

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA

CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA

ESTUDO DA INFLUÊNCIA DE ESTABILIZADORES APLICADOS EM SISTEMAS DE
POTÊNCIA DE MÚLTIPLAS UNIDADES GERADORAS SOBRE OS MODOS DE
OSCILAÇÃO

Dissertação apresentada por Clivaldo
Silva de Araújo, como parte dos
requisitos para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof.^o José Calazans de
Castro

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: PROCESSAMENTO DA ENERGIA

CAMPINA GRANDE

Dezembro/1988



A658e

Araújo, Clívado Silva de.

Estudo da influência de estabilizadores aplicados em sistemas de potência de múltiplas unidades geradoras sobre os modos de oscilação / Clívado Silva de Araújo. - Campina Grande, 1988.

107 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1988.

"Orientação : Prof. José Calazans de Castro".

Referências.

1. Sistemas de Potência - Estabilizadores. 2. Estabilizadores - Sistemas de Potência. 3. Dissertação - Engenharia Elétrica. I. Castro, José Calazans de. II. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). III. Título

CDU 621.311(043)

Aos meus pais: Valêncio Gomes
de Araújo e Jandira da Silva
Araújo

À minha esposa: Maria das
Graças Martins de Araújo

Aos meus filhos: André, Daniel
e Gabriel

Meus agradecimentos

- Ao Professor JOSÉ CALAZANS DE CASTRO, orientador da dissertação, pela inestimável colaboração e confiança depositada
- A todos aqueles que contribuíram direta ou indiretamente na execução deste trabalho

ÍNDICE

1.	INTRODUÇÃO	01
2.	MODELO DO SISTEMA DE POTÊNCIA	04
2.1	Introdução	04
2.2	Representação da máquina	05
2.2.1	Introdução	05
2.2.2	Modelo clássico (Tensão constante atrás de reatância síncrona)	06
2.2.3	Modelo de dois eixos (E'_q e E'_d)	08
2.3	Relações matemáticas entre as máquinas e a rede	10
2.3.1	Introdução	10
2.3.2	Representação matricial de uma rede passiva	11
2.3.3	Representação matricial de uma rede no estado transitório	12
2.3.4	Conversão das coordenadas das máquinas para a referência do sistema	16
2.3.5	Relações entre correntes e tensões nas máquinas	18
2.4	Representação do sistema de excitação	24
2.4.1	Introdução	24
2.4.2	Sistema de excitação tipo 1B - Sistema controlado por retificador	24

2.5	Representação do estabilizador utilizando a velocidade como sinal de entrada	26
2.6	Modelo linearizado para a malha	28
3.	TECNICAS PARA ANÁLISE MODAL DE SISTEMAS LINEARES COM APLICAÇÃO A SISTEMAS DE POTÊNCIA DE MÚLTIPLAS MÁQUINAS	31
3.1	Introdução	31
3.2	Participação dos modos sôbre as variáveis de estado	32
3.3	Contribuição modal sôbre os sinais de saída do sistema	34
3.3.1	Representação da função de transferência como um somatório de termos modais	34
3.3.2	Medida da contribuição modal	36
4.	IDENTIFICAÇÃO E INFLUÊNCIA DE MODOS DE OSCILAÇÃO NUM SISTEMA DE DUAS MÁQUINAS LIGADAS A UM GRANDE SISTEMA DE POTÊNCIA - SISTEMA I	39
4.1	Introdução	39
4.2	Modelo do sistema	40
4.2.1	Introdução	40
4.2.2	Dados preliminares	43
4.2.3	Matriz linearizada de malha	49
4.3	Identificação dos modos de oscilação eletromecânicos	53
4.4	Influência dos modos de oscilação sôbre os sinais de saída	56

4.5	Verificação da influência do estabilizador	
	sobre os modos de oscilação do sistema	59
4.5.1	Equações diferenciais do estabilizador	59
4.5.2	Influência do estabilizador sobre os	
	modos de oscilação	60
4.6	Justificação teórica dos resultados obtidos	
	com os sinais de realimentação	68
4.6.1	Introdução	68
4.6.2	Conceituação básica	69
	4.6.2.1 Formulação matemática do sistema	
	de três máquinas	69
	4.6.2.2 Definição de modos	70
	4.6.2.3 Algoritmo para determinação	
	dos autovalores e autovetores	
	associados com os modos do sistema	72
	4.6.2.4 Algoritmo para determinação	
	dos autovalores e autovetores	
	associados com o modo intraplanta	74
4.6.3	Efeito dos sinais no controle do modo	
	intraplanta	76
	4.6.3.1 Efeito do modo intraplanta no	
	sinal genérico $= y_2 + y_3$	76
	4.6.3.2 Utilização do mesmo sinal de	
	saída para realimentação	
	através de estabilizadores nas	
	duas máquinas idênticas	78
4.7	Conclusão	80

5. APLICAÇÃO DAS TÉCNICAS A UM SISTEMA DE QUATRO MÁQUINAS - SISTEMA II	81
5.1 Introdução	81
5.2 Formulação matemática do sistema de quatro máquinas	82
5.3 Estrutura dos autovetores	83
5.4 Algoritmo para determinação dos autovalores e autovetores associados com os modos do sistema ..	84
5.5 Preservação dos autovalores intraplanta com a introdução da terceira unidade similar	86
5.6 Consideração sobre a influência dos modos intraplanta com autovalores repetidos	88
5.7 Modelo do sistema	91
5.7.1 Introdução	91
5.7.2 Dados preliminares	93
5.7.3 Modos do sistema e modos intraplanta	95
5.8 Influência do estabilizador sobre os modos de oscilação intraplanta	96
5.9 Conclusão	100
6. CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA ESTUDOS FUTURO	101
RÉFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	103
APÊNDICE	106

RESUMO

A análise e projeto de estabilizadores de sistemas de potência são usualmente realizados considerando a planta como uma máquina equivalente, mas com esta simplificação, os modos eletromecânicos intraplanta não são considerados. Entretanto, é conhecido que estes modos podem ser um fator limitante na aplicação de estabilizadores.

Um procedimento computacional é desenvolvido e aplicado para plantas de duas e três unidades similares conectadas com um grande sistema com a finalidade de estudar a influência dos estabilizadores sobre estes modos de oscilação.

ABSTRACT

The analysis and design of power system stabilizers are usually accomplished by representing one power plant as an equivalent machine. However, with that simplification, the intraplant electromechanical modes are not taken into account. It is known, however, that those modes may become a limiting factor in stabilizer application.

In this work a computational procedure is developed and applied on two power plants, with two and three similar units connected with a large power system. The effects of stabilizers on the intraplant modes are then analysed.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Diagrama fasorial e circuito equivalente da máquina representada pelo modelo clássico	07
Figura 2.2 - Diagrama equivalente de uma máquina representada pelo modelo de dois eixo	09
Figura 2.3 - Sistema de excitação tipo 1S do IEEE	25
Figura 2.4 - Sistema de excitação tipo 1S reduzido	26
Figura 4.1 - Diagrama de impedâncias - Duas máquinas	41
Figura 4.2 - Sistema de excitação utilizado para as máquinas	43
Figura 4.3 - Representação do modelo clássico do gerador	45
Figura 4.4 - Diagrama Fasorial - modelo de dois eixos	46
Figura 4.5 - Estabilizador Maq. 02 Realimentação $w_2 + w_3$ Estabilizador Maq. 02 e 03 Realimentação w_2	62
Figura 4.6 - Estabilizador Maq. 02 e 03 Realimentação $w_2 + w_3$	63

Figura 4.7 - Estabilizador Maq. 02 e 03		
Realimentação Maq. 02 - w_2		
Maq. 03 - w_3		64
Figura 4.8 - Estabilizador Maq. 02		
Realimentação w_2		65
Figura 4.9 - Estabilizador Maq. 02 e 03		
Realimentação $w_2 - w_3$		66
Figura 4.10 - Estabilizador Maq. 02 e 03		
Realimentação Maq. 02 w_2		
Maq. 03 $-w_2$		67
Figura 5.1 - Diagrama de Impedâncias - Três máquinas		92
Figura 5.2 - Estabilizador Maq. 02, 03 e 04		
Realimentação $w_2 + w_3 + w_4$		97
Figura 5.3 - Estabilizador Maq. 02, 03 e 04		
Realimentação w_2		98
Figura 5.4 - Estabilizador Maq. 02, 03 e 04		
Realimentação Maq. 02 - w_2		
Maq. 03 - w_3		
Maq. 04 - w_4		99

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 - Resultado do Fluxo de Carga - Duas máquinas ...	41
Tabela 4.2 - Constantes das máquinas e dos sistemas de excitação	42
Tabela 4.3 - Condições iniciais - Duas máquinas	47
Tabela 4.4 - Matriz de admitância completa - Duas máquinas ..	49
Tabela 4.5 - Matriz de admitância reduzida - Duas máquinas ..	49
Tabela 4.6 - Componentes dos vetores de participação - Duas máquinas	55
Tabela 4.7 - Medida da contribuição modal	58
Tabela 5.1 - Resultado do fluxo de carga - Três máquinas ...	92
Tabela 5.2 - Condições iniciais - Três máquinas	94
Tabela 5.3 - Matriz de admitância completa - Três máquinas .	94
Tabela 5.4 - Matriz de admitância reduzida - Três máquinas .	95

SÍMBOLOS

- D - Coeficiente de amortecimento
- E' - Tensão interna
- E'_d - Componente da tensão atrás da reatância no eixo direto
- E'_q - Componente da tensão atrás da reatância no eixo em quadratura
- H - Constante de inercia
- I_d - Componente da corrente terminal no eixo direto
- I_q - Componente da corrente terminal no eixo em quadratura
- K_A - Ganho do regulador
- K_F - Ganho do circuito estabilizante do regulador
- T_A - Constante de tempo de amplificação do regulador de tensão
- T_j - Constante de tempo ($T_j = 2H/\omega_b$)
- T'_{do} - Constante de tempo transitório de circuito aberto no eixo direto
- T'_{qo} - Constante de tempo transitório de circuito aberto no eixo em quadratura

- T_e - Torque elétrico
- T_m - Torque mecânico
- T_F - Constante de tempo do circuito estabilizante do regulador de tensão
- V_d - Componente de tensão terminal no eixo direto
- V_q - Componente da tensão terminal no eixo em quadratura
- $V_{Rmáx}$ Máximo valor de V_R
- $V_{Rmín}$ Mínimo valor de V_R
- V_s - Sinal estabilizante
- w - Velocidade angular
- w_r - Velocidade angular nominal
- X' - Reatância de Potier
- X_d - Reatância síncrona no eixo d
- X_q - Reatância síncrona no eixo q
- X'_d - Reatância transitória no eixo d
- X'_q - Reatância transitória no eixo q
- δ - Ângulo de torque
- θ - Ângulo rotórico

INTRODUÇÃO

Os modos de oscilação de interesse para o problema de estabilidade dinâmica de sistemas de potência, estão na faixa de frequência de 0.1 a 3 Hz. Estes modos são relacionados com os rotores das máquinas síncronas que oscilam entre si e são denominados modos de oscilação eletromecânicos (MOE).

Existem três tipos de MOE, o primeiro é conhecido como MOE LOCAL e sua frequência de oscilação é tipicamente na faixa de 0.8 a 1.8 Hz. O segundo tipo é devido a resposta de grupos coerentes de unidades de geração oscilando um contra o outro. Estes modos são conhecidos como MOE de INTERLIGAÇÃO e a frequência de oscilação varia de 0.1 a 0.8 Hz. O terceiro tipo de MOE a ser considerado é denominado MOE INTRAPLANTA que ocorre devido a interação de unidades muito próximas numa usina com várias unidades de geração. A frequência de oscilação destes modos é tipicamente na faixa de 2 a 3 Hz.

A aplicação de estabilizadores de sistema de potência para amortecer os modos eletromecânicos tem sido um campo de amplo estudo nas últimas duas décadas. Todavia, quase todos os

trabalhos publicados tem se preocupado com o amortecimento dos MOE local. Para estes modos, normalmente, a aplicação de estabilizadores não apresenta grandes dificuldades, pois, em geral, um estabilizador tem influência predominante em um só modo local.

Por outro lado, os MOE intraplanta, que normalmente não são considerados nos estudos, podem, em alguns casos, limitar o amortecimento do modo local e diminuir a participação da unidade no amortecimento dos modos de interligação, podendo tornar-se portanto, um fator limitante na aplicação de estabilizadores.

Além disto, não existe, no nosso entender, uma conclusão definitiva sobre os melhores sinais que devem ser utilizados de forma a diminuir o efeito adverso do estabilizador nos modos intraplanta e em outros modos não eletromecânicos.

A literatura utiliza a soma das velocidades angulares como sinal de realimentação em plantas com duas unidades similares de geração, com a finalidade de cancelar a influência dos estabilizadores sobre os modos intraplanta (Schleif e outros, 1979; Crenshaw e outros, 1983). Outros sinais e sistemas com três máquinas similares não são tratados.

Em uma primeira parte, o nosso estudo será realizado através de simulação em computador, com o objetivo de encontrar sinais de realimentação, com ênfase para velocidade, que possa ser aplicado em estabilizadores de sistemas de potência com duas unidades similares de geração, que não tenham qualquer influência sobre os modos intraplanta. Uma teoria será desenvolvida

Justificando estes resultados e generalizando a influência dos sinais de realimentação sobre os modos de oscilação para o caso de duas máquinas similares de geração.

O estudo será estendido para o caso de três máquinas similares, utilizando-se as técnicas e teoria desenvolvidas.

MODELO DO SISTEMA DE POTÊNCIA

2.1 Introdução

Os sistemas dinâmicos utilizados na teoria de controle são descritos por um conjunto de equações diferenciais ordinárias.

Qualquer equação diferencial ordinária pode ser transformada num conjunto de equações diferenciais de primeira ordem. Um conjunto de n equações de 1^{a} ordem está completamente descrito se os seus coeficientes e as n condições iniciais para as n -equações diferenciais são conhecidos. Assim, é formado um vetor de dimensão n que especifica completamente o estado do sistema. Esse vetor é denominado "vetor de estado" e seus elementos são denominados "variáveis de estado".

Nas equações usadas para representação do sistema de múltiplas máquinas, as cargas são representadas por impedâncias constantes, pois assim, temos uma descrição matemática do sistema com múltiplas máquinas com as cargas representadas incluídas. Embora esta representação de carga não seja muito precisa o é bastante para ser usada sem cometer grandes erros. É escolhida

esta representação de carga, devido a sua relativa simplicidade e porque com esta escolha, todos os nós que não são de geração podem ser eliminados pela redução de rede.

Para simulação do comportamento dinâmico de um sistema de potência, a rede de transmissão é simulada de maneira análoga ao fluxo de carga. A máquina é interligada à rede através do seu circuito equivalente tensão atrás de uma reatância, onde o valor de tensão varia de acordo com o modelo que representa a máquina.

O comportamento dinâmico do sistema depende não só do gerador e da rede, mas também do sistema de excitação, reguladores e estabilizadores. Esses equipamentos são caracterizados por um conjunto de equações diferenciais de estados. Os estados variam com o tempo de acordo com as equações diferenciais e estabelecem a resposta do sistema. Naturalmente, em regime permanente, todas as derivadas são nulas e os estados permanecem constantes. Após a ocorrência de uma perturbação, estabelece-se um período transitório no qual as variáveis se movem do seu estado inicial para um regime permanente final, no caso do sistema ser estável.

2.2 Representação da máquina

2.2.1 Introdução

Uma máquina é descrita matematicamente por um conjunto de equações da forma:

$$\dot{\bar{x}} = f(X, V, T_m, t) \quad (2.1)$$

onde

X é um vetor de variáveis de estado,

V é o vetor de tensões e

T_m é o torque mecânico

A dimensão do vetor X depende do modelo usado. A ordem de X varia de oitava ordem para o modelo completo (com 3 circuitos no rotor) ao de segunda ordem para o modelo clássico, onde só ω e δ (velocidade angular e ângulo de torque) são considerados como variáveis de estado.

Neste trabalho, as máquinas foram representadas pelo modelo clássico ou pelo modelo de dois eixos.

2.2.2 Modelo clássico (tensão constante atrás de reatância transitória)

É a mais simples representação de uma máquina. É também chamado modelo de 2^a ordem, por ser representado apenas pela equação de oscilação, tendo como variáveis de estado a velocidade angular (ω) e o ângulo da máquina (δ). Esta representação ignora efeitos de saliência e supõe ligações de fluxo constante e pouca variação na velocidade.

Para uma máquina representada pelo modelo clássico, o ângulo δ para esta máquina é o ângulo entre a tensão interna e o

eixo do sistema de referência.

A figura (2.1) apresenta o diagrama fasorial do modelo clássico onde x'_d é a reatância comumente usada no lugar de x' . A tensão E' é mantida constante e é obtida das condições iniciais em regime permanente.

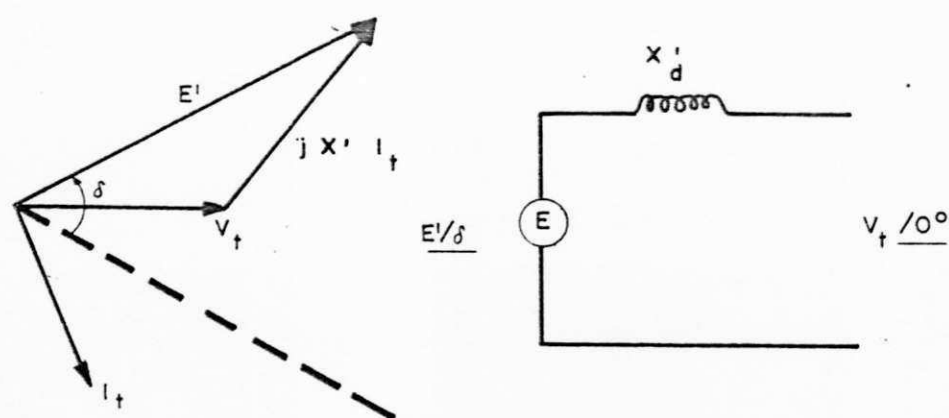


Figura 2.1 - Diagrama fasorial e circuito equivalente da máquina representada pelo modelo clássico.

As equações neste modelo são:

Tensão interna da máquina

$$E'_i = V_{ti} + j X'_i I_{ti} \quad (2.2)$$

Equação de oscilação da máquina

$$T_{ji} \dot{\omega}_i = T_{mi} - E_i I_{qi} - D_i \omega_i \quad (2.3)$$

$$\dot{\delta}_i = \omega_i - 1 \quad i = 1, \dots, r \quad (2.4)$$

onde r é o número de máquinas representadas pelo modelo clássico.

2.2.3 Modelo de dois eixos (E'_q e E'_d) (Anderson e Fouad, 1977)

No modelo de dois eixos, os efeitos transitórios são considerados, enquanto que os efeitos subtransitórios são desprezados. Uma consideração feita para este modelo é que na equação de tensão do estator, os termos $\dot{\lambda}_d$ e $\dot{\lambda}_q$ são desprezados e que $w = w_r \cong 1$ PU.

A máquina deveria ter dois circuitos no estator e dois circuitos no rotor. Entretanto, o número de equações diferenciais descrevendo estes circuitos é reduzido para duas, desde que $\dot{\lambda}_d$ e $\dot{\lambda}_q$ são desprezados nas equações de tensão do estator (as equações de tensão do estator tornam-se equações algébricas).

Através da figura (2.2), tem-se as seguintes equações algébricas deste modelo

$$E'_q = V_q - x'_d I_d$$

$$E'_d = V_d + x'_d I_q$$

onde E'_q e E'_d são componentes de tensão proporcionais ao fluxo concatenado que resultam do efeito combinado das correntes de campo e armadura.

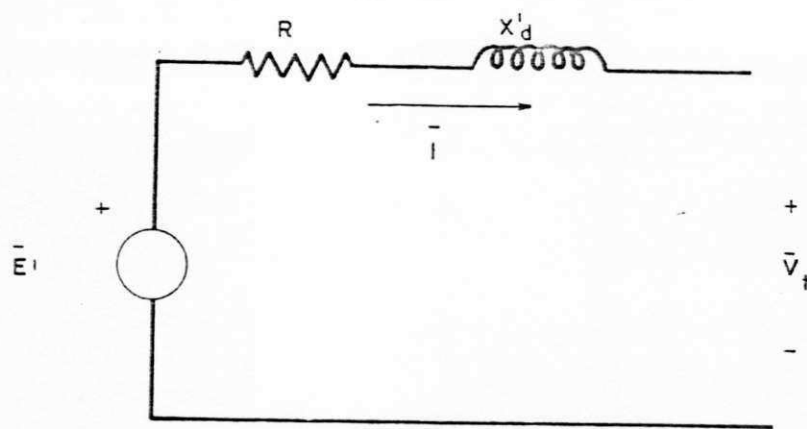


Figura 2.2 - Diagrama equivalente de uma máquina representada pelo modelo de dois eixos.

As variáveis de estado para este modelo são quatro: velocidade angular (ω), ângulo de torque (δ), componente do eixo em quadratura da tensão atrás da reatância transitória (E'_q) e a componente do eixo direto da tensão atrás da reatância transitória (E'_d).

As equações diferenciais para este modelo são as seguintes:

$$T_{ji} \dot{\omega}_i = T_{mi} - (I_{di} E'_{di} + I_{qi} E'_{qi}) - D_i \omega_i \quad (2.7)$$

$$\dot{\delta}_i = \omega_i - 1 \quad (2.8)$$

$$T'_{doi} \dot{E}'_{qi} = -E'_{qi} - (x_{di} - x'_i) I_{di} + E_{FDi} \quad (2.9)$$

$$T'_{qoi} \dot{E}'_{di} = -E'_{di} - (x_{qi} - x'_i) I_{qi} \quad (2.10)$$

2.3 Relações matemáticas entre as máquinas e a rede (Anderson and Fouad, 1977)

2.3.1 Introdução

O objetivo desta seção é deduzir e mostrar relações matemáticas para v_{di} , v_{qi} , que são variáveis do sistema com $i = 1, 2, \dots, n$. Isto é obtido na forma de relações entre as tensões v_{di} , v_{qi} , correntes da máquina i_{di} e i_{qi} e os ângulos de torque δ_i , $i = 1, 2, \dots, n$.

Para uma máquina i , nós definiremos os fasores \bar{V}_i e \bar{I}_i como:

$$\bar{V}_i = V_{qi} + j V_{di} \quad (2.11)$$

$$\bar{I}_i = I_{qi} + j I_{di} \quad (2.12)$$

onde o eixo q é dado como o fasor de referência em cada caso.

Os vetores complexos \bar{V} e \bar{I} são definidos por

$$\bar{V} = \begin{bmatrix} V_{q1} + j V_{d1} \\ V_{q2} + j V_{d2} \\ \dots \\ V_{qn} + j V_{dn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{V}_2 \\ \dots \\ \bar{V}_n \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\bar{I} = \begin{bmatrix} I_{q1} + j I_{d1} \\ I_{q2} + j I_{d2} \\ \dots \\ I_{qn} + j I_{dn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \\ \dots \\ \bar{I}_n \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Note cuidadosamente que a tensão \bar{V}_i e a corrente \bar{I}_i são referidas para os eixos d e q da máquina i. A relação desejada é a que relaciona os vetores \bar{V} e \bar{I} . Esta relação irá representar um conjunto de n-equações algébricas complexas ou 2n equações reais, que são as equações necessárias para completar a descrição matemática do sistema.

2.3.2 Representação matricial de uma rede passiva

Considera-se uma rede com n-máquinas e r-cargas.

Através da redução da rede (apêndice 2), esta é reduzida a uma equivalente com n-nós.

No estado permanente as correntes e tensões podem ser representadas por fasores para uma referência comum. Serão usados os fasores \bar{I}_i e \bar{V}_i , $i=1,2, \dots, n$ para designar o uso de uma referência comum (rede).

Então, tem-se:

as equações da rede de estado permanente, em notação fasorial

$$\mathbf{I} = \bar{\mathbf{Y}} \mathbf{Q} \quad (2.15)$$

onde

$\bar{\mathbf{Y}}$ - é a matriz admitância de curto-circuito da rede

\mathbf{Q} - vetor de tensão no nó

\mathbf{I} - vetor de corrente no nó

2.3.3 Representação matricial de uma rede no estado transitório

Considerando um ramo da rede reduzida, localizado entre quaisquer dois nós na rede, sendo identificado pelo índice k , temos então no estado transitório a seguinte relação

$$v_k = L_k \dot{i}_k + r_k i_k \quad k = 1, \dots, b \quad (2.16)$$

onde

b - n.º de ramos

r_k - resistência do ramo

L_k - indutância do ramo

v_k - tensão no ramo

i_k - corrente no ramo

Usando índices para denotar as fases a,b,c, temos:

$$v_{abck} = L_k \dot{i}_{abck} + r_k i_{abck} \quad k = 1,2, \dots, b \quad (2.17)$$

Esta equação do ramo pode ser escrita com respeito a qualquer dos n-eixos q de referência, pelo uso de transformação apropriada P.

Multiplicando a equação (2.17) pela transformação P, temos:

$$P v_{abck} = L_k P \dot{i}_{abck} + r_k P i_{abck} \quad (2.18)$$

Sabendo-se que:

$$P i_{abc} = i_{odq} - w \begin{bmatrix} \theta \\ -i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

onde

$$P = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos (\theta - 2\pi/3) & \cos (\theta - 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin (\theta - 2\pi/3) & \sin (\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

(Anderson e Fouad, 1977)

(2.20)

Substituindo a equação (2.19) na equação (2.18), resulta

$$v_{odqk} = L_k (\dot{i}_{odqk} - w \begin{bmatrix} 0 \\ -i_{qk} \\ i_{dk} \end{bmatrix}) + r_k i_{odqk}$$

No caso de condições balanceadas:

$$v_{dqk} = L_k (\dot{i}_{dqk} + w \begin{bmatrix} i_{qk} \\ -i_{dk} \end{bmatrix}) + r_k i_{dqk} \quad (2.21)$$

São feitas as seguintes considerações:

- 1) $w \cong w_r$, velocidade angular do sistema é aproximadamente igual a velocidade nominal, fazendo

$$w L_k i_k \cong x_k i_k$$

- 2) Os termos com $L_k \dot{i}$ são desprezados comparados com os termos com $w L_k i$

Fazendo as considerações acima, a equação (2.21)

fica:

$$V_{dqk} = r_k i_{dqk} + x_k \begin{bmatrix} i_{qk} \\ -i_{dk} \end{bmatrix} \quad k = 1, 2, \dots, b \quad (2.22)$$

A expressão (2.22) é uma relação algébrica entre tensões e correntes num ramo da rede no estado transitório. Estas variáveis são expressas na referência d-q de qualquer máquina. Considere a i-ésima máquina associada com esta transformação. O ângulo do rotor θ_i desta máquina é dado por:

$$\theta_i = \omega_r t + \pi/2 + \delta_i \quad (2.23)$$

onde:

θ_i - é o ângulo entre o rotor e uma rotação sincronizante do sistema de referência.

Multiplicando ambos os lados da equação (2.22) por $1/\sqrt{3}$, teremos:

$$V_{qk}(i) = r_k I_{qk}(i) - x_k I_{dk}(i) \quad (2.24)$$

$$V_{dk}(i) = r_k I_{dk}(i) + x_k I_{qk}(i)$$

onde

i - é o índice do rotor da máquina, usado como referência.

Em notação fasorial, temos:

$$\begin{aligned}\bar{V}_k(i) &= V_{qk}(i) + j V_{dk}(i) = \\ \bar{V}_k(i) &= (r_k + j x_k) (I_{qk} + j I_{dk}) = \\ \bar{V}_k(i) &= \bar{Z}_k \bar{I}_k(i) \quad k = 1, 2, \dots, b\end{aligned}\quad (2.25)$$

que expressa em notação fasorial complexa, a relação entre a tensão e corrente no ramo k . A referência é o eixo q de algum (hipotético) rotor i , localizando o ângulo δ_i com respeito à rotação sincronizante da referência do sistema.

2.3.4 Conversão das coordenadas das máquinas para a referência do sistema.

Em notação fasorial, tem-se \bar{V}_i , usando o rotor da máquina i como referência, que pode ser transportada para a referência do sistema \bar{V}_i , usando a transformação abaixo.

$$\begin{aligned}V_{qi} + j V_{di} &= (V_{qi} \cos \delta_i - V_{di} \sin \delta_i) + \\ &+ j (V_{qi} \sin \delta_i + V_{di} \cos \delta_i)\end{aligned}\quad (2.26)$$

ou seja

$$\bar{V}_i = \bar{V}_i e^{j \delta_i}\quad (2.27)$$

onde

$$\bar{V}_i = V_{Qi} + j V_{Di}$$

$$\bar{V}_i = V_{qi} + j V_{di}$$

δ_i = é o angulo do rotor da máquina i com relação a rotação sincronizante da referência do sistema.

Definindo-se

$$T = \begin{bmatrix} e^{j\delta_1} & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & e^{j\delta_n} \end{bmatrix} \quad \bar{V} = \begin{bmatrix} V_{Q1} + j V_{D1} \\ V_{Q2} + j V_{D2} \\ \dots & \dots & \dots \\ V_{Qn} + j V_{Dn} \end{bmatrix} \quad \bar{V} = \begin{bmatrix} V_{q1} + j V_{d1} \\ V_{q2} + j V_{d2} \\ \dots & \dots & \dots \\ V_{qn} + j V_{dn} \end{bmatrix}$$

tem-se:

$$\bar{V} = T \bar{V} \quad (2.28)$$

onde T é uma transformação que leva as variáveis d e q de todas as máquinas para o mesmo sistema de referência que é um sistema comum no qual as máquinas movem-se à velocidade síncrona.

Verifica-se que a matriz T é ortogonal, isto é

$$T^{-1} = T^*$$

onde T^* é a matriz conjugada de T .

Então

$$\bar{V} = T^* V \quad (2.29)$$

Similarmente, para as correntes nos nós, temos:

$$I = T \bar{I} \quad (2.30)$$

$$\bar{I} = T^* I \quad (2.31)$$

2.3.5 Relações entre correntes e tensões nas máquinas.

Sabe-se que:

$$I = \bar{Y} V \quad (2.32)$$

Então

$$T \bar{I} = \bar{Y} T V$$

pré-multiplicando por T^{-1} resulta

$$\bar{I} = (T^{-1} \bar{Y} T) V \triangleq \bar{M} V \quad (2.33)$$

onde

$$\bar{M} \triangleq (T^{-1} \bar{Y} T)$$

Se M^{-1} existe, tem-se

$$\bar{V} = (T^{-1} \bar{Y} T)^{-1} \bar{I} = (T^{-1} \bar{Z} T) \bar{I} \quad (2.34)$$

Esta equação fornece a relação desejada entre a tensão terminal e a corrente da máquina.

A seguir será obtida a expressão para a matriz \bar{M} para um sistema com n-máquinas.

A matriz \bar{Y} da rede é da forma.

$$\bar{Y} = \begin{bmatrix} Y_{11} e^{j\theta_{11}} & \dots & Y_{1n} e^{j\theta_{1n}} \\ Y_{21} e^{j\theta_{21}} & \dots & Y_{2n} e^{j\theta_{2n}} \\ \dots & \dots & \dots \\ Y_{n1} e^{j\theta_{n1}} & \dots & Y_{nn} e^{j\theta_{nn}} \end{bmatrix}$$

sabe-se que:

$$T = \begin{bmatrix} e^{j\delta_1} & & & \\ & \ddots & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{j\delta_n} \end{bmatrix}$$

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} e^{-j\delta_1} & & & \\ & \ddots & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{-j\delta_n} \end{bmatrix}$$

então

$$\bar{M} = \begin{bmatrix} Y_{11} e^{j\theta_{11}} & \dots & Y_{1n} e^{j(\theta_{1n} - \delta_{1n})} \\ Y_{21} e^{j(\theta_{21} - \delta_{21})} & \dots & Y_{2n} e^{j(\theta_{2n} - \delta_{2n})} \\ \dots & \dots & \dots \\ Y_{n1} e^{j(\theta_{n1} - \delta_{n1})} & \dots & Y_{nn} e^{j\theta_{nn}} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

onde

$$\bar{M} = T^{-1} \bar{Y} T$$

Então, tem-se que $\bar{I} = \bar{M} \bar{V}$, que é a equação fasorial que nos dá a relação entre as tensões e correntes da máquina.

Em notação fasorial $\bar{I} = \bar{M} \bar{V}$

$$\begin{bmatrix} I_{q1} + jI_{d1} \\ \vdots \\ I_{qn} + jI_{dn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} e^{j\theta_{11}} & \dots & Y_{1n} e^{j(\theta_{1n} - \delta_{1n})} \\ \vdots & & \vdots \\ Y_{n1} e^{j(\theta_{n1} - \delta_{n1})} & \dots & Y_{nn} e^{j\theta_{nn}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{q1} + j V_{d1} \\ \vdots \\ V_{qn} + j V_{dn} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

No presente trabalho são usadas máquinas com dois tipos de representação: modelo clássico e modelo de dois eixos. Entretanto, outros modelos podem ser usados sem dificuldade.

Os vetores e a matriz \bar{M} , da equação $\bar{I} = \bar{M} \bar{V}$ são definidos por

$$\bar{I} = \begin{bmatrix} I_{q1} + j I_{d1} \\ \vdots \\ I_{qr} + j I_{dr} \\ I_{qr+1} + j I_{dr+1} \\ \vdots \\ I_{qn} + j I_{dn} \end{bmatrix}$$

$$\bar{M} = \begin{bmatrix} Y_{11} e^{j\theta_{11}} & \dots & Y_{1n} e^{j(\theta_{1n} - \delta_{1n})} \\ \vdots & & \vdots \\ Y_{r1} e^{j(\theta_r - \delta_r)} & \dots & Y_{rn} e^{j(\theta_{rn} - \delta_{rn})} \\ \vdots & & \vdots \\ Y_{r+11} e^{j(\theta_{r+11} - \delta_{r+11})} & \dots & Y_{r+1n} e^{j(\theta_{r+11} - \delta_{r+11})} \\ \vdots & & \vdots \\ Y_{n1} e^{j(\theta_{n1} - \delta_{n1})} & \dots & Y_{nn} e^{j\theta_{nn}} \end{bmatrix}$$

$$\bar{V} = \begin{bmatrix} E_1 \\ \vdots \\ E_r \\ E_{qr+1} + j E_{dr+1} \\ \vdots \\ E_{qn} + j E_{dn} \end{bmatrix}$$

onde

r - número de máquinas representadas por modelo clássico

n - número total de máquinas

E_i - tensão interna da máquina i

De posse destas correntes, coloca-se as mesmas nas equações abaixo que representam as máquinas, fazendo assim a interligação sistema máquina.

Equações das máquinas

1) Representadas pelo modelo clássico

$$T_{ji} \dot{\omega}_i = T_{mi} - E_i I_{qi} - D_i \omega_i$$

$$\dot{\delta}_{ji} = \omega_i - 1 \quad i = 1, 2, \dots, r$$

2) Representadas pelo modelo de dois eixos

$$T'_{doi} E'_{qi} = -E'_{qi} - (x_{di} - x'_i) I_{di} + E_{FDi}$$

$$T'_{qoi} E'_{di} = -E'_{di} - (x_{qi} - x'_i) I_{qi}$$

$$T_{ji} \dot{\omega}_i = T_{mi} - (I_{di} E'_{di} + I_{qi} E'_{qi}) - D_i \omega_i$$

$$\dot{\delta}_i = \omega_i - 1 \quad i = r+1, \dots, n$$

Vale salientar que se um ângulo é tomado como referência, reduz-se de um a ordem do sistema.

$$\delta_{ji} = \delta_i - \delta_j \quad \text{onde } i = 1, n$$

Foram assim desenvolvidas as equações necessárias para interligação do sistema de múltiplas máquinas com a rede. O modelo do sistema de potência será completado com a inclusão do modelo do sistema de excitação, do modelo do regulador e do modelo do estabilizador de velocidade em cada máquina.

2.4 Representação do sistema de excitação

2.4.1 Introdução

Na maioria dos estudos, nos quais o comportamento do sistema de excitação é analisado, a análise requer o uso de computadores. Torna-se então necessário que o mesmo seja reorganizado de forma simplificada por um modelo matemático.

Como o uso de computadores tem aumentado, modelos e programas tem sido desenvolvidos para representar sistemas de excitação. As diferenças nestas representações foram mais na forma de dados que na precisão da representação. Devido a este fato, o IEEE formou um grupo de trabalho desde 1960 para estudar uma uniformização. Este grupo padronizou a representação dos sistemas de excitação em quatro diferentes tipos e identificou sistemas comerciais específicos com cada tipo. Outros modelos foram posteriormente divulgados.

Utiliza-se neste trabalho o sistema de excitação tipo 1S que é descrito a seguir.

2.4.2 Sistema de excitação tipo 1S - Sistema controlado por retificador

A figura 2.3 representa o sistema tipo 1S (IEEE, 1968) que é uma variante do sistema tipo 1 (IEEE, 1968) ou do tipo ST1 (IEEE, 1981), onde a excitação é obtida através da retificação da tensão terminal.

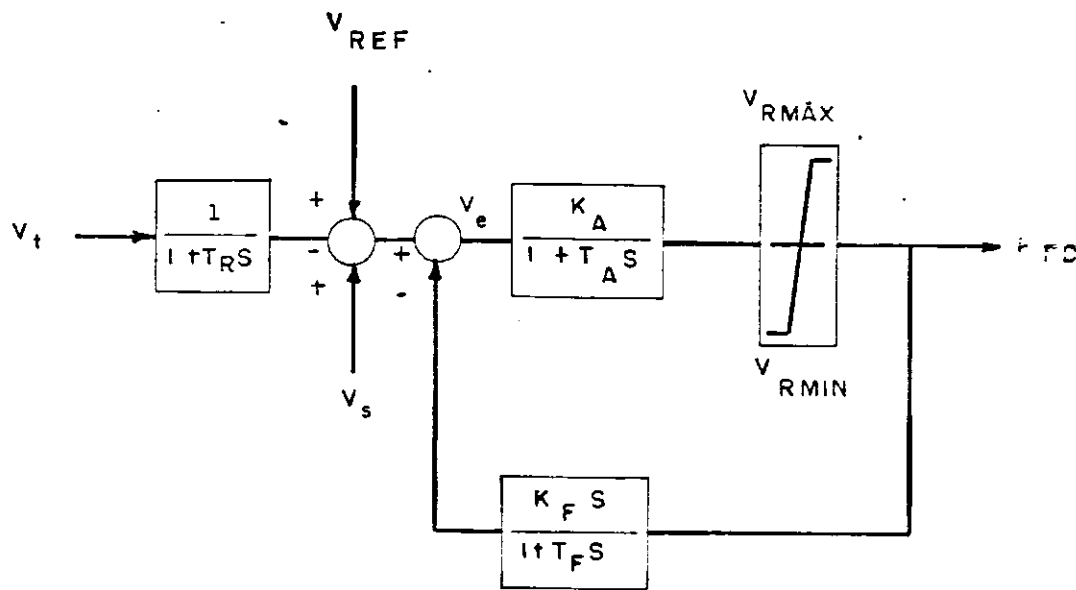


Figura 2.3 - Sistema de excitação tipo 1S do IEEE

É feita uma filtragem da tensão terminal com uma constante de tempo do filtro T_R . Geralmente T_R é muito pequena e comumente é aproximada para zero. O amplificador tem constante de tempo T_A e ganho K_A , e sua saída é limitada por $V_{Rm\acute{a}x}$ e $V_{Rm\acute{i}n}$. A realimentação mostrada, representa o circuito estabilizante do regulador e apresenta ganho K_F e constante de tempo T_F . Esta constante de tempo introduz um zero no eixo real negativo. Nota-se que se não temos filtro e a realimentação medida é zero, então $K_F = 0$ e a entrada para o amplificador é a tensão de erro $V_e = V_{ref} - V_t$, cuja tensão é pequena mas finita em estado permanente.

Para facilitar o trabalho computacional e considerando que os termos desprezados não vão afetar o desenvolvimento do presente trabalho, o sistema de excitação se reduzirá ao da figura 2.4.

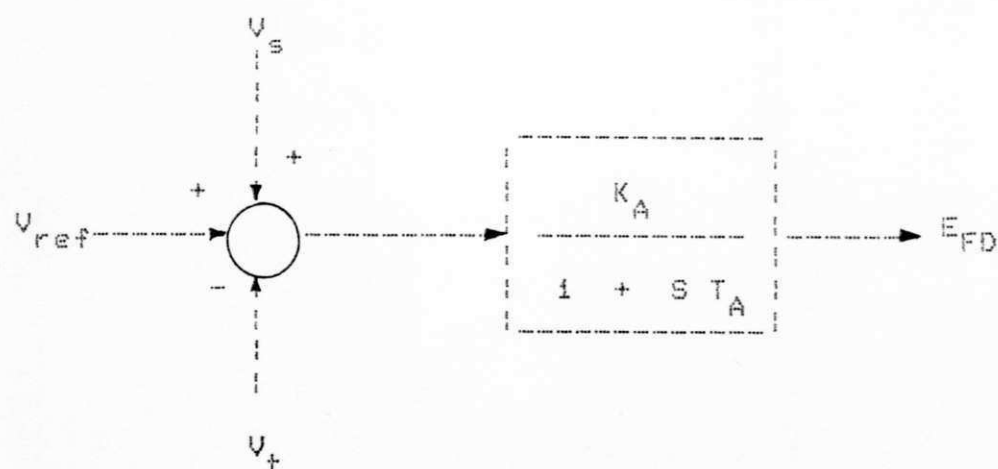


Figura 2.4 Sistema de excitação tipo 1S reduzido

2.5 Representação do estabilizador utilizando a velocidade como sinal de entrada (Larsen e Swann, 1981)

O estabilizador de sistema de potência utilizando a velocidade como sinal de entrada ($PSS_w(s)$) deve compensar atraso na característica de fase da função de transferência composta pelo sistema de excitação, gerador e sistema de potência ($GEP(s)$) para produzir uma componente de torque elétrico em fase com as mudanças de velocidade, afim de que cresça o amortecimento nas oscilações rotóricas.

A característica ideal do estabilizador, portanto, será

inversamente proporcional a $GEP(S)$

$$\text{Ideal } PSS_w(S) = D_{PSS} / GEP(S)$$

onde D_{PSS} representa a contribuição desejada de amortecimento do estabilizador.

Tal característica é impraticável, desde que compensação perfeita para atrasos de $GEP(S)$ requer diferenciação pura, que é associada a altos ganhos e altas frequências. Um estabilizador prático deve utilizar estágios avanço/atraso para compensar atraso de fase na $GEP(S)$ na faixa de frequência de interesse. O ganho deve ser atenuado nas altas frequências para limitar o impacto de ruídos e minimizar a interação torcional e, conseqüentemente, filtros de passa baixa e rejeição de banda são necessários (Schleif e outros, 1968). Um estágio "washout" é incluído para prevenir "voltage offsets" com mudança na frequência do sistema. Logo um estabilizador prático é dado por:

$$PSS_w(S) = \frac{K_s T_w S (1 + ST_1) (1 + ST_3) \text{FILT}(S)}{(1 + T_w S) (1 + ST_2) (1 + ST_4)} \quad (2.37)$$

Para simplificação do nosso modelo prático, desprezaremos a ação do filtro, visto que o mesmo não tem influência nos modos de oscilação de interesse. Com isto, ficamos

$$PSS_w(s) = \frac{K_s T_w s}{(1 + T_w s)} \frac{(1 + ST_1)}{(1 + ST_2)} \frac{(1 + ST_3)}{(1 + ST_4)} \quad (2.38)$$

que é o estabilizador prático a ser utilizado em nosso estudo.

2.6 Modelo linearizado para a malha

Sabendo-se que a equação fasorial que nos dá a relação entre as tensões e correntes da máquina é dada por $\bar{I} = \bar{M} \bar{V}$, e linearizando esta equação, temos:

$$\bar{I}_\Delta = \bar{M}_o \bar{V}_\Delta + \bar{M}_\Delta \bar{V}_o \quad (2.39)$$

onde M_o é obtido para um ângulo inicial δ_{io} , $i = 1, 2, \dots, n$, \bar{V}_o é o valor inicial do vetor \bar{V} , \bar{V}_Δ é o incremento no vetor \bar{V} e \bar{M}_Δ é obtido para um acréscimo $\delta_{i\Delta}$ do ângulo inicial δ_{io} .

Seja $\delta_i = \delta_{io} + \delta_{i\Delta}$. Portanto, a matriz \bar{M}_Δ torna-se

$$\bar{M}_\Delta = \begin{bmatrix} Y_{11} e^{j\theta_{11}} & \dots & Y_{1n} e^{j(\theta_{1n} - \delta_{1no} - \delta_{1n\Delta})} \\ \vdots & & \vdots \\ Y_{n1} e^{j(\theta_{n1} - \delta_{n1o} - \delta_{n1\Delta})} & \dots & Y_{nn} e^{j\theta_{nn}} \end{bmatrix}$$

O termo geral \bar{m}_{ij} da matriz \bar{M}_Δ é da forma

$$Y_{IJ} e^{j(\theta_{IJ} - \delta_{IJo} - \delta_{IJ\Delta})}$$

logo

$$\bar{m}_{IJ} = Y_{IJ} e^{j(\theta_{IJ} - \delta_{IJo})} e^{-j \delta_{IJ\Delta}}$$

Usando a relação $\cos \delta_{IJ\Delta} \cong 1$ e $\sin \delta_{IJ\Delta} = \delta_{IJ\Delta}$ temos

$$\bar{m}_{IJ} \cong Y_{IJ} e^{j(\theta_{IJ} - \delta_{IJo})} (1 - j \delta_{IJ\Delta})$$

Portanto, um elemento geral de \bar{M}_{Δ} é dado por

$$\bar{m}_{IJ\Delta} \cong -j Y_{IJ} e^{j(\theta_{IJ} - \delta_{IJo})} \delta_{IJ\Delta}$$

Logo \bar{M}_{Δ} tem somente termos não diagonais, com todos os termos diagonais iguais a zero.

$$\bar{M}_{\Delta} \bar{V}_0 = -j \begin{bmatrix} \sum_{K=1}^n Y_{1k} e^{j(\theta_{1k} - \delta_{1ko})} \bar{V}_{ko} \delta_{1k\Delta} \\ \sum_{K=1}^n Y_{2k} e^{j(\theta_{2k} - \delta_{2ko})} \bar{V}_{ko} \delta_{2k\Delta} \\ \vdots \\ \sum_{K=1}^n Y_{nk} e^{j(\theta_{nk} - \delta_{nko})} \bar{V}_{ko} \delta_{nk\Delta} \end{bmatrix}$$

E a equação linearizada (2.39) torna-se

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{1\Delta} \\ \vdots \\ \bar{I}_{n\Delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} e^{j(\theta_{11} - \delta_{110})} & \dots & Y_{1n} e^{j(\theta_{1n} - \delta_{1n0})} \\ \vdots & & \vdots \\ Y_{n1} e^{j(\theta_{n1} - \delta_{n10})} & \dots & Y_{nn} e^{j(\theta_{nn} - \delta_{nn0})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_{1\Delta} \\ \vdots \\ \bar{V}_{n\Delta} \end{bmatrix}$$

$$-j \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^n \bar{V}_{k0} Y_{1k} e^{j(\theta_{1k} - \delta_{1k0})} \delta_{1k\Delta} \\ \vdots \\ \sum_{k=1}^n \bar{V}_{k0} Y_{nk} e^{j(\theta_{nk} - \delta_{nk0})} \delta_{nk\Delta} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

TECNICAS PARA ANÁLISE MODAL DE SISTEMAS LINEARES COM APLICAÇÃO A SISTEMAS DE POTENCIA DE MULTIPLAS MÁQUINAS

3.1 Introdução

As técnicas a serem apresentadas facilitam o entendimento, simplificando a análise de complicados modelos lineares invariantes com o tempo, de sistemas dinâmicos.

Este capítulo apresenta conceitos básicos para aplicação destas técnicas ao modelo de sistema de potência de múltiplas máquinas.

O objetivo principal a ser alcançado é identificar e observar a influência dos modos de oscilação sobre os sinais de saída do sistema, e associá-los às variáveis de estado.

A técnica de participação dos modos sobre as variáveis de estado se baseia na utilização de vetores de participação usando autovetores direito e esquerdo (Perez-Arriaga e outros, 1982), sendo utilizada nas análises e amortecimento das oscilações eletromecânicas (Arcidiacono e outros, 1980; Byerly e outros 1981; Kundur e outros, 1981) e ajustes do PSS nas máquinas de

sistema de potência (Lefebvre, 1983).

3.2 Participação dos modos sobre as variáveis de estado

O modelo completo de um sistema de múltiplas máquinas, consistindo de n máquinas linearizadas em torno de um ponto de operação, correspondente a condição de equilíbrio, é da forma (Anderson e Fouad, 1977)

$$\dot{X} = A X + B_k u_k \quad (3.1)$$

$$y_j = C_j X$$

onde X é o vetor de estado, u_k é o sinal de entrada adicional da k -ésima unidade de geração e y_j é um sinal de saída qualquer. A , B_k , C_j são matrizes constantes de dimensões apropriadas.

Seja λ_i um autovalor de "A". Os autovetores direito, g_i e esquerdo, v_i associados ao autovalor λ_i e são definidos por

$$A g_i = \lambda_i g_i \quad e$$

$$v_i^T A = \lambda_i v_i^T$$

Assumindo que os autovalores de "A" são distintos, tem-se

$$v_i^T g_j \neq 0 \quad \text{se } i = j$$

$$v_i^T g_j = 0 \quad \text{se } i \neq j$$

Esses autovetores são normalizados tais que $v_i^T g_i = 1$.

Considerando um vetor associado a um autovalor λ_i definido por $L_i = [l_i^1 \quad l_i^2 \quad \dots \quad l_i^n]$, onde $l_i^j = |g_i^j v_i^j|$ é o valor absoluto da componente j de L_i e $g_i^j v_i^j$ é o produto das j -ésimas componentes dos autovetores direito e esquerdo associadas com λ_i . A j -ésima componente do vetor L_i é a magnitude modal relativa em $t = 0$ do j -ésimo estado. Portanto, l_i^j é tomado com uma certa precisão, como uma medida de participação relativa da j -ésima variável de estado no i -ésimo modo e vice-versa (Pérez-Arriaga e outros, 1982; Verghese e outros, 1983). As componentes l_i^j serão chamadas de fatores de participação do sistema e são adimensionais, enquanto g_i^j e v_i^j são dependentes das unidades e proporcionais às variáveis de estado. Isto explica porque torna-se mais confiável usar as componentes l_i^j como uma medida da associação entre as variáveis de estado e os modos, em lugar dos autovetores direitos como se tem usado.

Conhecendo-se os elementos dos vetores L_i , é possível montar uma matriz que chamaremos de matriz participação, onde podemos visualizar com mais facilidade a participação dos modos em cada variável e associar estes com as variáveis, observando os maiores valores de l_i^j para cada modo.

Os passos para observar a participação dos modos sobre as variáveis de estado são os seguintes:

- 1 - Obtenção dos autovalores da matriz A
- 2 - Obtenção dos autovetores direito e esquerdo associados aos

autovalores complexos do sistema

3 - Obtenção dos fatores de participação

4 - Associar as variáveis de estado com os modos, observando os maiores fatores de participação para cada modo.

3.3 Contribuição modal sobre os sinais de saída do sistema

3.3.1 Representação da função de transferência como um somatório de termos modais

Considere o sistema de múltiplas máquinas sob as condições apresentadas anteriormente, tendo as seguintes matrizes modais

$$G = [g_1 \quad g_2 \quad \dots \quad g_n] \quad e$$

$$v^T = \begin{bmatrix} v_1^T \\ v_2^T \\ \cdot \\ \cdot \\ v_n^T \end{bmatrix}$$

Assumindo que todos os autovetores são normalizados

de forma que $v_i^T g_i = 1$, ocorre (Catão, 1985)

$$V^T = G^{-1} \quad (3.2)$$

Sabe-se que a função de transferência do sistema (3.1) é

$$T(s) = C_j (sI - A)^{-1} B_k \quad (3.3)$$

Por uma transformação de similaridade obtém-se

$$\Lambda = G^{-1} A G$$

onde $\Lambda = \text{Diag} (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)$

Pode-se definir qualquer função no espectro de A (Chen, 1970) na forma

$$f(\Lambda) = G^{-1} f(A) G$$

então, para $f(A) = (sI - A)^{-1}$, tem-se

$$(sI - \Lambda)^{-1} = G^{-1} (sI - A)^{-1} G \quad (3.4)$$

usando (3.2) e (3.4), obtém-se

$$(sI - A)^{-1} = G (sI - \Lambda)^{-1} V^T \quad (3.5)$$

substituindo (3.5) em (3.3), resulta

$$T(s) = C_j G (sI - \Lambda)^{-1} V^T B_k \quad (3.6)$$

Considere os produtos $C_j G$ e $V^T B_k$ expressos nas seguintes formas:

$$C_j G = [h_1 \quad h_2 \quad \dots \quad h_n] \quad e$$

$$V^T B_k = [q_1 \quad q_2 \quad \dots \quad q_n]$$

onde $h_i = C_j g_i$ e $q_i = v_i^T B_k$ são parâmetros e não vetores.

Substituindo estes produtos $C_j G$ e $V^T B_k$ em (3.6) e sabendo que $(sI - \Lambda)^{-1} = \text{Diag} (1/(s - \lambda_1), \dots, 1/(s - \lambda_n))$, pode-se verificar facilmente que

$$T(s) = \sum_{i=1}^n \frac{h_i q_i}{s - \lambda_i} \quad (3.7)$$

3.3.2 Medida de contribuição modal

Considere o sinal de entrada da unidade k como um impulso unitário. então,

$$u_k(s) = 1$$

Usando este resultado em (3.7) e lembrando que $T(s) = y_j(s) / u_k(s)$, obtém-se

$$y_j(s) = \sum_{i=1}^n \frac{h_i q_i}{s - \lambda_i}$$

que no domínio do tempo resulta

$$y_j(t) = \sum_{i=1}^n h_i q_i e^{\lambda_i t} \quad (3.8)$$

que é a resposta transitória do sistema a uma entrada do tipo impulso unitário.

A contribuição do i -ésimo modo na resposta (3.8) é

$$y_j^i = h_i q_i e^{\alpha_i t} e^{j\beta_i t}$$

onde $\lambda_i = \alpha_i + j\beta_i$ é o autovalor associado ao modo i .

Seja definido

$$f_i^j = |h_i q_i| e^{\alpha_i t}$$

como o fator de contribuição do modo i no amortecimento e na amplitude da resposta y_j ao impulso na unidade k .

Seja também definida a contribuição do modo i no amortecimento e amplitude da resposta y_j ao impulso na unidade k ,

por

$$p_i^J = \int_0^{\infty} f_i^J dt = \frac{-i h_i q_i i}{\alpha_i} \quad (3.9)$$

IDENTIFICAÇÃO E INFLUÊNCIA DE MODOS DE OSCILAÇÃO NUM SISTEMA DE DUAS MÁQUINAS LIGADAS A UM GRANDE SISTEMA DE POTÊNCIA - SISTEMA I

4.1 Introdução

Uma grande atenção tem sido dada ao estudo de oscilações eletromecânicas de pouco amortecimento nos sistemas de potência de múltiplas máquinas (Martins e Baitelli, 1982; Martins, 1986). Estes modos são relacionados com as equações de oscilação das máquinas e denominados modos de oscilação eletromecânicos (MOE).

Neste capítulo, as técnicas de análise modal apresentadas no capítulo anterior, serão aplicadas num sistema de potência de duas máquinas iguais ligadas a um grande sistema de potência, para identificação e verificação da influência dos modos de oscilação sobre os sinais de saída do sistema, e em particular dos MOE.

Análise da influência dos estabilizadores sobre os modos de oscilação intraplanta serão realizados, procurando-se encontrar outros sinais de realimentação em que haja pouca influência sobre estes modos, além dos já estudados na

velocidade $w_2 + w_3$.

4.2 Modelo do sistema

4.2.1 Introdução

A figura 4.1 mostra a configuração do sistema de potência, consistindo de duas máquinas e cinco barras ligadas a um grande sistema de potência aqui representado por uma máquina bem maior que as outras duas.

A solução apresentada através do estudo de fluxo de carga, se encontra na tabela 4.1. O modelo do sistema de excitação usado para todas as máquinas é mostrado na figura 4.2. Os parâmetros dos geradores e dos sistemas de excitação estão na tabela 4.2.

As cargas neste trabalho são representadas por impedâncias constantes. A máquina que representa um grande sistema (maq. 01) é apresentada pelo modelo clássico, as máquinas restantes, máquina 2 e máquina 3, são iguais e representadas pelo modelo de dois eixos.

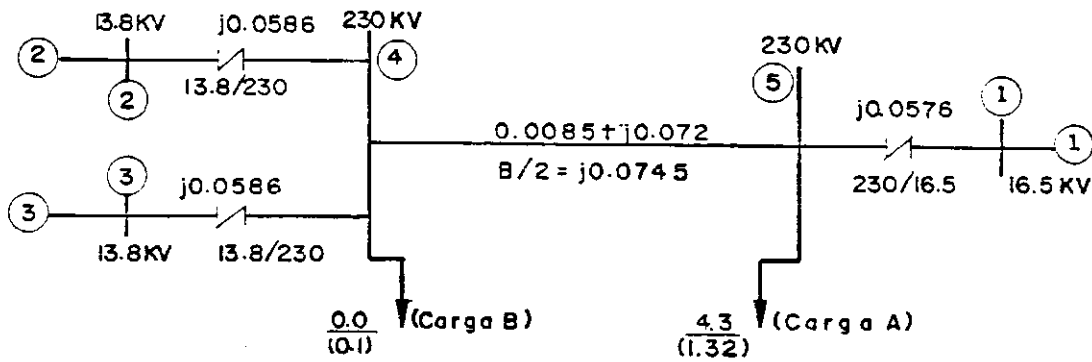


Figura 4.1 - Diagrama de impedâncias. Todas as impedâncias estão em PU na base de 100 MVA

Tabela 4.1 - Resultado do fluxo de carga (os dados estão em PU na base de 100 MVA)

BARRAS	TENSÃO	POTÊNCIA ATIVA	POTÊNCIA REATIVA
1	$1.0300 \angle 0.0^\circ$	1.951	1.372
2	$1.0304 \angle 2.34^\circ$	1.210	0.410
3	$1.0304 \angle 2.34^\circ$	1.210	0.410
4	$1.0101 \angle 3.42^\circ$	0.000	-0.100
5	$0.9595 \angle -6.53^\circ$	-4.300	-1.320

CARGAS	POTÊNCIA ATIVA	POTÊNCIA REATIVA
A	0.000	-0.100
B	-4.300	-1.320

Tabela 4.2 - Constantes das máquinas e dos sistemas de excitação

CONSTANTES	MÁQUINA 1	MÁQUINA 2 e 3	UNIDADE
S	247.5	128.0	MVA
V	16.5	13.8	KV
cos	1.0	0.85	-
H	23.640	3.01	seg
T_j	0.1254	0.0159	seg
T'_{q0}	0.0000	0.6000	seg
T'_{d0}	8.96	5.89	seg
X_d	0.146	1.3125	PU
X_q	0.0969	1.2578	PU
X'	0.0336	0.0742	PU
X'_d	0.0608	0.1813	PU
X'_q	0.0969	0.2500	PU
$X_d - X'_d$	0.0852	1.1312	PU
$X_q - X'_q$	0.0361	1.0765	PU
K_A	100	200	-
T_A	0.05	0.05	seg
D	0.0027	0.0027	PU

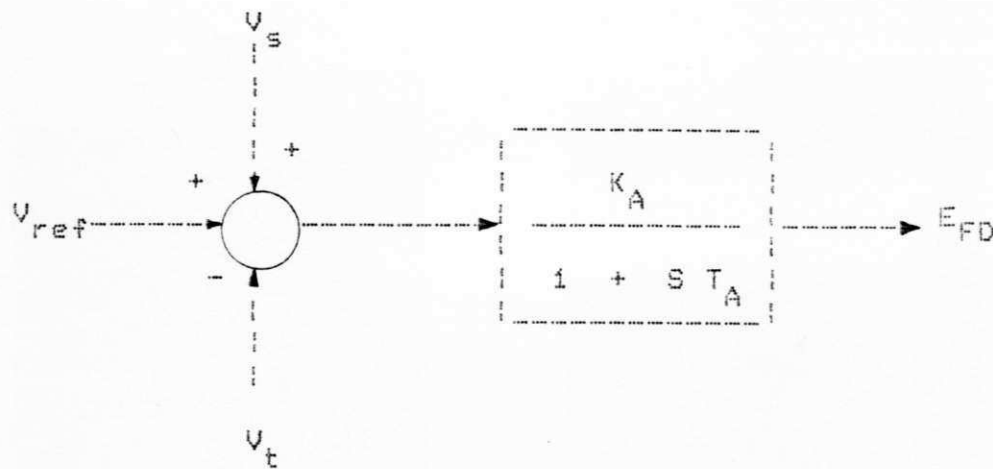


Figura 4.2 - Sistema de excitação utilizado para as máquinas

4.2.2 Dados preliminares

4.2.2.1 Todos os dados do sistema são convertidos para uma base comum de 100 MVA

4.2.2.2 As cargas são convertidas em admitâncias equivalentes. Os dados necessários são obtidos do estudo de fluxo de carga. Para uma barra que tem uma tensão \bar{V}_L , potência ativa P_L , potência reativa Q_L e corrente \bar{I}_L , tem-se

$$\bar{Y}_L = G_L + j B_L \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} P_L + j Q_L &= \bar{V}_L \cdot \bar{I}_L^* = \bar{V}_L [\bar{V}_L^* (G_L - j B_L)] = \\ &= V_L^2 (G_L - j B_L) \end{aligned} \quad (4.2)$$

A admitância equivalente da barra é dada por:

$$\bar{Y}_L = P_L / V_L^2 - j (Q_L / V_L^2) \quad (4.3)$$

Para o nosso sistema, temos

$$Y_{\text{carga a}} = 4.6707 - j 1.4338$$

$$Y_{\text{carga b}} = -j 0.098$$

4.2.2.3 Condições iniciais

a) Modelo clássico

As tensões internas do gerador E/δ são calculadas dos dados de fluxo de carga. Os ângulos internos podem ser calculados das tensões terminais pré-transitórias V/α a qual, tomaremos como referência, como mostra a figura 4.3. Sabendo-se que

$$\bar{I} = I_q + j I_d \quad e \quad (4.4)$$

$$P + j Q = \bar{V} \bar{I}^* \quad (4.5)$$

temos

$$I_q + j I_d = (P - j Q) / V \quad (4.6)$$

Como

$$E/\delta = V + j X_d' \bar{I} \quad (4.7)$$

logo

$$E \angle \delta = (V + Q X'_d / V) + j (P X'_d / V) \quad (4.8)$$

O ângulo de torque inicial do gerador δ_0 é obtido adicionando o ângulo da tensão pré-transitória α com δ , ou

$$\delta_0 = \delta + \alpha \quad (4.9)$$

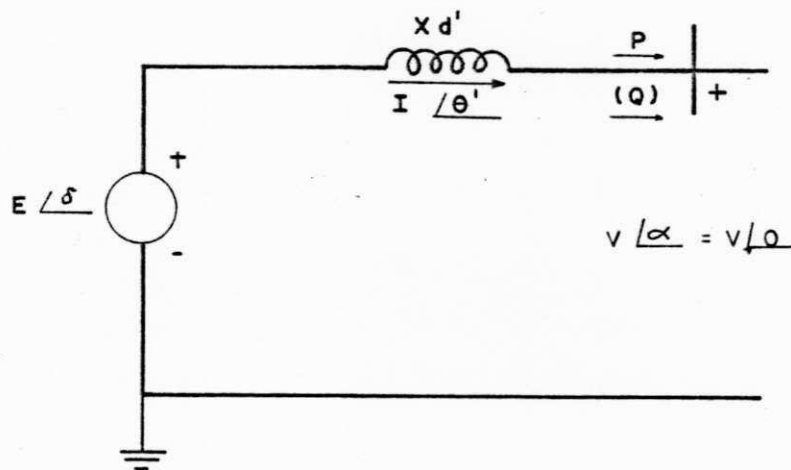


Figura 4.3 Representação do modelo clássico do gerador

b) Modelo de dois eixos

A figura 4.4 é o diagrama fasorial da máquina representada pelo modelo de dois eixos. A tensão terminal do gerador é $V \angle \alpha$ e o eixo q é localizado do ângulo δ da referência, todos os outros ângulos são medidos desta referência. A corrente nos geradores \bar{I} está em atraso em relação à tensão terminal por um ângulo de fator de potência θ . Considerando $r=0$,

as seguintes relações são usadas para obter as condições iniciais do modelo

$$I_r + j I_x = I \angle -\phi = (P - j Q) / V \quad (4.10)$$

$$\text{tg} (\delta - \alpha) = X_q I_r / (V_a - X_q I_x) \quad (4.11)$$

$$E'_q \cong V_q - I_d X'_d \quad (4.12)$$

$$E'_d = V_d + I_q X'_d \quad (4.13)$$

$$I_a \angle -(\delta - \alpha + \phi) = I_q + j I_d \quad (4.14)$$

$$V_a \angle -(\delta - \alpha) = V_q + j V_d \quad (4.15)$$

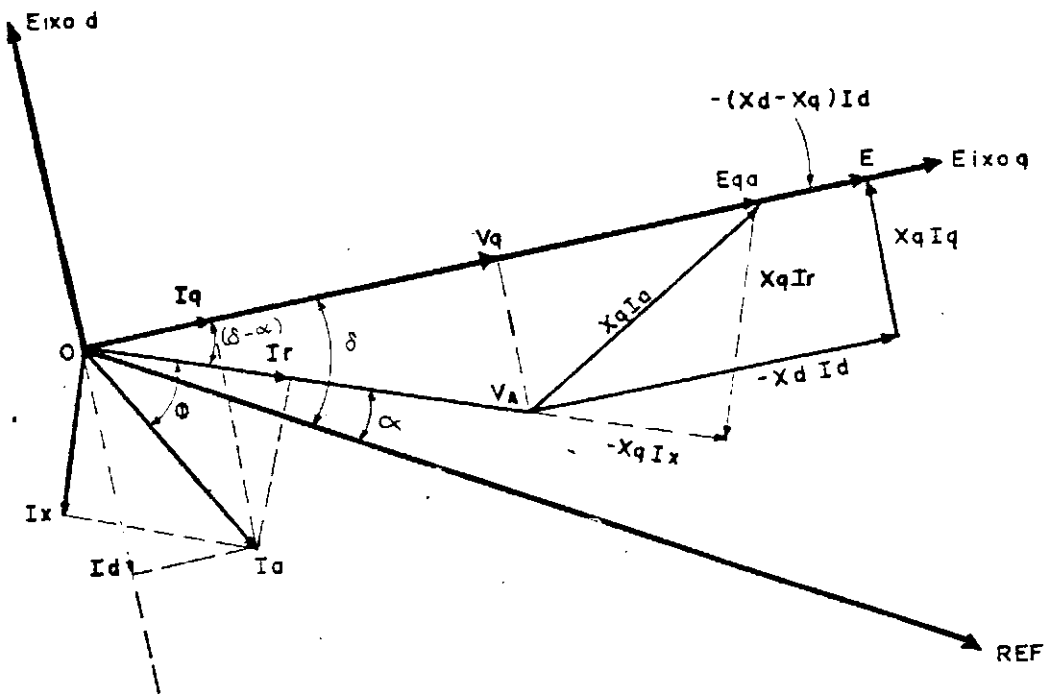


Figura 4.4 Diagrama fasorial - modelo de dois eixos

A tabela 4.3 fornece os dados referentes às condições iniciais do sistema

Tabela 4.3 - Condições iniciais

	MÁQUINA 1	MÁQUINA 2 e 3	UNIDADE
E'_{q0}	1.1109	0.9412	PU
E'_{d0}	-0.1151	-0.6123	PU
I_{q0}	1.7464	0.5688	PU
I_{d0}	-1.5203	-1.1017	PU
V_{q0}	1.0245	0.7415	PU
V_{d0}	-0.1062	-0.7154	PU
δ_0	5.9169	51.3110	GRAUS
E	1.1169	-	PU
w_0	377	377	Rd/seg

4.2.2.4 A matriz de admitância é calculada de acôrdo com os passos abaixo:

- As admitâncias equivalentes de carga são conectadas entre as barras de carga e o nó de referência. Nós adicionais são criados para as tensões internas e os valores apropriados de X'_d são conectados entre estes nós e os nós internos dos geradores.
- Todas as impedâncias são convertidas em admitâncias.
- Os elementos da matriz \bar{Y} são identificados como se segue:

Y_{ii} - soma de todas as admitâncias conectadas ao nó i

Y_{ij} - é a admitância entre o nó i e o nó j , tomada negativamente

Podemos reduzir a dimensão da matriz admitância, utilizando-se do fato que as impedâncias das cargas são constantes, e que todos os nós tem injeção líquida de corrente igual a zero, exceto os nós internos dos geradores (ver apêndice 2). Com esta redução passaremos a ter uma matriz de dimensão 3×3 , já que só temos apenas 3 geradores ao invés de uma matriz 5×5 correspondente às 5 barras do sistema.

A matriz reduzida é dada por:

$$\bar{Y}_{red} = Y_{nn} - Y_{nr} Y_{rr}^{-1} Y_{rn} \quad (\text{Anderson e Fouad, 1977})$$

onde

$$\bar{Y} = \begin{bmatrix} Y_{nn} & Y_{nr} \\ Y_{rn} & Y_{rr} \end{bmatrix}$$

onde

$n = n^0$ de nós de geração

$r = n^0$ de nós restantes

A matriz de admitância e a matriz reduzida do

nosso sistema são mostradas nas tabelas 4.4 e 4.5 respectivamente.

Tabela 4.4 - Matriz de admitância completa

Nº	1	2	3	4	5
1	-j8.45	0.00	0.00	0.00	j8.45
2	0.00	-j4.17	0.00	j4.17	0.00
3	0.00	0.00	-j4.17	j4.17	0.00
4	0.00	j4.17	j4.17	1.62-j22.06	-1.62+j13.70
5	j8.45	0.000	0.000	-1.62+j13.70	6.29-j23.50

Tabela 4.5 - Matriz de admitância reduzida

Nº	1	2	3
1	1.41-j4.13	0.38+j1.36	0.38+j1.36
2	0.38+j1.36	0.16-j2.95	0.16+j1.22
3	0.38+j1.36	0.16+j1.22	0.16-j2.95

4.2.3 Matriz linearizada de malha

As equações diferenciais linearizadas sem o subscrito Δ que representam as máquinas sob a hipótese $X'_d \cong X'_q$ quando representadas pelos modelos clássico e dois eixos são as seguintes:

Gerador 1 - modelo clássico

$$\begin{aligned} T_{ji} \dot{\omega}_i &= T_{mi} - E_i I_{qi} - D_i \omega_i \\ \dot{\delta}_i &= \omega_i \end{aligned} \quad (4.16)$$

Gerador 2 e 3 - modelo dois eixos

$$T'_{qoi} \dot{E}'_{di} = -E'_{di} - (X_{qi} - X'_i) I_{qi} \quad (4.17)$$

$$T'_{doi} \dot{E}'_{qi} = E_{FDi} - E'_{qi} + (X_{di} - X'_i) I_{di}$$

$$\begin{aligned} T_{ji} \dot{\omega}_i &= T_{mi} - D_i \omega_i - I_{dio} E'_{di} - I_{qio} E'_{qi} - E'_{dio} I_{di} - E'_{qio} I_{qi} \\ \dot{\delta}_i &= \omega_i \quad i = 2,3 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_{Ai} \dot{E}_{FDi} &= -E_{FDi} - \frac{K_{Ai} V_{di} (E'_{di} + X'_{di} I_{qi})}{V_{tio}} - \frac{K_{Ai} V_{qi} (E'_{qi} + X'_{di} I_{di})}{V_{tio}} \\ &\quad + K_{Ai} (V_{si} + V_{tiref}) \end{aligned}$$

Para diminuir o número de variáveis quando desejado, podemos usar o seguinte artifício:

$$\dot{\delta}_{ij} = \omega_i - \omega_j \quad j = 2,3$$

A relação entre as correntes e tensões nas máquinas são as seguintes (Anderson e Fouad, 1977):

$$\bar{I} = \bar{M} \bar{V}$$

onde

$$\bar{M} = \begin{bmatrix} Y_{11} e^{j(\theta_{11} - \delta_{11})} & Y_{12} e^{j(\theta_{12} - \delta_{12})} & Y_{13} e^{j(\theta_{13} - \delta_{13})} \\ Y_{21} e^{j(\theta_{21} - \delta_{21})} & Y_{22} e^{j\theta_{22}} & Y_{23} e^{j(\theta_{23} - \delta_{23})} \\ Y_{31} e^{j(\theta_{31} - \delta_{31})} & Y_{32} e^{j(\theta_{32} - \delta_{32})} & Y_{33} e^{j\theta_{33}} \end{bmatrix}$$

$$\bar{I} = \begin{bmatrix} I_{q1} + j I_{d1} \\ I_{q2} + j I_{d2} \\ I_{q3} + j I_{d3} \end{bmatrix} \quad \bar{V} = \begin{bmatrix} V_{q1} + j V_{d1} \\ V_{q2} + j V_{d2} \\ V_{q3} + j V_{d3} \end{bmatrix}$$

A relação entre as correntes e tensões linearizadas das máquinas são dadas por:

$$\bar{I}_{\Delta} = \bar{M}_0 \bar{V}_{\Delta} + \bar{M}_{\Delta} \bar{V}_0$$

onde, \bar{M}_0 é a matriz de condição inicial dada anteriormente, \bar{V}_{Δ} é a matriz das tensões linearizadas e \bar{V}_0 é o vetor dos valores iniciais das tensões.

$$\bar{M}_{\Delta} = \begin{bmatrix} 0 & Y_{12} e^{j(\theta_{12} - \delta_{120})} & Y_{13} e^{j(\theta_{13} - \delta_{130})} \\ Y_{21} e^{j(\theta_{21} - \delta_{210})} & 0 & Y_{23} e^{j(\theta_{23} - \delta_{230})} \\ Y_{31} e^{j(\theta_{31} - \delta_{310})} & Y_{32} e^{j(\theta_{32} - \delta_{320})} & 0 \end{bmatrix}$$

Logo, a equação linearizada será:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{1\Delta} \\ \bar{I}_{2\Delta} \\ \bar{I}_{3\Delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} e^{j\theta_{11}} & Y_{12} e^{j(\theta_{12} - \delta_{120})} & Y_{13} e^{j(\theta_{13} - \delta_{130})} \\ Y_{21} e^{j(\theta_{21} - \delta_{210})} & Y_{22} e^{j\theta_{22}} & Y_{23} e^{j(\theta_{23} - \delta_{230})} \\ Y_{31} e^{j(\theta_{31} - \delta_{310})} & Y_{32} e^{j(\theta_{32} - \delta_{320})} & Y_{33} e^{j\theta_{33}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_{1\Delta} \\ \bar{V}_{2\Delta} \\ \bar{V}_{3\Delta} \end{bmatrix}$$

$$-j \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^3 \bar{V}_{ko} Y_{1k} e^{j(\theta_{1k} - \delta_{1k0})} \delta_{1k\Delta} \\ \sum_{k=1}^3 \bar{V}_{ko} Y_{2k} e^{j(\theta_{2k} - \delta_{2k0})} \delta_{2k\Delta} \\ \sum_{k=1}^3 \bar{V}_{ko} Y_{3k} e^{j(\theta_{3k} - \delta_{3k0})} \delta_{3k\Delta} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Para chegarmos à matriz linearizada das correntes do nosso modelo, levamos em conta as seguintes considerações:

a) Utilizamos o modelo de admitância reduzida

b) Em (4.18) trocamos \bar{V} por \bar{E}' e fazemos $\delta_{12} = -\delta_{21}'$,

$$\delta_{13} = - \delta_{31}$$

- c) O gerador 1 é representado pelo modelo clássico, logo $\bar{E}'_1 = 0$
 e $\bar{E}'_{10} = \bar{E}'_1$
- d) O nó 1 é tomado como referência, logo, $\bar{E}'_1 = E_1 + j 0 = E_1$
- e) Fazemos $\delta_{23} = \delta_{13} - \delta_{12}$
- f) Retiramos o subscrito por conveniência

Substituindo estas equações de corrente nas equações diferenciais que representam as máquinas 1,2 e 3 e de posse das condições iniciais necessárias, obtém-se a representação do sistema de potência da forma

$$\dot{X} = F(X)$$

onde, $F(X)$ é uma função do vetor X , que é o vetor de todas as variáveis de estado que representam as máquinas. Sabe-se que estas variáveis de estado vão variar em número, dependendo dos modelos utilizados.

4.3 Identificação dos modos de oscilação eletromecânicos

Usando as técnicas de análise modal apresentadas no capítulo anterior, teremos os resultados mostrados abaixo.

Os autovalores relacionados com a matriz 'A' após a linearização do sistema livre

$$\dot{X} = A X \quad \text{onde}$$

$$X^T = [w_1 \quad E'_{q2} \quad E'_{d2} \quad E_{FD2} \quad w_2 \quad E'_{q3} \quad E'_{d3} \quad E_{FD3} \quad w_3 \quad \delta_{12} \quad \delta_{13}]$$

são

- 10.7260 ± j 15.979
- 0.0921 ± j 11.968
- 1.1122 ± j 16.618
- 12.6020 ± j 7.4094
- 2.8541
- 3.7834
- 0.0508

Logo, o sistema tem quatro modos de oscilação, mais só dois deles são modos eletromecânicos. Para determinação destes dois modos montamos a matriz participação composta pelos vetores de participação L_i . Esta matriz, apresentada na tabela 4.6, mostra as componentes dos vetores de participação associados com os quatro modos e sua relação com as variáveis do sistema.

Tabela 4.6 - Componentes dos vetores de participação

AUTOVALORES COMPLEXOS	-10.7260	- 0.0921	- 1.1122	-12.6020
VARIÁVEIS	$\pm j15.9790$	$\pm j11.9680$	$\pm j16.6180$	$\pm j7.4094$
w_1	0.0053	0.1004	0.0000	0.0000
E'_{q2}	0.2811	0.0284	0.0128	0.2687
E'_{d2}	0.0126	0.0279	0.0353	0.0860
E_{FD2}	0.2872	0.0153	0.0129	0.3589
w_2	0.0199	0.1969	0.2470	0.0320
E'_{q3}	0.2811	0.0284	0.0128	0.2687
E'_{d3}	0.0126	0.0279	0.0353	0.0860
E_{FD3}	0.2872	0.0153	0.0129	0.3589
w_3	0.0199	0.1969	0.2470	0.0320
δ_{12}	0.0223	0.2471	0.2468	0.0317
δ_{13}	0.0223	0.2471	0.2468	0.0317

Logo, a tabela 4.6 mostra que relacionando as equações de oscilação com os modos, concluímos que os modos com autovalores $-1.1122 \pm j 16.618$ rd/s e $-0.0921 \pm j 11.968$ rd/s são os modos de oscilação eletromecânicos, desde que, eles apresentam maiores participações sobre as variáveis w_1 , w_2 e w_3 , que são as variáveis associadas com as equações de oscilação das três máquinas.

O modo com autovalor $-0.0921 \pm j 11.968$ rd/s é o modo local cuja frequência de oscilação é 1.9048 Hz, e o modo com autovalor $-1.1122 \pm j 16.618$ rd/s é o modo intraplanta que tem frequência de oscilação de 2.6448 Hz e é o modo de interesse

principal em nosso estudo.

Observamos também que, como as máquinas 2 e 3 são iguais, as participações do modo intraplanta é igual nas duas máquinas e nenhuma participação na equação de oscilação da máquina 1, enquanto o modo local tem maior participação sobre a máquina 1. Logo, vemos perfeitamente a associação entre os modos e as máquinas.

Os modos cujos autovalores são $-10.726 \pm j 15.979$ rd/s e $-12.602 \pm j 7.4094$ rd/s tem maior participação sobre a componente de tensão atrás da reatância no eixo em quadratura da (E'_q) e a tensão de campo de eixo direto da (E_{FD}), respectivamente.

4.4 Influência dos modos de oscilação sobre os sinais de saída dos sistemas

O nosso sistema é linearizado e colocado sob a forma 3.1 como definida abaixo, afim de que possamos utilizar a técnica de contribuição modal sobre os sinais de saída, apresentada no capítulo anterior.

Seja o sistema

$$\dot{X} = A X + B_k u_k$$

$$y_j = C_j X$$

onde:

$$X^T = [w_1 \quad E'_{q2} \quad E'_{d2} \quad E_{FD2} \quad w_2 \quad E'_{q3} \quad E'_{d3} \quad E_{FD3} \quad w_3 \quad i_2 \quad i_3]$$

$$B_k^T = [0.00 \quad 0.00 \quad 0.00 \quad 4000 \quad 0.00 \quad 0.00 \quad 0.00 \quad 0.00 \quad 0.00 \quad 0.00 \quad 0.00 \\ 0.00]$$

y_j = sinal de saída qualquer

C_j = matriz constante dependente do sinal de saída desejado

As matrizes B_k e u_k são tiradas do modelo das equações de estado do sistema.

Considerando o sinal de entrada da unidade 2 como um impulso unitário ($V_{s2} = 1$), fazendo $V_{s3} = T_{m1} = T_{m2} = T_{m3} = 0$ e utilizando a matriz "A" linearizada e a equação (3.9), chegaremos a tabela 4.7 que representa a contribuição do modo i no amortecimento e amplitude da resposta y_j ao impulso na unidade 2.

Consideramos os seguintes sinais de saída $w_1, w_2, w_3, w_1 \pm w_2, w_2 \pm w_3, p_{e1}, p_{e2}, p_{e3}, p_{e1} \pm p_{e2}, p_{e2} \pm p_{e3}$.

Tabela 4.7 - Medida da contribuição modal

AUTOVALORES COMPLEXOS	-10.7260	- 0.0921	- 1.1122	-12.6020
VARIÁVEIS	$\pm j15.9790$	$\pm j11.9680$	$\pm j16.6180$	$\pm j7.4094$
w_1	0.8804	150.0717	0.0000	0.0000
w_2	6.5673	588.5318	84.2448	8.8470
w_3	6.5673	438.8988	84.2448	8.8470
$w_1 + w_2$	5.6993	438.8988	84.2448	8.8470
$w_1 - w_2$	7.3463	738.3429	84.2448	8.8470
$w_2 + w_3$	13.0307	1177.0636	0.0000	0.0000
$w_2 - w_3$	0.0000	0.0000	168.4895	17.6940
P_{e1}	2.1234	225.2513	16.7294	2.1580
P_{e2}	1.9926	112.4802	22.3889	2.0450
P_{e3}	1.9926	112.4543	22.3899	2.0450
$P_{e1} + P_{e2}$	0.7326	113.4543	5.9866	0.8259
$P_{e1} - P_{e2}$	4.0525	342.6121	39.1891	4.1226
$P_{e2} + P_{e3}$	3.9852	224.9605	0.0000	0.0000
$P_{e2} - P_{e3}$	0.0000	0.0000	45.1044	4.0900

Pela tabela 4.7 concluímos que o MOE intraplanta cujo autovalor é $-1.1122 \pm j 16.618$ rad/seg, não contribui sobre os sinais de saída $w_2 + w_3$ como era de se esperar (Phillips e outros, 1979), enquanto que o MOE local tem grande contribuição sobre o sinal de saída $w_2 + w_3$.

Se utilizarmos a diferença de velocidade entre as máquinas 2 e 3 como sinal de saída, observamos neste caso, que o MOE local

não tem nenhuma contribuição sobre este sinal.

As mesmas conclusões, podemos tirar se utilizarmos como sinais de saída a potência elétrica $P_{e2} \pm P_{e3}$.

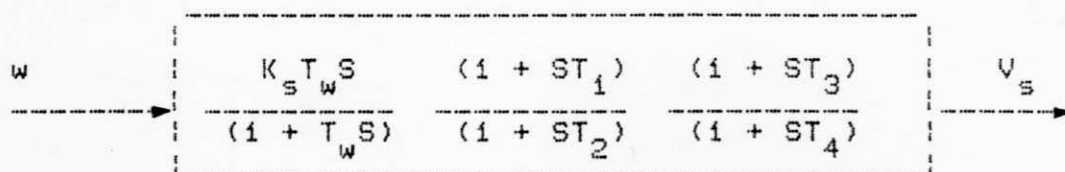
É importante observar que estas conclusões se estendem quando temos a contribuição modal dos outros modos de oscilação, como podemos verificar através dessa tabela.

4.5 Verificação da influência do estabilizador sobre os modos de oscilação do sistema

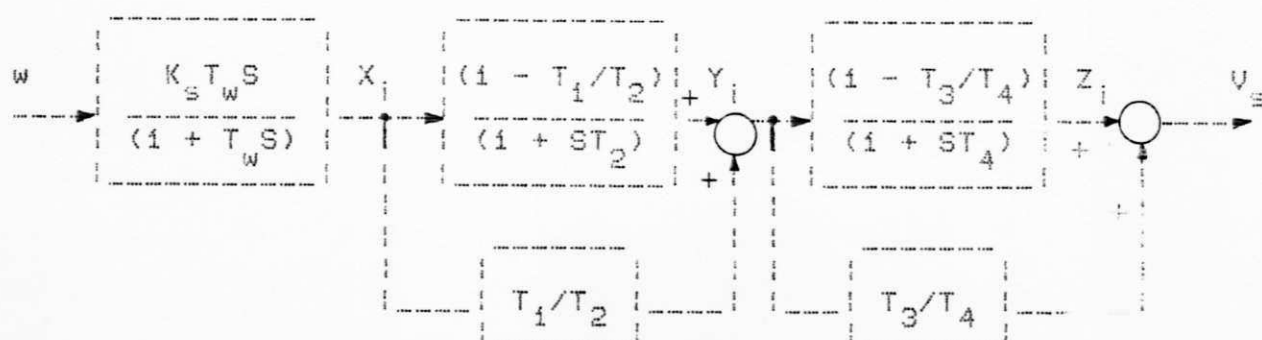
4.5.1 Equações diferenciais do estabilizador

O modelo do estabilizador foi definido no capítulo 2, como formado de estágios avanço/atraso e um estágio "washout". Este estabilizador atua no sistema de excitação utilizando como sinal de entrada a velocidade do eixo da máquina. Afim de que possamos apresentar o modelo em equações diferenciais de primeira ordem, utilizamos mais três variáveis que irão ser acrescentadas no nosso sistema.

Utilizando o modelo prático definido por:



que pode ser representado na seguinte forma:



Com isto, as equações diferenciais do estabilizador a ser aplicada às máquinas são:

$$\dot{X}_i = K_s \dot{w} - (1/T_w) X_i \quad (4.19)$$

$$\dot{Y}_i = [(1 - T_1/T_2)/T_2] X_i - (1/T_2) Y_i$$

$$\dot{Z}_i = ((1/T_2 T_4)[T_1 - (T_1 T_3/T_4)]) X_i + [(1 - T_3/T_4)/T_4] Y_i - (1/T_4) Z_i$$

4.5.2 Influência do estabilizador sobre os modos de oscilação

Para verificação desta influência, diversos lugares de raízes do sistema foram traçados, colocando o estabilizador em uma ou nas duas máquinas similares e utilizando diferentes sinais de entrada de velocidade e com as constantes de tempo $T_w = 10$ seg, $T_1/T_2 = T_3/T_4 = 0.05/0.005$, como mostram as figuras de 4.5 a 4.10.

Ao traçarmos os lugares das raízes, variamos o ganho

do estabilizador K_s igualmente nas duas máquinas.

O traçado do lugar de raízes foi feito somente sobre o plano superior do eixo, já que no plano inferior o traçado é simétrico.

Observando estes traçados, vemos que ao utilizarmos estabilizadores nas duas máquinas, caso usual, o MOE intraplanta se torna fixo quando o sinal de entrada é a soma das velocidades ($w_2 + w_3$) ou a diferença ($w_2 - w_3$) ou, ainda, a velocidade de uma das máquinas. O MOE local, os modos de oscilação que tem participação sobre as componentes E'_q e E'_{FD} , se tornam fixos quando temos como sinal de realimentação as diferenças de velocidades ou quando temos a máquina 2 realimentada por w_2 e a máquina 3 por $-w_2$.

Utilizando apenas um estabilizador em uma das máquinas (pouco usual), todos os modos de oscilação se movimentam para um sinal de velocidade w de uma das máquinas, e o MOE intraplanta se torna fixo para uma realimentação $w_2 + w_3$.

Logo, se desejarmos estabilizar o MOE local sem termos influência sobre o MOE intraplanta, o que é muito importante, podemos utilizar estabilizadores nas duas máquinas e sinais de realimentação $w_2 + w_3$ ou a velocidade de uma das máquinas, ou ainda, estabilizador em uma máquina com sinal de realimentação $w_2 + w_3$.

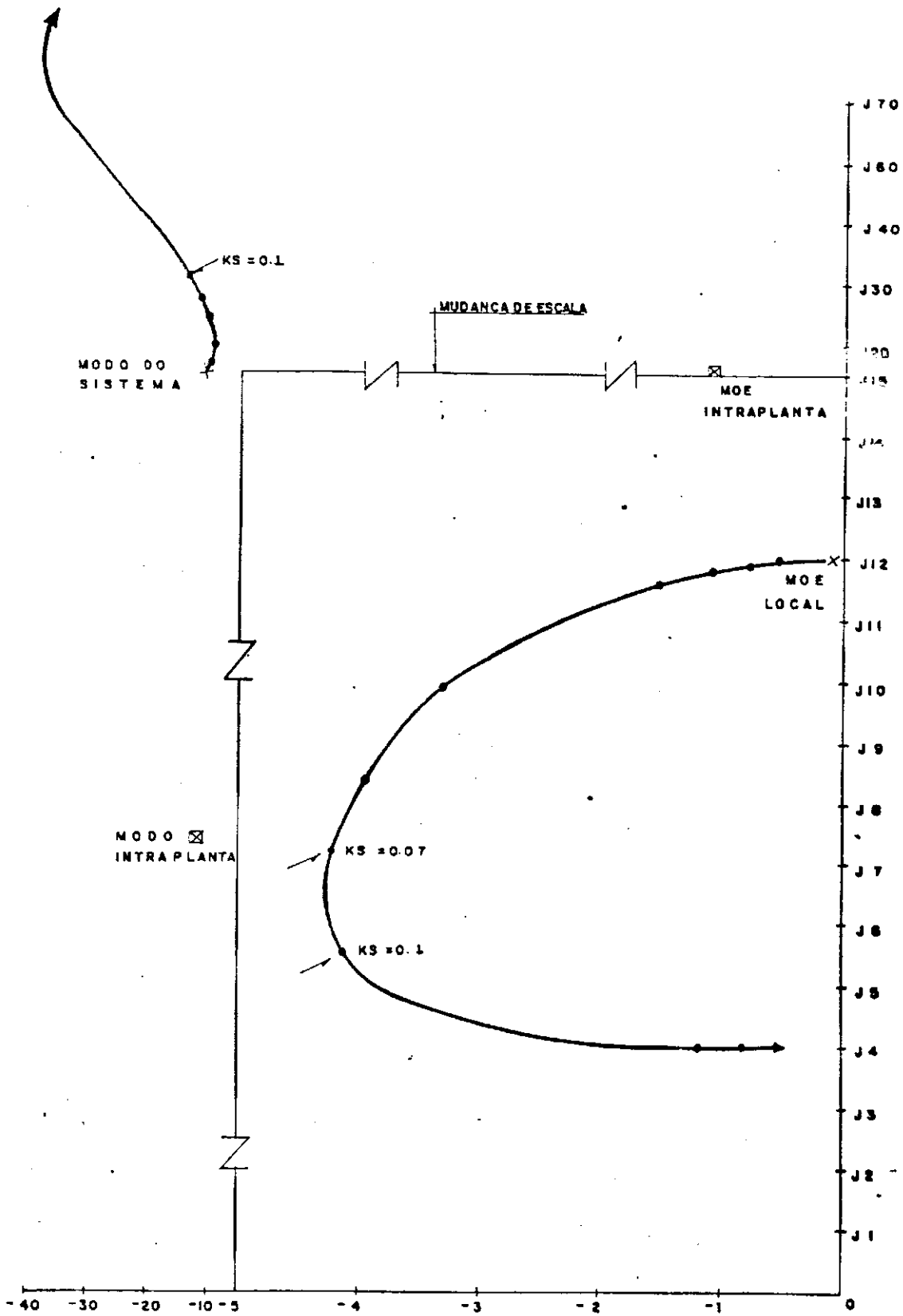


Figura 4.5 -
 Estabilizador Maq-02 - Realimentação W2 + W3
 Estabilizador Maq-02 e 03 - Realimentação W2

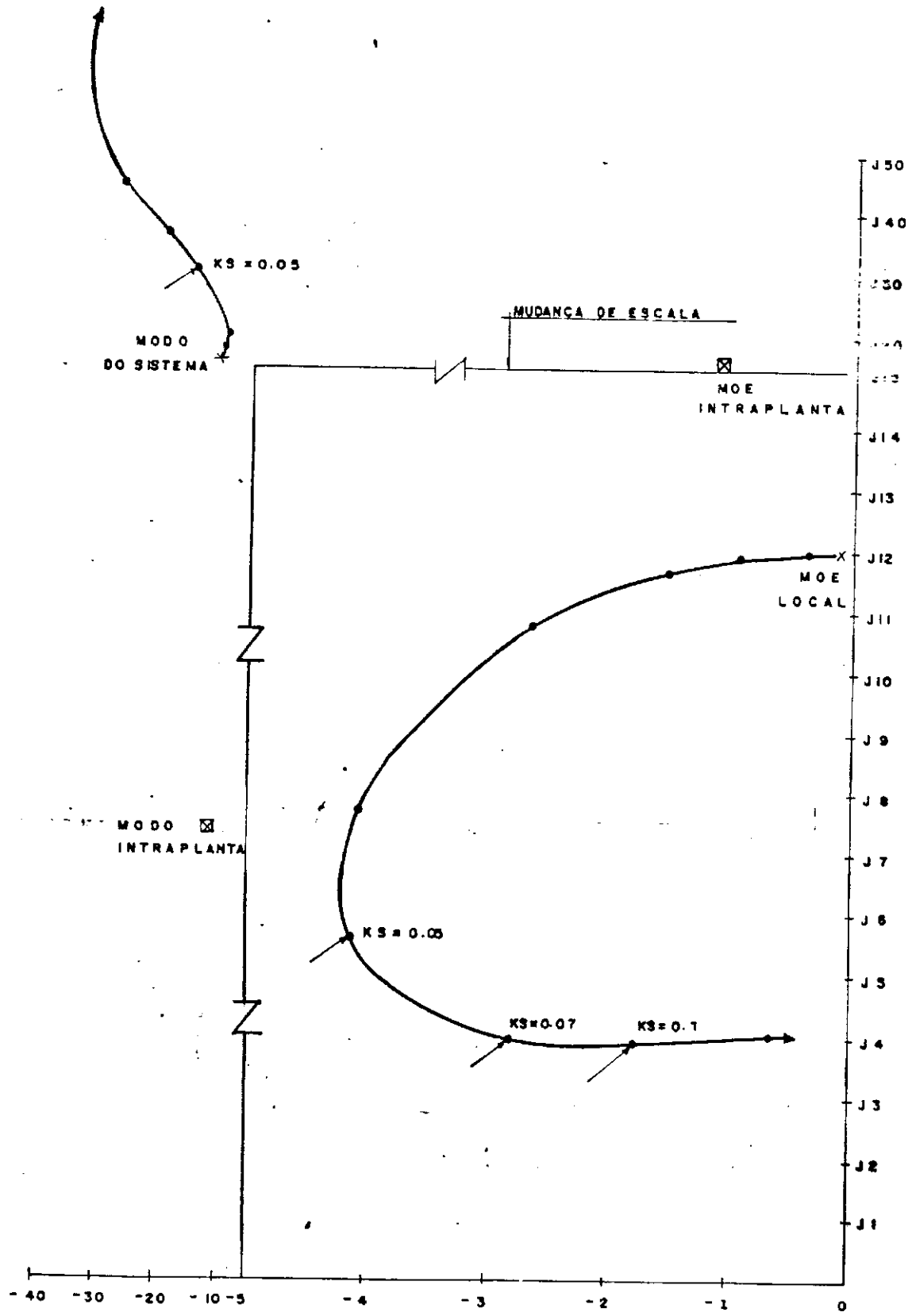


Figura 4.6
Estabilizador Mag 02 e 03 - Realimentação W2 + W3

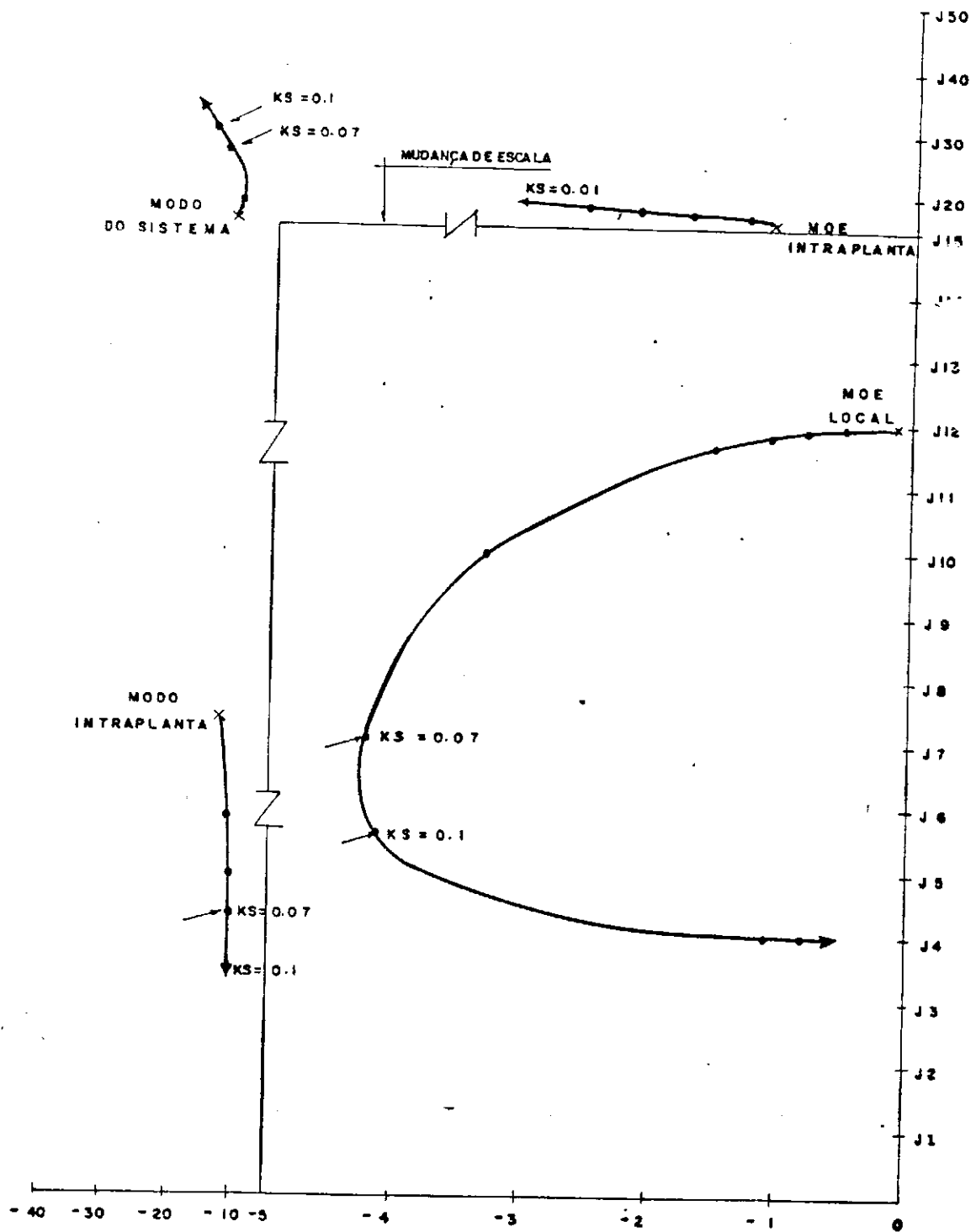


Figura 4.7

Estabilizador Maq 02 e 03 - Realimentação
 Maq 02 - W2
 Maq 03 - W3

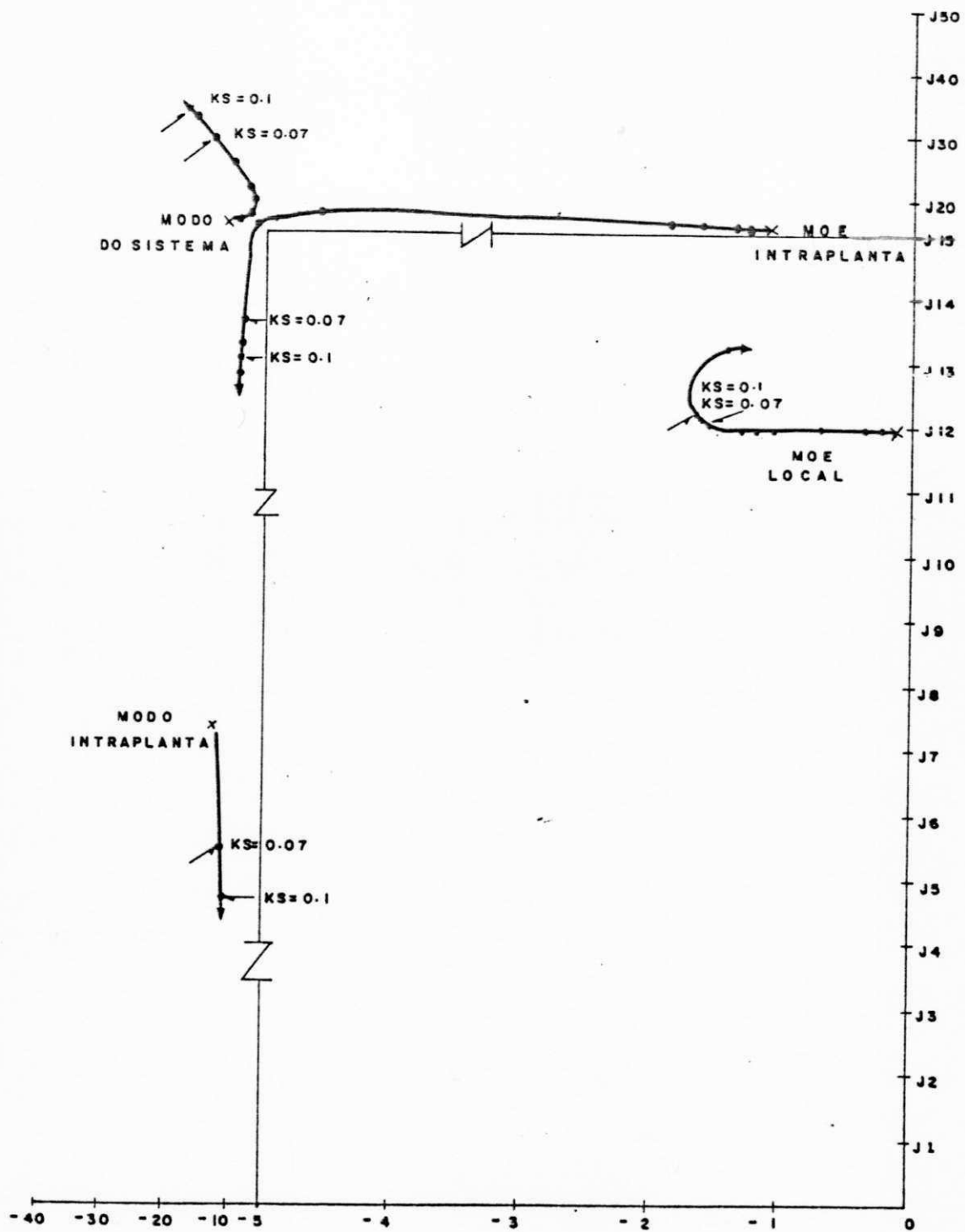


Figura 4.8

Estabilizador Maq-02- Realimentação W2

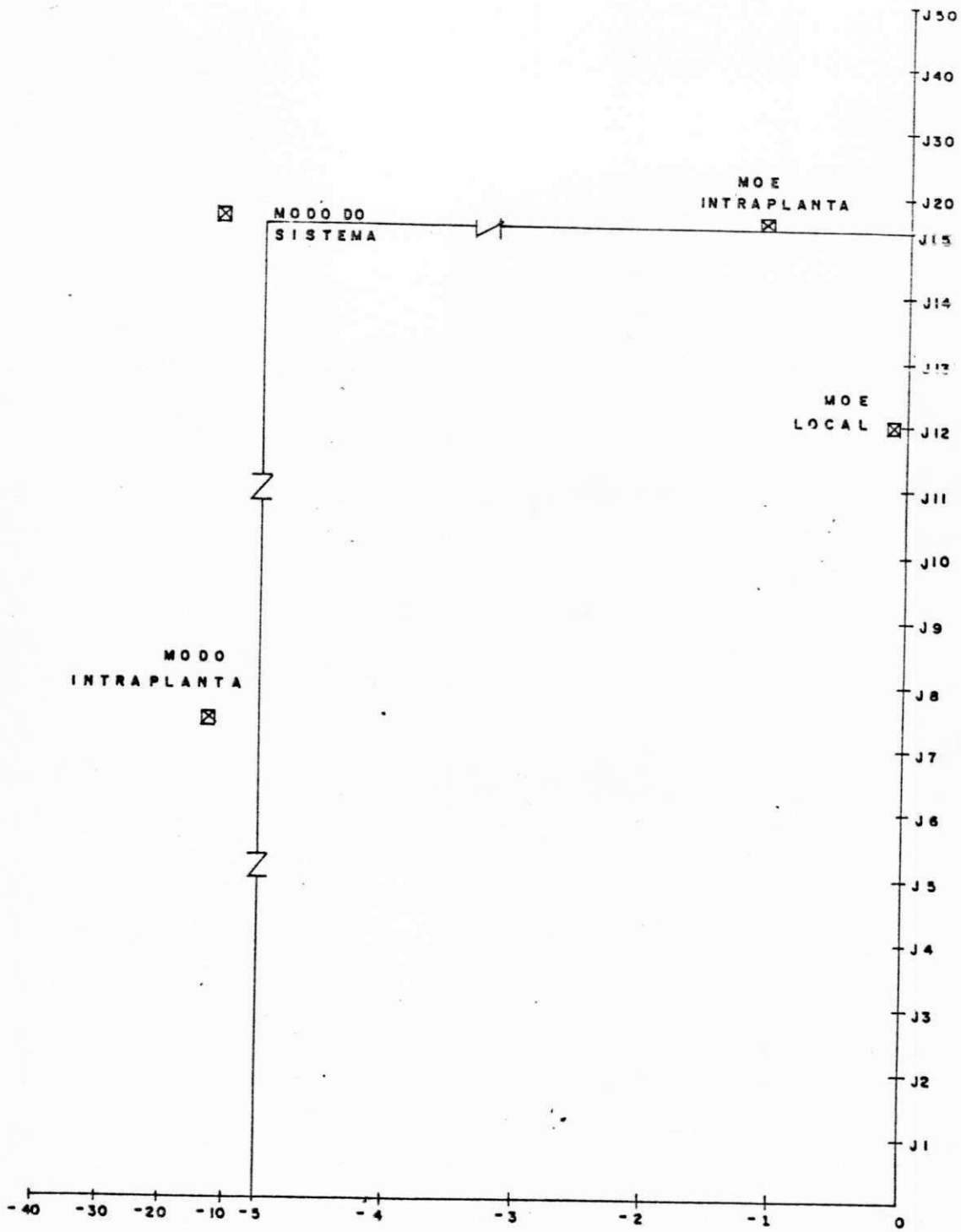


Figura 4.9
Estabilizador Maq 02 e 03 - Realimentação W2-W3

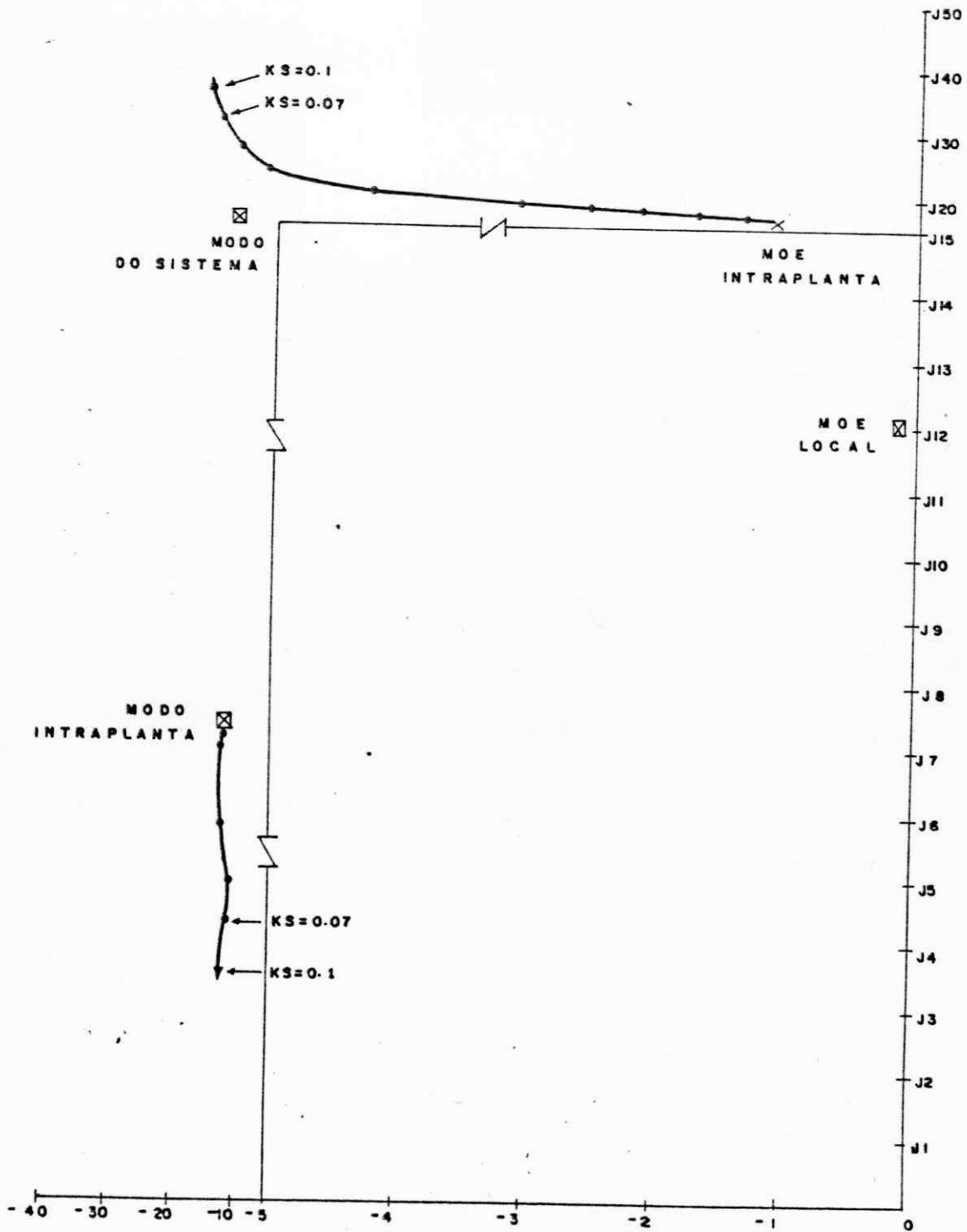


Figura 4.10
 Estabilizador Maq 02 e 03 - Realimentação
 Maq-02 - W 2
 Maq-03 - W 2

4.6 Justificação teórica dos resultados obtidos com sinais de realimentação

4.6.1 Introdução

Alguns resultados obtidos para o modelo de duas máquinas iguais ligadas a um grande sistema eram esperados pois são, de certa forma, descritos na literatura especializada, como, por exemplo, a fixação do modo intraplanta com a realimentação do sinal de soma das velocidades angulares nas duas máquinas. Outros resultados, por não serem divulgados na literatura, não eram esperados, deixando-nos em dúvida se são gerais ou válidos apenas para casos particulares.

Diante disso, procura-se aqui mostrar analiticamente que o modo intraplanta se torna fixo (não variável com a ação do estabilizador) em diversas situações e não apenas com a realimentação da soma de velocidades angulares das máquinas, justificando assim os resultados obtidos.

Vale salientar que as conclusões seguintes são válidas apenas para modelos com duas máquinas iguais, embora que para um sistema com três máquinas os resultados sejam de certa forma similares.

4.6.2 Conceituação básica

4.6.2.1 Formulação matemática do sistema de três máquinas

O sistema de duas máquinas idênticas interligadas com uma grande máquina equivalente é representado, para fins demonstrativos da seguinte forma

$$\dot{X} = A X + B u$$

$$y = C X \quad (4.20)$$

onde

$$A = \begin{bmatrix} A_1 & H_1 & H_1 \\ H_3 & A_2 & H_2 \\ H_3 & H_2 & A_2 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ b & 0 \\ 0 & b \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 0 & c & 0 \\ 0 & 0 & c \end{bmatrix}$$

$$X^T = [X_1^T \quad X_2^T \quad X_3^T] \quad e \quad X_1 \in R^1, \quad X_2 \in R^5 \quad e \quad X_3 \in R^5$$

$u^T = [u_2 \quad u_3]$ e $u_2 \in R^1$ e $u_3 \in R^1$ são as entradas dos sinais estabilizantes

$$y^T = [y_2 \quad y_3] \quad e \quad y_2 \in R^1 \quad e \quad y_3 \in R^1$$

$$A_1 \in \mathbb{R}^1 \quad H_1 \in \mathbb{R}^{1 \times 5} \quad \text{e} \quad H_3 \in \mathbb{R}^{5 \times 1}$$

$$A_2 \in \mathbb{R}^{5 \times 5} \quad \text{e} \quad H_2 \in \mathbb{R}^{5 \times 5}$$

$$\dot{x}_1 = A_1 x_1 + H_1 (x_2 + x_3)$$

representa a máquina equivalente

$$\dot{x}_2 = A_2 x_2 + H_3 x_1 + H_2 x_3 + b u_2$$

$$y_2 = c x_2$$

e

$$\dot{x}_3 = A_2 x_3 + H_3 x_1 + H_2 x_2 + b u_3$$

$$y_3 = c x_3$$

representam, respectivamente, as máquinas idênticas 2 e 3.

4.6.2.2 Definição de modos

Os autovetores à direita e à esquerda, g_i e v_i , associados com o modo i , são definidos por

$$A g_i = \lambda_i g_i$$

$$v_i^T A^T = \lambda_i v_i^T$$

onde λ_i é o autovalor associado com o modo i .

Sabe-se (Perez-Arriaga e outros, 1982) que a j -ésima componente G_i^j do autovetor g_i representa a atividade da variável de estado x_j no modo e a componente V_i^j do autovetor v_i representa o peso dessa atividade.

Como as unidades 2 e 3 e suas interligações são idênticas, espera-se que para os modos do sistema as componentes de g_i e v_i associadas com variáveis similares dessas máquinas devem ter o mesmo valor, que corresponde à mesma atividade e o mesmo peso para variáveis similares. Isto significa que se os autovetores são partidos, de modo que

$$g_i^T = [G_1^T \quad G_2^T \quad G_3^T] \quad \text{e} \quad v_i^T = [V_1^T \quad V_2^T \quad V_3^T]$$

onde $G_1 = R^1$, $G_2 = R^5$, $G_3 = R^5$, $V_1 = R^1$, $V_2 = R^5$ e $V_3 = R^5$ são as componentes dos autovetores associados com as unidades 1, 2 e 3.

Então, tem-se a seguinte propriedade

$$G_2 = G_3 \quad \text{e} \quad V_2 = V_3 \tag{4.21}$$

Os modos que satisfazem esta propriedade são definidos por "modos do sistema", que inclui um modo eletromecânico local e outros modos associados com as três máquinas.

Todavia, no sistema de três máquinas existe um outro modo eletromecânico que não satisfaz a propriedade acima. Para este modo as variáveis das duas unidades idênticas estão

defasadas de 180° entre si (Schleif e outros, 1979). Este modo é definido como "modo intraplanta"

Os autovetores associados com o modo intraplanta, a exemplo do caso anterior podem ser partidos de modo que

$$g_i^T = [G_1^T \quad G_2^T \quad G_3^T] \quad e \quad v_i^T = [V_1^T \quad V_2^T \quad V_3^T]$$

onde

$$G_2 = -G_3 \quad e \quad V_2 = -V_3 \quad (4.22)$$

4.6.2.3 Algoritmo para determinação dos autovalores e autovetores associados com os modos do sistema

Considerando o sistema representado na forma (4.20) e as igualdades (4.21), a formulação para determinação do autovetor g_s associado com o modo do sistema cujo autovalor é λ_s , é

$$\begin{bmatrix} A_1 - \lambda_s I & H_1 & H_1 \\ H_3 & A_2 - \lambda_s I & H_2 \\ H_3 & H_2 & A_2 - \lambda_s I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ G_2 \end{bmatrix} = 0$$

$$\text{resultando } (A_1 - \lambda_s I) G_1 + 2H_1 G_2 = 0$$

$$\text{e } H_3 G_1 + (A_2 + H_2 - \lambda_s I) G_2 = 0$$

ou, matricialmente

$$\begin{bmatrix} A_1 - \lambda_s I & 2H_1 \\ H_3 & A_2 + H_2 - \lambda_s I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \end{bmatrix} = 0 \quad (4.23)$$

um raciocínio similar pode ser empregado para os autovetores à esquerda.

ALGORITMO

i) Determine os autovalores do sistema, que são os autovalores da matriz

$$\begin{bmatrix} A_1 & 2H_1 \\ H_3 & A_2 + H_2 \end{bmatrix}$$

ii) Resolva o sistema de equações (4.23) para determinar G_1 e G_2

iii) Construa o autovetor $g_s = [G_1^T \ G_2^T \ G_2^T]^T$

4.6.2.4 Algoritmo para determinação dos autovalores e autovetores associados com o modo intraplanta

Considerando o sistema representado pela forma (4.20) e as igualdades (4.22) a formulação para determinação do autovetor g_i associado com o modo intraplanta, cujo autovalor é λ_i , é

$$\begin{bmatrix} A_1 - \lambda_i I & H_1 & H_1 & G_1 \\ H_3 & A_2 - \lambda_i I & H_2 & G_2 \\ H_3 & H_2 & A_2 - \lambda_i I & -G_2 \end{bmatrix} = 0$$

Resultando

$$(A_1 - \lambda_i) G_1 = 0 \quad (4.24)$$

$$H_3 G_1 + (A_2 - \lambda_i I) G_2 - H_2 G_2 = 0 \quad (4.25)$$

$$H_3 G_1 + H_2 G_2 - (A_2 - \lambda_i I) G_2 = 0 \quad (4.26)$$

Somando as igualdades (4.25) e (4.26) obtém-se

$$2 H_3 G_1 = 0 \quad (4.27)$$

A única solução possível para as igualdades (4.24) e (4.27) é

$$G_1 = 0 \quad (4.28)$$

Um raciocínio similar pode ser empregado para verificar que

$$V_1 = 0 \quad (4.29)$$

Então

$$g_i^T = [0 \quad G_2^T \quad -G_2^T] \quad e \quad v_i^T = [0 \quad V_2^T \quad -V_2^T]$$

A igualdade (4.25) pode agora ser colocada na forma

$$(A_2 - H_2 - \lambda_i I) G_2 = 0 \quad (4.30)$$

Para se ter a solução $G_2 \neq 0$ deve-se ter, o que realmente ocorre,

$$\text{Posto } (A_2 - H_2 - \lambda_i I) < 5$$

ALGORITMO

- i) Determina-se os autovalores da matriz $A_2 - H_2$, que são os autovalores associados aos modos intraplanta

ii) Resolve-se o sistema de equações (4.30) para determinar G_2

iii) Constroi-se o autovetor $g_i^T = [0 \quad G_2^T \quad -G_2^T]$

Para o autovetor v_i^T tem-se o sistema de equações

$$(A_2^T - H_2^T - \lambda_i I) v_2 = 0 \quad e \quad (2.31)$$

$$v_i^T = [0 \quad v_2^T \quad -v_2^T]$$

4.6.3 Efeito dos sinais de saída no controle do modo intraplanta

4.6.3.1 Efeito do modo intraplanta no sinal genérico $\gamma = y_2 + y_3$

Para este sinal tem-se

$$\gamma = (0 \quad c \quad c) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

Então o parâmetro h_i definido no capítulo 3 é

$$h_i = (0 \quad c \quad c) \begin{bmatrix} 0 \\ G_2 \\ -G_2 \end{bmatrix} = 0$$

Conclui-se que o modo intraplanta não tem qualquer efeito no sinal y , que em linguagem de teoria de controle significa que para y como sinal de saída o modo intraplanta é não observável e conseqüentemente se os dois estabilizadores tem esse sinal comum não haverá nenhuma modificação no modo intraplanta.

Por outro lado, q_i , também definido no capítulo 3 é um vetor 1×2 , dado por

$$q_i = v_i^T B = (0 \quad v_2^T \quad -v_2^T) \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ b & 0 \\ 0 & -b \end{bmatrix} = [v_2^T b \quad -v_2^T b]$$

para o modo intraplanta.

4.6.3.2 Utilização do mesmo sinal de saída para realimentação através de estabilizadores nas duas máquinas idênticas

Vamos considerar a realimentação de um sinal genérico, y_* , que resulte um parâmetro genérico h_i^* .

Para o modo intraplanta

$$q_i = V_2^T b [1 \quad -1]$$

Neste caso, a contribuição do modo intraplanta em y_* , no domínio de frequência, será

$$y_*^i(s) = \frac{h_i^* q_i}{s - \lambda_i} \begin{bmatrix} u_2(s) \\ u_3(s) \end{bmatrix} = \frac{h_i^* V_2^T b [u_2(s) - u_3(s)]}{s - \lambda_i} \quad (2.32)$$

Considere $u_2(s) = P_2(s)y_*(s)$ e $u_3(s) = P_3(s)y_*(s)$, onde $P_2(s)$ e $P_3(s)$ são as funções de transferência dos estabilizadores das máquinas 2 e 3, respectivamente.

Substituindo $u_2(s)$ e $u_3(s)$ em (2.32) resulta

$$y_*^i(s) = \frac{h_i^* V_2^T b [P_2(s) - P_3(s)] y_*(s)}{s - \lambda_i} \quad (2.33)$$

Conclui-se, de (2.33) que se $P_2(s) = P_3(s)$, os estabilizadores não terão qualquer efeito no modo intraplanta. Isso significa que o modo intraplanta é não controlável com sinais de realimentação e estabilizadores iguais nas máquinas 2 e 3.

Além disso, se $y_x = y_1 + y_2$ o modo intraplanta se torna não controlável e não observável.

Considere agora que $y_x = y_1 - y_2$ e um "modo do sistema". Neste caso,

$$g_i = \begin{bmatrix} 0 \\ G_2 \\ -G_2 \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad y_x = [0 \quad c \quad -c] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

Então,

$$h_s^* = [0 \quad c \quad -c] \begin{bmatrix} 0 \\ G_2 \\ -G_2 \end{bmatrix} = 0$$

Logo, os "modos do sistema" não tem qualquer

influência no sinal $y_x = y_1 - y_2$. Conseqüentemente, se os dois estabilizadores tem esse sinal comum y_x não haverá controle de nenhum modo do sistema nem do modo intraplanta.

4.7 Conclusão

Os resultados obtidos neste capítulo, nos mostra que as técnicas apresentadas no capítulo anterior fazem uma perfeita identificação e verificação da influência dos modos de oscilação num sistema de potência com duas máquinas.

Observou-se que ao colocarmos estabilizadores no sistema utilizando outros sinais de realimentação além daqueles obtidos na literatura especializada, conseguiu-se identificar um sinal de realimentação dado pela velocidade angular de uma das máquinas, em que os modos do sistema tornavam-se mais estáveis enquanto não havia qualquer influência sobre os modos intraplanta.

Na justificação teórica dos resultados obtidos com os sinais de realimentação, demonstrou-se que usando-se matrizes reduzidas "A", consegue-se obter os mesmos autovalores e autovetores que usando-se matrizes "A" completas, facilitando grandemente os trabalhos de cálculos.

APLICAÇÃO DAS TÉCNICAS A UM SISTEMA DE QUATRO MÁQUINAS - SISTEMA II

5.1 Introdução

As técnicas desenvolvidas para um sistema de duas máquinas idênticas interligadas com uma grande máquina equivalente no capítulo 4 são estendidas, neste capítulo, a um sistema de três máquinas idênticas interligadas com uma grande máquina equivalente.

Inicialmente será apresentada a formulação matemática para o problema e desenvolvidos algoritmos computacionais para determinação dos autovalores e autovetores e a seguir será feita a análise matemática da influência de determinados sinais realimentados através de estabilizadores de sistemas de potência.

Na segunda parte do capítulo os algoritmos e técnicas desenvolvidas são aplicadas num modelo de quatro máquinas para análise e comprovação através de computador.

5.2 Formulação matemática do sistema de quatro máquinas

O sistema de três máquinas idênticas interligadas com uma grande máquina equivalente é representado, para fins demonstrativos, da seguinte forma

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A X + B u \\ y &= C X \end{aligned} \tag{5.1}$$

onde

$$A = \begin{bmatrix} A_1 & H_1 & H_1 & H_1 \\ H_3 & A_2 & H_2 & H_2 \\ H_3 & H_2 & A_2 & H_2 \\ H_3 & H_2 & H_2 & A_2 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ b & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \\ 0 & 0 & b \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c \end{bmatrix}$$

$$X^T = [X_1^T \quad X_2^T \quad X_3^T \quad X_4^T] \text{ onde } X_1 \in R^1, X_2, X_3, X_4 \in R^5$$

$$u^T = [u_2 \quad u_3 \quad u_4] \text{ onde } u_2, u_3 \text{ e } u_4 \in R^1 \text{ são as entradas dos}$$

sinais

$$y^T = [y_2 \quad y_3 \quad y_4] \text{ onde } y_2, y_3 \text{ e } y_4 \in \mathbb{R}^1$$

$$A_1 \in \mathbb{R}^1, H_1 \in \mathbb{R}^{1 \times 5}, H_3 \in \mathbb{R}^{5 \times 1}, A_2 \text{ e } H_2 \in \mathbb{R}^{5 \times 5}$$

$$\dot{x}_1 = A_1 x_1 + H_1 (x_2 + x_3 + x_4)$$

representa a máquina equivalente

$$\dot{x}_2 = A_2 x_2 + H_3 x_1 + H_2 (x_3 + x_4) + b u_2$$

$$y_2 = c x_2$$

$$\dot{x}_3 = A_2 x_3 + H_3 x_1 + H_2 (x_2 + x_4) + b u_3$$

$$y_3 = c x_3$$

$$\dot{x}_4 = A_2 x_4 + H_3 x_1 + H_2 (x_2 + x_3) + b u_4$$

$$y_4 = c x_4$$

representam, respectivamente, as máquinas idênticas 2, 3 e 4.

5.3 Estrutura dos autovetores

No capítulo 4 foram definidos os modos do sistema e modos intraplanta e apresentados, com justificacão, as estruturas dos autovetores associados a esses modos para o sistema de três máquinas.

Para o sistema de quatro máquinas pode-se verificar que

i) Os autovetores associados com os modos do sistema tem a seguinte forma:

$$g_s^T = [G_1^T \quad G_2^T \quad G_2^T \quad G_2^T] \text{ e } v_s^T = [v_1^T \quad v_2^T \quad v_2^T \quad v_2^T] \quad (5.2)$$

ii) Os autovetores associados com o modo intraplanta tem a seguinte forma:

$$g_i^T = [0 \quad {}_1G_2^T \quad {}_2G_2^T \quad {}_3G_2^T] \text{ e} \quad (5.3)$$

$$v_i^T = [0 \quad {}_1v_2^T \quad {}_2v_2^T \quad {}_3v_2^T]$$

$$\text{com } \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 = \beta_1 + \beta_2 + \beta_3 = 0 \quad (5.4)$$

5.4 Algoritmo para determinação dos autovalores e autovetores associados com os modos do sistema

Considerando o sistema representado na forma (5.1) e os autovetores na forma (5.2) a formulação para determinação do autovetor g_s associado com o modo do sistema é o seguinte:

$$\begin{bmatrix} A_1 - \lambda_s I & H_1 & H_1 & H_1 \\ H_3 & A_2 - \lambda_s I & H_2 & H_2 \\ H_3 & H_2 & A_2 - \lambda_s I & H_2 \\ H_3 & H_2 & H_2 & A_2 - \lambda_s I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ G_2 \\ G_2 \end{bmatrix} = 0 \quad (5.5)$$

Resultando duas equações, ou sejam

$$(A_1 - \lambda_s I) G_1 + 3 H_1 G_2 = 0$$

$$H_3 G_1 + (A_2 + 2 H_2 - \lambda_s I) G_2 = 0$$

que, matricialmente, fica reduzido a

$$\begin{bmatrix} A_1 - \lambda_s I & 3 H_1 \\ H_3 & A_2 + 2 H_2 - \lambda_s I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \end{bmatrix} = 0 \quad (5.6)$$

Um raciocínio similar pode ser empregado para os autovetores à esquerda.

ALGORITMO

- i) Determine os autovalores do sistema, que são os autovalores da matriz

$$\begin{bmatrix} A_1 & 3 H_1 \\ H_3 & A_2 + 2 H_2 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

- ii) Resolva o sistema de equações (5.6) para determinar G_1 e G_2

- iii) Construa o autovetor $g_s = [G_1^T \ G_2^T \ G_2^T \ G_2^T]^T$

5.5 Preservação dos autovalores intraplanta com a introdução da terceira unidade similar

A formulação do problema é representado da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} A_1 - \lambda_i I & H_1 & H_1 & H_1 \\ H_3 & A_2 - \lambda_i I & H_2 & H_2 \\ H_3 & H_2 & A_2 - \lambda_i I & H_2 \\ H_3 & H_2 & H_2 & A_2 - \lambda_i I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ G_3 \\ G_4 \end{bmatrix} = 0 \quad (5.8)$$

$$\text{ou} \quad (A_1 - \lambda_i I) G_1 + H_1 (G_2 + G_3 + G_4) = 0 \quad (5.9)$$

$$H_3 G_1 + (A_2 - \lambda_i I) G_2 + H_2 G_3 + H_2 G_4 = 0 \quad (5.10)$$

$$H_3 G_1 + H_2 G_2 + (A_2 - \lambda_i I) G_3 + H_2 G_4 = 0 \quad (5.11)$$

$$H_3 G_1 + H_2 G_2 + H_2 G_3 + (A_2 - \lambda_i I) G_4 = 0 \quad (5.12)$$

De (5.3) e (5.4) conclui-se que $G_2 + G_3 + G_4 = 0$. Logo (5.9) resulta

$$(A_1 - \lambda_i I) G_1 = 0 \quad (5.13)$$

Somando (5.10), (5.11) e (5.12), resulta

$$3 H_3 G_1 + (A_2 + 2 H_2 - \lambda_i I) (G_2 + G_3 + G_4) = 0$$

$$\text{ou} \quad H_3 G_1 = 0 \quad (5.14)$$

Como λ_i não é um autovalor de A_1 , então para satisfazer (5.13) e (5.14) deve-se ter

$$G_1 = 0 \quad (5.15)$$

Por outro lado, utilizando a expressão (5.10) e considerando o resultado (5.15), tem-se

$$(A_2 - \lambda_i I) G_2 + H_2 (G_3 + G_4) = 0$$

ou

$$(A_2 - H_2 - \lambda_i I) G_2 = 0 \quad (5.16)$$

Observe que a igualdade (5.16) nos fornece 5 autovalores intraplantas, que são os mesmos obtidos para um sistema com duas máquinas iguais. Conclui-se que os autovalores intraplantas são repetidos. Como existem 6 autovalores do sistema e o sistema completo é de ordem 16 conclui-se que existem 10 autovalores intraplantas que são os obtidos da matriz $A_2 - H_2$, mas repetidos. Logo, com a introdução de mais uma máquina similar não houve variação nos autovalores intraplanta.

Afim de podermos determinar os autovalores e autovetores associados aos modos intraplantas, utilizamos o seguinte algoritmo:

ALGORITMO

i) Obtenha os autovalores de $A_2 - H_2$

ii) Obtenha o autovetor G_2 associado a λ_i , através da expressão (5.16)

iii) Construa o autovetor $g_i = [0 \quad \alpha_1 G_2^T \quad \alpha_2 G_2^T \quad \alpha_3 G_2^T]^T$, com $\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 = 0$

5.6 Consideração sobre a influência de modos intraplanta com autovalores repetidos

No caso do sistema com 4 máquinas, com 3 máquinas similares, há 5 modos intraplantas associados a 5 autovalores repetidos. Neste caso, cada modo tem 2 autovetores associados, denominados autovetores generalizados (Chen, 1970).

Definição (Chen, 1970): Um autovetor g^g é denominado "autovetor generalizado" de posto 2 de "A" associado com um autovalor λ se e somente se

$$(A - \lambda I)^2 g^g = 0 \quad e$$

$$(A - \lambda I) g^g \neq 0$$

Sendo conhecido g^g , o outro autovetor associado a λ é $g = (A - \lambda I) g^g$.

Sabendo que:

$$A = \begin{bmatrix} A_1 & H_1 & H_1 & H_1 \\ H_3 & A_2 & H_2 & H_2 \\ H_3 & H_2 & A_2 & H_2 \\ H_3 & H_2 & H_2 & A_2 \end{bmatrix}$$

pode-se verificar, por simples multiplicação, que para um modo intraplanta com autovalor repetido λ_i , tem-se

$$(A - \lambda_i I)^2 = \begin{bmatrix} A_1^N & H_1^N & H_1^N & H_1^N \\ H_3^N & A_2^N & H_2^N & H_2^N \\ H_3^N & H_2^N & A_2^N & H_2^N \\ H_3^N & H_2^N & H_2^N & A_2^N \end{bmatrix}$$

onde

$$A_1^N = (A_1 - \lambda_i I)^2 + 3 H_1 H_3$$

$$A_2^N = (A_2 - \lambda_i I)^2 + 2 H_2^2 + H_1 H_3$$

$$H_1^N = (A_1 - \lambda_i I) H_1 + H_1 (A_2 - \lambda_i I) + 2 H_1 H_2$$

$$H_2^N = (A_2 - \lambda_i I) H_2 + H_2 (A_2 - \lambda_i I) + H_2^2 + H_1 H_3$$

$$H_3^N = (A_2 - \lambda_i I) H_3 + H_3 (A_1 - \lambda_i I) + 2 H_2 H_3$$

Como $(A - \lambda_i I)^2$ tem a mesma forma da matriz $A - \lambda_i I$, pode-se concluir que o autovetor generalizado de ordem 2, g_i^g , associado com o modo intraplanta, deve ter a mesma estrutura do autovetor de ordem 1, g_i , associado com o mesmo modo, isto é,

$$g_i = \begin{bmatrix} 0 \\ \alpha_1 G_2 \\ \alpha_2 G_2 \\ \alpha_3 G_2 \end{bmatrix} \quad e \quad g_i^g = \begin{bmatrix} 0 \\ \beta_1 G_2^g \\ \beta_2 G_2^g \\ \beta_3 G_2^g \end{bmatrix}$$

onde

$$\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 = 0$$

$$\beta_1 + \beta_2 + \beta_3 = 0$$

Resultados e conclusões similares podem ser obtidos para os autovetores à esquerda.

Diante dos resultados acima é de se esperar, como foi verificado computacionalmente, que o efeito dos sinais de saída no controle do modo intraplanta no sistema de 3 máquinas

similares seja similar ao do sistema de 2 máquinas similares.

A comprovação teórica dos resultados computacionais está, no nosso entender, além do objetivo desse trabalho. Pretende-se, entretanto, fazer essa comprovação num estudo futuro.

5.7 Modelo do Sistema

5.7.1 Introdução

A figura 5.1 mostra a configuração do sistema de potência de três máquinas idênticas interligadas com uma grande máquina equivalente.

A solução apresentada através do estudo de fluxo de carga, se encontra na tabela 5.1. Os modelos do sistema de excitação e do estabilizador, as considerações sobre as cargas e a representação das máquinas são idênticas às apresentadas no capítulo anterior.

Os parâmetros dos geradores e do sistema de excitação estão na tabela 4.2, enquanto que os parâmetros do estabilizador foram os mesmos do sistema I, ou sejam, $T_w = 10$ seg e $T_1 / T_2 = T_3 / T_4 = 0.05/0.005$.

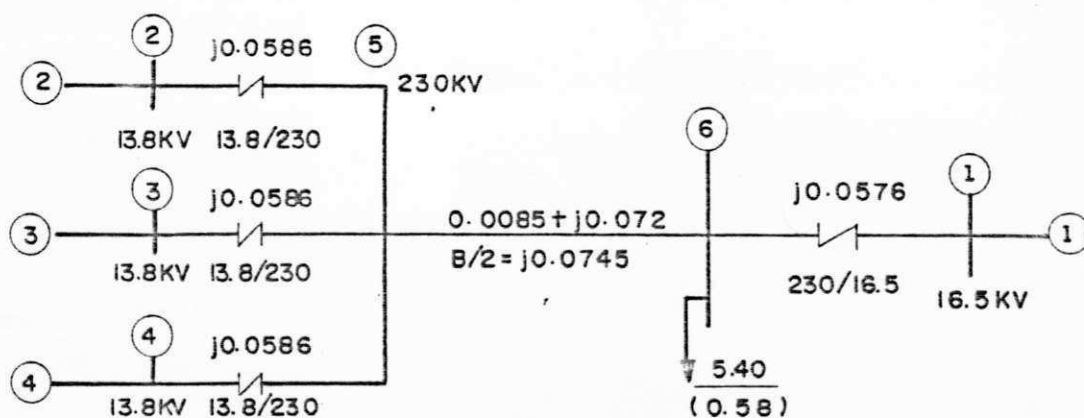


Figura 5.1 - Diagrama de impedâncias. Todas as impedâncias estão em PU na base de 100 MVA

Tabela 5.1 - Resultado do fluxo de carga (os dados estão em PU na base de 100 MVA)

BARRAS	TENSÃO	POTÊNCIA ATIVA	POTÊNCIA REATIVA
1	1.0000/0.0°	1.971	0.812
2	1.0374/11.6Z°	1.210	0.350
3	1.0374/11.6Z°	1.210	0.350
4	1.0374/11.6Z°	1.210	0.350
5	1.0215/-2.98°	0.000	0.000
6	0.9600/-6.22°	-5.400	-0.579

CARGA	POTÊNCIA ATIVA	POTÊNCIA REATIVA
A	-5.400	-0.579

5.7.2 Dados preliminares

Utilizando as equações de (4.4) a (4.9) que representam o modelo clássico e as equações de (4.10) a (4.15) que representam o modelo de dois eixos dos geradores, chegamos à tabela 5.2 que nos fornece os dados referentes às condições iniciais.

A matriz de admitância completa e a reduzida do sistema são apresentadas nas tabelas 5.3 e 5.4.

Usando as equações de correntes linearizadas dadas por (2.40), substituindo nas equações diferenciais linearizadas que representam as máquinas 1, 2, 3 e 4 e de posse das condições iniciais, obtém-se a representação do sistema de potência na forma

$$\dot{X} = F(X)$$

Tabela 5.2 - Condições iniciais

	MÁQUINA 1	MÁQUINA 2,3 e 4	UNIDADE
E'_{q0}	1.0494	0.9252	PU
E'_{d0}	-0.1198	-0.6290	PU
I_{q0}	1.8663	0.5843	PU
I_{d0}	-1.0305	-1.0644	PU
V_{q0}	0.9935	0.7322	PU
V_{d0}	-0.1134	-0.7349	PU
δ_0	6.5127	56.7746	GRAUS
E	1.0562	-	PU
ω_0	377	377	Rd/seg

Tabela 5.3 - Matriz de admitância completa

Nº	1	2	3	4	5	6
1	-j8.45	0.000	0.000	0.000	0.000	j8.45
2	0.000	-j4.17	0.000	0.000	j4.17	0.000
3	0.000	0.000	-j4.17	0.000	j4.17	0.000
4	0.000	0.000	0.000	-j4.17	j4.17	0.000
5	0.000	j4.17	j4.17	j4.17	1.62-j26.13	-1.62+j13.70
6	j8.45	0.000	0.000	0.000	-1.62+j13.70	7.48-j22.70

Tabela 5.4 - Matriz de admitância reduzida

NO	1	2	3	4
1	1.58-j4.49	0.36+j1.05	0.36+j1.05	0.36+j1.05
2	0.36+j1.05	0.12-j3.23	0.12+j0.94	0.12+j0.94
3	0.36+j1.05	0.12+j0.94	0.12-j3.23	0.12+j0.94
4	0.36+j1.05	0.12+j0.94	0.12+j0.94	0.12-j3.23

5.7.3 Modos do sistema e modos intraplanta

Os autovalores relacionados com a matriz (5.7) e com a matriz $A_2 - H_2$, são respectivamente os autovalores associados aos modos do sistema e aos modos intraplanta. Logo, temos:

Modos do sistema	Modos intraplanta
-10.482 ± 16.891	-1.116 ± 16.621 (duplo)
0.053 ± 10.723	-12.687 ± 7.259 (duplo)
-3.780	-2.766 (duplo)
-0.063	

Portanto, observamos a duplicidade dos modos intraplanta, quando utilizamos três máquinas similares, comprovando a preservação destes modos.

5.8 Influência do estabilizador sobre os modos de oscilação intraplanta

As figuras 5.2, 5.3 e 5.4 apresentam os lugares de raízes do sistema, colocando estabilizador em todas as máquinas e utilizando como sinal de realimentação a soma das velocidades angulares $w_2 + w_3 + w_4$, a velocidade de uma das máquinas e as velocidades de cada máquina no seu respectivo estabilizador.

Conclusões similares ao sistema de duas máquinas podem ser tiradas, comprovando computacionalmente os resultados esperados, conforme visto na primeira parte deste capítulo, ou sejam:

- i) Os modos intraplanta não sofrem nenhuma influência quando utilizamos a soma das velocidades ($w_2 + w_3 + w_4$) ou a velocidade de uma das máquinas (w_2) como sinal de realimentação, quando pretendemos estabilizar os modos do sistema
- ii) Existe influência sobre todos os modos, quando utilizamos a velocidade individual de cada máquina como sinais de realimentação

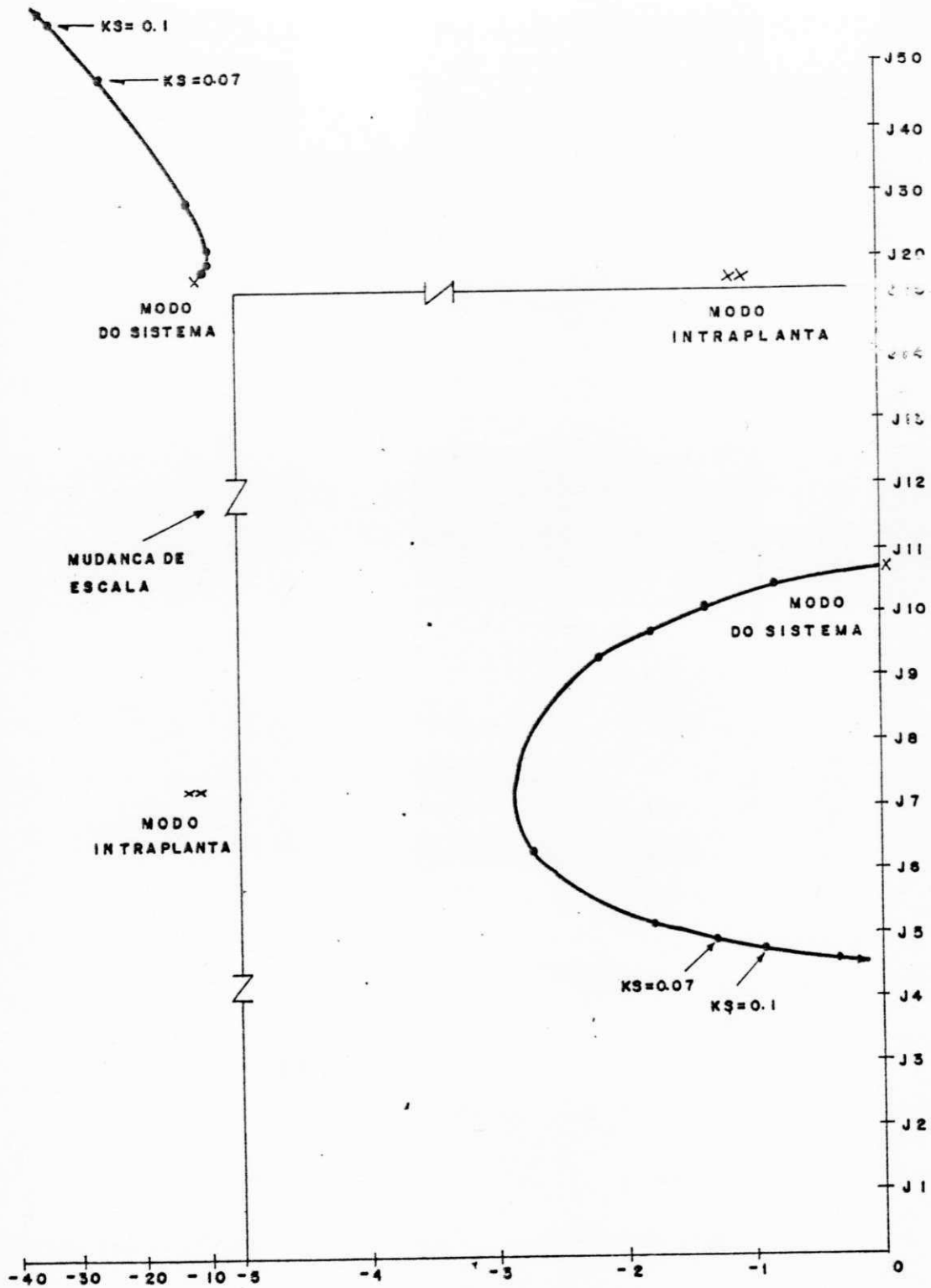


Figura 5.2

Estabilizador Maq 2,3 e 4

Realimentação $W_2 + W_3 + W_4$

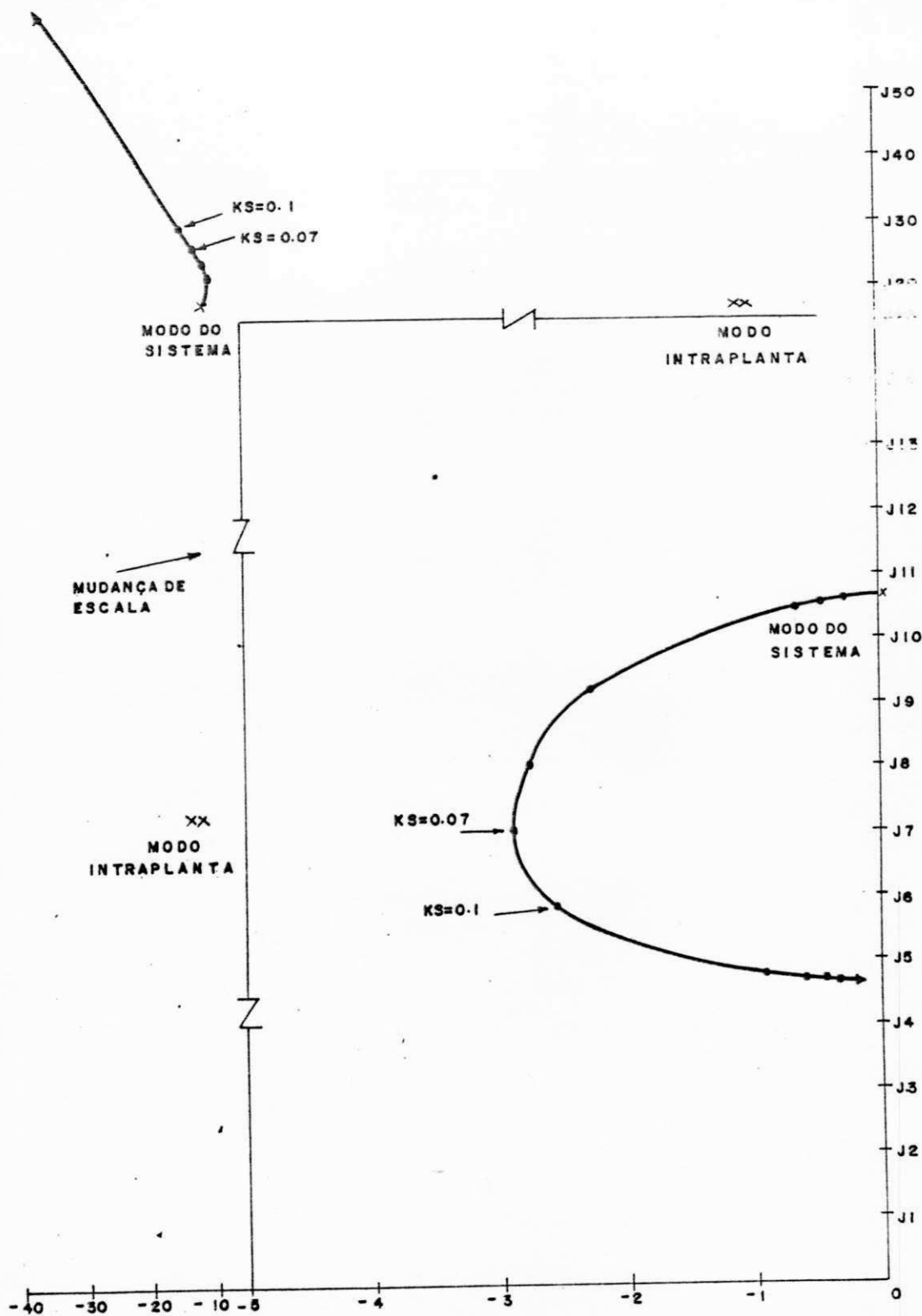


Figura 5.3

Estabilizador Maq 2, 3 e 4

Realimentação W2

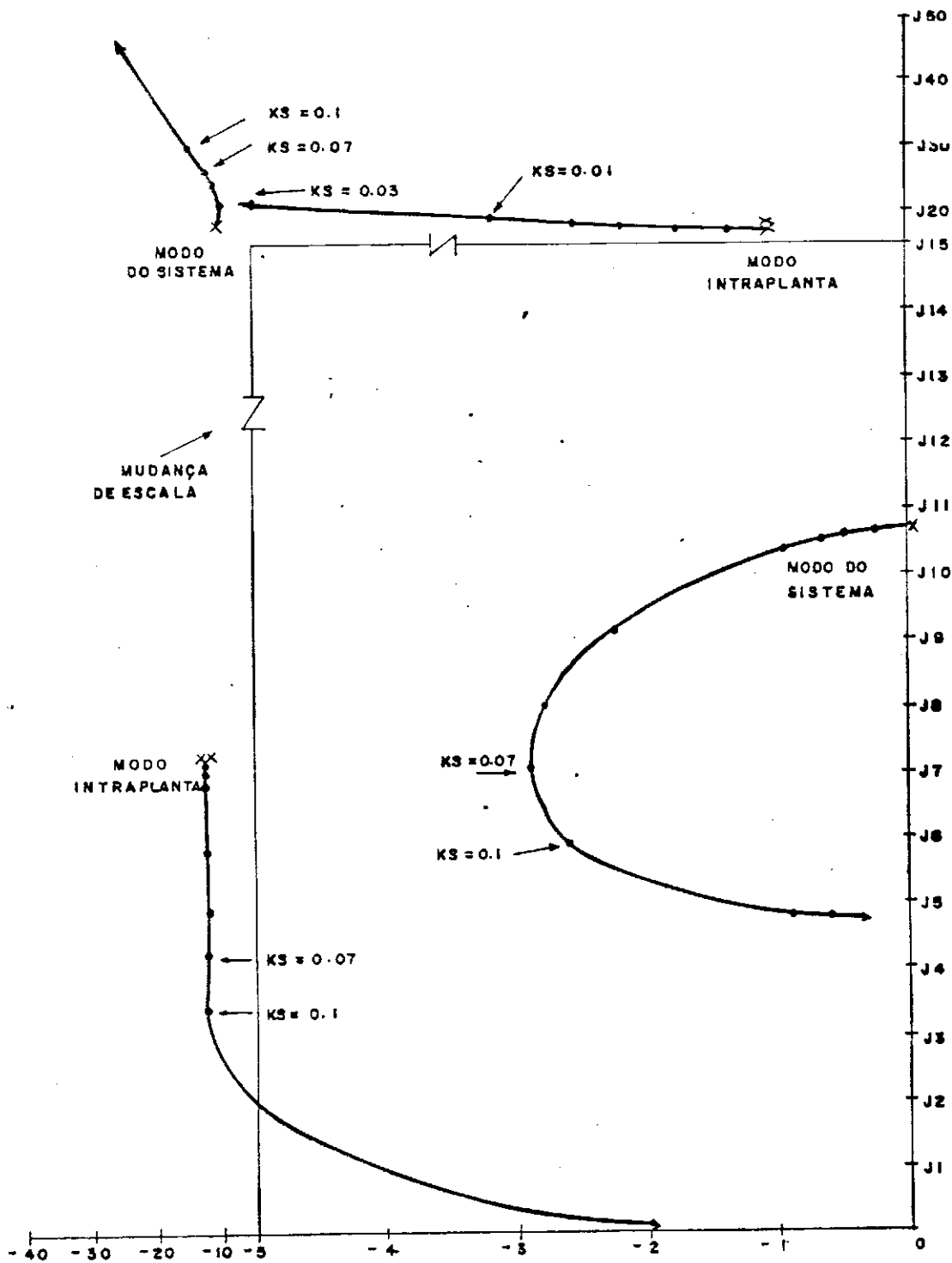


Figura 5.4

Estabilizador Maq 2,3 e 4
 Realimentação Maq 2 → W 2
 Maq 3 → W 3
 Maq 4 → W 4

5.9 Conclusão

Foi comprovado computacionalmente que utilizando-se três máquinas idênticas ligadas a uma máquina equivalente, o sistema se comporta similarmente ao sistema I, encontrando-se os mesmos sinais de realimentação que determinam as influências nos modos de oscilação e particularmente nos modos intraplanta.

Portanto, a teoria apresentada no início do capítulo, encontra-se embasada pelos resultados computacionais

CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA ESTUDOS FUTURO

Sinais de entrada de velocidade em estabilizadores de sistemas de potência com duas máquinas similares foram desenvolvidos chegando-se a obter sinais que não tem qualquer influência sobre os modos intraplanta. A teoria desenvolvida para justificar os resultados encontrados, facilita grandemente o trabalho computacional na procura dos autovalores e autovetores do sistema e define os modos que não sofrem influência utilizando sinais de realimentação variáveis e estabilizadores em uma ou nas duas máquinas.

As técnicas modais desenvolvidas permitiram uma fácil identificação dos modos eletromecânicos de oscilação e sua participação sobre as variáveis de estado, além de obtermos a contribuição modal sobre os sinais de saída do sistema.

Pode-se observar que quando o trabalho foi estendido para o caso de três máquinas similares, os resultados tornaram-se previsíveis embora fosse constatada a duplicidade dos autovalores intraplanta.

As técnicas desenvolvidas podem ser estendidas a um número

qualquer de máquinas, podendo ser aplicada para análise dos modos intraplanta de uma usina de geração de energia elétrica com geradores similares.

SUGESTÕES PARA ESTUDOS FUTURO

Vários tópicos merecem ser estudados como continuação do trabalho. Entre eles citam-se:

1. Simulação do modelo sem e com estabilizadores de sistema de potência para diferentes distúrbios.
2. Generalização do estudo para o caso de uma usina com n unidades de geração similares.
3. Aplicação de métodos de resposta em frequência para verificação da influência dos sinais realimentados nos modos de oscilação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ANDERSON, P.M., A.A. FOUAD (1977). Power System Control and Stability, Vol. I. The Iowa State University Press, Ames.
- ARCIDIACONO, V., E. FERRARI, R. MARCONNOTO, J. DOS GHALI, and D. GRANDEZ (1980). Evaluation and Improvement of Electromechanical Oscillation Damping by Means of Eigenvalue - Eigenvector Analysis. IEEE Trans., Vol. PAS - 99, 769 - 778.
- BYERLY, R.T., R.J. BENNON, and D.E. SHERMAN (1981). Eigenvalue Analysis of Synchronizing Power Flow Oscillations in Large Electric Power Systems. IEEE PICA Conference, pp. 134 - 142.
- CATÃO, M.O. (1985). Seleção de Geradores Para Serem Equipados Com Estabilizadores Num Sistema de Potência. Tese de Mestrado. Universidade Federal da Paraíba - UFPb. Campina Grande.
- CHEN, C.T. (1970). Introduction to Linear System Theory. Holt, Rinehart and Winston.
- CRENSHAW, M.L., J.M. CUTLER, G.F. WRIGHT, and W.J. REED (1983). Power System Stabilizer Application in a Two-Unit Plant Analytical Studies and Field Tests. IEEE Trans., Vol. PAS - 102, 267 - 274.

- IEEE Committee Report (1968). Computer Representation of excitation Systems. IEEE Trans. Vol. PAS - 87, 1460 - 1464.
- IEEE Committee Report (1981). Excitation System Models For Power System Stability Studies. IEEE Trans. Vol. PAS - 100, 494 - 507.
- KUNDUR, P., D.C. LEE, and H.M. ZIEN EL-DIN (1981). Power System Stabilizers for Thermal Units: Analytical Techniques and Onsite Validation. IEEE Trans., PAS - 100, 81 - 95.
- LARSEN, E.V., D.A. SWANN (1981). Applying Power System Stabilizers. IEEE Trans., PAS - 100, 3017 - 3046.
- LEFEBVRE, S. (1983). Tuning of Stabilizers in Multimachine Power Systems. IEEE Trans., PAS - 102, 290 - 299.
- MARTINS, N. (1986). Efficient Eigenvalue and Frequency Response Methods Applied to Power System Small-Signal Stability Studies. IEEE Trans., PWRD 1. 217 - 226.
- MARTINS, N., R. BAITELLI (1982). Analysis of Low-Damped Electromechanical Oscillations in Large Power System. CIGRE Conference, Paper 31 - 02.
- PEREZ-ARRIAGA, I.J., G.C. VERGHESE, and F.C. SCHWEPPE (1987). Selective Modal Analysis With Applications to Electric Power Systems. IEEE Trans., PAS - 101, 3117 - 3125.
- SCHLEIF, F.R., R.K. FEELEY, W.H. PHILLIPS and R.W. TORLUEMKE (1979). A Power System Stabilizer Application With Local Mode

Cancellation. IEEE Trans., Vol. PAS - 98, 1054 - 1059.

- VERGHESE, G.C., I.J. PEREZ-ARRIAGA, F.C. SCHWEPPE, and K.W. K TSAI (1983). Selective Modal Analysis in Power Systems. Electr. Power Res. Inst. Rep EPRI EL 2830.

APÊNDICE

REDUÇÃO DA MATRIZ ADMITÂNCIA - ELIMINAÇÃO DOS NÓS

Considere as cargas representadas por impedâncias constantes.

A redução consiste em eliminar todos os nós da rede, exceto os nós internos dos geradores, para obtenção da matriz de admitância reduzida. Sabendo que todos os nós podem ser representados por operações matriciais como será apresentada a seguir.

Suponha um sistema com n barras internas e c outras barras do sistema. É conhecida a equação:

$$\bar{I} = \bar{Y} \bar{V} \quad (1)$$

onde Y é a matriz que representa a rede de transmissão.

A equação (1) pode ser representada da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_n \\ \emptyset \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{nn} & Y_{nc} \\ Y_{cn} & Y_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_n \\ \bar{V}_c \end{bmatrix}$$

onde

\bar{I}_n - vetor de corrente terminal das barras de geração

\bar{V}_n - vetor de tensão terminal das barras de geração

\bar{V}_c - vetor de tensão terminal das barras, exceto das de geração

Y_{nn} , Y_{nc} , Y_{cn} , Y_{cc} são submatrizes de dimensões apropriadas

Então

$$\bar{I}_n = Y_{nn} \bar{V}_n + Y_{nc} \bar{V}_c \quad (2)$$

$$0 = Y_{cn} \bar{V}_n + Y_{cc} \bar{V}_c \quad (3)$$

$$\bar{V}_c = Y_{cc}^{-1} Y_{cn} \bar{V}_n \quad (4)$$

Substituindo (4) em (3), resulta

$$\bar{I}_n = (Y_{nn} - Y_{nc} Y_{cc}^{-1} Y_{cn}) \bar{V}_n \quad (5)$$

ou

$$\bar{I}_n = Y_n \bar{V}_n$$

onde

$$Y_n = Y_{nn} - Y_{nc} Y_{cc}^{-1} Y_{cn}$$

é a matriz admitância reduzida de dimensão $n \times n$