.8); para cada término se tiene:

$$\ell^{-1} \left\{ \frac{1}{s^2 + \omega_o^2} e^{-st_1} \right\} = \frac{1}{\omega_o} \text{sen}(\omega_o t - \omega_o t_1)$$

$$\ell^{-1} \left\{ \frac{s}{(s^2 + \omega^2)(s^2 + \omega_o^2)} e^{-st_1} \right\} = \frac{1}{\omega_o^2 - \omega^2} [\cos(\omega t - \omega t_1) - \cos(\omega_o t - \omega_o t_1)]$$

$$\ell^{-1} \left\{ \frac{1}{(s^2 + \omega^2)(s^2 + \omega_o^2)} e^{-st_1} \right\} = \frac{1}{\omega_o \omega (\omega_o^2 - \omega^2)} [\omega_o \text{sen}(\omega t - \omega t_1) - \omega \text{sen}(\omega_o t - \omega_o t_1)]$$

Por lo tanto

$$I_L(t) = A [\text{sen}(\omega t_1) \cos(\omega(t - t_1)) + \cos(\omega t_1) \text{sen}(\omega(t - t_1))] - A \text{sen}(\omega t_1) \cos(\omega_o(t - t_1)) - B \cos(\omega t_1) \text{sen}(\omega_o(t - t_1)) + D V_c(t_1) \text{sen}(\omega_o(t - t_1)) \quad (5.9)$$

En donde:

$$A = \frac{\omega_o^2}{\omega_o^2 - \omega^2} I$$

$$B = \frac{\omega_o \omega}{\omega_o^2 - \omega^2} I$$

$$D = \omega_o C$$

Agrupando:

$$I_L(t) = A \operatorname{sen}(\omega t) - A \operatorname{sen}(\omega t_1) \cos(\omega_o(t - t_1)) - B \cos(\omega t_1) \operatorname{sen}(\omega_o(t - t_1)) + DV_c(t_1) \operatorname{sen}(\omega_o(t - t_1)) \quad (5.10)$$

Agrupando (5.10) se obtiene:

$$i(t) = A \operatorname{sen}(\omega t) + k_1 \cos(\omega_o t) + k_2 \operatorname{sen}(\omega_o t) \quad (5.11)$$

En donde:

$$k_1 = B \cos(\alpha) \operatorname{sen}(k\alpha) - A \operatorname{sen}(\alpha) \cos(k\alpha) - DV_c(t_1) \operatorname{sen}(k\alpha)$$

$$k_2 = DV_c(t_1) \cos(k\alpha) - A \operatorname{sen}(\alpha) \operatorname{sen}(k\alpha) - B \cos(\alpha) \cos(k\alpha)$$

$$k = \frac{\omega_o}{\omega}$$

$$\alpha = \omega t_1 = \text{ángulo de disparo del tiristor}$$

La expresión (5.11) es la ecuación general para la corriente que circula a través de los tiristores. El voltaje en el capacitor está dado en la ecuación (5.12)

$$V_c(t) = L \frac{d}{dt} i(t) \quad (5.12)$$

Sustituyendo la expresión para $i(t)$ dada en la ecuación (5.11) se obtiene:

$$V_c(t) = AX_L \cos(\omega t) + AkX_L \text{sen}(\alpha) \text{sen}(\omega_0 t - k\alpha) - BkX_L \cos(\alpha) \cos(\omega_0 t - k\alpha) + DkX_L V_c(t_1) \cos(\omega_0 t - k\alpha) \quad (5.13)$$

O bien en forma reducida,

$$V_c(t) = AX_L \cos(\omega t) - kX_L K_1 \text{sen}(\omega_0 t) + kX_L K_2 \cos(\omega_0 t) \quad (5.14)$$

En donde:

$$X_L = \omega L$$

Las ecuaciones (5.11) y (5.14) son las ecuaciones generales para la corriente en los tiristores y el voltaje en el capacitor en el primer periodo de conducción, esto es a partir del cierre del interruptor mostrado en la figura en $t = t_1$ ¹.

Para el caso en el que los tiristores no están en conducción, se tiene que la corriente del inductor es cero y la corriente del capacitor es igual a la corriente de línea, por lo tanto:

$$i_c(t) = i(t) = I \text{sen}(\omega t) \quad (5.15)$$

Y el voltaje en el capacitor está dado por la expresión:

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I \text{sen}(\omega t) dt + V_c(0) \quad (5.16)$$

En donde $V_c(0)$ es la condición inicial para el voltaje en el capacitor. Si se supone un tiempo de inicio en $t = 0$ y se resuelve (5.16) se obtiene:

¹ Las ecuaciones (5.11) y (5.14) son válidas en el intervalo $t \in [t_1, t_{off}^1]$. Para el segundo intervalo de conducción de los tiristores, las ecuaciones son las mismas, la diferencia está en el tiempo de cierre del interruptor, el cual para el segundo intervalo de conducción será: $t = t_2 = t_1 + \pi/\omega$, por lo que el segundo intervalo se define para $t \in [t_2, t_{off}^2]$, en donde t_{off}^1 y t_{off}^2 son el tiempo de apagado del primer y segundo tiristor respectivamente.

$$\begin{aligned}
 V_c(t) &= -\frac{I}{\omega C} \cos(\omega t) \Big|_0^t + V_c(0) \\
 &= -IX_c [\cos(\omega t) - 1] + V_c(0)
 \end{aligned}
 \tag{5.17}$$

La expresión (5.17) se cumple para el período $\omega t \in [0, \alpha]$. Para el período $\omega t \in [\omega t_{off}^1, \pi + \alpha]$ se tiene:

$$\begin{aligned}
 V_c(t) &= \frac{1}{C} \int_{t_{off}^1}^t I \text{sen}(\omega t) dt + V_c(t_{off}^1) \\
 &= -\frac{I}{\omega C} \cos(\omega t) \Big|_{t_{off}^1}^t + V_c(t_{off}^1) \\
 &= -IX_c [\cos(\omega t) - \cos(\omega t_{off}^1)] + V_c(t_{off}^1)
 \end{aligned}
 \tag{5.18}$$

$V_c(t_{off}^1)$ se puede obtener de la ecuación (5.14), sustituyendo $t = t_{off}^1$. De manera similar se obtiene la expresión para el intervalo de $\omega t \in [\omega t_{off}^2, 2\pi]$.

$$V_c(t) = -IX_c [\cos(\omega t) - \cos(\omega t_{off}^2)] + V_c(t_{off}^2)
 \tag{5.19}$$

En donde $V_c(t_{off}^2)$ se calcula a partir de (5.14) sustituyendo $t = t_{off}^2$ y cambiando t_1 por t_2 . ®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Las ecuaciones anteriores determinan el comportamiento transitorio del TCSC durante un ciclo. El dispositivo alcanza su estado estable cuando el pico máximo de la corriente de línea coincide con el pico mínimo de la corriente que circula por los tiristores. Esta también es simétrica con respecto al cruce por cero del voltaje en el capacitor. El voltaje en el capacitor en estado estable puede calcularse al momento del disparo. Sustituyendo $\omega t = \frac{\pi}{2}$ en la ecuación (5.14) se tiene:

$$V_c\left(\frac{\pi}{2\omega}\right) = AX_L \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) - kX_L k_1 \text{sen}\left(\frac{\pi}{2}k\right) + kX_L k_2 \cos\left(\frac{\pi}{2}k\right) = 0
 \tag{5.20}$$

Despejando $V_c(t_1)^+$ se obtiene el voltaje en el capacitor en estado estable al momento del disparo:

$$V_c(t_1) = \frac{B}{D} \cos(\alpha) \tan\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right) \quad (5.21)$$

Si se sustituye (5.21) en (5.11) se obtiene la corriente de los tiristores en estado estable.

$$i(t) = A \sin(\omega t) - A \frac{\sin(\alpha)}{\cos\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right)} \cos\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2} k\right) \quad (5.22)$$

La ecuación (5.22) se cumple en el intervalo $t \in [t_1, t_1 + t_r]$, en donde t_r es el tiempo de conducción del primer tiristor en estado estable. El segundo pulso de disparo se da 180° después del primer pulso de disparo, produciendo un flujo de corriente en el segundo tiristor con la polaridad opuesta a la de (5.22). La corriente del segundo tiristor esta dada por:

$$i(t) = A \sin(\omega t) + A \frac{\sin(\alpha)}{\cos\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right)} \cos\left(\omega_0 t - \frac{3\pi}{2} k\right) \quad (5.23)$$

Sustituyendo las ecuaciones (5.22) y (5.23) en (5.12) se obtienen las expresiones para el voltaje en el capacitor.

$$V_c(t) = AX_L \cos(\omega t) + AkX_L \frac{\sin(\alpha)}{\cos\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right)} \sin\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2} k\right) \quad (5.24)$$

$$V_c(t) = AX_L \cos(\omega t) - AkX_L \frac{\sin(\alpha)}{\cos\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right)} \sin\left(\omega_0 t - \frac{3\pi}{2} k\right) \quad (5.25)$$

Despejando $i_c(t)$ de la ecuación (5.2) se tiene:

⁻ $V_c(t_1)$ se encuentra en las expresiones para k_1 y k_2 que aparecen en la expresión (5.20)

$$i_c(t) = i(t) - i_L(t) \quad (5.26)$$

Estas expresiones describen el comportamiento del TCSC en estado estacionario en el intervalo en que no existe conducción por parte de ninguno de los tiristores. Por otra parte, el voltaje en estado estable cuando los tiristores se encuentran abiertos está dado por:

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int_{\frac{2\pi-\alpha}{\omega}}^t I \operatorname{sen}(\omega t) dt + V_c(t_{off}) \quad (5.27)$$

Donde $V_c(t_{off})$ es el voltaje del capacitor en el momento de la conmutación de los tiristores. De (5.25) se tiene:

$$V_c(t_{off}) = V_c\left(\frac{2\pi-\alpha}{\omega}\right) = AX_L \cos(\alpha) - AkX_L \operatorname{sen}(\alpha) \tan\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right) \quad (5.28)$$

Sustituyendo (5.28) en (5.27) y resolviendo para $V_c(t)$ se obtiene:

$$V_c(t) = -\frac{I}{\omega C} \cos(\omega t) \Big|_{\frac{2\pi-\alpha}{\omega}}^t + V_c(t_{off}) = -IX_c [\cos(\omega t) - \cos(\alpha)] + V_c(t_{off}) \quad (5.29)$$

La expresión anterior se cumple en el intervalo $\omega t \in [0, \alpha]$ y $\omega t \in [2\pi - \alpha, 2\pi]$. Para $\omega t \in [\pi - \alpha, \pi + \alpha]$ se tiene:

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int_{\frac{\pi-\alpha}{\omega}}^t I \operatorname{sen}(\omega t) dt + V_c(t_{off}) \quad (5.30)$$

En donde $V_c'(t_{off})$ se calcula de (5.24) y está dado por:

$$V_c'(t_{off}) = V_c\left(\frac{\pi-\alpha}{\omega}\right) = -AX_L \cos(\alpha) + AkX_L \operatorname{sen}(\alpha) \tan\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right) \quad (5.31)$$

Y de (5.30) se tiene que:

$$V_c(t) = -\frac{I}{\omega C} \cos(\omega t) \Big|_{\pi-\alpha}^t + V_c'(t_{off}) = -IX_c [\cos(\omega t) + \cos(\alpha)] + V_c'(t_{off}) \quad (5.32)$$

La expresión anterior se cumple en el intervalo $\omega t \in [\pi - \alpha, \pi + \alpha]$. Definiendo $V_0 = V_c(t_{off})$ y comparando (5.28) con (5.31) puede observarse que:

$$V_c(t_{off}) = -V_c'(t_{off}) = V_0$$

Finalmente las expresiones para el voltaje en el capacitor para los periodos de conducción en estado estable están dadas por:

$$V_c(t) = -IX_c [\cos(\omega t) - \cos(\alpha)] + V_0 \quad (5.33)$$

$$V_c(t) = -IX_c [\cos(\omega t) + \cos(\alpha)] - V_0 \quad (5.34)$$

La ecuación (5.33) es válida para los periodos en donde $\omega t \in [0, \alpha]$ y $\omega t \in [2\pi - \alpha, 2\pi]$, mientras que la ecuación (5.34) es válida en el intervalo $\omega t \in [\pi - \alpha, \pi + \alpha]$.

Tabla 5.1.- Corriente en el Inductor en Estado Estable Durante un Ciclo

$i_t(t) = 0$	$\omega t \in [0, \alpha)$
$i_t(t) = A \operatorname{sen}(\omega t) - A \frac{\operatorname{sen}(\alpha)}{\cos\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right)} \cos\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2} k\right)$	$\omega t \in [\alpha, \pi - \alpha)$
$i_t(t) = 0$	$\omega t \in [\pi - \alpha, \pi + \alpha)$
$i_t(t) = A \operatorname{sen}(\omega t) - A \frac{\operatorname{sen}(\alpha)}{\cos\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right)} \cos\left(\omega_0 t - \frac{3\pi}{2} k\right)$	$\omega t \in [\pi + \alpha, 2\pi - \alpha)$
$i_t(t) = 0$	$\omega t \in [2\pi - \alpha, 2\pi)$

Las ecuaciones desarrolladas anteriormente describen el comportamiento del TCSC en estado estable durante un ciclo de operación, y se muestran de manera resumida en las Tablas 5.1 y 5.2.

Tabla 5.2.- Voltaje en el Capacitor en Estado Estable Durante un Ciclo

$V_c(t) = -I_m X_c [\cos(\omega t) - \cos(\alpha)] + V_0$	$\omega t \in [0, \alpha)$
$V_c(t) = AX_L \cos(\omega t) + AkX_L \frac{\text{sen}(\alpha)}{\cos\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right)} \text{sen}\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2} k\right)$	$\omega t \in [\alpha, \pi - \alpha)$
$V_c(t) = -I_m X_c [\cos(\omega t) + \cos(\alpha)] - V_0$	$\omega t \in [\pi - \alpha, \pi + \alpha)$
$V_c(t) = AX_L \cos(\omega t) - AkX_L \frac{\text{sen}(\alpha)}{\cos\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right)} \text{sen}\left(\omega_0 t - \frac{3\pi}{2} k\right)$	$\omega t \in [\pi + \alpha, 2\pi - \alpha)$
$V_c(t) = -I_m X_c [\cos(\omega t) - \cos(\alpha)] + V_0$	$\omega t \in [2\pi - \alpha, 2\pi)$

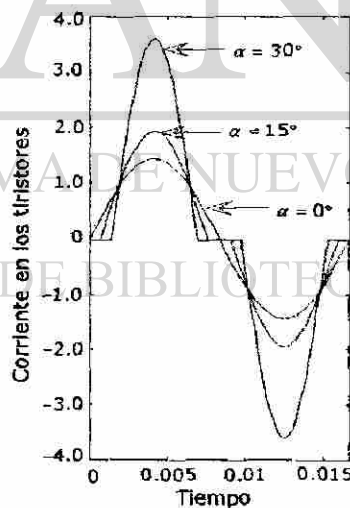
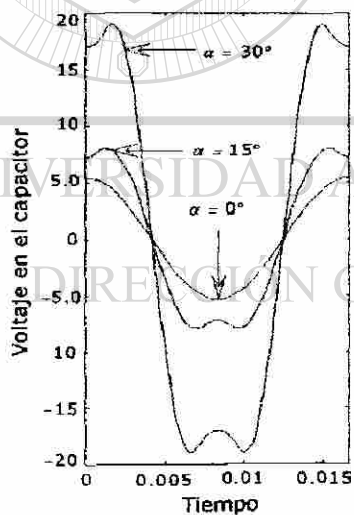


Figura 5.2.- Voltaje en el Capacitor y Corriente en el Inductor en la Región Inductiva

Las Figuras 5.2 y 5.3 muestran las formas de onda típicas para el voltaje del capacitor y corrientes en el inductor en la región inductiva y capacitiva. Puede observarse que el grado

de distorsión de la onda de voltaje es mayor cuando el TCSC es operado en la región inductiva. Otra observación importante es el incremento en la amplitud del voltaje del capacitor conforme el ángulo de disparo se acerca al punto de resonancia (ver punto de resonancia en la Figura 5.4). Para el modo de operación de bloqueo ($\alpha = 0^\circ$) el voltaje es senoidal, así como en el modo de operación continuo ($\alpha = 90^\circ$). La polaridad del voltaje en el capacitor depende de la zona de operación.

En el comportamiento de la corriente puede apreciarse algo similar a lo observado en el voltaje del capacitor. El valor del ángulo de disparo determina la dirección de la corriente a través del reactor controlado y del capacitor, las cuales son opuestas y la magnitud de las corrientes se incrementa conforme la operación del dispositivo se acerca al punto de resonancia.

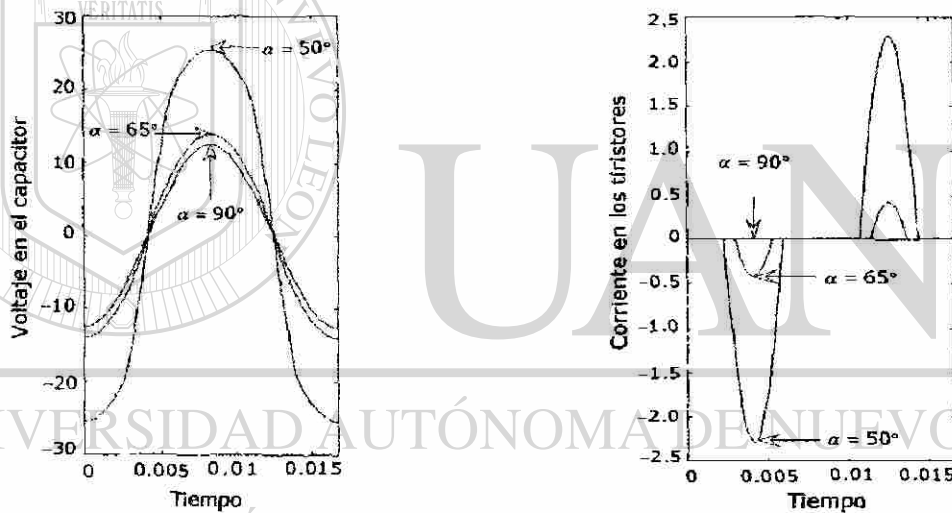


Figura 5.3.- Voltaje en el Capacitor y Corriente en el Inductor en la Región Capacitiva

5.3 IMPEDANCIA FUNDAMENTAL DEL TCSC

Debido a que la corriente que circula por los tiristores contiene distorsión armónica, se debe realizar el análisis de Fourier para la obtención de una expresión a frecuencia fundamental. Así,

$$i_l^0(t) = I_l^0 \text{sen}(\omega t) \tag{5.35}$$

En donde:

$i_L^\circ(t)$ es la corriente de los tiristores a frecuencia fundamental.

I_L° es el coeficiente de Fourier a frecuencia fundamental dado por la expresión:

$$I_L^\circ = \frac{4}{T} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} i_L(t) \operatorname{sen}(\omega t) d\omega t \quad (5.36)$$

En donde:

$$T = \frac{2\pi}{\omega}$$

En las figuras 5.2 y 5.3 puede apreciarse que la onda de corriente de los tiristores $i_L(t)$ cuenta con simetría de media onda impar, por lo que la componente fundamental se obtiene evaluando (5.36) a partir de (5.22)

$$I_L^\circ = \frac{4}{T} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \left[A \operatorname{sen}(\omega t) - A \frac{\operatorname{sen}(\alpha)}{\cos\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right)} \cos\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2} k\right) \right] \operatorname{sen}(\omega t) d\omega t \quad (5.37)$$

$$= A \left(\frac{\pi - 2\alpha}{\pi} \right) + \frac{A}{k^2 - 1} \left(\frac{4k \tan\left(k\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right)\right) \operatorname{sen}^2(\alpha) + (k^2 + 1) \operatorname{sen}(2\alpha)}{\pi} \right)$$

La impedancia fundamental del TCSC a frecuencia fundamental está definida mediante:

$$Z_{TCSC}^\circ = R_{TCSC}^\circ + jX_{TCSC}^\circ = \frac{V_{TCSC}^\circ}{\vec{I}} \quad (5.38)$$

En donde

V_{TCSC}° es el voltaje fasorial del TCSC a frecuencia fundamental

\vec{I} es la corriente fasorial de la línea

Debido a que el voltaje a través del TCSC es igual al voltaje del capacitor, la ecuación (5.38) puede escribirse de la siguiente manera:

$$Z_{TCSC}^o = \frac{-jX_c \vec{I}_c^o}{\vec{I}} \quad (5.39)$$

$$Z_{TCSC}^o = \frac{-jX_c (\vec{I} - \vec{I}_L^o)}{\vec{I}}$$

$$Z_{TCSC}^o = -jX_c + jX_c \frac{\vec{I}_L^o}{\vec{I}}$$

$$Z_{TCSC}^o = -jX_c + jX_c \frac{I_L^o}{I} \quad (5.40)$$

En donde $X_c = \frac{1}{\omega C}$

\vec{I}_c^o es la corriente fasorial del capacitor a frecuencia fundamental

\vec{I}_L^o es la corriente fasorial en el reactor controlado por tiristores (TCR) a frecuencia fundamental.

Sustituyendo (5.37) en (5.40) se obtiene la impedancia para el TCSC a frecuencia fundamental en estado estable, la cual está compuesta únicamente de la parte reactiva que depende del ángulo de disparo α , y de las reactancias capacitiva X_c e inductiva X_L del dispositivo:

$$Z_{TCSC}^o = -jX_c + jX_c \left[\frac{A}{I_m} \left(\frac{\pi - 2\alpha}{\pi} \right) + \frac{A}{I_m (k^2 - 1)} \left(\frac{4k \tan \left(k \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right) \right) \text{sen}^2(\alpha) + (k^2 + 1) \text{sen}(2\alpha)}{\pi} \right) \right]$$

$$= -jX_c + j(X_c + X_{LC}) \left(\frac{\pi - 2\alpha}{\pi} \right) + j \frac{X_{LC}^2}{X_L} \left(\frac{4k \tan \left(k \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right) \right) \text{sen}^2(\alpha) + (k^2 + 1) \text{sen}(2\alpha)}{\pi} \right) \quad (5.41)$$

En donde:

$$X_c \frac{A}{I_m} = X_c + X_{LC}$$

$$X_C \frac{A}{I_m(k^2 - 1)} = \frac{X_{LC}^2}{X_L}$$

$$X_{LC} = \frac{X_C X_L}{X_C - X_L}$$

La Figura 5.4 muestra la curva característica para la impedancia del TCSC a frecuencia fundamental como función del ángulo de disparo. Los parámetros para el TCSC utilizados en la obtención de la curva son los siguientes:

$$L = 10 \text{ mH}, \quad C = 212 \text{ } \mu\text{F}$$

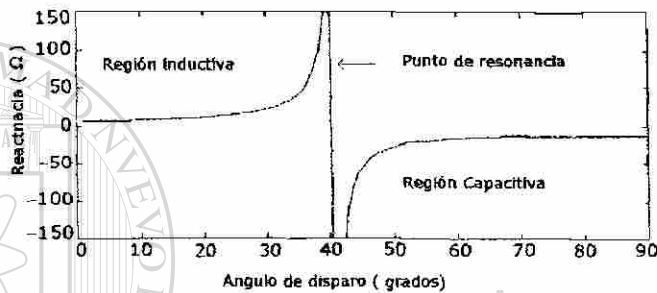


Figura 5.4.-Característica de Impedancia del TCSC a Frecuencia Fundamental

5.4 PRINCIPIOS BÁSICOS DE OPERACIÓN

La Figura 5.5 muestra un esquema básico para un TCSC compuesto por un solo módulo. En la práctica pueden ser dos o más módulos, dependiendo de las necesidades que se tengan. Para reducir el costo, el TCSC puede ser utilizado junto con un capacitor fijo. Cada módulo puede ser operado en corto circuito, en bloqueo y vernier.

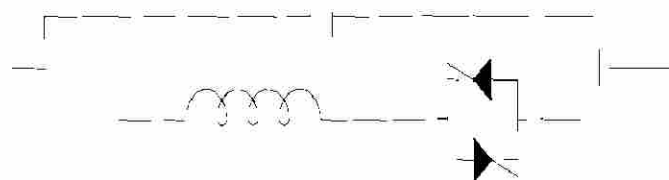


Figura 5.5.-Esquema Básico para el TCSC

5.4.1 Operación en corto circuito

Para lograr este modo de operación, las válvulas del tiristor son disparadas cada 180° (en ambas direcciones), con esto se logra que la corriente en el reactor sea continua y senoidal. De esta manera se obtiene un flujo de corriente más grande en el reactor que en el capacitor, por lo que este modo de operación es utilizado principalmente para proteger al capacitor de posibles sobrevoltajes.

A este modo de operación también se le conoce como modo "TSR" (Thyristor Switched Reactor). El diagrama esquemático para este modo de operación se presenta en la Figura 5.6a

5.4.2 Modo de operación en bloqueo

Para lograr esta condición de operación, se deben mantener bloqueadas las válvulas de los tiristores, lo cual provoca que la reactancia equivalente del TCSC sea igual a la del capacitor fijo. Este modo de operación es equivalente a tener un capacitor fijo. El diagrama esquemático para este modo de operación se presenta en la Figura 5.6b.

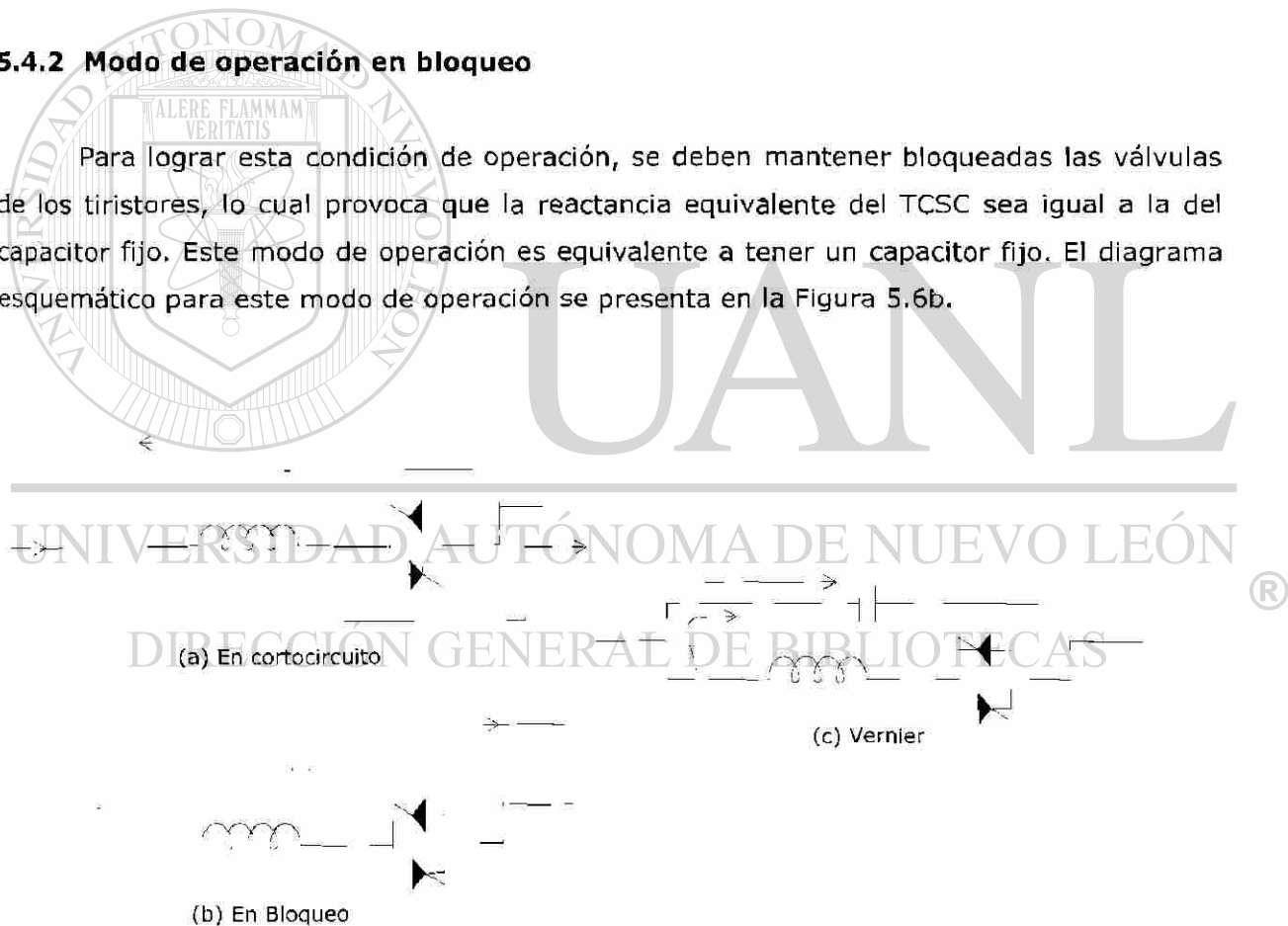


Figura 5.6.-Modos de Operación del TCSC

5.4.3 Modo de operación Vernier

Para lograr este modo de operación, los tiristores deben ser operados en la región ($\alpha_{\min} < \alpha < 180^\circ$), de tal forma que la conducción se presenta en una parte del ciclo. El valor efectivo de la reactancia del TCSC en la región capacitiva aumenta conforme α se va reduciendo y alcanza un valor máximo para $\alpha = \alpha_{\min}$. El valor de la reactancia del TCSC puede llegar a ser hasta tres veces X_c . α_{\min} se encuentra alrededor del valor de α correspondiente a la resonancia paralelo entre el "TCR" y el capacitor fijo (a frecuencia fundamental)². El diagrama esquemático para este modo de operación se presenta en la Figura 5.6c

5.4.4 Problemas de diseño

La selección del tamaño del reactor controlado y del capacitor fijo tiene efectos importantes en el comportamiento del TCSC. Por razones económicas, la reactancia del capacitor puede ser lo suficientemente pequeña, tal que la caída de voltaje a través de este elemento en condiciones de operación normales se encuentre por debajo de un valor determinado, el cual está definido por los requerimientos de diseño del sistema. Una vez que la reactancia del capacitor fijo se ha seleccionado, la frecuencia natural del circuito LC (ω_o) es directamente dependiente de la inductancia del reactor controlado, por lo que valores mas bajos de L resultan en valores de frecuencia natural y picos de corriente más elevados. Mientras que valores más grandes para el reactor provocan una característica de reactancia más plana.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

5.5 VENTAJAS Y APLICACIONES

La capacidad de cambiar el nivel de compensación serie rápidamente mediante la variación del ángulo de disparo del tiristor, hacen al TCSC muy atractivo en muchas aplicaciones. Algunas de estas aplicaciones se presentan a continuación.

² Generalmente el modo de operación Vernier es utilizado únicamente en la región capacitiva

5.5.1 Control de flujo de potencia activa y reactiva.

En una línea de transmisión compensada en serie, el nivel de compensación puede ser utilizado para el control del flujo de potencia activa y reactiva a través de la línea. Esto se debe a que el TCSC es un compensador serie controlable, por lo que puede utilizarse para este propósito.

5.5.2 Mejoramiento de la estabilidad transitoria

El criterio de áreas iguales puede utilizarse para mostrar la capacidad de este elemento para el mejoramiento de la estabilidad transitoria. Un TCSC puede ajustarse dinámicamente al nivel de compensación serie total de la línea, incrementándose la energía de aceleración o desaceleración de una máquina de una manera controlada obteniéndose así un mejoramiento en la estabilidad transitoria del sistema.

5.5.3 Control de flujo no deseado (Loop Flow)

Algunas veces en los sistemas de potencia se desea incrementar la cantidad de potencia a través de rutas definidas. Esto puede resultar en un incremento de potencia no programado a través de otras rutas paralelas. Este flujo de potencia no deseado es conocido como "Loop Flow". El control de reactancia continuo y rápido, permite controlar la cantidad de potencia activa y reactiva que fluye a través de una línea de transmisión por lo tanto el flujo de potencia no planeado (loop flow) a través de rutas imprevistas puede ser minimizado localizando adecuadamente el TCSC.

5.5.4 Amortiguamiento de oscilaciones subsíncronas

La frecuencia de oscilaciones torsionales están en el rango de las frecuencias subsíncronas (5-55 Hz) . Un TCSC puede variar la impedancia de la línea en el rango de frecuencias subsíncronas. Por lo tanto, basado en una estrategia de control predeterminada, es posible modular el flujo de potencia activa y reactiva de la línea para mitigar la oscilación torsional de la flecha.

5.6 ESTRATEGIA DE CONTROL CONVENCIONAL

La estrategia de control convencional para la mitigación de resonancia subsíncrona es utilizar una señal de error que contenga componentes para todos los modos torsionales inestables y aplicar esta señal a través de un lazo de control. La Figura 5.7 muestra un esquema del controlador utilizado para este propósito. La señal utilizada para este propósito puede ser la velocidad del rotor del generador, la frecuencia o la potencia de salida. En los resultados presentados en la sección 5.9 se utilizó como señal de retroalimentación la señal de velocidad para el rotor de la máquina.

El objetivo del esquema es dar amortiguamiento a todos los modos de oscilación de la flecha, con un margen de fase adecuado para todas las condiciones de operación del sistema. Esto dificulta la utilización de un solo bloque de control para este propósito, ya que no es fácil lograr un amortiguamiento para todos los modos de la flecha en todos los niveles de compensación de línea deseados, por lo que esta técnica no siempre puede ser utilizada para dar amortiguamiento a todos los modos torsionales del sistema. Esto se debe a que la acción de control para dar amortiguamiento a algún modo en particular, pudiera excitar negativamente otro modo de oscilación, lo que hace difícil la sintonización.



Figura 5.7.-Diagrama de Bloques para el Esquema de Control Convencional

5.7 ESTRATEGIA DE CONTROL MODAL

La idea principal en esta estrategia de control es la descomposición de la señal medida en sus componentes modales y utilizar cada una de estas señales como señal de retroalimentación en un esquema de control similar al visto en la sección anterior pero de manera independiente. El proceso de descomposición de esta señal, puede realizarse mediante manipulación matemática o mediante la utilización de filtros activos.

5.7.1 Cálculo de componentes modales.

Las desviaciones de velocidad de la flecha del grupo turbina-generator $\Delta\omega$ pueden ser utilizadas para obtener las velocidades modales correspondientes. Estas componentes pueden encontrarse a partir de la ecuación (5.42)

$$[\Delta\omega] = [Q][\Delta\omega_m] \quad (5.42)$$

En donde Q esta formada por los eigenvectores de $[H^{-1}K]^3$. Invertiendo la ecuación (5.42) se tiene:

$$[\Delta\omega_m] = [Q]^{-1}[\Delta\omega] \quad (5.43)$$

En donde:

$$[\Delta\omega] = [\Delta\omega_{HP} \ \Delta\omega_{JP} \ \Delta\omega_{LPA} \ \Delta\omega_{LPB} \ \Delta\omega_G \ \Delta\omega_{EXC}]^T$$

$$[\Delta\omega_m] = [\Delta\omega_{m1} \ \Delta\omega_{m2} \ \Delta\omega_{m3} \ \Delta\omega_{m4} \ \Delta\omega_{m5} \ \Delta\omega_{m6}]^T$$

$[Q]$ es una matriz de 6x6

De la ecuación (5.43) se obtienen las velocidades modales $\Delta\omega_m$. El i ésimo elemento del vector $[\Delta\omega_m]$, está relacionado a la velocidad de la masa mediante la ecuación (5.44)

$$\Delta\omega_i = a_{i1}\Delta\omega_{HP} + a_{i2}\Delta\omega_{JP} + a_{i3}\Delta\omega_{LPA} + a_{i4}\Delta\omega_{LPB} + a_{i5}\Delta\omega_G + a_{i6}\Delta\omega_{EX} \quad (5.44)$$

En donde los elementos a_{ij} son los elementos de la matriz $[Q]^{-1}$. Las desviaciones de la velocidad de la flecha pueden ser medidas instantáneamente, y como consecuencia, cada una de las velocidades modales $\Delta\omega_m$ puede ser usada como señal de retroalimentación para mitigar las oscilaciones de la flecha. En la Figura 5.8 se muestra el diagrama de bloques para el esquema de control modal.

³ Las matrices H y K se definieron en la sección 2.7

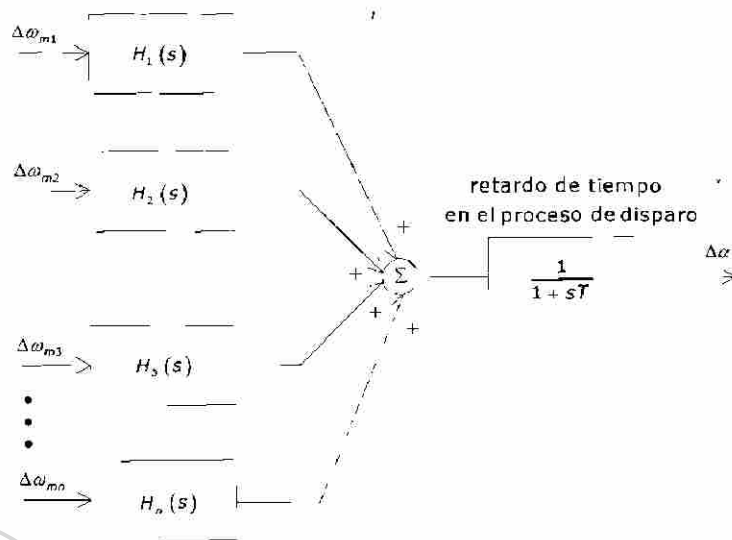


Figura 5.8.-Diagrama de Bloques para el Esquema de Control Modal

5.8 DESCOMPOSICIÓN DE LA SEÑAL DE CONTROL UTILIZANDO FILTROS ACTIVOS

Para este propósito se utiliza un filtro que tiene como salidas las velocidades modales obtenidas a partir de la señal medida $\Delta\omega$. Un filtro pasa altas es utilizado para eliminar señales de baja frecuencia como el modo de oscilación entre áreas. La señal de salida del filtro pasa altas, se introduce a un grupo de filtros notch para separar la señal de velocidad modal requerida. Esta aproximación es válida debido a que las frecuencias modales son conocidas de manera muy precisa, ya que estas no se ven afectadas por la variación en los parámetros del sistema y las condiciones de operación. Por lo tanto se pueden diseñar filtros notch para eliminar señales desconocidas.

5.9 MODELO MATEMÁTICO DEL TCSC PARA ESTUDIOS DE RESONANCIA SUBSÍNCRONA

5.9.1 Aproximación de la característica de reactancia del TCSC

Para la aproximación de la curva característica del TCSC en estudios de resonancia subsíncrona, se supondrá un generador entregando el 90% de su capacidad en MVA a un factor de potencia de 0.99 en atraso y un voltaje en terminales de 1.0 p.u.

Se desea compensar el sistema al 68%, esto deberá repartirse entre un banco de capacitores fijo y el TCSC de la siguiente manera:

- El 76.5% de la compensación serie será mediante un banco de capacitores fijo. Es decir $X_c = 0.29$ p.u.
- El 23.5% restante estará dado por el TCSC, lo cual representa una reactancia equivalente del elemento igual a $X_{TCSC} = 0.0892$ p.u. Esto puede lograrse con un ángulo de disparo de los tiristores de $\alpha_o = 51.4^\circ$

El sistema utilizado para el análisis de valores característicos y su efecto en el fenómeno de resonancia subsíncrona se muestra en la Figura 5.9

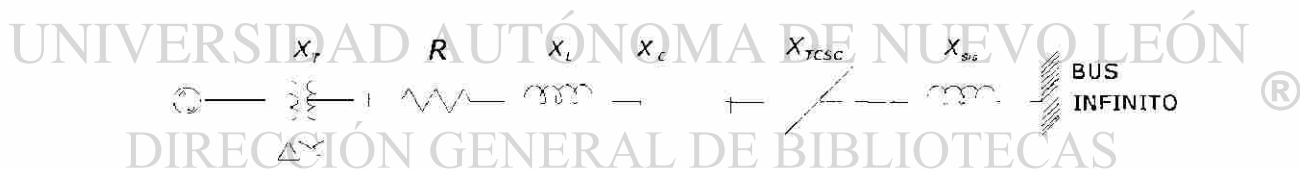


Figura 5.9.- Modelo de prueba

La aproximación de la curva característica en la región capacitiva mostrada en la Figura 5.4, se puede lograr utilizando mínimos cuadrados de segundo orden:

$$X(\alpha) = 2.31 + 4.55 \alpha - 2.31 \alpha^2 \quad \text{p.u.} \quad (5.45)$$

La curva alrededor del punto de estado estable correspondiente a la ecuación (5.46) se muestra en la Figura 5.10. Se puede observar que para variaciones no mayores de $\pm 2^\circ$, la aproximación se asemeja bastante a la curva real.

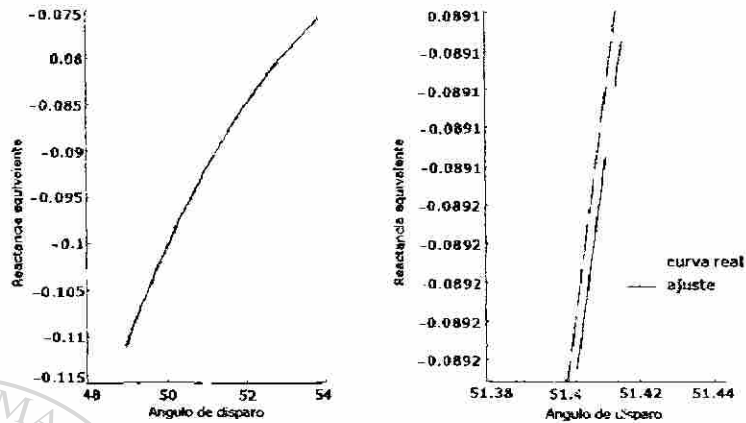


Figura 5.10.- Aproximación de Segundo Orden

Ya que el objetivo es amortiguar las oscilaciones debidas a pequeñas perturbaciones, la curva puede representarse mediante una aproximación de primer orden alrededor del punto de estado estable. Esta aproximación esta dada por la ecuación:

$$X(\alpha) = X(\alpha_0) + X'(\alpha_0) \Delta\alpha$$

$$X(\alpha) = -0.0892 + 0.4080 \Delta\alpha \tag{5.47}$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

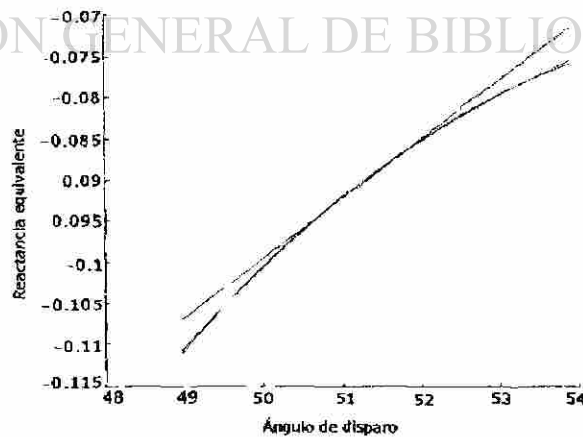


Figura 5.11.- Aproximación de Primer Orden

En la Figura 5.11, puede observarse como, la aproximación de primer orden, resulta ser bastante precisa para valores no muy alejados del punto de estado estable correspondiente a $X_{TCSC} = 0.0892$ p.u y un ángulo de disparo de $\alpha_o = 51.4^\circ$.

5.9.2 Obtención de las ecuaciones linealizadas para el TCSC

En el sistema de la Figura 5.9, la caída de voltaje a través del TCSC está dada por la expresión:

$$p(V_{TCSC} - E) = \frac{1}{C(\alpha)} i(t) \quad (5.48)$$

Transformando la ecuación (5.48) al dominio de Laplace y poniendo las ecuaciones en el marco de referencia qd se tiene:

$$\frac{1}{\omega_o} s(V_{TCSCd} - E_d) = X_C(\alpha) i_d + \omega(V_{TCSCq} - E_q) \quad (5.49)$$

$$\frac{1}{\omega_o} s(V_{TCSCq} - E_q) = X_C(\alpha) i_q - \omega(V_{TCSCd} - E_d) \quad (5.50)$$

Finalmente se linealizan las expresiones (5.49) y (5.50) para obtener:

$$\frac{1}{\omega_o} s\Delta V_{TCSCd} = X_C(\alpha_o)\Delta i_d + X_C'(\alpha_o)I_{do}\Delta\alpha + \omega_o\Delta V_{TCSCq} + \omega_o E_{do}\Delta\delta + V_{TCSCqo}\Delta\omega \quad (5.51)$$

$$\frac{1}{\omega_o} s\Delta V_{TCSCq} = X_C(\alpha_o)\Delta i_q + X_C'(\alpha_o)I_{qo}\Delta\alpha - \omega_o\Delta V_{TCSCd} + \omega_o E_{qo}\Delta\delta - V_{TCSCdo}\Delta\omega \quad (5.52)$$

5.10 ANALISIS DE EIGENVALORES

La Tabla 5.3 muestra los resultados obtenidos con el control convencional. Puede observarse como al ir incrementando la compensación en el sistema, se requieren nuevos ajustes que permitan estabilizar el sistema. Es importante observar que no es posible estabilizar el sistema en un rango de compensación muy grande con el mismo control, debido a que se presentan condiciones de inestabilidad en otros modos, por lo que la sintonización del control es complicada.

Utilizando una estrategia de control modal, se obtuvieron los resultados mostrados en la Tabla 5.4. Cada uno de los compensadores que forman el lazo de control modal tiene una función de transferencia de primer orden dada por la expresión:

$$H(s) = k \frac{1+T_1s}{1+T_2s} \quad (5.53)$$

Los parámetros seleccionados para cada uno de los bloques de adelanto-atrasó se muestran en la Tabla 5.5. Estos fueron seleccionados mediante la solución del sistema de ecuaciones (para cada uno de los bloques) presentado en el apéndice C

Tabla 5.5.- Parámetros para el Control Modal

MODO	FRECUENCIA RAD/SEG	K	T ₁ (seg)	T ₂ (seg)
M2	203	20	0.0042	0.0064
M3	160	-20	0.0048	0.0066
M4	127	20	0.006	0.01
M6	99	-30	0.008	0.0172

En el caso de los resultados presentados en la Tabla 5.4, puede observarse como al ir incrementando la compensación en el sistema, los parámetros para cada uno de los bloques de adelanto-atraso que componen el lazo de control permanecen constantes. Es importante recalcar como a diferencia de la estrategia de control convencional, cuando se utiliza la estrategia de control modal, se puede eliminar efectivamente el fenómeno de resonancia subsíncrona en todo el rango de compensación.

Tabla 5.3.- Valores Característicos del Sistema Utilizando la Estrategia de Control Convencional

Efecto del Control Convencional en el Amortiguamiento de Oscilaciones				
Torsionales				
Porcentaje compensación	20%	30%	40%	50%
	$X_C= 20.35\%$ $X_{TCSC}= 79.64\%$	$X_C= 46.9\%$ $X_{TCSC}= 53.1\%$	$X_C= 60.17\%$ $X_{TCSC}= 39.82\%$	$X_C= 68.14\%$ $X_{TCSC}= 31.85\%$
Modo	Sin Control	T1=0.08 T2=0.0034 K=0.52	T1=0.08 T2=0.0034 K=0.52	T1=0.08 T2=0.0021 K=0.55
MR+	-4.82 ± 511.51i	-4.86 ± 541.74i	-4.89 ± 567.26i	-4.91 ± 589.72i
MR-	-4.19 ± 242.27i	-3.98 ± 212.26i	-3.82 ± 186.72i	-3.62 ± 164.51i
M1	-0.23 ± 298.18i	-0.23 ± 298.18i	-0.23 ± 298.18i	-0.23 ± 298.18i
M2	-0.03 ± 203.08i	-0.04 ± 202.95i	-0.03 ± 202.91i	-0.06 ± 203.01i
M3	-0.05 ± 160.64i	-0.04 ± 160.61i	-0.03 ± 160.64i	-0.03 ± 160.39i
M4	-0.04 ± 127.03i	-0.04 ± 127.02i	-0.04 ± 127.03i	-0.03 ± 127.02i
M5	-0.07 ± 99.18i	-0.03 ± 99.11i	-0.02 ± 99.16i	0.05 ± 99.09i
ME	-1.00 ± 8.72i	-0.88 ± 9.02i	-0.95 ± 9.37i	-0.87 ± 9.74i
MR	0.00 ± 377.00i	0.00 ± 377.00i	0.00 ± 377.00i	0.00 ± 377.00i
	60%	70%	80%	90%
	$X_C= 73.45\%$ $X_{TCSC}= 26.54\%$	$X_C= 77.24\%$ $X_{TCSC}= 22.75\%$	$X_C= 80.08\%$ $X_{TCSC}= 19.91\%$	$X_C= 82.30\%$ $X_{TCSC}= 17.69\%$
	T1=0.08 T2=0.0021 K=0.55	T1=0.08 T2=0.0021 K=0.55	INESTABLE	INESTABLE
	-4.93 ± 610.05i	-4.94 ± 628.73i	-4.95 ± 646.15i	-4.96 ± 662.48i
	-3.38 ± 143.95i	-3.23 ± 125.27i	-4.54 ± 105.36i	-4.79 ± 94.05i
	-0.23 ± 298.18i	-0.23 ± 298.18i	-0.23 ± 298.18i	-0.23 ± 298.18i
	-0.05 ± 202.98i	-0.05 ± 202.97i	-0.04 ± 202.90i	-0.04 ± 202.91i
	-0.09 ± 160.60i	-0.06 ± 160.59i	-0.05 ± 160.51i	-0.05 ± 160.53i
	-0.02 ± 127.02i	-0.01 ± 126.90i	-0.03 ± 126.93i	-0.04 ± 126.97i
	0.09 ± 99.16i	0.19 ± 99.30i	1.73 ± 101.74i	2.43 ± 96.53i
	-0.95 ± 10.18i	-1.05 ± 10.69i	-1.70 ± 11.35i	-1.92 ± 12.08i
	0.00 ± 377.00i	0.00 ± 377.00i	-0.00 ± 377.00i	0.00 ± 377.00i

Tabla 5.4.- Valores Característicos del Sistema Utilizando la Estrategia de Control Modal

Amortiguamiento de Oscilaciones Torsionales Mediante el Control Modal				
Porcentaje compensación	20%	30%	40%	50%
	$X_C= 20.35\%$ $X_{TCSC}= 79.64\%$	$X_C= 46.9\%$ $X_{TCSC}= 53.1\%$	$X_C= 60.17\%$ $X_{TCSC}= 39.82\%$	$X_C= 68.14\%$ $X_{TCSC}= 31.85\%$
MR+	-4.82 ± 511.51i	-4.86 ± 541.68i	-4.89 ± 567.21i	-4.91 ± 589.70i
MR-	-4.19 ± 242.27i	-3.86 ± 213.27i	-3.69 ± 187.32i	-3.01 ± 166.33i
M1	-0.23 ± 298.18i	-0.23 ± 298.18i	-0.23 ± 298.18i	-0.23 ± 298.18i
M2	-0.03 ± 203.08i	-0.16 ± 202.51i	-0.12 ± 203.18i	-0.06 ± 203.03i
M3	-0.05 ± 160.64i	-0.01 ± 160.30i	-0.02 ± 160.11i	-0.53 ± 158.89i
M4	-0.04 ± 127.03i	-0.02 ± 126.79i	-0.02 ± 126.72i	-0.02 ± 126.59i
M5	-0.07 ± 99.18i	-0.03 ± 98.79i	-0.02 ± 98.79i	-0.02 ± 98.77i
ME	-1.00 ± 8.72i	-1.09 ± 9.03i	-1.18 ± 9.38i	-1.28 ± 9.78i
MR	0.00 ± 377.00i	0.00 ± 377.00i	0.00 ± 377.00i	0.00 ± 377.00i
	60%	70%	80%	90%
	$X_C= 73.45\%$ $X_{TCSC}= 26.54\%$	$X_C= 77.24\%$ $X_{TCSC}= 22.75\%$	$X_C= 80.08\%$ $X_{TCSC}= 19.91\%$	$X_C= 82.30\%$ $X_{TCSC}= 17.69\%$
	-4.92 ± 610.03i	-4.94 ± 628.72i	-4.95 ± 646.11i	-4.96 ± 662.45i
	-2.96 ± 144.17i	-1.62 ± 122.56i	-2.27 ± 107.52i	-1.76 ± 90.05i
	-0.23 ± 298.18i	-0.23 ± 298.18i	-0.23 ± 298.18i	-0.23 ± 298.18i
	-0.05 ± 202.99i	-0.04 ± 202.97i	-0.04 ± 202.96i	-0.04 ± 202.96i
	-0.26 ± 161.15i	-0.11 ± 160.84i	-0.08 ± 160.74i	-0.06 ± 160.69i
	-0.08 ± 126.20i	-1.25 ± 129.48i	-0.16 ± 127.59i	-0.07 ± 127.31i
	-0.01 ± 98.73i	-0.01 ± 98.64i	-0.09 ± 98.21i	-0.22 ± 99.57i
	-1.40 ± 10.22i	-1.55 ± 10.74i	-1.73 ± 11.34i	-1.96 ± 12.07i
	-0.00 ± 377.00i	0.00 ± 377.00i	0.00 ± 377.00i	-0.00 ± 377.00i

NOTA: Los modos marcados en color azul indican el modo sobre el que está actuando el control

CAPÍTULO VI

OTROS ESQUEMAS DE AMORTIGUAMIENTO PARA OSCILACIONES SUBSÍNCRONAS

6.1 INTRODUCCIÓN

A lo largo del trabajo se ha visto como el problema de resonancia subsíncrona está relacionado con la compensación serie, sin embargo existen algunos puntos importantes que deben tenerse en consideración.

Primeramente se debe decir que los puntos resonantes son repentinos y los modos están significativamente separados. Además, las líneas de transmisión compensadas en serie tienen frecuencias resonantes específicas, las cuales pueden ser localizadas entre los modos.

Otro aspecto importante es que cuando se tienen muchas plantas conectadas a un sistema, estas tienen frecuencias resonantes diferentes, por lo que tienden a amortiguarse unas con otras. El caso extremo está representado por una planta en un sistema radial compensado en serie.

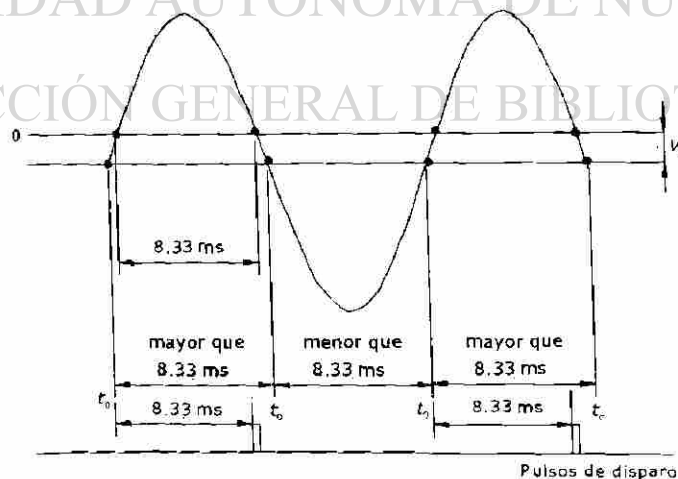
Existen diferentes maneras de proveer amortiguamiento para reducir pares transitorios. Muchos de los dispositivos FACTS que existen en el mercado, tienen funciones adicionales para dar amortiguamiento a estos pares subsíncronos, por lo que este capítulo presenta algunos tipos de controladores utilizados para el amortiguamiento de oscilaciones subsíncronas.

6.2 ESQUEMA DE AMORTIGUAMIENTO NGH-SSR

El nombre del esquema NGH, se debe a las iniciales de su inventor (Narain G. Hingorani [9]). Los objetivos de este esquema de amortiguamiento son los siguientes:

- Minimizar el par eléctrico subsíncrono, los pares mecánicos y por consiguiente la torcedura de la flecha.
- Evitar la aparición de oscilaciones, debidas a resonancia subsíncrona de estado estable.
- Suprimir el dc Offset del capacitor serie, resultado de una falla, liberación de falla, recierre y otros disturbios, ya que estos alimentan los pares eléctricos subsíncronos.
- Proteger el capacitor serie contra sobrevoltajes
- Reducir los esfuerzos del capacitor, incluyendo sobrevoltajes y el nivel de corriente de descarga. Eliminar las oscilaciones asociadas con la descarga del capacitor durante el bypass, por lo tanto reducir el costo del capacitor.

El principio básico de funcionamiento está basado en las siguientes observaciones:



(a)

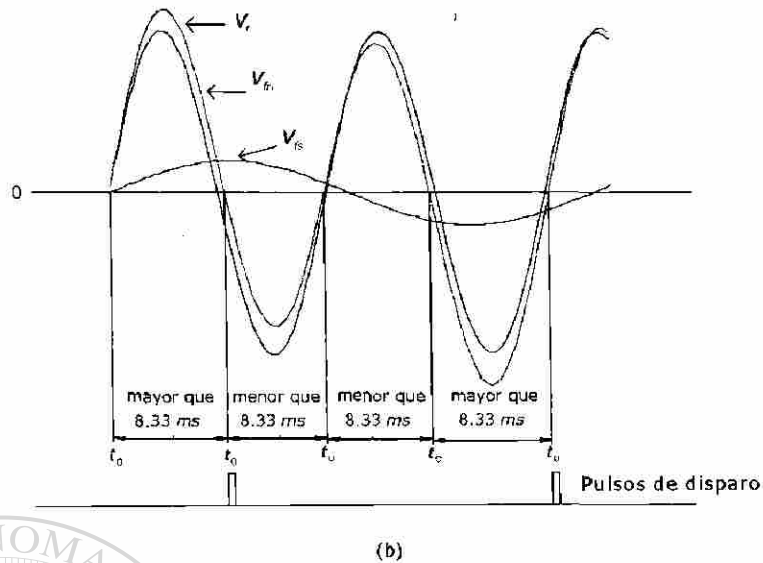


Figura 6.1.- (a) Señal senoidal combinada con una señal de cd (b) Señal senoidal combinada con una señal de frecuencia subsíncrona

En la Figura 6.1 (a), el voltaje de 60 Hz se combina con un voltaje de CD. Por otra parte, en la Figura 6.1 (b) la misma señal de voltaje se vuelve a combinar, pero en esta ocasión con un voltaje de frecuencia subsíncrona. En ambos casos, puede observarse como algunos semiciclos son más grandes que el semiciclo nominal correspondiente a la frecuencia de 60 Hz (8.33 ms). Cualquier combinación, con voltajes de CD, voltaje subsíncrono o voltaje asociado con cualquier oscilación relacionada con estabilidad de baja frecuencia, tendrá como resultado algunos semiciclos más grandes que los semiciclos de frecuencia nominal.

El esquema de amortiguamiento para oscilaciones subsíncronas (NGH) consiste básicamente de un conjunto de tiristores en anti-paralelo conectados en serie con una pequeña impedancia, que puede ser una resistencia, una inductancia o una combinación de los dos. Este arreglo se conecta en paralelo con un banco de capacitores serie. En la Figura 6.2 se muestra un diagrama unifilar simplificado para el esquema NGH.

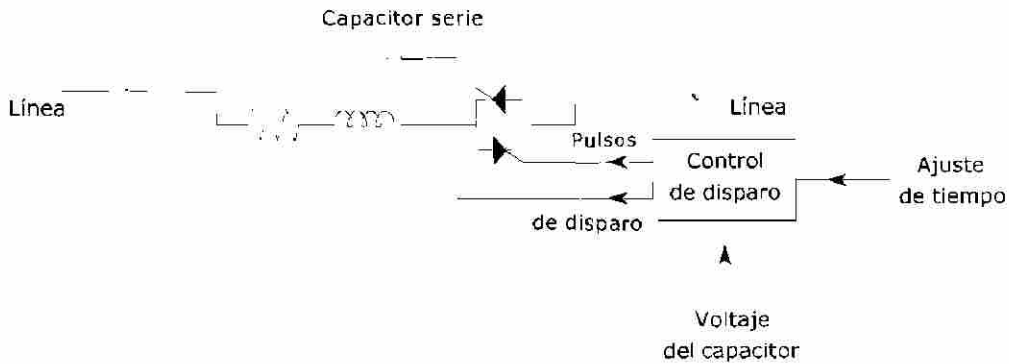


Figura 6.2.- Diagrama Básico para el esquema de amortiguamiento NGH

La hipótesis sustentada por el esquema es la siguiente:

El desbalance de carga existente en el capacitor, se transfiere a la inductancia del sistema, lo que produce oscilaciones. Si la carga, producto del desbalance se elimina del capacitor serie, el sistema será desintonizado efectivamente para cualquier otra frecuencia diferente a la nominal, por lo que el control del disparo de los tiristores es diseñado tal que cuando se detecta el cruce por cero del voltaje del capacitor se mide la duración del semiciclo siguiente. Tan rápido como el semiciclo excede el tiempo de ajuste (8.33 ms para sistemas de 60 Hz), se dispara el tiristor correspondiente, para descargar el capacitor y llevar su corriente a cero. En cada cruce por cero del voltaje del capacitor, se inicia una nueva medición del tiempo de duración del semiciclo, con la finalidad de descargar el capacitor en el momento en el que el semiciclo exceda el tiempo de ajuste.

Puede observarse que la operación del dispositivo NGH es independiente para cada fase, además no requiere de ninguna señal proveniente del generador o detección específica de ninguna frecuencia subsíncrona en particular, así como tampoco la presencia de voltaje de polarización inversa de CD en el capacitor. El control puede localizarse en la plataforma del capacitor, o a nivel de tierra.

Información más detallada sobre este esquema de amortiguamiento puede encontrarse en la referencia [18].

6.3 EL TCBR (THYRISTOR-CONTROLLED BRAKING RESISTOR)

El TCBR es una resistencia conectada en paralelo a través de un par de tiristores conectados en antiparalelo. Cada pierna de un TCBR trifasico, es operado medio ciclo encendido y medio ciclo apagado. Se emplea para mejorar la estabilidad transitoria del sistema de potencia y las oscilaciones subsíncronas, mediante la reducción de la energía disponible total para la aceleración, y por tanto, las desviaciones de velocidad de una máquina durante una falla.

El TCBR es utilizado en:

- La prevención de inestabilidad transitoria, durante el primer ciclo de la oscilación del sistema de potencia, mediante la toma de energía que de otra manera sería utilizada para la aceleración o des-aceleración del generador.
 - Mejorar el amortiguamiento para prevenir inestabilidad dinámica debida a oscilaciones de baja frecuencia entre sistemas interconectados.
 - Amortiguamiento de resonancia subsíncrona (SSR), debida a la compensación serie de líneas de transmisión.
-
- Reducir y amortiguar rápidamente los pares de flecha subsíncronos, por lo que las posibilidades de un recierre de alta velocidad exitoso aumentan en líneas cercanas a la planta de generación. ®
- DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS
- Facilitar la sincronización de un generador. Un generador fuera de sincronización puede generar pares de flecha más severos que los producidos por una falla trifásica en el generador.

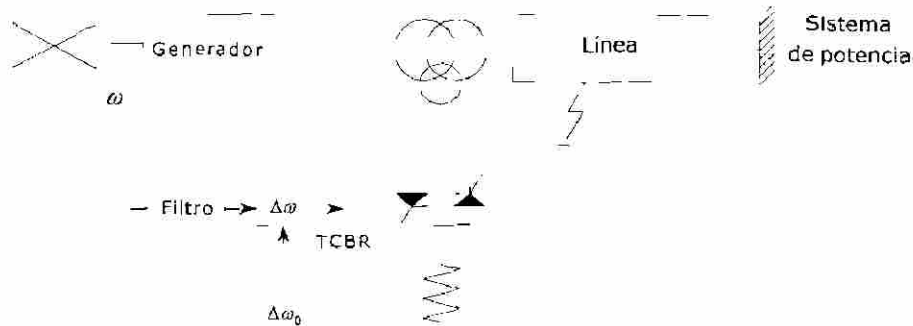


Figura 6.3.- Diagrama básico para el esquema TCBR

Las funciones listadas anteriormente maximizan el valor de los recursos de transmisión y generación estableciendo niveles apropiados y control inteligente. La mejor localización para un TCBR es cercana al generador que tenga la necesidad de apertura durante condiciones de inestabilidad transitoria. El esquema para el TCBR se muestra en la Figura 6.3.

6.3.1 Amortiguamiento de Oscilaciones Subsíncronas

La Figura 6.4 muestra las formas de onda para el ángulo de potencia y desviación de velocidad correspondientes a una oscilación de potencia de baja frecuencia, incluyendo la potencia para el TCBR. La desviación de velocidad es el parámetro de control básico, ya que el TCBR es insertado cuando la desviación de velocidad filtrada es positiva, y es sacado de operación cuando esta desviación es negativa.

Durante la perturbacion, la potencia del TCBR puede ser pequeña o cero, dependiendo del voltaje de terminales durante el disturbio. Una vez que la perturbación desaparece, el voltaje se incrementa y consecuentemente la potencia en el TCBR.

Ya que el TCBR es básicamente una resistencia y únicamente consume potencia, esto hace que el TCBR funcione como un freno cuando la velocidad de la máquina se incrementa. Por otra parte, el TCBR no puede contribuir en el incremento de la velocidad cuando esta cae por debajo de su valor nominal. Esto es un rasgo característico del TCBR. Así mismo es conveniente colocarlo en terminales de la máquina, con la finalidad de obtener una respuesta rápida durante aceleración transitoria. En la Figura 6.4a se muestra una señal típica de desviación de velocidad no amortiguada. La señal mostrada, tiene una componente

significante de aproximadamente 2Hz correspondiente a la frecuencia de oscilación del sistema de potencia, así como frecuencias mecánicas torsionales cuya componente dominante es de 20Hz y en menor proporción de 33Hz y 43 Hz.

Si el objetivo es controlar la oscilación del sistema de potencia, la medición de la desviación de velocidad del generador de la planta debe pasarse a través de un filtro pasa bajas para separar la componente de baja frecuencia y de esta manera controlar las oscilaciones de baja frecuencia.

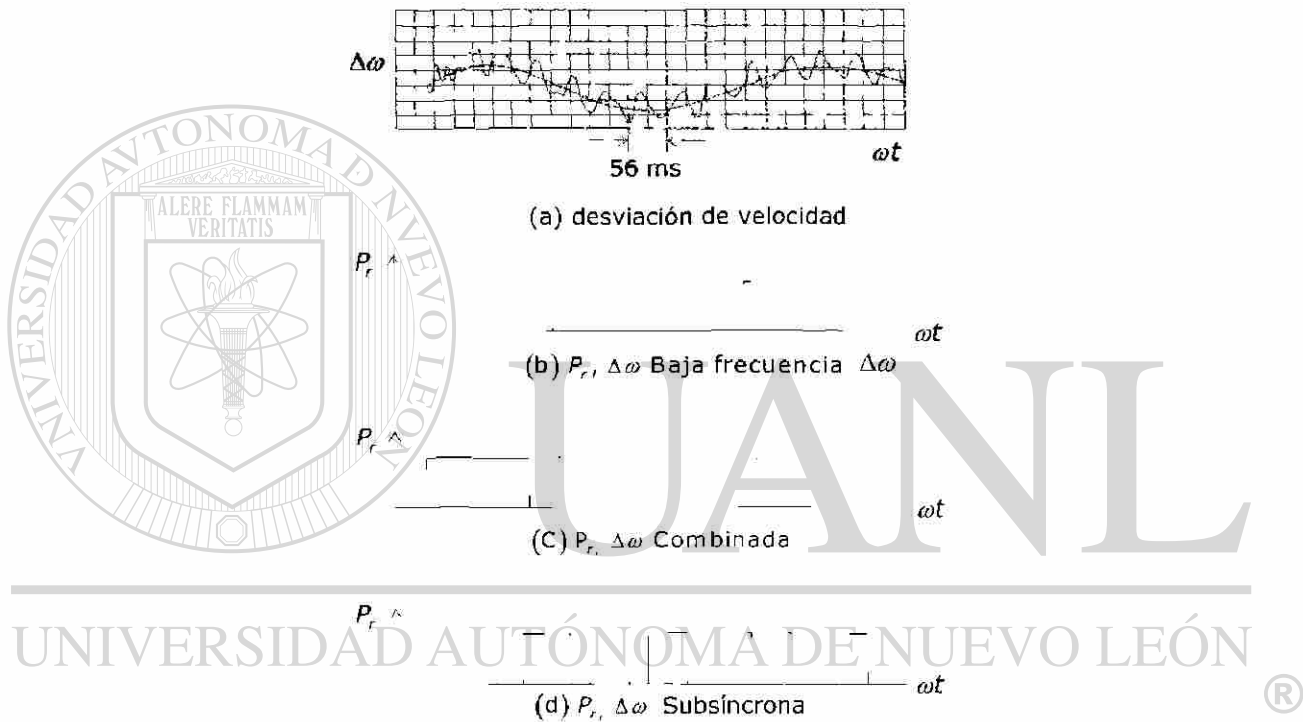


Figura 6.4.- Pulsos de potencia en el TCBR utilizando señales de entrada (a) desviación de velocidad $\Delta\omega$; (b) P_r con desviación de velocidad $\Delta\omega$ de baja frecuencia; (c) P_r Con desviación de velocidad combinada; (d) P_r Con desviación de velocidad subsíncrona

Si por el contrario, lo que se desea es controlar los pares subsíncronos o utilizar recierres de alta velocidad sin que se presenten pares torsionales elevados en la flecha del generador, la medición de la desviación de velocidad se debe pasar a través de un filtro pasa altas diseñado para obtener la señal para la desviación subsíncrona de la velocidad completa. La secuencia de entrada y salida para el TCBR en el caso de desviaciones de

velocidad subsíncronas, se muestra en la Figura 6.4d. Esta estrategia resulta en instantes de inserción del TCBR más cortos correspondientes a las oscilaciones subsíncronas.

La Figura 6.4c muestra los instantes de inserción del TCBR para la desviación de velocidad cuando esta no se pasa por el filtro. Es evidente que esta señal tiene como objetivo amortiguar las oscilaciones de baja frecuencia hasta que estas son lo suficientemente pequeñas como para cruzar frecuentemente el eje de referencia.

La desviación de velocidad es esencial para la correcta explotación del TCBR. Esta puede obtenerse a partir de técnicas de medición disponibles como la medición directa de la desviación de velocidad del generador, o bien derivarse a partir del voltaje de salida del generador o el voltaje en el punto de conexión del TCBR.

6.4 EL ESTABILIZADOR DINÁMICO

El diagrama esquemático para este dispositivo se muestra en la Figura 6.5 y está compuesto por una reactancia modulada conectada en paralelo a través de un transformador al nodo de un generador. La modulación de la reactancia se hace mediante el disparo de tiristores, que se disparan en respuesta a una señal basada en la desviación de velocidad del generador.

La susceptancia en paralelo del TCR está dada por la relación:

$$B(\sigma) = \frac{\sigma - \sin(\sigma)}{\pi X_L} \quad (6.1)$$

Donde σ es el ángulo de conducción y X_L es la reactancia del reactor en paralelo. El ángulo de conducción σ está relacionado al ángulo de disparo α por la relación:

$$\sigma = 2(\pi - \alpha)$$

El ángulo de disparo α es modulado alrededor de un punto de trabajo en respuesta a la oscilación del rotor del generador. Cuando no se presentan oscilaciones del rotor, el compensador dinámico se comporta como una carga reactiva continua.

El diseño del estabilizador dinámico es tal que genera la cantidad de corriente necesaria y de fase apropiada para compensar las corrientes de frecuencia subsíncrona en la armadura del generador debidas a la resonancia de la red.

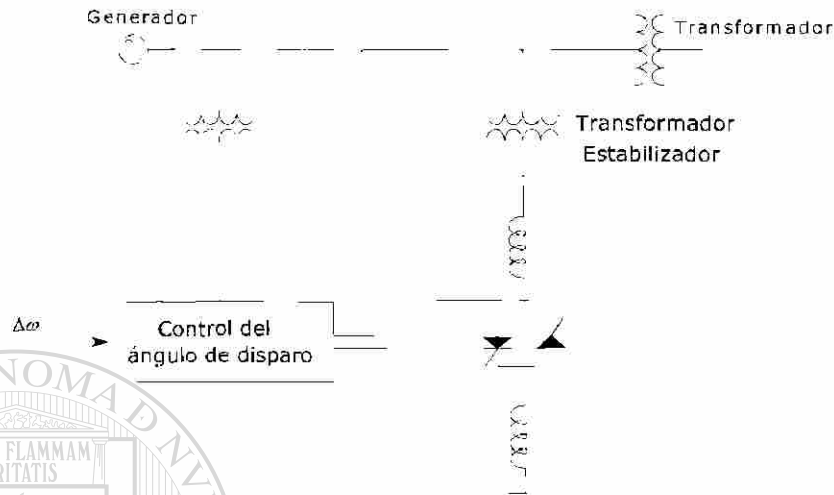


Figura 6.5.- Diagrama básico para el estabilizador dinámico

Algo interesante que se puede observar acerca de la operación del estabilizador dinámico es que, aún bajo las peores condiciones resonantes, resulta una pequeña modulación en la corriente del reactor para corrientes de oscilación grandes en la armadura del generador debida a la amplificación por la resonancia. La amplificación puede ser máxima si el estabilizador está localizado en un punto en el sistema donde toda la reactancia inductiva está en un solo lado del estabilizador, mientras que toda la reactancia capacitiva está en otro lado.

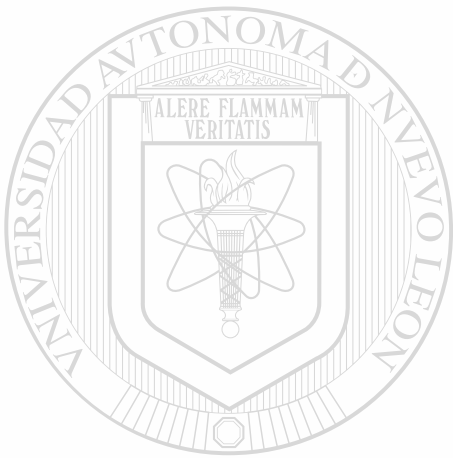
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Las ventajas del estabilizador dinámico son las siguientes:

- Los requerimientos de mantenimiento se esperan que sean mínimos
- La operación no es sensible a variaciones en la frecuencia del sistema o temperatura ambiente.

Las desventajas son:

- No provee protección contra generador de inducción o problemas de pares transitorios. El amortiguamiento únicamente es proporcionado cuando la oscilación del rotor está presente.
- El estabilizador introduce corrientes armónicas que pueden ser minimizadas mediante:
 - a) Conexión de los TCR en delta
 - b) Poner dos devanados secundarios, uno conectado en delta y otro conectado en estrella para eliminar la 5ª y 7ª armónica.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

CAPÍTULO VII

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

7.1 INTRODUCCIÓN

El trabajo presenta conceptualmente el problema de resonancia subsíncrona, e ilustra las consecuencias catastróficas que este puede desencadenar en un sistema de potencia debido a corrientes de frecuencia subsíncrona circulantes en la en la red de transmisión.

Se ha podido observar mediante el análisis de eigenvalores como la compensación serie de líneas de transmisión induce modos de frecuencia subsíncrona, de valores peligrosamente cerca a los modos de oscilación naturales de la flecha. Adicionalmente se ha demostrado como eventualmente el modo de la red (subsíncrono) puede inestabilizarse, y dar paso con esto al fenómeno conocido como "el efecto de generador de inducción".

Por otra parte, se ha estudiado la interacción que existe entre el sistema mecánico y el sistema eléctrico, cuando se encuentran conectados al sistema diversos elementos de control, como es el caso del sistema de estabilización o el de los compensadores serie o paralelo.

Para el caso particular del TCSC, el trabajo presenta una solución completa al problema de resonancia subsíncrona mediante el control modal.

En este capítulo, se presentan de manera resumida algunos de los puntos más importantes derivados de este trabajo.

7.2 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

- La compensación serie de líneas de transmisión, puede provocar el fenómeno de resonancia subsíncrona, dependiendo del grado de compensación serie en el sistema.
- Para una condición específica de resistencia en el sistema, se puede presentar el fenómeno conocido como "efecto de generador de inducción". Sin embargo, el límite de estabilidad por este fenómeno se encuentra muy elevado.
- La presencia del estabilizador de potencia puede excitar algunos modos naturales de oscilación de la flecha, y dar paso a una condición de resonancia subsíncrona.
- La compensación paralelo en el punto medio de la línea de transmisión, puede utilizarse como una medida alternativa para incrementar la capacidad de transferencia de potencia del sistema, sin el riesgo de un problema de resonancia.
- El efecto de generador de inducción, provocado por la autoexcitación del modo de oscilación de la red, puede ser resuelto a través del sistema de excitación de la máquina.
- La aplicación de técnicas de control convencional para la solución del problema de resonancia subsíncrona, es poco efectiva debido a la complejidad en el ajuste de los parámetros del control.
- La aplicación de técnicas de control modal en la solución global del problema de resonancia subsíncrona es efectivo y simple.
- Es importante y recomendable realizar estudios de interacciones torsionales en sistemas en los que se pretenda incrementar la capacidad de transferencia aplicando técnicas de compensación serie en líneas de transmisión.
- En estudios de resonancia subsíncrona la consideración del amortiguamiento mecánico es de mucha importancia para la obtención de resultados confiables.

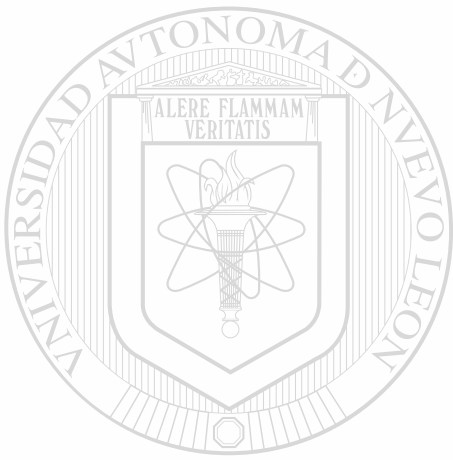
7.3 APORTACIONES

- El trabajo presenta un análisis conceptual sobre el problema de resonancia subsíncrona, el cual se presenta de manera clara mediante ejemplos numéricos y el análisis de eigenvalores.
- Se ilustra en detalle el modelado del sistema mecánico, de la red así como de cada uno de los diferentes componentes requeridos para el estudio de resonancia subsíncrona.
- Se presenta una solución al problema de auto excitación asociado con la red, utilizando el sistema de excitación de la máquina.
- Se presenta de una manera clara y detallada un modelo lineal para el TCSC utilizado para el cálculo de eigenvalores en estudios de resonancia. La relevancia, de este modelado radica en su simplicidad para el entendimiento conceptual del problema de resonancia subsíncrona.
- Se realiza un análisis conceptual detallado del TCSC en un sistema máquina bus infinito.
- Se presenta una técnica de control modal para la desintonización del fenómeno de resonancia subsíncrona logrando una solución global del problema de resonancia subsíncrona, independientemente del nivel de compensación serie del sistema.

7.4 TRABAJOS FUTUROS

- Es importante la realización de estudios de resonancia subsíncrona aplicando técnicas de simulación en el tiempo, con la finalidad de poder observar formas de onda y otros detalles que pueden perderse en el análisis en el dominio de la frecuencia.
- Se debe mejorar, y optimizar el algoritmo desarrollado en este trabajo para el amortiguamiento de oscilaciones torsionales. La mejora debe orientarse a su codificación en algún lenguaje de programación, así como la validación del mismo mediante pruebas de campo y/o resultados históricos registrados.

- Se debe implementar un algoritmo multimáquina que permita estudiar el fenómeno a nivel de sistema.
- Debe analizarse la interacción del sistema mecánico de cada generador con otros dispositivos FACTS al ser colocados en la red de transmisión.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

APENDICE A

PARÁMETROS PARA EL SISTEMA UTILIZADO

A1 MODELO DE PRUEBA

El primer modelo de prueba para estudios de resonancia subsíncrona del IEEE [2], se ha venido ocupando a lo largo del trabajo. La Figura A.1 muestra un diagrama de este modelo.

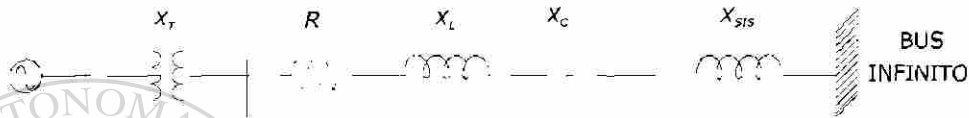


Figura A1.- Primer modelo de prueba para estudios de resonancia subsíncrona

A2 CONSTANTES DE TIEMPO

Las constantes de corto circuito y circuito abierto se especifican en la Tabla A.1

TABLA A1.- Constantes de la máquina

CONSTANTES DE TIEMPO DE LA MÁQUINA			
CIRCUITO ABIERTO	VALOR	CORTO CIRCUITO	VALOR
T_{do}^*	4.300	T_d^*	0.4000
T_{do}^{**}	0.032	T_L^*	0.0259
T_{do}^{\dagger}	0.850	T_g^*	0.1073
T_{do}^{\ddagger}	0.050	T_q^{**}	0.0463

A3 IMPEDANCIAS

Las impedancias normalizadas para la red¹ y para la máquina, se presentan en las Tablas A2 y A3 respectivamente:

TABLA A2.- Impedancias de la red

PARAMETRO	SECUENCIA	SECUENCIA
	POSITIVA	CERO
R	0.02	0.50
X_T	0.14	0.14
X_L	0.50	1.56
X_{SIS}	0.06	0.06
X_C	0.35	0.35

TABLA A3.- Impedancias de la máquina

REACTANCIA	VALOR
X_d	0.130
X_d'	1.790
X_d''	0.169
X_q	0.135
X_q'	1.710
X_q''	0.228
X_s	0.200

A4 INERCIAS Y CONSTANTES DE RESORTE

La Tabla A4 muestra los valores correspondientes a cada sección de flecha del modelo utilizado.

TABLA A4.- Parámetros para la flecha del generador

INERCIA	CONSTANTES DE INERCIA (H)	SECCION DE FLECHA	CONSTANTE DE RESORTE K IN P.U T/RAD
HP	0.092897	HP - IP	19.303
IP	0.155589	IP - LPA	34.929
LPA	0.858670	LPA - LPB	52.038
LPB	0.884215	LPB - GEN	70.858
Generador	0.868495	GEN - EXE	2.82
Excitador	0.0342165		

¹ Las impedancias se encuentran normalizadas a la base del generador 892.4 MVA

APENDICE B

CONDICIONES INICIALES

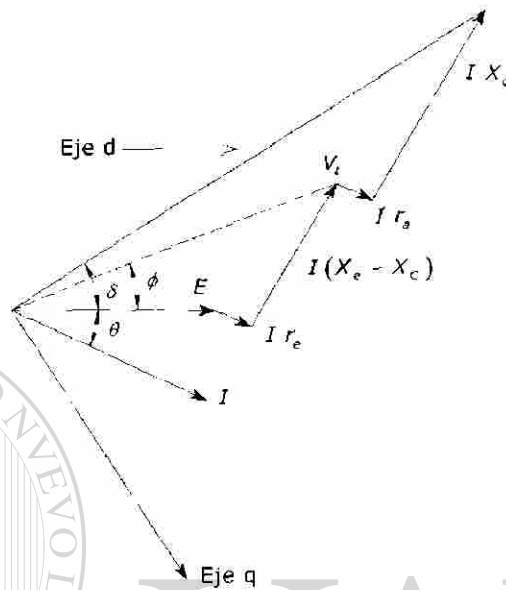


Figura B1.- Diagrama fasorial para el cálculo de condiciones iniciales

B1 Cálculo de condiciones iniciales

$$E_d = E \operatorname{sen}(\delta)$$

$$E_q = E \operatorname{cos}(\delta)$$

$$V_{cd} = E_d + X_c I_q$$

$$V_{cq} = E_q - X_c I_d$$

$$V_d = V \operatorname{sen}(\delta - \phi)$$

$$V_q = V \operatorname{cos}(\delta - \phi)$$

$$I_d = i \operatorname{sen}(\delta - \theta)$$

$$I_q = i \operatorname{cos}(\delta - \theta)$$

$$I_{rd} = (V_q + X_d I_d + r_a I_q) / (X_{ad})$$

$$V_{rd} = r_{rd} I_{rd}$$

APENDICE C

ECUACIONES PARA EL AJUSTE DEL TCSC

La función de transferencia para el sistema de estudio esta dada por:

$$\dot{x} = Ax + Bu \xrightarrow{\text{Laplace}} sx = Ax(s) + Bu(s)$$

$$(sI - A)x(s) = Bu(s)$$

$$x(s) = (sI - A)^{-1}Bu(s)$$

$$Y = Cx \xrightarrow{\text{Laplace}} Y(s) = Cx(s)$$

$$Y(s) = C(sI - A)^{-1}Bu(s)$$

$$\frac{Y(s)}{u(s)} = C(sI - A)^{-1}B = H(s)$$

si se evalua un punto cualquiera $s = \sigma + j\omega$ entonces se tiene que:

$$H(s) = H(\sigma + j\omega) = a + jb$$

$$u \xrightarrow{\frac{1 + sT_1}{1 + sT_2}} K_s \parallel \Rightarrow y$$

Figura C1.- Lazo de control para el esquema de control modal

Ahora bien si:

$\frac{T_1}{T_2} = K$ y se evalua $H(\sigma + j\omega)$ en el diagrama de bloques de la Figura C1 se tiene que:

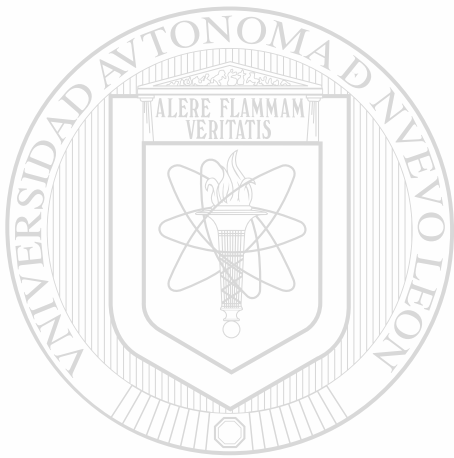
$$\left(\frac{1 + (\sigma + j\omega)T_2K}{1 + (\sigma + j\omega)T_2} \right) K_s = a + jb$$

Al desarrollar algebraicamente la expresion anterior se tiene que:

$$a + T_2\sigma a - \omega T_2 b - K_s - \sigma T_2 K K_s = 0$$

$$\omega T_2 a + b + T_2\sigma b - \omega T_2 K K_s = 0$$

El cual es un sistema de ecuaciones de primer orden con dos incognitas (K_s y T_2), por lo que la solución al sistema de ecuaciones dependerá de los valores asignados a σ , ω y la relacion entre T_1 y T_2 .



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

REFERENCIAS

- [1] Hall, M.C. and Hodges, D.A. "Experience with 500 KV sub synchronous resonance and resulting turbine generator shaft damage. Al Mohave generating station", *IEEE PES Winter meeting* , Publication CH1066-0-PWR, (76): pp. 22-30, 1976.
- [2] " First Benchmark Model for Computer Simulation of Subsynchronous Resonance" *IEEE transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-96,5 Sept/Oct 1977
- [3] Hisham Mohammad Ali Hamdan "*Multivariable Frequency Response Approach Applied To Power System Dynamics and Control*" Thesis 1977
- [4] Bahrman, M., Larsen, E.V., Piwko, R.J., Patel H.S.: "Experience with HVDC-Turbine generator torsional interaction at square Buttle", *IEEE Transactions*, PAS-96(6):1777-1786. 1980.
- [5] L.M. Cannay "A Novel Approach to the Torsional Interaction and Electrical Damping of the Synchronous Machine" Part I: Theory, *IEEE Trans. on PAS*, Oct. 1982, pp. 3630-3638.
- [6] I.M. Cannay "A Novel Approach to the torsional Interaction And Electrical Damping Of The Synchronous Machine" Part II: Application to an arbitrary Network Theory, *IEEE Trans. on PAS*, Oct. 1982, pp.3639-3647.
- [7] Anderson - Agrawal - Van Ness "Subsynchronous Resonance in Power Systems" *IEEE PRESS* 1990.
- [8] Lennart Ängquist, Gunnar Ingeström, Hans-Åke Jönsson "Dinamical Performance of TCSC Schemes" *ABB Power systems CIGRÉ* 1996.
- [9] Chee Mun Ong "Dynamic Simulation of Electric Machinery" Prentice Hall 1997
- [10] K.R. Padiyar, "Analisis of Subsynchronous Resonance in Power Systems " Academic Publishers, 1999

[11] Antonio Ricardo de Mattos Tenório, Carlos A. Gama " Resolvendo Problemas de Ressonância Subsíncrona através do TCSC e do Dispositivo NGH-Análise de estratégias de controle" *XV Seminario Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica outubro 1999 Iguacu - Paraná - Brasil.*

[12] Ricardo Jorge Davalos Marín "Modelado y Análisis Dinámico del TCSC y su Aplicación para Mejorar el Comportamiento Electromecánico en Redes Eléctricas". Tesis de maestría CINVESTAV- Unidad Guadalajara 2000

[13] Carlos Alberto Rivera Salamanca "Análisis de interacciones torsionales Subsíncronas en sistemas de potencia con compensación serie y paralelo". IPN tesis Doctorado 2000.

[14] E. Fitzgerald, Charles Kingsley, Stephen D. Umans "Máquinas Eléctricas" 5a Ed. McGraw-Hill

[15] Stephen J. Chapman " Máquinas Eléctricas" McGraw-Hill.

[16] Paul C. Krause - Oleg Wasynczuk - Scott D. Sudhoff "Analysis of Electric Machinery " IEEE PRESS

[17] Prabha Kundur " Power System Stability and Control " McGraw-Hill, Inc.

[18] Narain G. Hingorani - Laszlo Gyugyi " Understanding Facts "

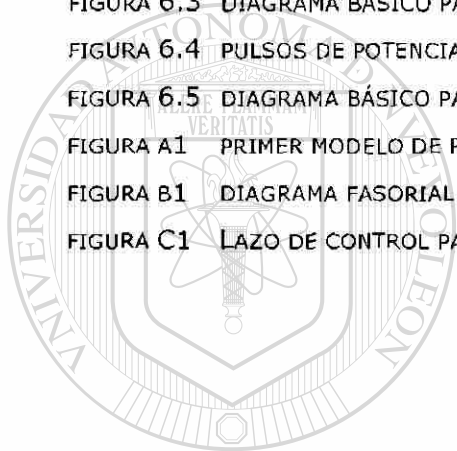
[19] "Damping Subsynchronous Oscillations Using Thyristor-Controlled Series Capacitor" thesis University of Toronto.

[20] Alejandro Mendoza, Fernando Sánchez "Análisis y modelado de elementos para estudios de Resonancia Subsíncrona" UANL RVP 2002

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 2.1 SISTEMA DE TRANSMISIÓN COMPENSADO EN SERIE.....	7
FIGURA 2.2 CIRCUITO EQUIVALENTE PARA UNA MÁQUINA SÍNCRONA COMO FUNCIÓN DEL DESPLAZAMIENTO S	12
FIGURA 2.3 MÁQUINA SÍNCRONA	16
FIGURA 2.4 DIAGRAMA SIMPLIFICADO DE UNA LÍNEA COMPENSADA EN SERIE	23
FIGURA 2.5 DIAGRAMA DE BLOQUES PARA EL SISTEMA DE EXCITACIÓN	24
FIGURA 2.6a DIAGRAMA DE BLOQUES PARA EL ESTABILIZADOR.....	25
FIGURA 2.6b DIAGRAMA EQUIVALENTE	25
FIGURA 2.7a DIAGRAMA DE BLOQUES PARA EL FILTRO TORSIONAL	26
FIGURA 2.7b DIAGRAMA EQUIVALENTE	26
FIGURA 2.8 MODELO DE FLECHA PARA ESTUDIOS DE RESONANCIA SUBSÍNCRONA	27
FIGURA 2.9 MODELO MASA-RESORTE PARA LA FLECHA DEL GRUPO TURBINA-GENERADOR	27
FIGURA 3.1a CIRCUITO EQUIVALENTE PARA EL EJE d	35
FIGURA 3.1b CIRCUITO EQUIVALENTE PARA EL EJE q	35
FIGURA 3.2 CIRCUITOS EQUIVALENTES PARA EL ESTUDIO DE GENERADOR DE INDUCCIÓN.....	38
FIGURA 3.3 LÍMITE DE ESTABILIDAD POR EFECTO DE GENERADOR DE INDUCCIÓN	40
FIGURA 3.4 EFECTO DE LA VARIACIÓN DE LAS RESISTENCIAS DE ROTOR SOBRE EL AMORTIGUAMIENTO DEL MODO SUBSÍNCRONO ..	40
FIGURA 3.5 REGIÓN DE INESTABILIDAD POR RESONANCIA SUBSÍNCRONA	43
FIGURA 3.6 LÍMITES DE ESTABILIDAD POR EFECTO DE GENERADOR DE INDUCCIÓN Y RESONANCIA SUBSÍNCRONA	44
FIGURA 3.7 DIAGRAMA DE BODE PARA LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL FILTRO	45
FIGURA 4.1a SISTEMA SIMPLE DE DOS MÁQUINAS COMPENSADO EN PARALELO.....	48
FIGURA 4.1b DIAGRAMA FASORIAL.....	48
FIGURA 4.2 CURVA $P-\delta$	49
FIGURA 4.3 LÍNEA DE TRANSMISIÓN NO COMPENSADA	50
FIGURA 4.4 SISTEMA DE TRANSMISIÓN CON COMPENSACIÓN SHUNT	52
FIGURA 4.5a DIAGRAMA DE BLOQUES PARA EL CEV.....	55
FIGURA 4.5b DIAGRAMA DE BLOQUES EQUIVALENTE.....	55
FIGURA 5.1 CIRCUITO ELÉCTRICO PARA UN TCSC.....	60
FIGURA 5.2 VOLTAJE EN EL CAPACITOR Y CORRIENTE EN EL INDUCTOR EN LA REGIÓN INDUCTIVA ...	68
FIGURA 5.3 VOLTAJE EN EL CAPACITOR Y CORRIENTE EN EL INDUCTOR EN LA REGIÓN CAPACITIVA ..	69

FIGURA 5.4	CARÁCTERÍSTICA DE IMPEDANCIA DEL TCSC A FRECUENCIA FUNDAMENTAL.....	72
FIGURA 5.5	ESQUEMA BÁSICO PARA EL TCSC	72
FIGURA 5.6	MODOS DE OPERACIÓN DEL TCSC	73
FIGURA 5.7	DIAGRAMA DE BLOQUES PARA EL ESQUEMA DE CONTROL CONVENCIONAL.....	76
FIGURA 5.8	DIAGRAMA DE BLOQUES PARA EL ESQUEMA DE CONTROL MODAL.....	78
FIGURA 5.9	MODELO DE PRUEBA.....	79
FIGURA 5.10	APROXIMACIÓN DE SEGUNDO ORDEN	80
FIGURA 5.11	APROXIMACIÓN DE PRIMER ORDEN	80
FIGURA 6.1a	SEÑAL SENOIDAL COMBINADA CON UNA SEÑAL DE CD.....	86
FIGURA 6.1b	SEÑAL SENOIDAL COMBINADA CON UNA SEÑAL DE FRECUENCIA SUBSÍNCRONA	87
FIGURA 6.2	DIAGRAMA BÁSICO PARA EL ESQUEMA DE AMORTIGUAMIENTO NGH.....	88
FIGURA 6.3	DIAGRAMA BÁSICO PARA EL ESQUEMA DEL TCBR	90
FIGURA 6.4	PULSOS DE POTENCIA EN EL TCBR UTILIZANDO SEÑALES DE ENTRADA	91
FIGURA 6.5	DIAGRAMA BÁSICO PARA EL ESTABILIZADOR DINÁMICO	93
FIGURA A1	PRIMER MODELO DE PRUEBA DE IEEE PARA ESTUDIOS DE RESONANCIA SUBSÍNCRONA..	99
FIGURA B1	DIAGRAMA FASORIAL PARA EL CÁLCULO DE CONDICIONES INICIALES.....	101
FIGURA C1	LAZO DE CONTROL PARA EL ESQUEMA DE CONTROL MODAL.....	102



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

INDICE DE TABLAS

TABLA 3.1	PARÁMETROS DE LA MÁQUINA	36
TABLA 3.2	VALORES CARÁCTERÍSTICOS PARA EL ANÁLISIS DE GENERADOR DE INDUCCIÓN	36
TABLA 3.3	EIGENVALORES PARA EL SISTEMA COMPENSADO AL 60% CONSIDERANDO EL ESTABILIZADOR DE LA MÁQUINA	39
TABLA 3.4	VALORES CARÁCTERÍSTICOS PARA EL ANÁLISIS DE RESONANCIA SUBSÍNCRONA	42
TABLA 3.5	VALORES CARÁCTERÍSTICOS PARA EL ANÁLISIS DEL PSS	46
TABLA 4.1	VALORES CARÁCTERÍSTICOS PARA EL ANÁLISIS DEL CEV EN LAS INTERACCIONES TORSIONALES	56
TABLA 5.1	CORRENTE EN EL INDUCTOR EN ESTADO ESTABLE DURANTE UN CICLO	67
TABLA 5.2	VOLTAJE EN EL CAPACITOR DURANTE UN CICLO EN ESTADO ESTABLE	68
TABLA 5.3	VALORES CARÁCTERÍSTICOS PARA EL SISTEMA UTILIZANDO LA ESTRATEGIA DE CONTROL CONVENCIONAL	83
TABLA 5.4	VALORES CARÁCTERÍSTICOS PARA EL SISTEMA UTILIZANDO LA ESTRATEGIA DE CONTROL MODAL	84
TABLA 5.5	PARÁMETROS PARA EL CONTROL MODAL	82
TABLA A1	CONSTANTES DE MÁQUINA	99
TABLA A2	IMPEDANCIAS DE LA RED	100
TABLA A3	IMPEDANCIAS DE LA MÁQUINA	100
TABLA A4	PARÁMETROS PARA LA FLECHA DEL GENERADOR	100

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

