TESE
739

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

Escola Federal de Engenharia
Biblioteca
MAUÁ
Itajubá

METODOLOGIA DE SELEÇÃO E AJUSTE DE ESTABILIZADORES EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA MULTIMÁQUINA

FRANCISCO CARLOS SOUZA DE ARAUJO

ORIENTADOR : PROF. PEDRO PAULO DE CARVALHO MENDES
CO-ORIENTADOR : PROF. CARLOS ALBERTO DIAS COELHO

DISSERTAÇÃO APRESENTADA À COORDENAÇÃO DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ COMO PARTE DOS REQUISITOS PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SETEMBRO DE 1993

Ministério da Educação e do Desporto
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ
Pró-Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação

A N E X O I

PRONUNCIAMENTO DA BANCA EXAMINADORA

A Banca Examinadora, abaixo assinada, nomeada por Portaria 386 de 27/10/93, considerando o resultado do Julgamento da Prova de Defesa Pública da Dissertação de Mestrado intitulada: **"Metodologia de Seleção e Ajuste de Estabilizadores de Sistemas de Potência em Sistemas Elétricos Multimáquina"** apresenta pronunciamento no sentido de que o Coordenador dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola Federal de Engenharia de Itajubá solicite ao DRA (Departamento de Registro Acadêmico) a expedição do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica, na Área de Sistemas Elétricos de Potência, satisfeitas as demais exigências regimentais, a **Francisco Carlos Souza de Araujo.**

Itajubá, 29 de Outubro de 1993.

Dr. Nelson Martins
1º Examinador - CEPEL

Prof. Antonio Eduardo Hermeto
2º Examinador - EFEI

Prof. Carlos Alberto Dias Coelho
3º Examinador - EFEI

Prof. Pedro Paulo de Carvalho Mendes
4º Examinador-EFEI-Orientador

Campus Prof. José Rodrigues Seabra - Av. BPS, 1303 - Bairro Pinheirinho - Itajubá-MG
CEP.: 37500-000 - Tel.: (035) 629 1118 e 629 1121 - Fax: (035) 622 3596

Ministério da Educação e do Desporto
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ
Pró-Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação

A N E X O I I

FOLHA DE JULGAMENTO DA BANCA EXAMINADORA

Título da Dissertação *"Metodologia de Seleção e Ajuste de Estabilizadores de Sistemas de Potência em Sistemas Elétricos Multimáquina".*

Autor: FRANCISCO CARLOS SOUZA DE ARAUJO

JULGAMENTO

EXAMINADORES	CONCEITO	RUBRICA
1º	A+	
2º	A+	
3º	A+	
4º	A+	

Resultado Médio: Conceito A+, ou seja, aprovado com distinção.

Observações:

Itajubá, 29 de Outubro de 1993.

Dr. Nelson Martins
1º Examinador - CEPEL

Prof. Antonio Eduardo Hermeto
2º Examinador - EFEI

Prof. Carlos Alberto Dias Coelho
3º Examinador - EFEI

Prof. Pedro Paulo de Carvalho Mendes
4º Examinador-EFEI-Orientador

Campus Prof. José Rodrigues Seabra - Av. BPS, 1303 - Bairro Pinheirinho - Itajubá-MG
CEP.: 37500-000 - Tel.: (035) 629 1118 e 629 1121 - Fax: (035) 622 3596

DEDICATÓRIA

Aos meus pais queridos

Antenor e Jenny

AGRADECIMENTOS

A Deus por tudo ...

Ao meu orientador e amigo, Professor Pedro Paulo de Carvalho Mendes, pelo apoio e interesse demonstrado ao longo do trabalho.

Ao meu co-orientador Professor Carlos Alberto Dias Coelho, pela co-orientação amiga.

À minha irmã e amiga, engenheira Dalva Souza de Araujo, pela ajuda imprescindível nos momentos mais difíceis.

À minha namorada, Erlayne Cristina Faria, pela motivação e carinho demonstrado.

À minha irmã e amiga, enfermeira Maria Luiza de Araujo, pela ajuda na digitação do trabalho, quando gozava de suas férias.

À comissão examinadora pelas críticas e sugestões , que com certeza irão engrandecer o trabalho.

Aos professores do curso de mestrado da área de sistemas de potência, pelo conhecimento transmitido.

À CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pelo suporte financeiro.

A todas as pessoas que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

RESUMO

Este trabalho descreve os conceitos básicos relacionados à aplicação de estabilizadores de sistemas de potência através da análise de uma máquina ligada a um barramento infinito, e estende tais conceitos para a estabilização de sistemas multimáquina.

Para sistemas elétricos do tipo gerador ligado a um barramento infinito, um método eficiente para o projeto de um estabilizador de sistema de potência (ESP) é proposto.Tal método seleciona os parâmetros do ESP de forma que os autovalores relacionados ao modo mecânico de oscilação sejam posicionados em localizações desejadas.

Para sistemas multimáquina, é apresentado um método para identificar as unidades geradoras mais adequadas a serem providas de estabilizadores, bem como um método de ajuste coordenado para os parâmetros dos estabilizadores de sistemas de potência.

A eficácia dos métodos de seleção de geradores e ajuste coordenado de estabilizadores é mostrada através de um sistema multimáquina que faz parte do sistema elétrico brasileiro.

ABSTRACT

This work describes the basic concepts related to the use of power system stabilizers (PSS) through analysis of a machine connected to an infinite bus, and extends such concepts for multimachine power stabilization.

For systems consisting of a synchronous machine connected to an infinite bus, an effective method for designing power system stabilizers is proposed. Such a method selects the PSS parameters so that the eigenvalues associated with the mechanical oscillations is assigned to desired locations.

For multimachine systems, it is presented a method for identification of the generating units to be provided with power system stabilizers, as well as a method for coordinated tuning of power system stabilizer parameters.

The effectiveness of the methods for generator selection and stabilizers coordinated tuning is shown through a multimachine system which belongs to the Brazilian Electric System.

SUMÁRIO

DEDICATÓRIA.....i

AGRADECIMENTOS.....ii

RESUMO.....iii

ABSTRACT.....iv

SUMÁRIO.....v

SIMBOLOGIA.....viii

NOTAÇÃO.....xi

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....1
1.1 - Conceituação do Problema Relacionado à Estabilidade Dinâmica dos Sistemas Elétricos de Potência.....1
1.2 - Objetivo e Organização da Dissertação.....2

CAPÍTULO 2 - BASE TEÓRICA.....4
2.1 - Considerações Iniciais.....4
2.2 - Análise do Sistema Constituído de um Gerador Ligado a um Barramento Infinito.....4
2.3 - Malha de Estabilização.....9
2.4 - Controle de Amortecimento das Oscilações Eletromecânicas.....18
2.5 - Impacto Inicial do ESP nos Autovalores Representativos das Oscilações Eletromecânicas do Rotor.....22

CAPÍTULO 3 - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA PARA OS SINAIS ESTABILIZANTES.....28
3.1 - Considerações Iniciais.....28
3.2 - Revisão Bibliográfica.....28

CAPÍTULO 4 - CRITÉRIOS DE AJUSTE E MÉTODOS DE ANÁLISE.....39
4.1 - Considerações Iniciais.....39

4.2 - Critérios de Ajuste.....39
4.3 - Técnica de Ajuste do Estabilizador Através de Posicionamento de Autovalores.....40
4.3.1 - Introdução.....40
4.3.2 - Desenvolvimento da Técnica de Ajuste.....40
4.3.3 - Segunda Técnica de Ajuste.....51
4.3.4 - Validação da Síntese do ESP.....56

CAPÍTULO 5 - APLICAÇÕES REFERENTES À INTRODUÇÃO DE ESP´s....59
5.1 - Considerações Iniciais.....59
5.2 - Cálculo das Condições Iniciais do Sistema Elétrico....59
5.3 - Desempenho do Sistema em Malha Aberta.....67
5.4 - Introdução do ESP Baseado em Variação de Velocidade...68
5.5 - Introdução do ESP Baseado no Negativo da Variação da Potência Elétrica.....70

CAPÍTULO 6 - VALIDAÇÃO DOS AJUSTES DOS ESP´s ATRAVÉS DE SIMULAÇÕES NO TEMPO.....74
6.1 - Introdução.....74
6.2 - Simulações no Tempo Considerando Pequenos Impactos....74
6.3 - Simulações no Tempo Considerando Grandes Impactos.....78

CAPÍTULO 7 - ESTABILIZADORES DE SISTEMA DE POTÊNCIA EM SISTEMAS MULTIMÁQUINA.....90
7.1 - Considerações Iniciais.....90
7.2 - Contribuições mais Relevantes para Estabilização de Sistemas Multimáquina.....90

CAPÍTULO 8 - MÉTODO DE SELEÇÃO DOS GERADORES A SEREM EQUIPADOS COM ESTABILIZADORES.....99
8.1 - Considerações Iniciais.....99
8.2 - Base Teórica.....103
8.3 - Obtenção da Função de Transferência do SEP em Malha Aberta.....103
8.4 - Obtenção dos Coeficientes de Sensibilidade dos Autovalores Devido à Adição da Malha de Realimentação.....108

CAPÍTULO 9 - AJUSTE DOS ESTABILIZADORES EM SISTEMA MULTIMÁQUINA.....116
9.1 - Considerações Iniciais.....116
9.2 - Primeiro Método de Ajuste de ESP´s em Sistemas Multimáquina.....116
9.3 - Segundo Método de Ajuste de ESP´s em Sistemas Multimáquina.....125

CAPÍTULO 10 - APLICAÇÕES REFERENTES A UM SISTEMA MULTIMÁQUINA.....128
10.1 - Considerações Iniciais.....128
10.2 - Configuração do Sistema Elétrico.....128
10.3 - Estabilização do Sistema Elétrico.....133
10.4 - Validação dos Ajustes dos Estabilizadores.....137

CAPÍTULO 11 - CONCLUSÕES E SUGESTÕES.....144
11.1 - Conclusões Referentes à Introdução de ESP´s em Sistemas do Tipo Gerador Ligado a um Barramento Infinito.....144
11.2 - Conclusões Referentes à Introdução de ESP´s em Sistemas Multimáquina.....146
11.3 - Sugestões para Eventuais Trabalhos.....147

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....149

APÊNDICE A - EQUACIONAMENTO PARA A MÁQUINA SÍNCRONA.....155

APÊNDICE B - MODELO E'_q LINEARIZADO DA MÁQUINA SÍNCRONA....172

APÊNDICE C - DESENVOLVIMENTO DAS EQUAÇÕES DE ESTADO DO ESP CONSIDERANDO QUE O MODELO DO MESMO SEJA DE SEGUNDA ORDEM.....180

APÊNDICE D - DESENVOLVIMENTO DAS EQUAÇÕES DE ESTADO DO ESP CONSIDERANDO QUE ESTE SEJA DOTADO DE UM WASHOUT E UM FILTRO.....184

APÊNDICE E - LINEARIZAÇÃO DA REDE ELÉTRICA.....190

Simbologia

Os símbolos que não constam nesta lista serão explicados no próprio texto

A	Matriz característica de um sistema linear
A^T	Matriz característica transposta de um sistema linear
A_r	Matriz característica reduzida
B	Vetor dos coeficientes de entrada de um sistema linear
B_{LT}	Susceptância da linha de transmissão
C	Vetor dos coeficientes de saída de um sistema linear
$\cos\varphi$	Fator de potência
D	Fator de amortecimento com a variação da frequência
δ	Ângulo de potência do rotor
D_{ESP}	Termo do coeficiente de amortecimento devido à inclusão do ESP
E_{BI}	Tensão do barramento infinito
E_{fd}	Tensão de campo
E'_q	Tensão proporcional ao enlace de fluxo do campo
E_{qd}	Tensão de campo do eixo em quadratura atrás da reatância X_q
E_{BITH}	Tensão de Thevenin do barramento infinito
E_q	Tensão interna de eixo em quadratura
e	Coeficiente de sensibilidade
f	Frequência elétrica
f_1, f_2, f_3	Coeficientes do processo de redução
g_E	Ganho direto entre a variação de velocidade do eixo do gerador e a variação do torque elétrico
$G_{ESP}(s)$	Função de transferência do estabilizador de sistema de potência
GEP(s)	Função de transferência entre a variação da tensão de referência e a variação da tensão proporcional ao enlace de fluxo
H	Constante de tempo de inércia
I	Corrente do gerador
I_d	Corrente de eixo direto

I_q	Corrente de eixo em quadratura
I_F	Corrente de campo
K_1 a K_6	Coeficientes do modelo de Heffron-Phillips
K_E	Ganho do sistema de excitação
K	Ganho do estabilizador
K_{ESP}	Termo do coeficiente de potência sincronizante devido à inclusão do ESP
λ	Autovalor
L_d	Indutância de eixo direto
L_q	Indutância de eixo em quadratura
L'_d	Indutância transitória de eixo direto
L_F	Indutância do enrolamento do circuito de campo
λ_q	Enlace de fluxo de eixo em quadratura
λ_d	Enlace de fluxo de eixo direto
λ_F	Enlace de fluxo do circuito de campo
M	Constante de inércia
M_F	Indutância mútua
P	Potência ativa
P(s)	Função de transferência entre a variação de velocidade e a variação do torque elétrico devido à malha reativa do gerador
P_m	Potência mecânica
P_e	Potência elétrica
P_a	Potência acelerante
P_m'	Potência mecânica aproximada
P_a'	Potência acelerante aproximada
$\bar{P}$	Matriz da transformação de Park
Q	Potência reativa
Q(s)	Denominador de uma função de transferência
R_E	Resistência externa
R_{LT}	Resistência da linha de transmissão
r	Resistência do estator do gerador
σ	Parte real de um autovalor
T_m	Torque mecânico
T_e	Torque elétrico
T'_{do}	Constante de tempo do campo do gerador a circuito aberto

T_{e1}	Torque elétrico devido ao coeficiente de potência sincronizante
T_{e2}	Torque elétrico devido à malha reativa do gerador
T_E	Constante de tempo do sistema de excitação
T_1 a T_4	Constantes de tempo do ESP
T_w	Constante de tempo do washout
T_D	Constante de tempo do filtro
T_p	Constante de tempo do processador
u_E	Variável de controle
u	Autovetor à direita
U	Matriz modal á direita
w	Velocidade angular da máquina
w_B	Velocidade angular base = 377 [rd/s]
w_R	Velocidade angular nominal = 377 [rd/s]
ω_n	Frequência natural de oscilação
ω_d	Frequência natural amortecida
ω	Parte imaginária do autovalor
V_t	Tensão terminal do gerador
V_{tref}	Tensão de referência do gerador
V_{DLIM}	Tensão limite da saída do estabilizador
V_d	Tensão de eixo direto do gerador
V_q	Tensão de eixo em quadratura do gerador
v	Autovetor à esquerda
V	Matriz modal à esquerda
X_E	Reatância indutiva externa
X_q	Reatância de eixo em quadratura
X_{LT}	Reatância da linha de transmissão
X_c	Reatância capacitiva
X_d	Reatância de eixo direto
X'_d	Reatância transitória de eixo direto
X_{TH}	Reatância de Thevenin
X	Vetor de variáveis de estado
y	Variável de saída
ζ	Relação de amortecimento
Z_{TH}	Impedância de Thevenin
z_1, z_2	Variáveis de estado do estabilizador

NOTACÃO

Observações

Todas as matrizes e vetores são designados por uma letra maiúscula com uma barra em cima.

As grandezas vetoriais são designadas por letras maiúsculas com um ponto em cima.

Ângulos de grandezas fasoriais são denotados da seguinte forma : $\angle\,\theta$

Subescritos e superescritos

d	Componente de eixo direto da máquina
q	Componente de eixo em quadratura
D	Componente de eixo direto do sistema referencial da rede elétrica
Q	Componente de eixo em quadratura do sistema referencial da rede elétrica
o	Indica grandezas para a condição inicial (regime)
α^{ii}	Indica grandezas do subsistema "i"
α^{ij}	Indica grandezas vindas da interação entre os subsistemas "i" e "j"

Operadores

p	Operador diferencial = d/dt
s	Variável da transformada de Laplace
F(s)	Transformada de Laplace da funcão f(t)
ABS	Operador que fornece o módulo de um número complexo
$\bar{A}^T$	Indica trasposta da matriz $\bar{A}$
$\bar{A}^{-1}$	Indica a matriz inversa de $\bar{A}$
$\dot{i}$	Indica a derivada no tempo da grandeza i(t)
Δ	Variação incremental em torno de um ponto de operação
Σ	Somatória de um conjunto de termos

Principais siglas

ESP	Estabilizador de sistema de potência
BI	Barramento infinito
SEP	Sistema elétrico de potência
FT	Função de transferência
RAT	Regulador automático de tensão
FT_{ma}	Função de transferência de malha aberta
FT_{mf}	Função de transferência de malha fechada
rp	Regime permanente
amort	Amortecimento
sinc	Sincronizante

Nomenclatura da figura 10.1

AVE	Usina de Água Vermelha
SSI	Usina de São Simão
ITU	Usina de Itumbiara
EMB	Usina de Emborcação
EST	Usina de Estreito
FUR	Usina de Furnas
MAR	Usina de Marimbondo
NEV	Barramento de Neves
ARA	Região de Araraquara
CAM	Região de Campinas
JAG	Barramento de Jaguara

Nota

Embora a ABNT recomende o uso da palavra conjugado, o presente trabalho utilizará a palavra torque.

CAPITULO 1

INTRODUCAO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

1.1 - Conceituação do Problema Relacionado à Estabilidade Dinâmica dos Sistemas Elétricos de Potência

O sistema elétrico brasileiro, de característica eminentemente hidráulica, tem apresentado, devido às grandes distâncias entre as fontes geradoras e o centro de consumo, problemas de estabilidade.

Em vários casos os limites térmicos das linhas de transmissão estão muito acima dos limites de estabilidade. Desta forma a não utilização da plena capacidade do sistema acarreta em uma série de limitações, tais como a dificuldade de se efetuar otimizações energéticas, riscos de colapsos em grandes proporções, etc. A limitação de transferência de potência através das linhas de transmissão representa um aumento nos custos, uma vez que normalmente se faz necessário a construção de reforços e compensações série / paralelo para aumentar o limite de estabilidade.

No que tange a manutenção do sincronismo entre os geradores, analisa-se o desempenho do sistema elétrico mediante estudos do comportamento eletromecânico. É importante distinguir o desempenho do sistema frente a grandes perturbações, o que constitui a estabilidade transitória, do desempenho frente a pequenas perturbações caracterizado pelo amortecimento das oscilações eletromecânicas, o que constitui a estabilidade dinâmica.

Até por volta de 1960, o problema mais comum de instabilidade entre os geradores era a perda de sincronismo após um grande impacto, geralmente por falta de torque de sincronização, fenômeno este de natureza não linear.

Com a finalidade de melhorar o torque de sincronização, os sistemas de excitação tornaram-se mais rápidos e com ganhos mais elevados. Esta nova tendência de concepção dos sistemas de excitação possibilitou uma melhoria acentuada na estabilidade transitória; por outro lado, infelizmente, começou-se a detectar uma deterioração do torque de amortecimento, que acarretou em uma maior vulnerabilidade do sistema elétrico aos problemas de instabilidade oscilatória.

A estabilidade dinâmica pode ser analisada através de modelos

lineares, uma vez que as oscilações pouco amortecidas ocorrem para pequenas variações da carga em relação a um ponto de operação.

Existem várias maneiras de melhorar a estabilidade dinâmica de um sistema elétrico, entre as quais destacam-se o suporte de reativo do sistema através de compensadores síncronos e estáticos, e também pela otimização dos controles existentes. Dentre estes controles, os sinais adicionais estabilizantes, atuando na referência do regulador de tensão das unidades geradoras, têm provado ser uma boa solução.

O objetivo dos sinais adicionais estabilizantes é de gerar variações de torque elétrico que estejam em fase com variações de velocidade do eixo do gerador, e desta forma aumentar o amortecimento das oscilações eletromecânicas.

É importante ressaltar, que embora a intenção principal dos sinais adicionais estabilizantes seja a de melhorar o torque de amortecimento, é vital que esta melhora não seja conseguida às custas de uma deterioração do torque de sincronização.

1.2 - Objetivo e Organização da Dissertação

Os objetivos principais deste trabalho de pesquisa podem ser listados da seguinte maneira:

- mostrar como os sinais adicionais estabilizantes podem melhorar o amortecimento das oscilações eletromecânicas;

- caracterizar a malha de estabilização;

- comentar sobre os diversos tipos de sinais de entrada para o estabilizador, fazendo uma análise comparativa entre os mesmos;

- mostrar as técnicas de síntese e análise para os sinais adicionais estabilizantes;

- aplicar os sinais adicionais estabilizantes em um sistema simples, do tipo gerador conectado a um barramento infinito, e analisar o comportamento do mesmo frente a pequenas e grandes perturbações;

- simular um caso real de um sistema elétrico do tipo gerador conectado a um barramento infinito;

- fazer uma revisão bibliográfica da aplicação dos sinais adicionais estabilizantes para sistemas multimáquina, descrevendo as técnicas de síntese e análise;

- desenvolver uma técnica de síntese e de ajuste para os sinais adicionais estabilizantes em sistemas multimáquina;

- aplicar os sinais adicionais estabilizantes em um sistema multimáquina e analisar o comportamento do mesmo frente a pequenas e grandes perturbações;

- simular um caso real de um sistema elétrico multimáquina.

CAPITULO 2

BASE TEORICA

CAPÍTULO 2 - BASE TEÓRICA

2.1 - Considerações Iniciais

O fenômeno da estabilidade das máquinas síncronas, diante de pequenas perturbações, pode ser explorado pela análise de um sistema simples no qual o gerador está conectado a um grande sistema através de uma impedância externa [21].

Esta análise permite o entendimento dos requerimentos de estabilização para certos sistemas, sendo que tais requerimentos incluem o ganho do regulador de tensão, bem como as características da função de transferência do estabilizador, cuja saída será superposta à referência do regulador de tensão, com a finalidade de melhorar o amortecimento das oscilações da máquina.

2.2 - Análise do Sistema Constituído de um Gerador Ligado a um Barramento Infinito

O objetivo desta análise consiste em mostrar de que forma o estabilizador de sistema de potência pode melhorar o torque de amortecimento via controle suplementar do sistema de excitação do gerador. Através desta análise será possível desenvolver todos os conceitos relacionados à implementação deste tipo de controle, e também extender tais conceitos para um sistema multimáquina.

O sistema composto pela máquina síncrona conectada a um grande sistema é representado esquematicamente pela figura 2.1 a seguir:

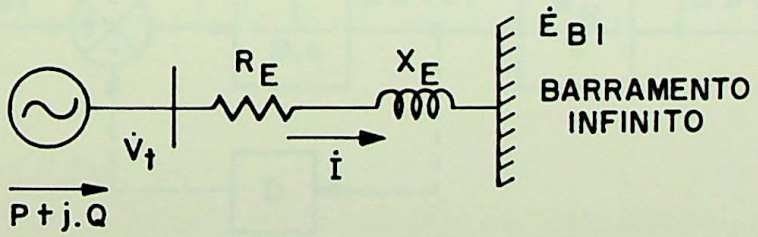


Fig. 2.1 : Máquina Síncrona Ligada a um Barramento Infinito.

Após a linearização das equações representativas do sistema da figura 2.1 em torno de um ponto de operação (Apêndice B), o comportamento do sistema, sem a presença do regulador de tensão, e diante de pequenas perturbações pode ser analisado através do diagrama de blocos da figura 2.2 a seguir:

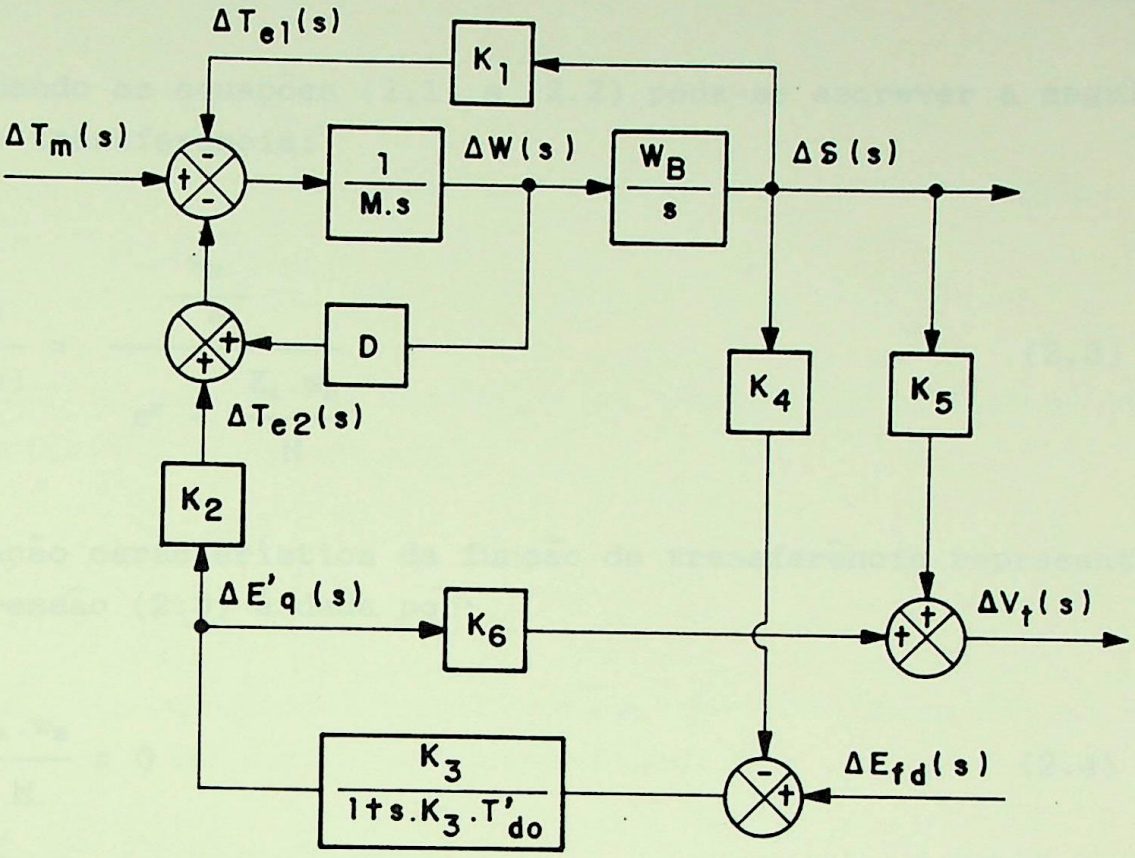


Fig. 2.2 : Diagrama de Blocos do Sistema Máquina - Barramento Infinito, Considerando o Modelo E'_q.

O diagrama da figura 2.2 pode ser simplificado considerando o enlace de fluxo constante, como mostrado na figura 2.3 a seguir:

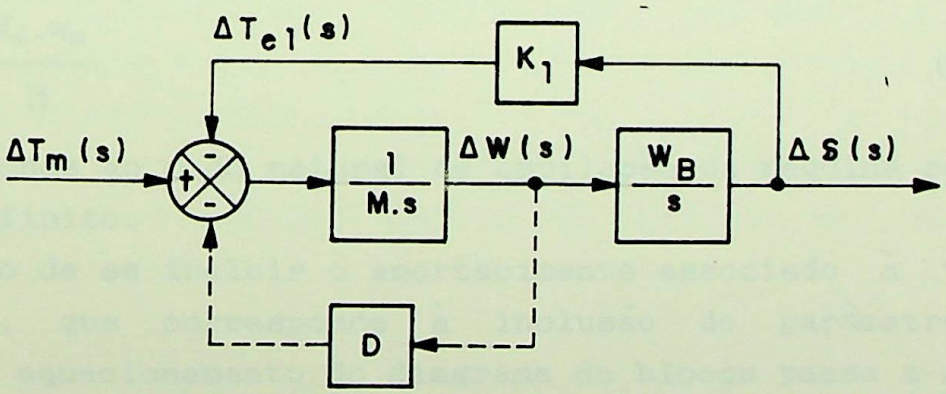


Fig. 2.3 : Diagrama de Blocos Simplificado Considerando Enlace de Fluxo Constante.

Considerando somente as linhas contínuas da figura 2.3, ou seja, amortecimento (D) nulo, pode-se escrever as seguintes equações:

$$M.s.\Delta W(s) = \Delta T_m(s) - K_1.\Delta\delta(s) \qquad (2.1)$$

$$s.\Delta\delta(s) = w_B.\Delta W(s) \qquad (2.2)$$

Combinando as equações (2.1) e (2.2) pode-se escrever a seguinte função de transferência:

$$\frac{\Delta\delta(s)}{\Delta T_m(s)} = \frac{\frac{w_B}{M}}{s^2 + \frac{K_1.w_B}{M}} \qquad (2.3)$$

A equação característica da função de transferência representada pela expressão (2.3) é dada por:

$$s^2 + \frac{K_1.w_B}{M} = 0 \qquad (2.4)$$

Admitindo para K_1 (coeficiente de potência ou torque sincronizante) um valor positivo, chega-se a identificar um comportamento oscilatório sem amortecimento, de frequência angular ω_n dada pela expressão:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_1.w_B}{M}} \qquad (2.5)$$

e que corresponde ao modo natural de oscilação da máquina contra o barramento infinito.

Para o caso de se incluir o amortecimento associado à variação de frequência, que corresponde à inclusão do parâmetro D na figura 2.3, o equacionamento do diagrama de blocos passa a ser dado pelas seguintes equações:

$$M.s.\Delta W(s) = \Delta T_m(s) - K_1.\Delta\delta(s) - D.\Delta W(s) \qquad (2.6)$$

$$s.\Delta\delta(s) = w_B.\Delta W(s) \qquad (2.7)$$

As equações (2.6) e (2.7) combinadas levam a seguinte função de

transferência:

$$\frac{\Delta\delta(s)}{\Delta T_m(s)} = \frac{\frac{w_B}{M}}{s^2 + \frac{D.s}{M} + \frac{K_1.w_B}{M}} \qquad (2.8)$$

A equação característica da função de transferência representada pela expressão (2.8) é dada por:

$$s^2 + \frac{D.s}{M} + \frac{K_1.w_B}{M} = 0 \qquad (2.9)$$

A equação característica de um sistema de 2ª ordem pode ser representada pela seguinte forma normalizada [51]:

$$s^2 + 2.\zeta.\omega_n.s + \omega_n^2 = 0 \qquad (2.10)$$

Na equação anterior, quando ζ é positivo e inferior a unidade, as raízes da equação (2.10) são complexas e o transitório é uma senóide amortecida, a resposta é dita subamortecida. Quando ζ é igual a unidade, as raízes são reais repetidas, e a resposta possui amortecimento crítico. Quando ζ é maior que a unidade, as raízes são reais, a resposta é superamortecida, isto é, a solução consiste de dois termos exponenciais.

Normalmente, o sistema representado pela equação (2.9) é subamortecido e o comportamento natural é dado pelas raízes da equação característica:

$$\lambda = -\zeta.\omega_n \pm j.\sqrt{1 - \zeta^2}\ .\omega_n \qquad (2.11)$$

onde

$$\zeta = \frac{D}{2.M.\omega_n} \qquad (2.12)$$

e

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_1 . w_B}{M}} \qquad (2.13)$$

O resultado das equações (2.11), (2.12) e (2.13) mostra que existe uma frequência própria de oscilação da máquina em relação ao barramento infinito, de valor:

$$\omega_d = \sqrt{1 - \zeta^2} \; . \omega_n \qquad (2.14)$$

A frequência (ω_d) anterior é denominada frequência de oscilação eletromecânica, e possui valores na faixa de 0,5 a 2,0 Hz, com valores extremos de 0,1 e 4 Hz. A frequência natural de oscilação dada pela equação (2.13) está associada à inércia da máquina (H) e ao coeficiente de potência sincronizante (K_1).

É importante mencionar que o coeficiente de potência sincronizante não depende exclusivamente da topologia da rede elétrica. Na sua formação entram outros fatores dependentes das condições operativas do sistema. Nos casos onde o coeficiente de potência sincronizante for negativo, tipicamente para sistemas que possuem o gerador suprindo parte de uma carga local e está conectado ao barramento infinito através de uma interligação fraca [21], o sistema apresentará um modo instável de tipo aperiódico, com amplitudes crescendo monotonicamente.

Escrevendo as raízes da equação (2.9) como $s = -\sigma \pm j.\omega$ e utilizando as equações (2.11), (2.12) e (2.13) pode-se escrever que:

$$\sigma = \frac{D}{2.M} \qquad (2.15)$$

Através da equação (2.15) observa-se que o amortecimento das oscilações do modo eletromecânico da equação característica (2.9) é melhorado quando se aumenta o valor do parâmetro D, porém, o parâmetro D varia muito pouco e também possui valor relativamente pequeno.

A solução é criar uma malha de estabilização que consista de um de um ganho direto entre a variação de velocidade do eixo do gerador e a variação de torque elétrico. Desta forma aumenta-se o torque de amortecimento enquanto se mantém o torque sincronizante. Assim, a figura 2.3 se transforma na figura 2.4 a seguir:

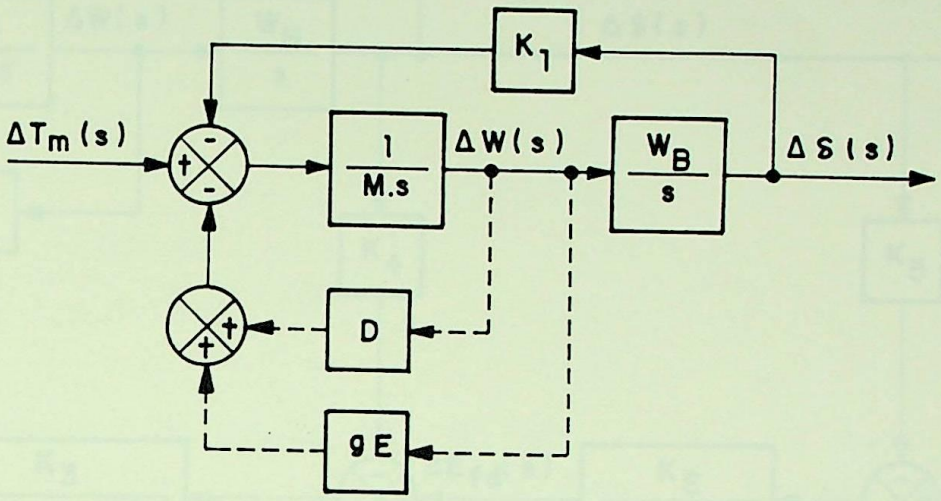


Fig. 2.4 : Diagrama de Blocos Simplificado Considerando a Malha de Estabilização.

Da figura 2.2 observa-se que existe uma variação de torque elétrico (ΔT_{e2}) que é igual ao produto do parâmetro K_2 pela variação da tensão proporcional ao enlace de fluxo ($\Delta E'_q$). Desta maneira pode-se criar uma malha que tenha como variável de entrada a variação de velocidade e como variável de saída a variação da tensão proporcional ao enlace de fluxo. Este procedimento se encontra no ítem seguinte.

2.3 - Malha de Estabilização

Com o objetivo de conhecer qual a influência do sistema de excitação no desempenho dinâmico do gerador, a utilização de um sistema de 1ª ordem é suficiente. A figura 2.5 a seguir representa esquematicamente o sistema de excitação.

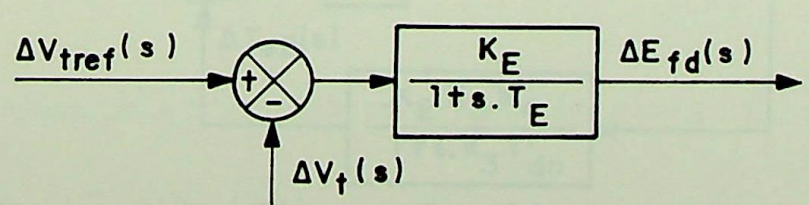


Fig. 2.5 : Sistema de Excitação de 1ª Ordem.

Incorporando a figura 2.5 na figura 2.2, o diagrama de blocos do gerador passa a ser dado pela figura 2.6, a seguir:

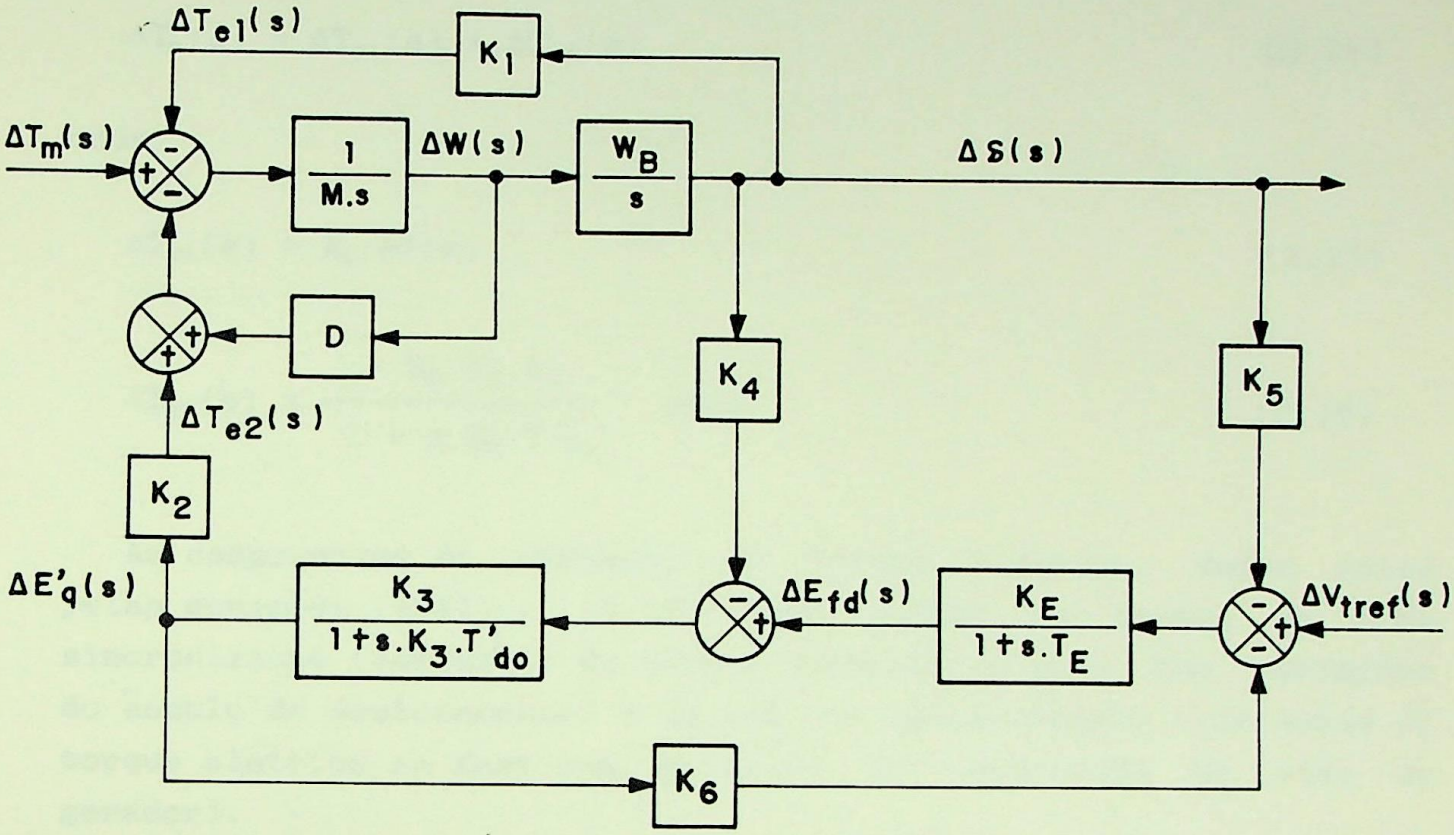


Fig. 2.6 : Diagrama de Blocos com o Sistema de Excitação de 1ª Ordem.

Com a intenção de verificar a contribuição devida ao efeito desmagnetizante da reação da armadura, a figura 2.2 passa a ser representada pela figura 2.7, a seguir:

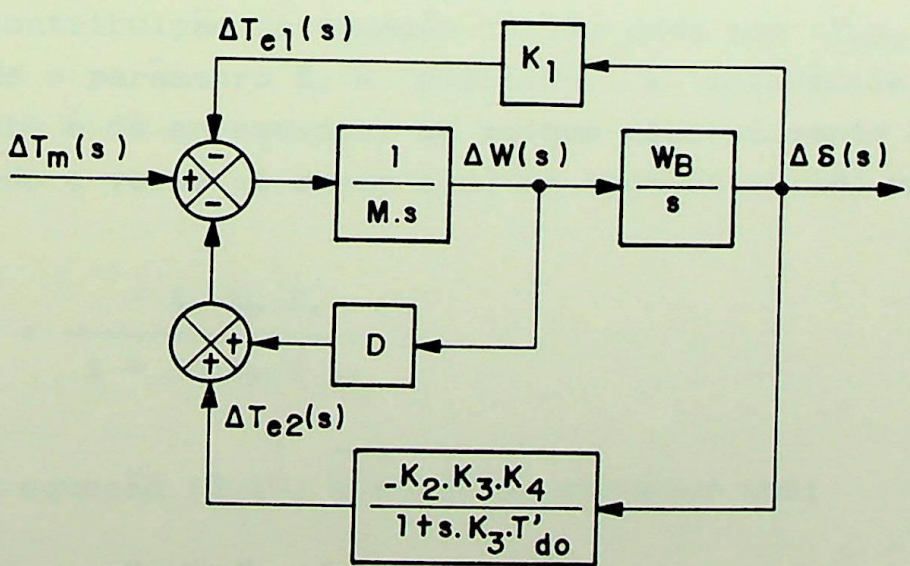


Fig 2.7 : Diagrama de Blocos Considerando a Contribuição do Efeito Desmagnetizante.

Da figura 2.7 observa-se que a variação do torque elétrico é dada por:

$$\Delta T_e(s) = \Delta T_{e1}(s) + \Delta T_{e2}(s) \qquad (2.16)$$

onde

$$\Delta T_{e1}(s) = K_1 . \Delta\delta(s) \qquad (2.17)$$

$$\Delta T_{e2}(s) = \frac{- K_2 . K_3 . K_4}{1 + s . K_3 . T'_{do}} \cdot \Delta\delta(s) \qquad (2.18)$$

As componentes da variação do torque elétrico, dadas pelas pelas equações (2.17) e (2.18), são vistas em termos da ação sincronizante (variações do torque elétrico em fase com variações do ângulo de deslocamento) e da ação de amortecimento (variações do torque elétrico em fase com variações da velocidade do eixo do gerador).

Um dos fatores relacionados ao amortecimento inerente da máquina síncrona, em ocasião da perda de campo, é representado pelo parâmetro K_4, o qual leva em conta a ação desmagnetizante da variação do ângulo $\Delta\delta$.

Em regime permanente a contribuição da equação (2.18) para o torque sincronizante é dada por $\Delta T_{e2rp} = -K_2 . K_3 . K_4 . \Delta\delta$, a qual é contrária à contribuição da equação (2.17) dada por $\Delta T_{e1rp} = K_1 . \Delta\delta$. Nos casos onde o parâmetro K_4 é positivo, a influência da ação desmagnetizante é de acrescentar um torque sincronizante negativo.

Substituindo a variável s por $(j\omega)$ na equação (2.18) vem:

$$\frac{\Delta T_{e2}(j\omega)}{\Delta\delta(j\omega)} = \frac{- K_2 . K_3 . K_4}{1 + j\omega . K_3 . T'_{do}} \qquad (2.19)$$

Trabalhando a equação (2.19) é possível escrever que:

$$\frac{\Delta T_{e2}(j\omega)}{\Delta\delta(j\omega)} = \frac{- K_2 . K_3 . K_4 . (1 - j\omega . K_3 . T'_{do})}{1 + (\omega . K_3 . T'_{do})^2} \qquad (2.20)$$

Para frequências de oscilação altas, ou seja, $\omega >> \frac{1}{K_3 . T'_{do}}$, a equação (2.20) é reescrita por:

$$\Delta T_{e2}(j\omega) \cong \frac{j\omega . \Delta\delta(j\omega) . K_2 . K_3^2 . K_4 . T'_{do}}{1 + (\omega . K_3 . T'_{do})^2} \qquad (2.21)$$

Considerando que

$$\frac{\Delta\delta(j\omega)}{\Delta W(j\omega)} = \frac{w_B}{j\omega} \qquad (2.22)$$

e levando em consideração que $(\omega . K_3 . T'_{do})^2 >> 1$ na equação (2.21) vem:

$$\Delta T_{e2}(j\omega) \cong \frac{w_B . \Delta W(j\omega) . K_2 . K_3^2 . K_4 . T'_{do}}{(\omega . K_3 . T'_{do})^2}$$

ou

$$\Delta T_{e2}(j\omega) \cong \frac{w_B . K_2 . K_4}{\omega^2 . T'_{do}} \cdot \Delta W(j\omega) \qquad (2.23)$$

O desenvolvimento anterior tem como finalidade mostrar a influência do parâmetro K_4 no torque de amortecimento. Para frequências de oscilação altas a ação desmagnetizante é quase totalmente de acrescentar torque de amortecimento. Podem existir situações onde K_4 é negativo, por exemplo, quando a máquina síncrona estiver suprindo parte de uma carga local, a qual está também sendo suprida por uma geração remota, e desta forma contribuirá com torque de amortecimento negativo [25].

Com o objetivo de verificar a contribuição do sistema de excitação, o qual é representado por questões de simplicidade pelo modelo de 1ª ordem apresentado na figura 2.5, considere a figura 2.8 a seguir:

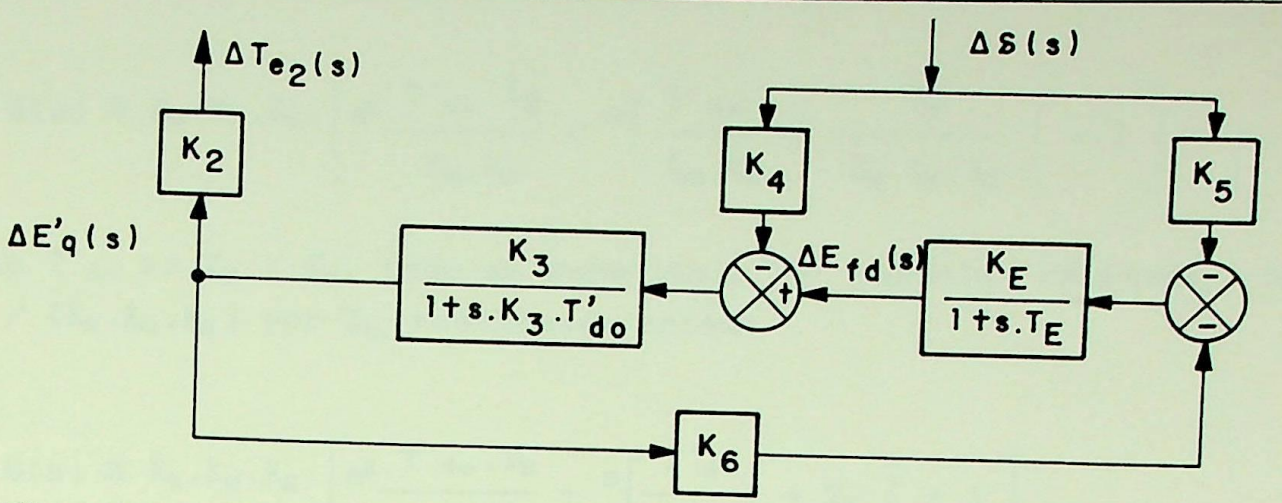


Fig. 2.8 : Diagrama de Blocos Considerando o Sistema de Excitação.

Considerando inicialmente a realimentação via K_4 e reduzindo o diagrama da figura 2.8 tem-se:

$$\left.\frac{\Delta T_{e2}(s)}{\Delta\delta(s)}\right|_{K_5=0} = -K_2.K_4.\frac{K_3.(1+s.T_E)}{(1+s.K_3.T'_{do})(1+s.T_E)+K_3.K_6.K_E} \qquad (2.24)$$

Para a equação anterior pode-se fazer a seguinte definição:

$$\frac{P(s)}{Q(s)} = -K_2.K_4.\frac{K_3.(1+s.T_E)}{(1+s.K_3.T'_{do})(1+s.T_E)+K_3.K_6.K_E}$$

Considerando que $K_3.K_6.K_E >> 1$, uma vez que K_3, K_6 e K_E possuem valores da ordem de 0,8 , 1 e 25 a 200, respectivamente, e que a constante de tempo do regulador de tensão T_E é pequena, da ordem de 50 ms, pode-se aproximar o denominador da expressão anterior Q(s) da seguinte forma:

$$Q(s) = (1+s.K_3.T'_{do})(1+s.T_E) + K_3.K_6.K_E$$

Desenvolvendo, vem:

$$Q(s) = s^2.K_3.T'_{do}.T_E + s.(T_E + K_3.T'_{do}) + K_3.K_6.K_E + 1$$

Aplicando as aproximações anteriores, é possível escrever que:

$$Q(s) \cong K_3 . K_\sigma . K_E . \left[s^2 \frac{T'_{do} . T_E}{K_\sigma . K_E} + s \left[\frac{T'_{do}}{K_\sigma . K_E} + \frac{T_E}{K_3 . K_\sigma . K_E} \right] + 1 \right]$$

Como $T'_{do} >> T_E / K_3$, pode-se substituir a parcela expressa por $T_E / (K_3 . K_\sigma . K_E)$ por T_E, resultando então:

$$Q(s) \cong K_3 . K_\sigma . K_E . \left[s^2 \frac{T'_{do} . T_E}{K_\sigma . K_E} + s \left[\frac{T'_{do}}{K_\sigma . K_E} + T_E \right] + 1 \right]$$

ou

$$Q(S) \cong K_3 . K_\sigma . K_E . \left[1 + s . \frac{T'_{do}}{K_\sigma . K_E} \right] . (1 + s . T_E) \qquad (2.25)$$

Substituindo a equação (2.25) na equação (2.24) obtém-se a a expressão que leva em conta a reação da armadura numa máquina com regulação de tensão, que é dada por:

$$\left. \frac{\Delta T_{e2}(s)}{\Delta \delta (s)} \right|_{K_5=0} \cong \frac{- K_2 . K_4}{K_\sigma . K_E . \left[1 + s . \frac{T'_{do}}{K_\sigma . K_E} \right]} \qquad (2.26)$$

Sob controle manual (sem o regulador de tensão) o efeito da reação da armadura é dado pela equação (2.18), a qual é repetida por conveniência.

$$\Delta T_{e2}(s) = \frac{- K_2 . K_3 . K_4}{1 + s . K_3 . T'_{do}} \cdot \Delta \delta (s) \qquad (2.27)$$

Com o objetivo de verificar a influência do efeito desmagnetizante da reação da armadura, incluindo o sistema de excitação, no torque de amortecimento, deve-se considerar as equações em regime permanente.

Em baixa frequência (s⟶ 0) as expressões (2.26) e (2.27) são dadas por:

$$\Delta T_{e2rp}\Big|_{K_5=0} \cong \frac{-K_2.K_4}{K_\sigma.K_E}.\Delta\delta \qquad (2.28)$$

$$\Delta T_{e2rp} = -K_2.K_3.K_4.\Delta\delta \qquad (2.29)$$

É fácil de ver que a regulação de tensão atenua o efeito da reação da armadura no que se refere à geração de torque sincronizante, pois quanto maior o valor do ganho de regulação, menor será o torque sincronizante negativo introduzido pela equação (2.28). Logo, em termos de torque de sincronização, a utilização de sistemas de excitação com ganhos elevados possui uma ação benéfica.

Escrevendo a equação (2.26) em termos da frequência ω vem:

$$\frac{\Delta T_{e2}(j\omega)}{\Delta\delta(j\omega)}\Big|_{K_5=0} \cong \frac{-K_2.K_4}{K_\sigma.K_E.\left[1 + j\omega.\dfrac{T'_{do}}{K_\sigma.K_E}\right]}$$

ou

$$\frac{\Delta T_{e2}(j\omega)}{\Delta\delta(j\omega)}\Big|_{K_5=0} \cong \frac{-K_2.K_4\left[1 - j\omega.\dfrac{T'_{do}}{K_\sigma.K_E}\right]}{K_\sigma.K_E.\left[1 + \dfrac{\omega^2 T'^2_{do}}{K_\sigma^2.K_E^2}\right]} \qquad (2.30)$$

Em baixas frequências, ou seja $1 >> \dfrac{\omega^2 T'^2_{do}}{K_\sigma^2.K_E^2}$, e lembrando que:

$$\frac{\Delta\delta(j\omega)}{\Delta W(j\omega)} = \frac{w_B}{j\omega} \qquad (2.31)$$

vem:

$$\Delta T_{e2}(j\omega)\Big|_{K_5=0} \cong \frac{-K_2 . K_4}{K_6 . K_E}\,\Delta\delta(j\omega) + \frac{K_2 . K_4 . T'_{do} . w_B}{(K_6 . K_E)^2}\,\Delta W(j\omega) \quad (2.32)$$

A primeira parcela do 2º membro da equação (2.32) já foi analisada através da equação (2.28). A segunda parcela do 2º membro da equação (2.32) representa o torque de amortecimento e mostra que a utilização de sistemas de excitação com ganhos elevados diminui o torque de amortecimento positivo introduzido pela reação da armadura.

A realimentação da variação da tensão terminal da máquina faz surgir um outro caminho no laço reativo, através do bloco K_5. Da figura 2.8 obtém-se:

$$\frac{\Delta T_{e2}(s)}{\Delta\delta(s)}\Big|_{K_4=0} = -K_2 . K_5 . \frac{K_3 . K_E}{(1+s . K_3 . T'_{do})(1+s . T_E)+K_3 . K_6 . K_E} \quad (2.33)$$

Lembrando a aproximação para o denominador da equação (2.24) dada pela equação (2.25) e aplicando na equação (2.33) vem:

$$\frac{\Delta T_{e2}(s)}{\Delta\delta(s)}\Big|_{K_4=0} \cong \frac{-K_2 . K_5 . K_3 . K_E}{K_3 . K_6 . K_E . \left[1 + s . \dfrac{T'_{do}}{K_6 . K_E}\right] . (1 + s . T_E)}$$

ou

$$\frac{\Delta T_{e2}(s)}{\Delta\delta(s)}\Big|_{K_4=0} \cong \frac{-K_2 . K_5}{K_6 . \left[1 + s . \dfrac{T'_{do}}{K_6 . K_E}\right] . (1 + s . T_E)} \quad (2.34)$$

Escrevendo a equação (2.34) em termos da frequência (ω) e considerando o valor da constante de tempo T_E muito pequeno vem:

$$\left.\frac{\Delta T_{e2}(j\omega)}{\Delta\delta(j\omega)}\right|_{K_4=0} \cong \frac{-K_2 . K_5}{K_\sigma . \left[1 + j\omega . \frac{T'_{do}}{K_\sigma . K_E} \right]}$$

ou

$$\left.\frac{\Delta T_{e2}(j\omega)}{\Delta\delta(j\omega)}\right|_{K_4=0} \cong \frac{-K_2 . K_5 \left[1 - j\omega . \frac{T'_{do}}{K_\sigma . K_E} \right]}{K_\sigma . \left[1 + \omega^2 . \frac{T'^2_{do}}{K^2_\sigma . K^2_E} \right]} \qquad (2.35)$$

Considerando o ganho do regulador de tensão (K_E) elevado e a frequência de oscilação baixa vem:

$$\Delta T_{e2}(j\omega)\Big|_{K_4=0} \cong \frac{-K_2 . K_5}{K_\sigma} \Delta\delta(j\omega) + \frac{K_2 . K_5 . T'_{do} . j\omega}{K^2_\sigma . K_E} \Delta\delta(j\omega) \qquad (2.36)$$

Utilizando as equações (2.22) ou (2.31), a equação (2.36) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$\Delta T_{e2}(j\omega)\Big|_{K_4=0} \cong \frac{-K_2 . K_5}{K_\sigma} \Delta\delta(j\omega) + \frac{K_2 . K_5 . T'_{do} . w_B}{K^2_\sigma . K_E} \Delta W(j\omega) \qquad (2.37)$$

É fácil de concluir que nas situações operativas caracterizadas por $K_5 > 0$, o efeito da regulação de tensão, isoladamente, é a de introduzir um torque elétrico dessincronizante nas baixas frequências de oscilação. Para aquelas situações operativas onde $K_5 < 0$, o efeito da regulação de tensão é de introduzir amortecimento negativo.

Por outro lado, a literatura [21] permite concluir que nas situações operativas em que $K_5 > 0$, os valores correspondentes de K_1 são elevados. As situações operativas para as quais K_5 possui valor negativo são situações caracterizadas por altos carregamentos

do sistema de transmissão e(ou) altas impedâncias de transferência; estas situações operativas estão em geral associadas aos casos de estabilidade mais difíceis.

Combinando então os resultados expostos nos dois parágrafos anteriores, chega-se a concluir que a regulação de tensão vem prejudicar essencialmente o amortecimento das oscilações justamente nos casos mais críticos de estabilidade. O efeito da diminuição do do torque sincronizante não chega a causar preocupação, uma vez que isto se manifesta nos casos de estabilidade menos críticos.

Nos casos críticos de estabilidade ($K_5 < 0$) a solução tem sido utilizar sistemas de excitação com ganhos elevados visando melhorar o torque sincronizante, e lançar mão de uma malha de estabilização (sinais adicionais estabilizantes) para melhorar o torque de amortecimento. Esta forma de controlar o amortecimento das oscilações eletromecânicas se encontra detalhada no próximo ítem.

2.4 - Controle de Amortecimento das Oscilações Eletromecânicas

Na figura 2.9 é apresentado o diagrama de blocos correspondente ao modelo linear do sistema máquina - barramento infinito, contendo agora a malha de estabilização.

A necessidade de amortecer as oscilações eletromecânicas se traduz, em termos práticos, na produção de uma variação do torque elétrico em fase com a variação de velocidade. Um exame na figura 2.9 leva a concluir que, por ação do regulador automático de tensão (RAT) pode-se desenvolver uma variação de torque elétrico. Basta para tanto, lançar mão de uma realimentação de variação de velocidade convenientemente manipulada através do bloco $G_{ESP}(s)$, e aplicá-la na referência do regulador de tensão.

Uma realimentação de variação de velocidade $\Delta W(s)$ sem nenhum cuidado de ajuste de fase, irá originar uma variação de torque elétrico que não estará em fase com ΔW em razão das constantes de tempo do regulador e do campo principal.

É necessário dotar o controlador $G_{ESP}(s)$ de compensadores de fase além de um ganho puro. Considerando somente a influência do sistema de excitação na formação da variação do torque elétrico, pode-se utilizar a figura 2.10.

As figuras 2.9 e 2.10 se encontram a seguir:

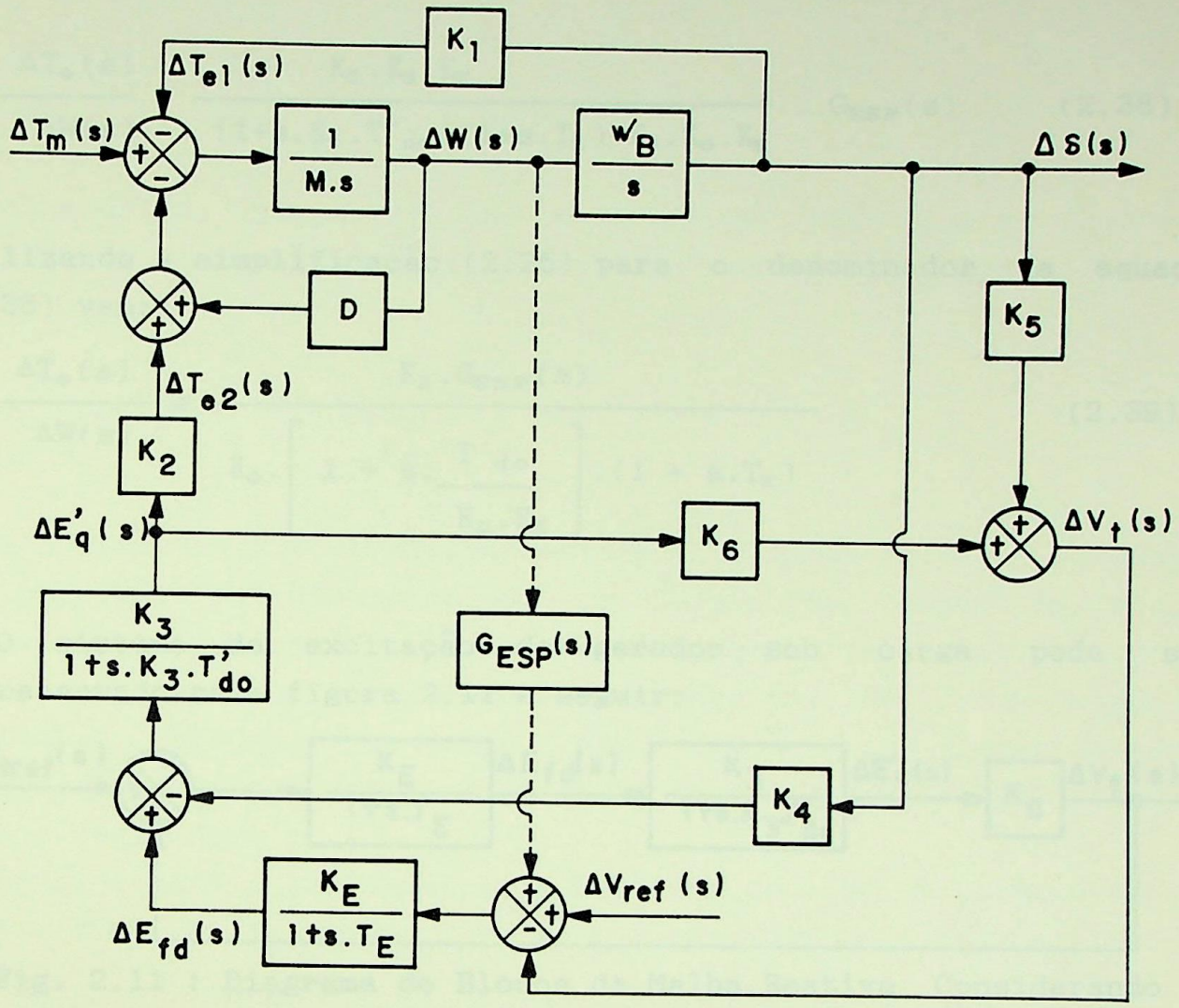


Fig 2.9 : Diagrama de Blocos com a Malha de Estabilização.

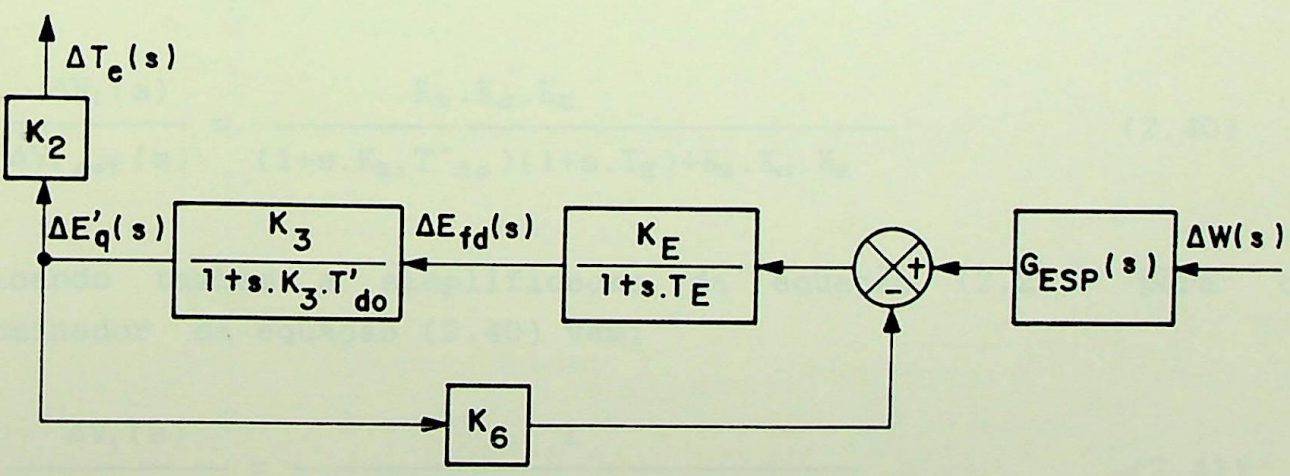


Fig. 2.10 : Diagrama de Blocos Considerando o Sistema de Excitação e o Controlador $G_{ESP}(s)$.

Após exame da figura 2.10 pode-se escrever que:

$$\frac{\Delta T_e(s)}{\Delta W(s)} = \frac{K_2 . K_3 . K_E}{(1+s.K_3 . T'_{do})(1+s.T_E)+K_3 . K_6 . K_E} . G_{ESP}(s) \qquad (2.38)$$

Utilizando a simplificação (2.25) para o denominador da equação (2.38) vem:

$$\frac{\Delta T_e(s)}{\Delta W(s)} \cong \frac{K_2 . G_{ESP}(s)}{K_6 . \left[1 + s.\frac{T'_{do}}{K_6 . K_E} \right] . (1 + s.T_E)} \qquad (2.39)$$

O sistema de excitação do gerador sob carga pode ser representado pela figura 2.11 a seguir:

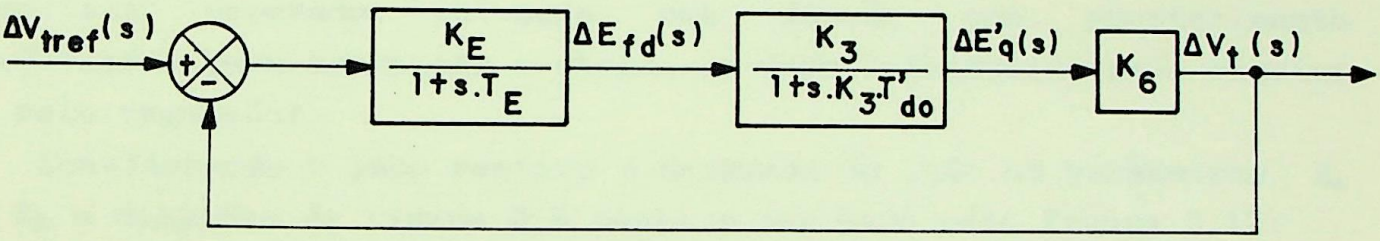


Fig. 2.11 : Diagrama de Blocos da Malha Reativa Considerando o Gerador com Carga.

A função de transferência da figura 2.11 é dada por:

$$\frac{\Delta V_t(s)}{\Delta V_{t\,ref}(s)} = \frac{K_3 . K_6 . K_E}{(1+s.K_3 . T'_{do})(1+s.T_E)+K_3 . K_6 . K_E} \qquad (2.40)$$

Aplicando também a simplificação da equação (2.25) para o denominador da equação (2.40) vem;

$$\frac{\Delta V_t(s)}{\Delta V_{t\,ref}(s)} = \frac{1}{\left[1 + s.\frac{T'_{do}}{K_6 . K_E} \right] . (1 + s.T_E)} \qquad (2.41)$$

Substituindo a equação (2.41) na equação (2.39) vem:

$$\frac{\Delta T_e(s)}{\Delta W(s)} \cong \frac{K_2}{K_6} \cdot \frac{\Delta V_t(s)}{\Delta V_{t\,ref}(s)} \cdot G_{ESP}(s) \qquad (2.42)$$

Examinando a equação (2.39) constata-se que $G_{ESP}(s)$ deveria idealmente ser uma função de avanço de fase com dois zeros, isto é:

$$G_{ESP}(s) = K.\left[\, 1 + s.\frac{T'_{do}}{K_6.K_E} \,\right].(1 + s.T_E)$$

Esta função não é fisicamente realizável e ainda mais não se deseja ter um efeito da velocidade na referência de tensão em regime permanente. Por isso, a função estabilizante deveria ser uma função que fornecesse amortecimento sob um espectro de frequências de oscilação esperado, ou seja, uma função com amortecimento suficiente para compensar o atraso de fase introduzido pela máquina e pelo regulador.

Considerando o laço reativo e deixando de lado os parâmetros K_4 e K_5 o diagrama da figura 2.9 passa a ser dado pela figura 2.12:

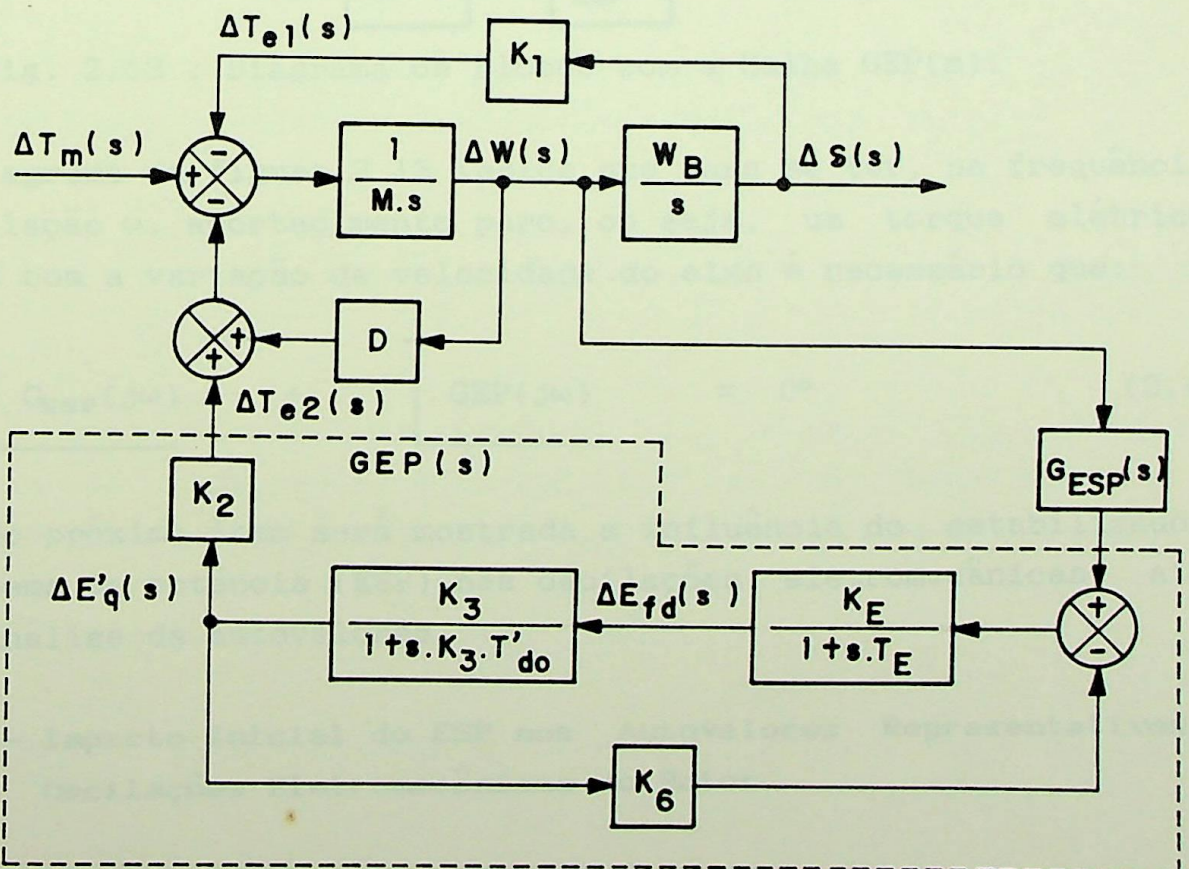


Fig. 2.12 : Diagrama de Blocos Simplificado Considerando $G_{ESP}(s)$.

A região tracejada da figura 2.12 equivale a figura 2.10 sem a consideração do estabilizador. A função de transferência da região tracejada é denominada de GEP(s) [31], e pode ser aproximada por:

$$GEP(s) \cong \frac{K_2}{K_6} \cdot \frac{\Delta V_t(s)}{\Delta V_{t\,ref}(s)} \qquad (2.43)$$

Considerando a malha denominada GEP(s), a figura 2.12 passa a ser dada pela figura 2.13 a seguir:

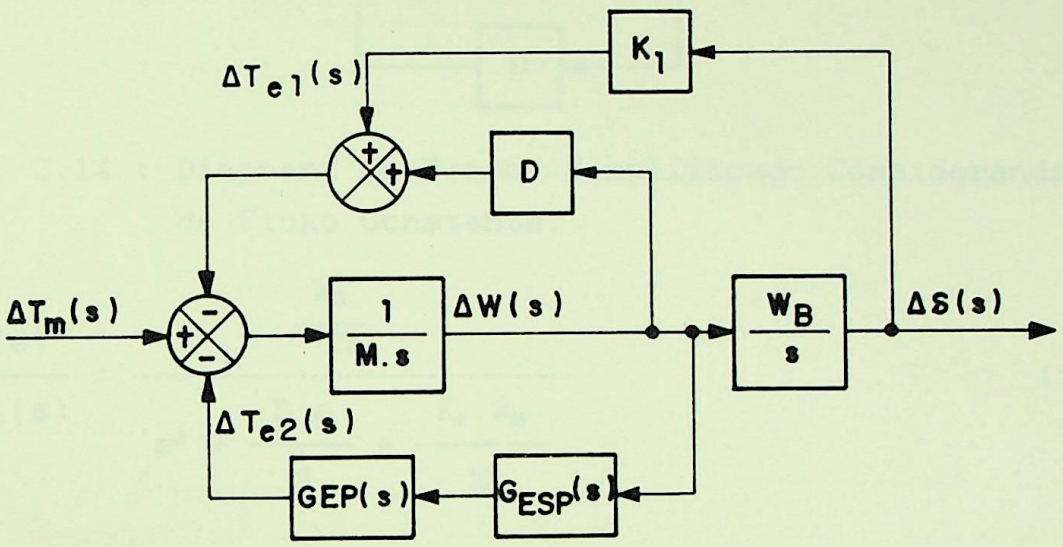


Fig. 2.13 : Diagrama de Blocos com a Malha GEP(s).

O diagrama da figura 2.13 indica que para se ter, na frequência de oscilação ω, amortecimento puro, ou seja, um torque elétrico em fase com a variação de velocidade do eixo é necessário que:

$$\angle G_{ESP}(j\omega) + \angle GEP(j\omega) = 0^{\circ} \qquad (2.44)$$

No próximo ítem será mostrada a influência do estabilizador de sistema de potência (ESP) nas oscilações eletromecânicas, através da análise de autovalores.

2.5 - Impacto Inicial do ESP nos Autovalores Representativos das Oscilações Eletromecânicas do Rotor

É mostrado neste ítem que os autovalores associados ao modo

mecânico de oscilação do rotor se movem numa quantia proporcional ao ganho da malha de estabilização e em direção determinada pela fase líquida da mesma. A seguir são repetidas a figura 2.3 e a equação (2.8).

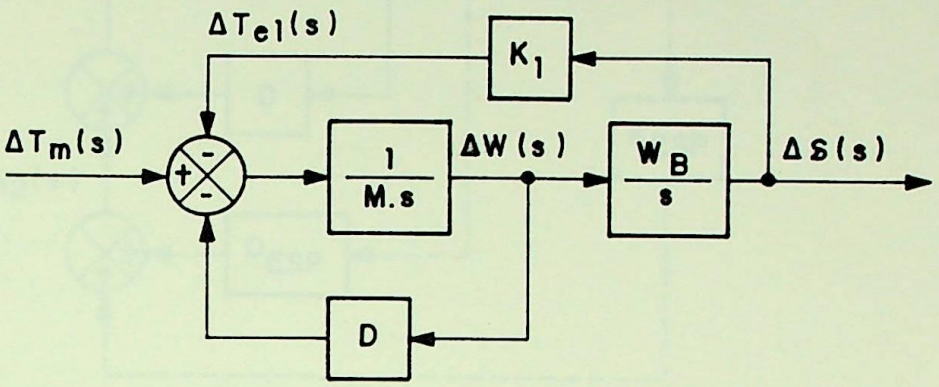


Fig. 2.14 : Diagrama de Blocos Simplificado Considerando Enlace de Fluxo Constante.

$$\frac{\Delta\delta(s)}{\Delta T_m(s)} = \frac{\dfrac{w_B}{M}}{s^2 + \dfrac{D.s}{M} + \dfrac{K_1.w_B}{M}} \qquad (2.45)$$

Colocando o denominador na forma padrão $s^2 + 2.\zeta.\omega_n.s + \omega_n^2 = 0$ e considerando oscilações fracamente amortecidas, ou seja, $\omega_d \cong \omega_n$, vem:

$$\lambda \cong -\sigma \pm j.\omega_n = -\frac{D}{2.M} \pm j.\sqrt{\frac{K_1.w_B}{M}} \qquad (2.46)$$

Adicionando o ESP ao gerador, as contribuições efetivas em termos de componente sincronizante e de amortecimento são representadas pelos parâmetros K_{ESP} e D_{ESP}. Logo a figura 2.14 passa a ser representada pela figura 2.15.

Para a figura 2.13, pode-se definir:

$$\frac{\Delta T_{e2}(s)}{\Delta W(s)} = GEP(s).G_{ESP}(s) = P(s) \qquad (2.47)$$

A figura 2.15 é apresentada a seguir:

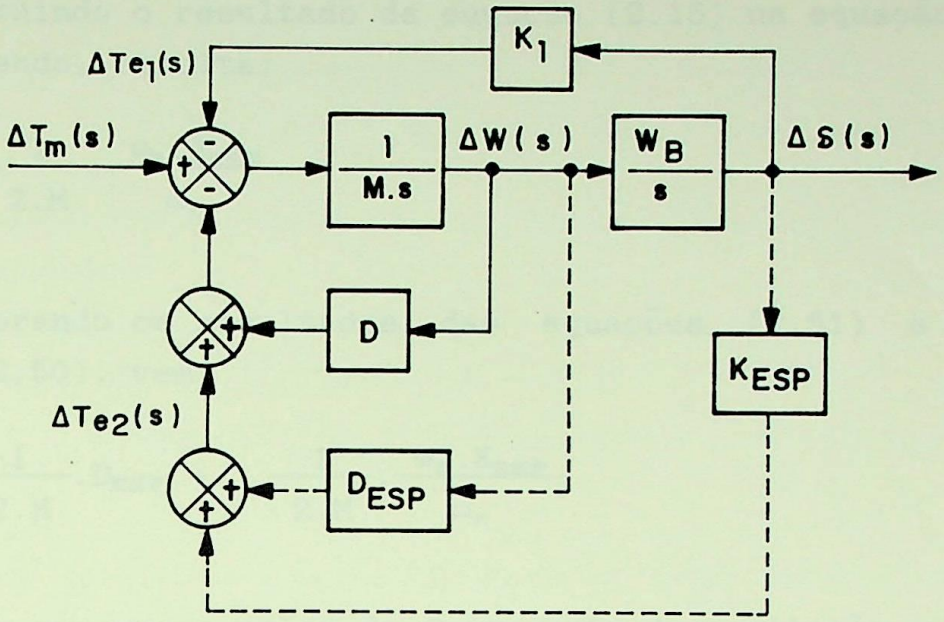


Fig. 2.15: Diagrama de Blocos Considerando a Ação do ESP.

Comparando as figuras 2.13 e 2.15, e utilizando a definição da expressão (2.47), vem:

$$\frac{\Delta T_{e2}(j\omega)}{\Delta W(j\omega)} = P(j\omega) = D_{ESP} - j.\frac{w_B}{\omega}.K_{ESP} \qquad (2.48)$$

Incluindo a contribuição do ESP, o autovalor viria dado pela expressão a seguir:

$$\lambda + \Delta\lambda \cong \frac{-(D + D_{ESP})}{2.M} \pm j.\sqrt{\frac{w_B.(K_1 + K_{ESP})}{M}} \qquad (2.49)$$

Considerando que a variação do autovalor $\Delta\lambda$ seja dada por:

$$\Delta\lambda \cong - \Delta\sigma + j.\Delta\omega_n \qquad (2.50)$$

e utilizando a equação (2.49), vem:

$$\Delta\sigma = \frac{1}{2.M}.D_{ESP} \qquad (2.51)$$

$$\omega_n + \Delta\omega_n \cong \sqrt{\frac{w_B.(K_1 + K_{ESP})}{M}} \qquad (2.52)$$

Substituindo o resultado da equação (2.13) na equação anterior e desenvolvendo, resulta:

$$\Delta\omega_n \cong \frac{1}{2.M}.\frac{w_B.K_{ESP}}{\omega_n} \qquad (2.53)$$

Considerando os resultados das equações (2.51) e (2.53) na equação (2.50), vem:

$$\Delta\lambda \cong \frac{-1}{2.M}.D_{ESP} + j.\frac{1}{2.M}.\frac{w_B.K_{ESP}}{\omega_n} \qquad (2.54)$$

Fazendo com que o valor da frequência de oscilação ω da equação (2.48) seja a frequência natural de oscilação (ω_n) e comparando-a com a equação (2.54), resulta:

$$\Delta\lambda \cong \frac{-1}{2.M}.P(j\omega_n) \qquad (2.55)$$

Observe na expressão anterior, que para uma característica de fase nula de $P(j\omega_n)$, os polos se moverão na direção negativa do plano complexo, o que implica em amortecimento positivo. Um atraso de fase na malha $P(j\omega_n)$ resulta em um aumento na frequência de oscilação ($\Delta\omega_n > 0$) e consequentemente um aumento no torque sincronizante positivo. Pelo exposto, conclui-se que nas situações onde se necessita de torque sincronizante não se deve compensar todo o atraso de fase.

Com a finalidade de avaliar as contribuições do estabilizador em termos de introdução de torque sincronizante e torque de amortecimento considere na figura 2.13 que o atraso de fase da malha GEP(s) seja θ, enquanto o avanço de fase do estabilizador seja γ. Desta forma, resulta para a malha de estabilização o seguinte:

$$\Delta T_{e2}(j\omega) = |\,GEP(j\omega)\,| \,.\, |\,G_{ESP}(j\omega)\,| \,\angle\, \theta + \gamma \,.\, \Delta W(j\omega) \qquad (2.56)$$

onde θ possui valor negativo e γ valor positivo.

Utilizando a forma retangular para a equação (2.56), vem:

$$\Delta T_{e2}(j\omega) = |GEP(j\omega)| . |G_{ESP}(j\omega)| . \cos(\theta + \gamma) . \Delta W(j\omega) + \\ + j . |GEP(j\omega)| . |G_{ESP}(j\omega)| . \operatorname{sen}(\theta + \gamma) . \Delta W(j\omega) \quad (2.57)$$

Considerando a figura 2.13, a equação (2.57) é reescrita da seguinte maneira:

$$\Delta T_{e2}(j\omega) = |GEP(j\omega)| . |G_{ESP}(j\omega)| . \cos(\theta + \gamma) . \Delta W(j\omega) + \\ j . |GEP(j\omega)| . |G_{ESP}(j\omega)| . \operatorname{sen}(\theta + \gamma) . \frac{j\omega}{w_B} . \Delta\delta(j\omega) \quad (2.58)$$

O torque de amortecimento introduzido pelo estabilizador é dado pela primeira parcela do 2º membro da equação (2.58), ou seja:

$$\Delta T_{e2.\,amort}(j\omega) = |GEP(j\omega)| . |G_{ESP}(j\omega)| . \cos(\theta + \gamma) . \Delta W(j\omega) \quad (2.59)$$

enquanto o torque sincronizante introduzido pelo estabilizador é expresso pela segunda parcela do 2º membro da equação (2.58). Desta forma vem:

$$\Delta T_{e2.\,sinc}(j\omega) = -|GEP(j\omega)| . |G_{ESP}(j\omega)| . \operatorname{sen}(\theta + \gamma) . \frac{\omega}{w_B} . \Delta\delta(j\omega) \quad (2.60)$$

Lembrando que, em termos absolutos a equação (2.22) é dada por:

$$\frac{\Delta\delta(j\omega)}{\Delta W(j\omega)} = \frac{w_B}{\omega}$$

e substituindo este resultado na equação (2.60), pode-se escrever que:

$$\Delta T_{e2.\,sinc}(j\omega) = -|GEP(j\omega)| . |G_{ESP}(j\omega)| . \operatorname{sen}(\theta + \gamma) . \Delta W(j\omega) \quad (2.61)$$

Considerando as equações (2.61) e (2.59), resulta:

$$\frac{\Delta T_{e2.\,sinc}(j\omega)}{\Delta T_{e2.\,amort}(j\omega)} = -\frac{\operatorname{sen}(\theta + \gamma)}{\cos(\theta + \gamma)} \quad (2.62)$$

Através da equação (2.62), conclui-se que, para situações onde o

valor absoluto do ângulo θ é maior que o valor absoluto do ângulo γ, o efeito do estabilizador é de aumentar o torque de amortecimento e ao mesmo tempo de introduzir um torque sincronizante positivo. Este desenvolvimento confirma que em condições operativas que apresentem insuficiência de torque sincronizante, o estabilizador também pode auxiliar, basta para isso que o mesmo não compense todo o atraso de fase introduzido pelo sistema de excitação.

Neste capítulo foram mostrados todos os conceitos relacionados à aplicação de estabilizadores de sistemas de potência. No próximo capítulo será feita uma revisão bibliográfica referente aos sinais adicionais estabilizantes.

CAPITULO 3

REVISAO BIBLIOGRAFICA PARA OS SINAIS ESTABILIZANTES

CAPÍTULO 3 - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA PARA OS SINAIS ESTABILIZANTES

3.1 - Considerações Iniciais

No capítulo anterior foi mostrado de que maneira a saída de um estabilizador, aplicada na referência do regulador de tensão, pode melhorar o amortecimento das oscilações eletromecânicas. Em todo desenvolvimento utilizou-se a variação de velocidade do eixo do gerador como sinal de entrada para a função de transferência do estabilizador.

Este capítulo tem como finalidade mostrar todas as contribuições relevantes relativas a sinais estabilizantes e levantar o estado da arte. Serão considerados também sinais alternativos para a entrada do estabilizador.

3.2 - Revisão Bibliográfica

O início dos estudos relacionados a sinais estabilizantes se deu após o fechamento da interligação das regiões Noroeste e Sudoeste dos Estados Unidos da América em outubro de 1964, quando oscilações periódicas de potência começaram a limitar a capacidade da transferência de potência entre tais sistemas. A estabilização da interconexão foi auxiliada inicialmente por torques gerados através de controle especial aplicado a uma unidade da usina Grand Coulee em Washington. A malha de controle usou como variável de entrada a frequência local, processando tal sinal através de avanço de fase da primeira derivada para compensar os atrasos de fase introduzidos pela unidade [42].

Schleif et al.[42]mostram como o amortecimento negativo gerado para certas frequências de oscilação pode ser compensado pelo desenvolvimento de torques sincronizantes e de amortecimento positivos através do sistema de regulação de velocidade.

Schleif et al.[20]mostram a influência dos sistemas de excitação na estabilidade do sistema elétrico. É mostrado que os sistemas de excitação de alta velocidade de resposta, com o objetivo de manter a tensão terminal constante, atrapalham o amortecimento das oscilações de potência nas linhas de transmissão. A solução foi utilizar sistemas de excitação rápidos para controlar a tensão, e

lançar mão de controle de excitação suplementar com uma função de transferência agindo na variação de frequência para melhorar o amortecimento das oscilações.

Os estudos conduzidos em 1965, com a finalidade de melhorar o amortecimento das oscilações inter-área de 0,1 Hz, observadas após o fechamento da linha de interligação de 230 KV entre as regiões Noroeste e Sudoeste dos EUA, mostraram que, quando novas interligações fossem construídas, as frequências de oscilação poderiam exceder a faixa de resposta do controle aplicado ao sistema de regulação de velocidade, especialmente para aquelas frequências de oscilação associadas com a estabilidade após contingências mais severas [20].

Resultados de estudos de estabilidade dinâmica aplicados ao sistema de transmissão do Peace River [46] mostraram que um sinal de variação de velocidade, devidamente processado, e aplicado às máquinas providas de excitatrizes estáticas produziriam amortecimento positivo.

Schleif et al.[20] mostram o uso de sinais alternativos para o controle suplementar. Simulações foram realizadas para mostrar a influência do estabilizador na estabilidade e amortecimento das oscilações de um sistema no qual o gerador estava ligado a um barramento infinito. A primeira tentativa foi utilizar uma função de transferência dada por:

$$\frac{\Delta V_{tref}(s)}{V_t(s)} = \frac{-T_1 . s}{1+T_2 . s} \quad ; \text{ no caso } \frac{\Delta V_{tref}(s)}{V_t(s)} = \frac{-s}{1+0,02.s}$$

Nestes estudos, a principal frequência de oscilação natural utilizada para sintetizar o controle suplementar, visando aumentar o amortecimento das oscilações dos geradores do Glen Canyon, foi 50 ciclos/minuto (0,83 Hz).

Com a finalidade de se obter uma base comparativa realizaram-se estudos com estabilizadores baseados em variação de frequência. O estabilizador usando variação de frequência era dado por:

$$\frac{\Delta V_{tref}(s)}{\Delta F(s)} = \frac{K.(1+s.T_1)(1+s.T_3)}{(1+s.T_2)(1+s.T_4)} \quad ; \text{ no caso}$$

$$\frac{\Delta V_{t\,ref}(s)}{\Delta F(s)} = \frac{7,3(1+s.0,5)(1+s.0,5)}{(1+s.0,045)(1+s.0,045)}$$

Os estudos utilizando dV_t/dt como sinal de entrada para o estabilizador mostraram que o amortecimento introduzido para certas frequências era levemente melhor quando comparado aos casos nos quais o gerador era dotado de regulador de tensão, porém não era tão bom quando o gerador era desprovido de regulação de tensão. Nos casos onde se utilizou variação de frequência como sinal de entrada para o estabilizador, observou-se que o amortecimento foi muito melhor.

DeMello e Concordia [Z1] desenvolveram os conceitos básicos relacionados à estabilidade da máquina síncrona, observando a influência do controle da excitação. Basicamente todo o desenvolvimento destes conceitos está contido no capítulo 2 deste trabalho de pesquisa. As principais contribuições do trabalho desenvolvido por tais autores foram:

- Estudar as características da estabilidade a pequenos impactos, para um sistema constituído de uma máquina suprindo um barramento infinito, e propor funções estabilizantes, obtidas de variação de velocidade, agindo na referência do regulador de tensão.

- Observar que para cada combinação de configuração e carregamento do sistema elétrico, existe uma variedade de funções de transferência que fornecem valores de fase e módulo adequados para a frequência de oscilação de interesse, e recomendar uma função de transferência com parâmetros definidos que cubra a faixa de possibilidades existentes, sendo que tal função é dada por:

$$\frac{\Delta V_{t\,ref}(s)}{\Delta W(s)} = K.\frac{s.T}{(1 + s.T)}.\frac{(1+s.T_1)^2}{(1+s.T_2)^2} \qquad (3.1)$$

Na equação anterior a faixa de valores proposta para os parâmetros é dada por:

$$T = 2 \text{ a } 4 \text{ seg}$$
$$T_1 = 0,1 \text{ a } 0,2 \text{ seg}$$

T_2 = 0,05 seg
K/T = 10 a 40

A diferença da função de transferência dada pela equação (3.1) para aquela definida na referência [20], consiste da introdução do termo Washout, dado por s.T/(1+s.T), com a finalidade de evitar modulação da referência do regulador de tensão em regime permanente.

Keay e South [22] propuseram um projeto do estabilizador do sistema de potência (ESP) baseado em variação de frequência. A variação de frequência (Δf) e a variação de velocidade do gerador (Δw) possuem valores muito próximos quando comparados em uma mesma base, ou seja, em p.u.. Logo, a topologia para um ESP baseado em variação de frequência é a mesma de um ESP baseado em variação de velocidade. O diagrama de blocos proposto por estes autores é dado como segue:

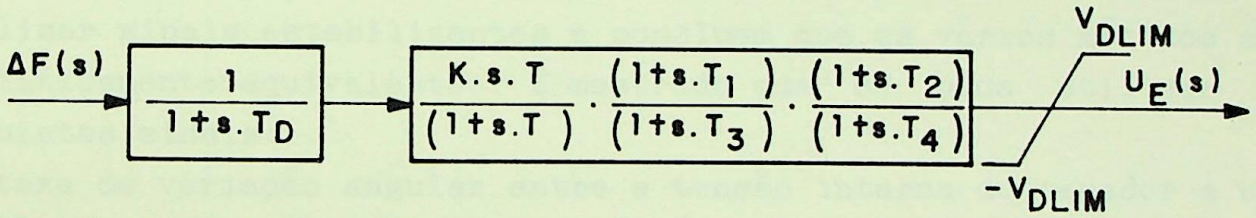


Fig. 3.1 : Diagrama de Blocos de um Estabilizador Baseado em Variação de Frequência.

Onde a faixa de valores proposta para os parâmetros é dada por:

$T_D \leq$ 0,040 seg
V_{DLIM} = 0 a 0,10 pu
T_3 e T_4 = 0,02 a 0,1 seg
T_1 e T_2 = 0,2 a 1,5 seg
T = 0,1 a 50 seg
K = 1 a 100 pu

Com a variação de frequência, o sinal estabilizante é obtido usando componentes estáticos e a susceptibilidade ao ruído elétrico dos problemas de oscilação torsional é reduzida. Qualquer movimento excêntrico ou lateral e oscilações torsionais em um transdutor montado no eixo resulta em ruído excessivo, requerendo filtragem especial. O ESP baseado em variação de frequência está livre deste

inconveniente, porém está exposto a influência de harmônicos gerados por cargas especiais.

As constantes de tempo de avanço servem para compensar o atraso de fase inerente aos sistemas de excitação, ao passo que as constantes de tempo de atraso são necessárias por considerações práticas relacionadas a ruído e deveriam, em geral, não ser menores que 1/10 do valor das constantes de tempo de avanço. O ganho permissível é limitado pela estabilidade da malha de controle suplementar e considerações de ruído.

Para prevenir o sinal de estabilização de causar modulação prolongada no caso de falha de algum componente do estabilizador, a saída do mesmo é monitorada. Este elemento de monitoração fornece um alarme e automaticamente desliga o sinal estabilizante caso a saída do estabilizador permaneça acima ou abaixo de um determinado nível por um intervalo de tempo pré-especificado.

Watson e Manchur [23] mostram a experiência da Ontario Hydro em utilizar sinais estabilizantes e concluem que os vários métodos são analiticamente equivalentes. É mostrado que se pode utilizar os seguintes sinais:

a) taxa de variação angular entre a tensão interna do gerador e uma tensão representativa do sistema ($p\delta$);

b) diferença entre a velocidade do gerador e a velocidade do sistema (Δw);

c) como inovação para a época, integral da variação da potência acelerante(ΔP_a);

É mostrado a seguir as considerações relativas aos tipos de sinais estabilizantes, feitas por tais autores:

a) Sinais utilizando a derivada do ângulo ($p\delta$)

Neste tipo de estabilizador o sinal de entrada é obtido da fase entre a tensão interna do gerador (E_{qd}) e uma tensão remota do sistema (E_s). Um transdutor de ângulo foi desenvolvido para fornecer um sinal dc, aproximadamente proporcional ao ângulo de fase. Este sinal foi derivado para obter-se o sinal de amortecimento requerido. Como desvantagens este método apresentava:

- Atrasos de tempo na medição, que implicava em uma perda de efetividade desta modalidade de estabilização;
- Variação na impedância do sistema vista dos terminais do gerador resultava em uma instabilidade do aparelho, quando a impedância do

sistema fosse muito menor que o valor utilizado na rede de simulação;

b) Sinais utilizando variação de velocidade (Δw)

Devido a sensibilidade da variação da tensão de campo em relação a variação de velocidade ser alta, o ruído no estabilizador baseado em velocidade deve ser mantido em um mínimo, porém somente um pouco de filtragem é permitido, uma vez que sua aplicação implica em uma redução de estabilização.

Para esta modalidade de estabilização tem sido prática desligar o sinal estabilizante para posições da válvula de admissão abaixo de 70%, com a finalidade de prevenir modulação excessiva da tensão de campo pela vibração torsional gerada na turbina.

c) Sinais utilizando integral da variação de potência acelerante ($\Delta P_a/p$)

A razão pela qual se pode utilizar a integral da variação da potência acelerante como sinal de entrada do estabilizador vem do fato da variação de velocidade poder ser obtida a partir desta grandeza, conforme mostra a expressão a seguir:

$$\Delta w(t) = \frac{1}{M} \cdot \int_{o}^{t} (\Delta P_m(\tau) - \Delta P_e(\tau)).d\tau \qquad (3.2)$$

Em alguns casos a variação da potência mecânica (ΔP_m) pode ser desprezada, e desta forma a variação de velocidade seria dada pela seguinte expressão:

$$\Delta w(t) = \frac{1}{M} \cdot \int_{o}^{t} - \Delta P_e(\tau).d\tau \qquad (3.3)$$

Na expressão anterior observa-se que a variação de velocidade pode ser obtida através de grandezas elétricas, o que consiste em uma grande vantagem.

Watson e Manchur [23] mostram que se pode utilizar processadores que combinam tensão e corrente do gerador para produzir uma tensão de eixo em quadratura, da qual a frequência corresponde à velocidade do eixo. A tensão de eixo em quadratura mencionada é dada por:

$$\dot{E}_{qd} = \dot{V}_t + j.X_q.\dot{I} \qquad (3.4)$$

Watson e Coultes [Z4] descrevem problemas mecânicos relacionados à estabilização suplementar. A preocupação com tais problemas tiveram início quando vibrações torsionais foram observadas nas grandes unidades térmicas com excitatrizes estáticas e utilizando sinais estabilizantes baseados na medição da variação de velocidade do eixo do gerador.

O sistema de medição consistia de 3 sensores magnéticos, dos quais os sinais coletados eram levados aos circuitos transdutores de frequência, cuja saída era um sinal dc proporcional às variações de velocidade (Δw) junto com uma componente de aceleração obtida por um ajuste de avanço de fase.

Com um registrador de alta sensibilidade foi possível distinguir algumas oscilações de frequência de aproximadamente 16 Hz. Foi confirmado que tais oscilações resultavam de interações torsionais das massas rotativas da turbina e do gerador e correspondia à frequência natural mais baixa.

Para esta situação o ganho e o avanço de fase do estabilizador foram ajustados para fornecer o amortecimento requerido, porém observou-se, através de resultado de teste no campo, amortecimento negativo para o modo de 16 Hz, o qual continuou até que o sinal estabilizante fosse removido.

Tornou-se necessário um entendimento melhor do fenômeno para análise, e se necessário para simulação. Neste estudo um modelo linearizado do gerador baseado nas equações de Park e testes de resposta em frequência foram utilizados. Com este modelo não foi possível reproduzir o comportamento da unidade em relação aos torques e frequências de oscilação em torno de 16 Hz.

Não era aparente a razão pela qual um sinal estabilizante aplicado ao sistema de excitação efetivamente amorteceria oscilações do gerador em 1,6 Hz, e deixaria de amortecer oscilações do mesmo gerador e respectiva turbina na frequência de 16 Hz.

Visando solucionar o problema, através de um modelo apropriado para o gerador, conseguiu-se um diagrama que mostrava a relação entre a variação do torque elétrico e o sinal de entrada do estabilizador considerando a malha de controle fechada. Através deste diagrama constatou-se amortecimento positivo para a frequência de 1,67 Hz, porém observou-se que na frequência de 16 Hz existia um atraso de fase de 134°, o que fornecia uma boa

explicação, uma vez que para ângulos de atraso maiores que 90° a ação da malha de estabilização é introduzir amortecimento negativo.

Uma possível solução era dotar a malha de estabilização de filtros elétricos, porém esta medida não foi aceita por questões de confiabilidade. O uso de sinais estabilizantes baseado em variação de potência acelerante foi então considerado. Para tanto seria necessário fornecer um sinal de variação de potência mecânica com alta sensibilidade e isto poderia ser muito difícil em uma usina térmica. Seria importante obter uma medição de velocidade onde nenhuma frequência torsional fosse excitada.

Visando obter um sinal de variação de velocidade livre de interação torsional, os sensores para a medição deveriam estar próximos ao nó da primeira frequência torsional, porém a posição exata do nó não é bem definida, o que se torna em um inconveniente. Desta forma, apesar do problema de confiabilidade citado, é útil incorporar um filtro que atenue todas as frequências torsionais. Como as características torsionais são inerentes às massas rotativas do conjunto turbina-gerador, o equipamento de estabilização deve ser projetado de forma específica para cada unidade.

Com o objetivo de fornecer uma alternativa para sinais estabilizantes livre de problema de natureza torsional, Bayne et al. [28] descrevem o estabilizador baseado em variação da potência de aceleração, no qual o sinal de variação de potência mecânica era obtido da medição da pressão do vapor.

O uso da potência acelerante como sinal de entrada para o controlador, visando fornecer amortecimento para as oscilações da máquina através do controle suplementar, tem vantagens significativas. Porém, a potência acelerante obtida a partir da potência elétrica e mecânica apresenta dificuldades em termos de medição. Um outro enfoque é obter uma ação estabilizante semelhante, realizada pela medição da potência elétrica e da frequência de uma tensão obtida a partir da corrente e da tensão terminal da máquina [29].

Reconhecendo que a potência mecânica é difícil de medir e que geralmente não apresenta variações significativas na faixa de frequências de oscilação de interesse, algumas aplicações de estabilização suplementar têm sido realizadas com sinais obtidos de

potência elétrica. Porém, nas situações onde podem existir ações substanciais do regulador de velocidade, atuação rápida da válvula de admissão e do controle automático da geração, por exemplo, durante variações rápidas da geração, um sinal estabilizante obtido da potência elétrica causará depressão temporária na tensão durante períodos de elevação da geração, uma vez que nesta situação a derivada da variação de velocidade é positiva e como a variação de potência elétrica é proporcional ao negativo desta grandeza, consequentemente introduzirá um sinal adicional negativo na referência do regulador de tensão. Nestes casos é interessante utilizar o processo de estabilização sugerido por DeMello et al. [29], que foi descrito anteriormente.

A principal razão para o uso de potência elétrica é porque tal grandeza é proporcional à taxa de variação de velocidade nas frequências de oscilação de interesse, e desta forma fornece uma maneira mais simples, menos sujeita a problemas de ruído, de obter o avanço de fase requerido para a estabilização. O esquema sugerido por DeMello et al. é mostrado a seguir:

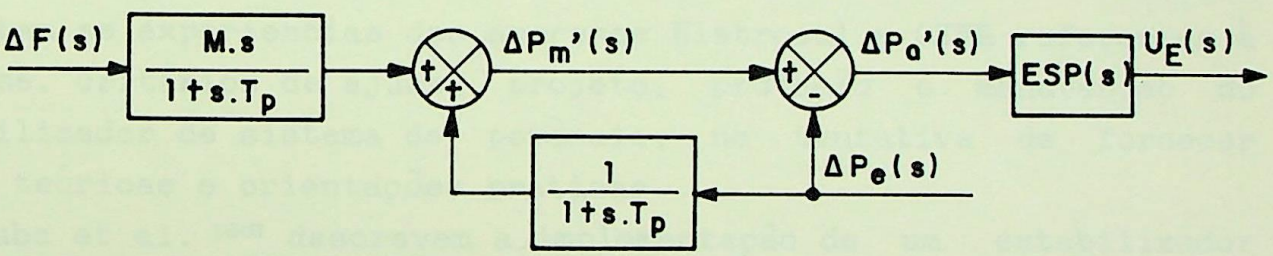


Fig. 3.2 : Esquema sugerido por DeMello et al.

No diagrama anterior a variação da potência mecânica ($\Delta P_m'$) é obtida da variação da potência elétrica e da taxa de variação da velocidade, ambas computadas através de um processador de constante de tempo denotada por T_p.

As principais vantagens deste esquema são:

a) Os efeitos da variação da potência mecânica são incluídos através de medições de grandezas puramente elétricas, uma vez que a variação de velocidade pode ser obtida pela medição da frequência da tensão do eixo em quadratura, conforme sugerido por Watson e Manchur [23];

b) Não existe necessidade de funções Washout para levar o sinal estabilizante para zero em regime permanente, como seria requerido

caso variações de potências elétrica e mecânica fossem obtidas separadamente;

c) A potência acelerante é preferida como sinal de entrada porque requer 90° a menos de avanço de fase comparativamente ao sinal de velocidade, e assim problemas de ruído são reduzidos;

d) Toda informação necessária para a ação estabilizante vem de medições de corrente e tensão do gerador, as quais estão disponíveis nos secundários dos TC´s e TP´s, e desta maneira os problemas de interação torsional do eixo não são excitados;

Lee et al.[32], dando continuidade e aplicando o esquema proposto por DeMello et al.[29], discutem a implementação desta modalidade de controle. Os resultados obtidos durante o comissionamento deste estabilizador para unidades térmicas e nucleares são reportados.

Soares e Zeni [35] sugerem técnicas de estabilização agindo em usinas hidráulicas. Os ESP´s usando potência elétrica, velocidade, frequência e potência acelerante são confrontados nos modos de oscilação problemáticos, ou seja, no modo local, inter-área e no modo relacionado ao sistema de excitação. Neste artigo, os autores reportam as experiências das empresas Eletrosul e CEEE referentes à análise, critérios de ajuste, projeto, proteção e manutenção do estabilizador de sistema de potência, na tentativa de fornecer bases teóricas e orientações práticas.

Czuba et al. [36] descrevem a implementação de um estabilizador de sistema de potência na usina de Ludington, no Canadá, na qual uma análise de autovalores foi realizada para caracterizar os modos de oscilação e avaliar o efeito da estabilização nestes. As considerações de projeto são revistas e as aplicações de hardware discutidas.

Kundur [37] descreve a experiência da Ontario Hydro no que se refere à aplicação de estabilizadores, bem como as considerações práticas que têm influenciado o desenvolvimento e aplicação de tais controladores. Desde meados da década de 1960, as unidades geradoras da Ontario Hydro têm sido equipadas com sistemas de excitação de alta velocidade de resposta e estabilizadores de sistema de potência. Esta solução veio da necessidade de melhorar o amortecimento das oscilações de potência durante a tentativa de transmitir cerca de 500 MW de potência das usinas hidráulicas do

Moose River na região norte, ao longo de aproximadamente 700 Km de transmissão em 500 KV, para o centro de carga na região sul do sistema referido [47].

Kundur [37] mostra a aplicação de ESP's tanto em usinas hidráulicas quanto em usinas térmicas, e descreve os tipos de sinais estabilizantes. É mostrado também, que basicamente, existem dois tipos diferentes de oscilação do sistema. Um tipo ocorre quando as unidades de uma usina oscilam em relação ao resto do sistema, sendo que tais oscilações são denominadas oscilações do modo local, e sua faixa de valores varia de 0,8 a 2 Hz. O segundo tipo de oscilações acontece quando várias máquinas de uma região oscilam contra máquinas de outra região do sistema, sendo que tais oscilações são referidas como oscilações do modo inter-área e sua faixa de valores varia de 0,1 a 0,7 Hz.

O ajuste dos parâmetros do estabilizador tem como meta contribuir positivamente para o amortecimento das oscilações dos modos local e inter-área.

Bollinger et al. [39] apresentam uma comparação entre estabilizadores baseados em potência acelerante e potência elétrica, e verificam, através de resultados de simulação, que ambos sinais estabilizantes têm um efeito de amortecimento muito semelhante. Os autores utilizam um sistema no qual o gerador está conectado a um barramento infinito, e o controlador é ajustado para fornecer amortecimento para o modo local.

Este capítulo abordou as contribuições mais relevantes no que se refere aos sinais estabilizantes e considerou sinais alternativos para a entrada do estabilizador. No próximo capítulo serão mostrados os critérios de ajuste e métodos de análise de estabilizadores de sistemas de potência.

CAPITULO 4

CRITERIOS DE AJUSTE
E
METODOS DE ANALISE

CAPÍTULO 4 - CRITÉRIOS DE AJUSTE E MÉTODOS DE ANÁLISE

4.1 - Considerações Iniciais

Os detalhes de implementação do estabilizador dependem do tipo do sinal de entrada, porém, para qualquer sinal estabilizante, o controlador deve compensar as características de fase e ganho do sistema de excitação, do gerador e do sistema de potência, que juntos determinam a função de transferência entre a saída do do estabilizador e a componente de torque elétrico, que pode ser modulada via controle da excitação. Esta compensação tem como finalidade produzir uma componente de torque elétrico que esteja em fase com variações de velocidade [31]. No próximo ítem serão mostradas as maneiras que se pode realizar o ajuste do ESP de forma a conseguir a compensação requerida.

4.2 - Critérios de Ajuste

O ajuste do controle suplementar pode ser realizado basicamente utilizando duas técnicas, a saber: compensação de fase e lugar das raízes. A compensação de fase consiste em ajustar o estabilizador de forma a compensar os atrasos de fase introduzidos pelo gerador, sistema de excitação e sistema de potência. Este é o enfoque mais simples, facilmente implementado no campo e largamente utilizado [31].

A síntese utilizando a técnica de lugar das raízes envolve deslocamento dos autovalores associados com os modos de oscilação do sistema de potência, através do ajuste de polos e zeros do estabilizador no plano complexo [27]. Este enfoque fornece esclarecimento adicional por trabalhar diretamente com as características de malha fechada do sistema de potência, diferentemente da natureza de malha aberta da técnica de compensação de fase, porém é mais complicado de aplicar no campo.

Estes métodos produzem valores fixos para os parâmetros do estabilizador, os quais são ajustados para uma certa configuração e um dado carregamento do sistema elétrico. Variações nas condições operativas e na configuração do sistema podem requerer um reajuste nos parâmetros do ESP.

Desta maneira a técnica usando controle adaptativo tem se tornado uma alternativa atraente para estabilizar o sistema de potência diante de diversas condições operativas. Essa técnica produz controladores auto-ajustáveis baseados na localização dos polos [38]. As dificuldades de aplicar esta técnica para a estabilização podem ser atribuídas a alguns fatores, entre os quais podem-se citar:

a) O grande número de parâmetros que muitas vezes necessitam ser ajustados simultaneamente;
b) A falta de informação exata em relação à variação dos parâmetros do sistema de potência;
c) O ruído presente na medição das grandezas do gerador;

A técnica de ajuste utilizada no presente trabalho de pesquisa seleciona os parâmetros do estabilizador visando posicionar de forma exata os autovalores associados ao modo de oscilação eletromecânico e está nos moldes do trabalho desenvolvido por Lim e Elangovan [15,33]. O desenvolvimento desta técnica é apresentado no ítem seguinte.

4.3 - Técnica de Ajuste do Estabilizador Através do Posicionamento de Autovalores

4.3.1 - Introdução

Com o objetivo de selecionar os parâmetros do ESP, de forma que a exata alocação dos autovalores relacionados ao modo mecânico seja conseguida, é mostrada uma metodologia generalizada.

O método de projetar o ESP com base no conceito de torque sincronizante e de amortecimento pode ser formulado como um problema de alocação de autovalores, desde que tais torques estejam relacionados às partes reais e imaginárias dos autovalores representativos do modo mecânico.

Quando o projeto do ESP é baseado na frequência complexa, isto é, $s = -\sigma + j.\omega$, não é observado desvio na alocação desejada.

O método apresentado independe da ordem do sistema e utiliza um processo de redução da matriz, cuja finalidade é obter uma equação

característica normalizada do segundo grau que rege os autovalores relacionados ao modo mecânico.

4.3.2 - Desenvolvimento da Técnica de Ajuste

Com o objetivo de aplicar a técnica de síntese do ESP, considere um sistema simples, no qual uma máquina síncrona está ligada a um um barramento infinito, conforme a figura 4.1 a seguir:

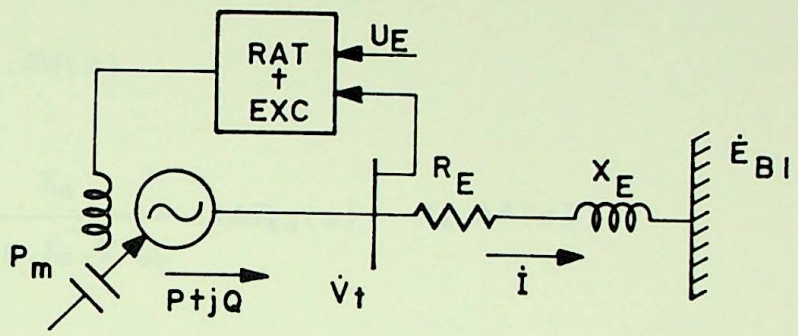


Fig. 4.1 : Máquina Ligada a um Barramento Infinito.

As estruturas do sistema de excitação e do ESP são representadas esquematicamente pela figura 4.2 a seguir:

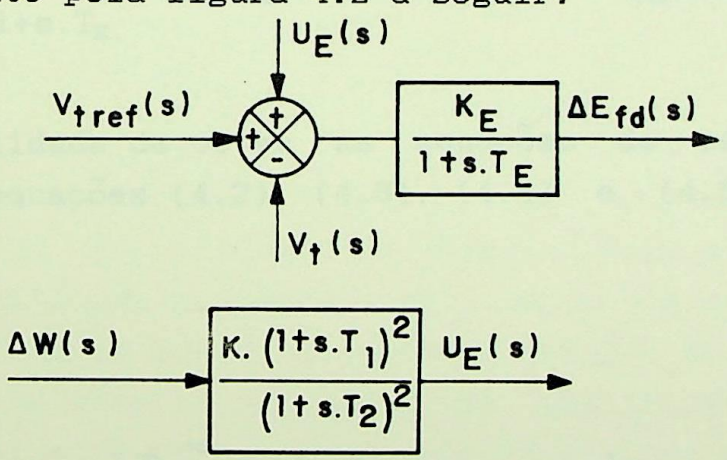


Fig. 4.2 : Estruturas do Sistema de Excitação e do ESP.

No desenvolvimento, o gerador será equipado com uma excitatriz de primeira ordem e o modelo da máquina poderá ser de terceira ou quinta ordem. A potência mecânica será considerada com valor constante.

A função de transferência do ESP é dada por:

$$\frac{U_E(s)}{\Delta W(s)} = K.\frac{1 + s.T_1}{1 + s.T_2} .\frac{1 + s.T_1}{1 + s.T_2} = F(s) \qquad (4.1)$$

Na equação anterior a constante de tempo T_2 possui valor pré-especificado.

A linearização do sistema apresentado na figura 4.1, sem considerar a introdução do ESP, é mostrada no Apêndice B, onde as equações representativas do sistema elétrico são dadas por:

$$\Delta W(s) = \frac{1}{2.H.s} .(\Delta T_m(s) - K_1.\Delta\delta(s) - K_2.\Delta E'_q(s) - D.\Delta W(s)) \quad (4.2)$$

$$\Delta\delta(s) = \frac{w_B}{s} .\Delta W(s) \quad (4.3)$$

$$\Delta E'_q(s) = \frac{K_3}{1+s.K_3.T'_{do}} .(\Delta E_{fd}(s) - K_4.\Delta\delta(s)) \quad (4.4)$$

Considerando o sistema de excitação de primeira ordem, resulta:

$$\Delta E_{fd}(s) = \frac{K_E}{1+s.T_E} .(\Delta V_{tref}(s) - K_5.\Delta\delta(s) - K_6.\Delta E'_q(s)) \quad (4.5)$$

Com a finalidade de obter as equações de estado do sistema elétrico, as equações (4.2), (4.3), (4.4) e (4.5) passam a ser dadas por:

$$\dot{\Delta\delta} = w_B.\Delta w \quad (4.6)$$

$$\dot{\Delta w} = \frac{-K_1}{M} .\Delta\delta - \frac{D}{M} .\Delta w - \frac{K_2}{M} .\Delta E'_q + \frac{1}{M} .\Delta T_m \quad (4.7)$$

$$\dot{\Delta E'_q} = -\frac{K_4}{T'_{do}}.\Delta\delta - \frac{1}{K_3.T'_{do}}.\Delta E'_q + \frac{1}{T'_{do}}.\Delta E_{fd} \quad (4.8)$$

$$\dot{\Delta E_{fd}} = -\frac{K_E.K_5}{T_E}.\Delta\delta - \frac{K_E.K_6}{T_E}.\Delta E'_q - \frac{1}{T_E}.\Delta E_{fd} + \frac{K_E}{T_E}.\Delta V_{tref} \quad (4.9)$$

As equações linearizadas (4.6), (4.7), (4.8) e (4.9) são

colocadas na forma matricial, mostrada a seguir:

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta\delta} \\ \dot{\Delta w} \\ \dot{\Delta E'_q} \\ \dot{\Delta E_{fd}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & w_B & 0 & 0 \\ \frac{-K_1}{M} & \frac{-D}{M} & \frac{-K_2}{M} & 0 \\ \frac{-K_4}{T'_{do}} & 0 & \frac{-1}{K_3 . T'_{do}} & \frac{1}{T'_{do}} \\ \frac{-K_E . K_5}{T_E} & 0 & \frac{-K_E . K_6}{T_E} & \frac{-1}{T_E} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta w \\ \Delta E'_q \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_E}{T_E} \end{bmatrix} . \Delta V_{tref} \tag{4.10}$$

Na equação matricial acima a variação do torque mecânico foi considerada nula. Considerando que a variável de saída seja a variação de velocidade, vem :

$$y = [\ 0\ 1\ 0\ 0\ ] . \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta w \\ \Delta E'_q \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix} \tag{4.11}$$

O desempenho do sistema da figura 4.1 frente a pequenas variações é analisado mediante a utilização das equações (4.10) e (4.11). Considerando que a variação da tensão de referência seja efetuada somente através da malha de realimentação do ESP, as equações (4.10) e (4.11) passam a ser reescritas por:

$$\dot{\bar{X}} = \bar{A} . \bar{X} + \bar{B} . u_E \tag{4.12}$$

$$y = \bar{C} . \bar{X} \tag{4.13}$$

onde $\bar{X}^T = [\ \Delta\delta\ \Delta w\ \Delta E'_q\ \Delta E_{fd}\ ]$

Sem nenhuma perda de generalidade assumiu-se que:

a) Os 1º e 2º elementos do vetor de estado $\bar{X}$ serão respectivamente

a variação do ângulo $\Delta\delta$ e a variação de velocidade Δw;

b) O último elemento do vetor de estado representará a variação da tensão de campo ΔE_{fd}.

Usando a equação (4.1) e aplicando a transformada de Laplace nas equações (4.12) e (4.13) vem :

$$s.\bar{X}(s) = \bar{A}.\bar{X}(s) + \bar{B}.U_E(s) \qquad (4.14)$$

$$Y(s) = \bar{C}.\bar{X}(s) = \Delta W(s) \qquad (4.15)$$

$$U_E(s) = F(s).\Delta W(s) \qquad (4.16)$$

Combinando as equações (4.14), (4.15) e (4.16) pode-se escrever que:

$$s.\bar{X}(s) = [\ \bar{A} + \bar{B}.\bar{C}.F(s)\ ].\bar{X}(s) \qquad (4.17)$$

Definindo

$$\overline{\Delta A} \triangleq \bar{B}.\bar{C}.F(s) \qquad (4.18)$$

a equação representativa do sistema é reescrita da seguinte maneira:

$$s.\bar{X}(s) = [\ \bar{A} + \overline{\Delta A}\ ].\bar{X}(s) \qquad (4.19)$$

Após desenvolver e examinar a matriz $\overline{\Delta A}$ constata-se que :

$\Delta A(i,j) = 0$ para todo i,j , exceto
$\Delta A(4,2) = b.F(s)$
onde $b = K_E/T_E$

Os autovalores do sistema de malha fechada são as raízes da equação característica dada por:

$$\det [\ s.\bar{I} - (\ \bar{A} + \overline{\Delta A}\ )] = 0 \qquad (4.20)$$

Com a finalidade de calcular os autovalores representativos do modo mecânico, é descrita, a seguir, uma técnica de redução da equação (4.12) para um sistema de segunda ordem, que leva em conta as variáveis: variação do ângulo ($\Delta\delta$) e a variação de velocidade (Δw).

Para as equações (4.10) e (4.11) é aplicada uma transformação de similaridade. Desta forma vem:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{X}}_1 \\ \dot{\bar{X}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{X}_1 \\ \bar{X}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \end{bmatrix} \cdot u \qquad (4.21)$$

$$y = \begin{bmatrix} \bar{C}_1 & \bar{C}_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{X}_1 \\ \bar{X}_2 \end{bmatrix} \qquad (4.22)$$

onde:

$$\bar{X}_1 = \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta w \end{bmatrix} \quad \bar{X}_2 = \begin{bmatrix} \Delta E'_q \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix} \quad \bar{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \bar{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix}$$

$$\bar{C}_1 = [\ 0\ 1\ ] \quad \bar{C}_2 = [\ 0\ 0\ ]$$

$$\bar{A}_{11} = \begin{bmatrix} 0 & w_B \\ \dfrac{-K_1}{M} & \dfrac{-D}{M} \end{bmatrix} \qquad \bar{A}_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \dfrac{-K_2}{M} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{A}_{21} = \begin{bmatrix} \dfrac{-K_4}{T'_{do}} & 0 \\ \dfrac{-K_E \cdot K_5}{T_E} & 0 \end{bmatrix} \qquad \bar{A}_{22} = \begin{bmatrix} \dfrac{-1}{K_3 \cdot T'_{do}} & \dfrac{1}{T'_{do}} \\ \dfrac{-K_E \cdot K_6}{T_E} & \dfrac{-1}{T_E} \end{bmatrix}$$

Aplicando a transformada de Laplace para a equação (4.21) resulta:

$$s.\bar{X}_1(s) = \bar{A}_{11}.\bar{X}_1(s) + \bar{A}_{12}.\bar{X}_2(s) + \bar{B}_1.U(s) \qquad (4.23)$$

$$s.\bar{X}_2(s) = \bar{A}_{21}.\bar{X}_1(s) + \bar{A}_{22}.\bar{X}_2(s) + \bar{B}_2.U(s) \qquad (4.24)$$

Da equação (4.24) vem:

$$\bar{X}_2(s)=(s.\bar{I}-\bar{A}_{22})^{-1}.\bar{A}_{21}.\bar{X}_1(s)+(s.\bar{I}-\bar{A}_{22})^{-1}.\bar{B}_2.U(s) \qquad (4.25)$$

Substituindo a equação (4.25) na expressão (4.23) vem :

$$s.\bar{X}_1(s) = \bar{A}_{11}.\bar{X}_1(s) + \bar{A}_{12}.(s.\bar{I} - \bar{A}_{22})^{-1}.\bar{A}_{21}.\bar{X}_1(s) + [\bar{B}_1 + \bar{A}_{12}.(s.\bar{I} - \bar{A}_{22})^{-1}.\bar{B}_2].U(s)$$

ou

$$s.\bar{X}_1(s) = [\bar{A}_{11} + \bar{A}_{12}.(s.\bar{I} - \bar{A}_{22})^{-1}.\bar{A}_{21}].\bar{X}_1(s) + [\bar{B}_1 + \bar{A}_{12}.(s.\bar{I} - \bar{A}_{22})^{-1}.\bar{B}_2].U(s) \qquad (4.26)$$

Definindo a matriz característica reduzida como:

$$\bar{A}_r = \bar{A}_{11} + \bar{A}_{12}.(s.\bar{I} - \bar{A}_{22})^{-1}.\bar{A}_{21} \qquad (4.27)$$

e analisando somente em termos de autovalores, a equação (4.26) passa a ser dada por :

$$s.\bar{X}_1(s) = \bar{A}_r.\bar{X}_1(s) \qquad (4.28)$$

Cabe ressaltar que o determinante da matriz deve ser diferente de zero, e a dimensão da matriz $\bar{A}_{11}$ deve ser 2x2.

Os autovalores do sistema de malha aberta são calculados a partir da equação (4.28), e são dados por:

$$\det[s.\bar{I} - \bar{A}_r] = s^2 + f_1.s + f_2 = 0 \qquad (4.29)$$

onde f_1 e f_2 são obtidos em função dos valores dos elementos das sub-matrizes $\bar{A}_{11}$, $\bar{A}_{12}$, $\bar{A}_{21}$, $\bar{A}_{22}$. Para se determinar a matriz $\bar{A}_r$,

inicialmente calculam-se os autovalores da matriz $\bar{A}$ da equação (4.14). Através do conhecimento dos autovalores relacionados ao modo eletromecânico $s = -\sigma \pm j.\omega$, substitui-se o valor de $s = -\sigma + j.\omega$ na equação (4.27).

Com a finalidade de melhorar o desempenho dinâmico do sistema, o ESP dado pela equação (4.1) é introduzido. No projeto do controle da excitação um valor não menor que 0,02 é normalmente pré-especificado para a constante T_2. No desenvolvimento o valor de T_2 será fixado.

Para um sistema elétrico do tipo da figura 4.1, com amortecimento pobre ou até negativo, o ESP deve ser introduzido com a finalidade de fornecer amortecimento adicional para o modo mecânico de oscilação, sob uma grande faixa de condições operativas.

Na formulação através da alocação de autovalores, os parâmetros do ESP devem ser calculados de forma que o modo mecânico possua uma quantia desejada de amortecimento ζ_{des} . Desta forma, o objetivo passa a ser o de determinar os valores dos parâmetros K e T_1 da equação (4.1).

O valor do autovalor relacionado ao modo mecânico em malha aberta é dado por :

$$s = -\zeta.\omega_n \pm j.(1 - \zeta^2)^{1/2}.\omega_n \qquad (4.30)$$

O valor desejado para o autovalor relacionado ao modo mecânico em malha fechada é dado por :

$$s_{des} = -\zeta_{des}.\omega_n \pm j.(1 - \zeta_{des}^2)^{1/2}.\omega_n \qquad (4.31)$$

Da equação (4.31) observa-se que o valor da frequência natural de oscilação ω_n não foi alterado, o que implica em manter constante o torque sincronizante, durante a tentativa de melhorar o torque de amortecimento.

Considerando uma partição da matriz $\overline{\Delta A}$ em 4 sub-matrizes da mesma forma que a equação (4.21), observa-se que:

$$\overline{\Delta A_{12}} = \overline{\Delta A_{11}} = \overline{\Delta A_{22}} = 0$$
$$\overline{\Delta A_{21}} \neq 0 \qquad (4.32)$$

Aplicando o processo de redução para a matriz $\bar{A} + \overline{\Delta A}$, vem:

$$\bar{A}_r + \overline{\Delta A_r} = \bar{A}_{11} + \bar{A}_{12}.(s.\bar{I} - \bar{A}_{22})^{-1}.(\bar{A}_{21} + \overline{\Delta A_{21}}) \qquad (4.33)$$

Considerando as equações (4.27) e (4.33) vem :

$$\overline{\Delta A_r} = \bar{A}_{12}.(s.\bar{I} - \bar{A}_{22})^{-1}.\overline{\Delta A_{21}} \qquad (4.34)$$

onde

$$\overline{\Delta A_{21}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & b.F(s) \end{bmatrix}$$

Com o objetivo de se ter uma melhor visualização, deve-se desenvolver a equação (4.34). Desta forma, resulta:

$$\overline{\Delta A_r} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \dfrac{-K_2}{M} & 0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} s + \dfrac{1}{K_3 . T'_{do}} & -\dfrac{1}{T'_{do}} \\ \dfrac{K_E . K_6}{T_E} & s + \dfrac{1}{T_E} \end{bmatrix}^{-1} . \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & b.F(s) \end{bmatrix} \qquad (4.35)$$

No cálculo de $(s.\bar{I} - \bar{A}_{22})^{-1}$ das equações (4.34) e (4.35) deve-se substituir o autovalor do modo mecânico $s = -\sigma + j.\omega$, calculado em malha aberta, na variável s. Desta forma a matriz $(s.\bar{I} - \bar{A}_{22})^{-1}$ passa a ser conhecida, e para efeito de cálculo de $\overline{\Delta A_r}$, pode-se considerá-la como:

$$(s.\bar{I} - \bar{A}_{22})^{-1} = \begin{bmatrix} l & n \\ m & o \end{bmatrix} \qquad (4.36)$$

Substituindo a expressão (4.36) em (4.35), vem:

$$\overline{\Delta A_r} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & t.F(s) \end{bmatrix} \qquad (4.37)$$

onde

$$t = -\frac{K_2}{M}.n.b \qquad (4.38)$$

Desenvolvendo a equação (4.27), obtém-se:

$$\bar{A}_r = \begin{bmatrix} A_{r11} & A_{r12} \\ A_{r21} & A_{r22} \end{bmatrix}$$

Os autovalores relacionados à matriz $\bar{A}_r$ são dados por:

$$\det\begin{bmatrix} s-A_{r11} & -A_{r12} \\ -A_{r21} & s-A_{r22} \end{bmatrix} = 0$$

ou

$$s^2 - (A_{r11}+A_{r22}).s + A_{r11}.A_{r22} - A_{r21}.A_{r12} = 0 \qquad (4.39)$$

No processo de formação da matriz $\bar{A}_r$ observa-se sempre que o valor de A_{r11} é nulo. Desta forma a equação (4.39) é reescrita da seguinte forma:

$$s^2 - A_{r22}.s - A_{r21}.A_{r12} = 0 \qquad (4.40)$$

Comparando a equação (4.40) com a equação (4.29),vem :

$$f_1 = -A_{r22}$$

$$f_2 = -A_{r21}.A_{r12} \qquad (4.41)$$

Os autovalores relacionados ao modo mecânico em malha fechada são calculados a partir de:

$$\det[\, s.\bar{I} - (\bar{A}_r + \overline{\Delta A_r})] = 0 \qquad (4.42)$$

Substituindo a expressão (4.37) na equação (4.42) e considerando que $A_{r11} = 0$, vem:

$$\det\begin{bmatrix} s & -A_{r12} \\ -A_{r21} & s-A_{r22}-t.F(s) \end{bmatrix} = 0$$

ou

$$s^2 - A_{r22}.s - A_{r21}.A_{r12} = s.t.F(s) \qquad (4.43)$$

Definindo

$$f_3 = t \qquad (4.44)$$

e considerando o par de equações dado por (4.41) na equação (4.43), resulta :

$$s^2 + f_1.s + f_2 = f_3.s.F(s) \qquad (4.45)$$

Da equação (4.45), observa-se que os autovalores relacionados ao modo mecânico são funções dos parâmetros K e T_1. Deseja-se determinar os valores de K e T_1 de forma que os autovalores do modo mecânico possuam valores dados pela equação (4.31). Desta forma a equação (4.45) passa a ser dada por:

$$s_{des}^2 + f_1.s_{des} + f_2 = f_3.s_{des}.K.\frac{(1 + s_{des}.T_1)^2}{(1 + s_{des}.T_2)^2} \qquad (4.46)$$

Na equação (4.46) o autovalor desejado é dado por:

$$s_{des} = -\sigma_{des} + j.\omega_{des}$$

onde

$$-\sigma_{des} = -\zeta_{des}.\omega_n \qquad (4.47)$$

$$\omega_{des} = (1 - \zeta_{des}^2)^{1/2}.\omega_n \qquad (4.48)$$

A equação (4.46) é uma equação característica que descreve o efeito do ESP nos autovalores do modo mecânico. Assim, o problema do projeto do ESP consiste em determinar os valores de K e T_1 da equação (4.46).

Definindo

$$K.(1 + s_{des}.T_1)^2 = R \angle \theta \qquad (4.49)$$

e comparando com a equação (4.46) vem:

$$R \angle \theta = \frac{(s_{des}^2 + f_1.s_{des} + f_2).(1 + s_{des}.T_2)^2}{f_3.s_{des}} \qquad (4.50)$$

Equacionando módulo e ângulo da equação (4.49) e considerando $s_{des} = -\sigma_{des} + j.\omega_{des}$, resulta:

$$K.(1 - T_1.\sigma_{des} + j.T_1.\omega_{des})^2 = R \angle \theta \qquad (4.51)$$

Comparando os ângulos dos dois lados da equação (4.51) vem:

$$T_1 = \frac{1}{[\ \sigma_{des} + \omega_{des}.\mathrm{cotg}(\theta/2)\ ]} \qquad (4.52)$$

Da equação de módulo de (4.49) resulta:

$$K = \frac{R}{|\ 1 + s_{des}.T_1\ |^2} \qquad (4.53)$$

Uma outra forma de se calcular os parâmetros K e T_1 é abordada no ítem seguinte.

4.3.3 - Segunda Técnica de Ajuste

A segunda técnica de projeto do ESP explora a estrutura das equações linearizadas do sistema elétrico, e como resultado o esforço computacional é consideravelmente reduzido [15]. O desenvolvimento do método é apresentado a seguir.

Considere as seguintes equações:

$$s.\bar{X}(s) = \bar{A}.\bar{X}(s) + \bar{B}.U(s) \qquad (4.54)$$

$$Y(s) = \bar{C}.\bar{X}(s) \qquad (4.55)$$

onde

$$\bar{B} = [\ 0 \quad 0 \quad 0 \quad K_E/T_E\ ]^T$$

$$\bar{C} = [\ 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0\ ]$$

No caso mais genérico

$$\bar{B} = [\ 0 \ldots 0 \quad b_i \quad 0 \ldots 0\ ]^T$$

$$\bar{C} = [\ 0 \ldots 0 \quad c_j \quad 0 \ldots 0\ ]$$

onde

b_i é o i-ésimo elemento de $\bar{B}$
c_j é o j-ésimo elemento de $\bar{C}$
U(s) é o sinal de controle

De acordo com as equações (4.1), (4.15) e (4.16) vem:

$$\frac{U_E(s)}{Y(s)} = K.\frac{(1+s.T_1)^2}{(1+s.T_2)^2} = F(s) \qquad (4.56)$$

Combinando as equações (4.54) e (4.55) obtém-se a função de transferência de malha aberta, a qual é dada por:

$$FT_{ma} = \frac{Y(s)}{U(s)} = \bar{C}.(s.\bar{I} - \bar{A})^{-1}.\bar{B} \qquad (4.57)$$

Em malha aberta o sinal de controle é representado pela variação

da tensão de referência do regulador de tensão. Desta forma o diagrama de blocos representativo da equação (4.57) é dado pela figura 4.3 a seguir:

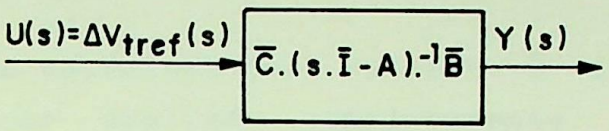


Fig. 4.3 : Diagrama de Blocos do Sistema em Malha Aberta.

Com a inclusão do ESP como uma realimentação positiva, a figura 4.3 passa a ser dada pela figura 4.4 a seguir:

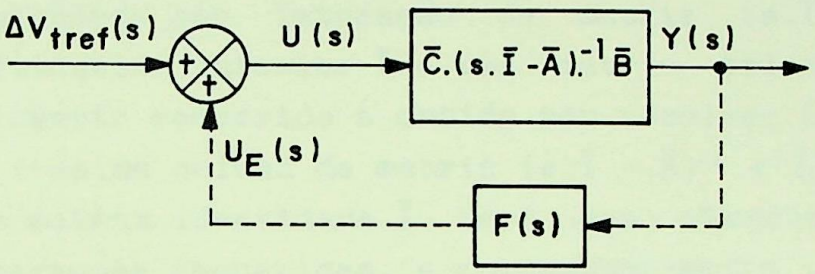


Fig. 4.4 : Diagrama de Blocos com a Inclusão do ESP.

A função de transferência em malha fechada da figura 4.4 é expressa por:

$$FT_{mf} = \frac{\bar{C}.(s.\bar{I} - \bar{A})^{-1}.\bar{B}}{1 - \bar{C}.(s.\bar{I} - \bar{A})^{-1}.\bar{B}\ .F(s)} \qquad (4.58)$$

A equação característica representativa da FT dada por (4.58) é:

$$1 - \bar{C}.(s.\bar{I} - \bar{A})^{-1}.\bar{B}.F(s) = 0 \qquad (4.59)$$

Os autovalores da equação (4.59) são funções dos valores dos parâmetros do estabilizador. Desta forma a FT do estabilizador pode ser escrita da seguinte maneira:

$$F(s) = \frac{1}{\bar{C}.(s.\bar{I} - \bar{A})^{-1}.\bar{B}} \qquad (4.60)$$

Da equação (4.60) os parâmetros do estabilizador (K, T_1) podem

ser calculados, por atribuir o valor desejado ao autovalor do modo eletromecânico s_{des} para o valor de s.

As vantagens do segundo método são:

a) em vista da estrutura dos vetores $\bar{B}$ e $\bar{C}$, $(s.\bar{I} - \bar{A})^{-1}$ não necessita ser avaliado completamente. É suficiente computar somente o elemento da j-ésima linha e i-ésima coluna da matriz $(s.\bar{I} - \bar{A})^{-1}$;

b) o elemento requerido acima pode ser mais eficientemente calculado por fatoração da matriz $(s.\bar{I} - \bar{A})$ em uma matriz triangular inferior $\bar{L}$ e uma matriz triangular superior $\bar{U}$. O elemento requerido é obtido por resolver $\bar{L}.\bar{U}.\bar{V}_i = \bar{I}_i$, onde $\bar{V}_i$ é a i-ésima coluna da matriz $(s.\bar{I} - \bar{A})^{-1}$ e $\bar{I}_i$ é a i-ésima coluna da matriz identidade $\bar{I}$. Deve ser observado que o número de operações requeridas, e consequentemente o tempo computacional, pode ser reduzido por explorar a esparsidade do vetor $\bar{I}_i$.

Aplicando o valor desejado para o autovalor do modo mecânico na equação (4.60) resulta:

$$K.\frac{(1 + s_{des}.T_1)^2}{(1 + s_{des}.T_2)^2} = \frac{1}{\bar{C}.(s_{des}.\bar{I} - \bar{A})^{-1}.\bar{B}} = a + j.b \qquad (4.61)$$

Do segundo membro da equação (4.61) vem:

$$a + j.b = \frac{1}{\bar{C}.(s_{des}.\bar{I} - \bar{A})^{-1}.\bar{B}} \qquad (4.62)$$

Com os valores calculados de a e b da equação anterior, e considerando a equação (4.61) obtém-se:

$$K.\frac{(1+s_{des}.T_1)^2}{(1+s_{des}.T_2)^2} = a + j.b \qquad (4.63)$$

Denotando $s_{des} = -\sigma_{des} + j.\omega_{des}$ e substituindo em (4.63) vem:

$$K.\frac{(1 - \sigma_{des}.T_1 + j.\omega_{des}.T_1)^2}{(1 - \sigma_{des}.T_2 + j.\omega_{des}.T_2)^2} = (a^2 + b^2)^{1/2}.\angle\, arctg(b/a) \qquad (4.64)$$

Definindo

$$M_{AB} \triangleq (a^2 + b^2)^{1/2}$$

$$\theta_{AB} \triangleq arctg(b/a)$$

$$N_o \triangleq (1 - \sigma_{des}.T_1)^2 + (\omega_{des}.T_1)^2$$

$$\theta_N \triangleq arctg [(\omega_{des}.T_1)/(1 - \sigma_{des}.T_1)]$$

$$D_o \triangleq (1 - \sigma_{des}.T_2)^2 + (\omega_{des}.T_2)^2$$

$$\theta_D \triangleq arctg [(\omega_{des}.T_2)/(1 - \sigma_{des}.T_2)]$$

e substituindo tais definições em (4.64), resulta:

$$\frac{K.N_o.\angle\, 2.\theta_N}{D_o.\angle\, 2.\theta_D} = M_{AB}\angle\, \theta_{AB} \qquad (4.65)$$

De (4.65), vem:

$$2.(\theta_N - \theta_D) = \theta_{AB}$$

ou

$$\theta_N = \theta_{AB}/2 + \theta_D \qquad (4.66)$$

Da definição de θ_N, vem:

$$arctg [(\omega_{des}.T_1)/(1 - \sigma_{des}.T_1)] = \theta_{AB}/2 + \theta_D \qquad (4.67)$$

Desenvolvendo a expressão (4.67), resulta :

$$T_1 = \frac{tg(\theta_{AB}/2 + \theta_D)}{\omega_{des} + \sigma_{des}.tg(\theta_{AB}/2 + \theta_D)} \qquad (4.68)$$

Com o valor de T_1 calculado pela expressão anterior, o valor de N_o é calculado por:

$$N_o = (1 - \sigma_{des}.T_1)^2 + (\omega_{des}.T_1)^2 \qquad (4.69)$$

De (4.65) pode-se obter:

$$K.\frac{N_o}{D_o} = M_{AB}$$

ou

$$K = \frac{D_o.M_{AB}}{N_o} \qquad (4.70)$$

Os dois métodos apresentados para cálculo dos parâmetros do estabilizador (K e T_1) precisam ser validados. Os métodos de validação do projeto do ESP se encontram no próximo ítem.

4.3.4 - Validação da Síntese do ESP

A validação da síntese do ESP é realizada através de duas técnicas. A primeira consiste em calcular os autovalores de malha fechada e comparar o autovalor do modo mecânico com o valor pré-especificado (desejado). A segunda técnica é observar o comportamento dos resultados da simulação não-linear no tempo.

É mostrado a seguir o desenvolvimento da primeira técnica de validação.

No Apêndice C, é derivada a descrição espaço-estado do ESP, que é reproduzida a seguir:

$$\dot{\bar{Z}} = \bar{G}.\bar{Z} + \bar{L}.y \qquad (4.71)$$

$$u_E = \bar{H}.\bar{Z} + \bar{E}.y \qquad (4.72)$$

Considerando que a variação da tensão de referência seja nula, o sistema em malha aberta é representado pelas equações a seguir:

$$\dot{\bar{X}} = \bar{A}.\bar{X} + \bar{B}.u_E \qquad (4.73)$$

$$y = \bar{C}.\bar{X} \qquad (4.74)$$

Substituindo (4.72) em (4.73), vem :

$$\dot{\bar{X}} = \bar{A}.\bar{X} + \bar{B}.(\bar{H}.\bar{Z} + \bar{E}.y) \qquad (4.75)$$

Através da substituição da equação (4.74) em (4.75), resulta:

$$\dot{\bar{X}} = (\bar{A} + \bar{B}.\bar{E}.\bar{C}).\bar{X} + \bar{B}.\bar{H}.\bar{Z} \qquad (4.76)$$

Substituindo a equação (4.74) na equação (4.71), vem :

$$\dot{\bar{Z}} = \bar{G}.\bar{Z} + \bar{L}.\bar{C}.\bar{X} \qquad (4.77)$$

Combinando as equações (4.76), (4.77) e (4.74) na forma matricial, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{X}} \\ \dot{\bar{Z}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A} + \bar{B}.\bar{E}.\bar{C} & \bar{B}.\bar{H} \\ \bar{L}.\bar{C} & \bar{G} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} \bar{X} \\ \bar{Z} \end{bmatrix} \qquad (4.78)$$

Para a equação de saída ,vem:

$$[y] = [\ \bar{C}\ \ \bar{0}\ ] . \begin{bmatrix} \bar{X} \\ \bar{Z} \end{bmatrix} \qquad (4.79)$$

De (4.78) e (4.79) pode-se escrever que :

$$\dot{\bar{x}} = \bar{\mathcal{A}}.\bar{x} \qquad (4.80)$$

$$y = \bar{\mathcal{C}}.\bar{x} \qquad (4.81)$$

onde:

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{X}} \\ \dot{\bar{Z}} \end{bmatrix} \qquad \bar{\mathcal{A}} = \begin{bmatrix} \bar{A}+\bar{B}.\bar{E}.\bar{C} & \bar{B}.\bar{H} \\ \bar{L}.\bar{C} & \bar{G} \end{bmatrix} \qquad \bar{\mathcal{C}} = \begin{bmatrix} \bar{C} & \bar{0} \end{bmatrix} \tag{4.82}$$

Considerando as matrizes $\bar{G}$, $\bar{L}$, $\bar{H}$ e $\bar{E}$ do Apêndice C e as matrizes $\bar{A}$, $\bar{B}$ e $\bar{C}$ das equações (4.10) e (4.11) é possível escrever a matriz característica de malha fechada, que é dada por:

$$\bar{\mathcal{A}} = \left[\begin{array}{c|c|c|c|c|c} 0 & w_B & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_1}{M} & \dfrac{-D}{M} & \dfrac{-K_2}{M} & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_4}{T'_{do}} & 0 & \dfrac{-1}{K_3.T'_{do}} & \dfrac{1}{T'_{do}} & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_E.K_5}{T_E} & \dfrac{K_E.K.T_1^2}{T_E.T_2^2} & \dfrac{-K_E.K_6}{T_E} & \dfrac{-1}{T_E} & \dfrac{K_E.T_1}{T_E.T_2} & \dfrac{K_E}{T_E} \\ 0 & \dfrac{K.(T_2-T_1)}{T_2^2} & 0 & 0 & \dfrac{-1}{T_2} & 0 \\ 0 & \dfrac{K.T_1.(T_2-T_1)}{T_2.T_2^2} & 0 & 0 & \dfrac{T_2-T_1}{T_2^2} & \dfrac{-1}{T_2} \end{array}\right]$$

A matriz característica anterior leva em conta a influência do ESP no desempenho do sistema.

A validação através de simulação não linear no tempo será mostrada no Capítulo 6.

CAPITULO 5

APLICACOES REFERENTES A INTRODUCAO DE ESP'S

CAPÍTULO 5 - APLICAÇÕES REFERENTES À INTRODUÇÃO DE ESP'S

5.1 - Considerações Iniciais

Neste capítulo serão efetuadas aplicações referentes à introdução de ESP's em um sistema elétrico do tipo gerador ligado a um barramento infinito. Inicialmente simular-se-á o sistema elétrico sem considerar estabilizadores, e posteriormente ESP's baseados em variação de velocidade e variação de potência elétrica serão considerados. No próximo ítem será mostrado o cálculo das condições iniciais do sistema elétrico.

5.2 - Cálculo das Condições Iniciais do Sistema Elétrico

O sistema elétrico a ser considerado está apresentado a seguir:

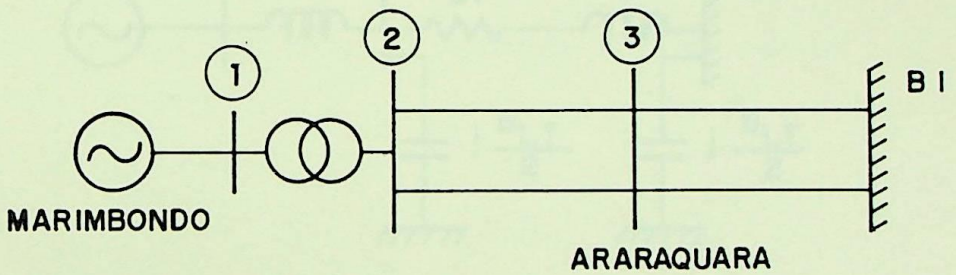


Fig. 5.1 : Diagrama do Sistema Elétrico.

Os dados da rede elétrica são apresentados na tabela 5.1 como se segue:

Tabela 5.1 : Dados da Rede Elétrica

Circuito	Barra Emissora	Barra Recept.	Resist. [p.u.]	Reat. [p.u.]	Susc.Tot. [p.u.]
——	1	2	——	0,0090	——
1	2	3	0,0018	0,0272	2,3000
2	2	3	0,0018	0,0272	2,3000
1	3	BI	0,0016	0,0245	2,0900
2	3	BI	0,0016	0,0245	2,0900

Considerando associações série e paralelo das linhas de transmissão, o diagrama da figura 5.1 passa a ser dado por:

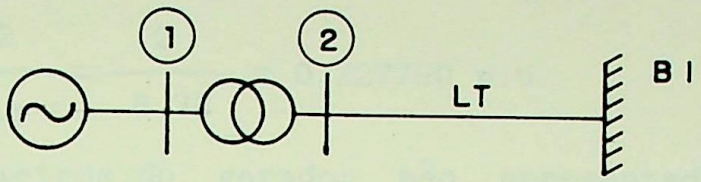


Fig. 5.2 : Diagrama do Sistema Elétrico Equivalente.

Os dados da linha de transmissão equivalente são os seguintes:

$$R_{LT} = 0{,}00170 \text{ p.u.}$$
$$X_{LT} = 0{,}02585 \text{ p.u.}$$
$$B_{LT} = 8{,}78000 \text{ p.u.}$$

O diagrama unifilar do sistema elétrico da figura 5.2 é mostrado a seguir:

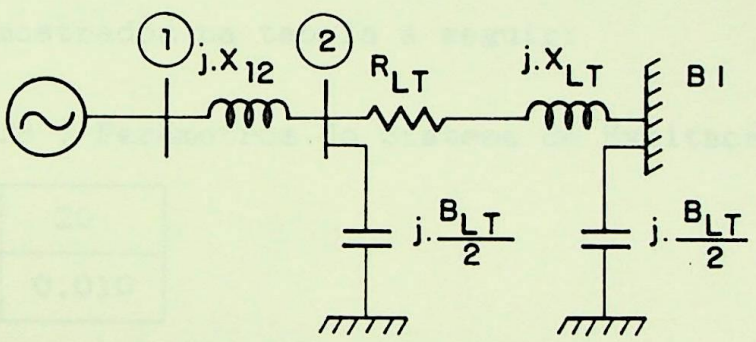


Fig. 5.3 : Diagrama Unifilar do Sistema Elétrico Equivalente.

Transformando a susceptância da linha de transmissão equivalente em reatância capacitiva,e fazendo o paralelo da metade da susceptância total com o barramento infinito, é possível construir o seguinte diagrama:

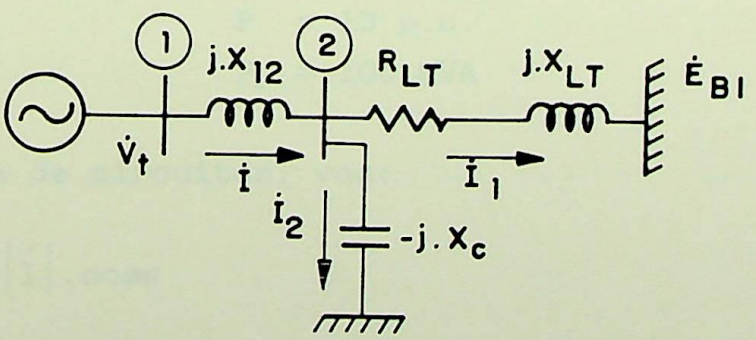


Fig. 5.4 : Diagrama Unifilar Equivalente.

onde

$$X_C = \frac{2}{B_{LT}} = \frac{2}{8,78} = 0,227790 \text{ p.u.}$$

Os parâmetros do gerador são apresentados na tabela 5.2 a seguir:

Tabela 5.2 : Parâmetros do Gerador

H[s]	X'_d[p.u.]	X_d[p.u.]	X_q[p.u.]	T'_{do}[s]	D[p.u.]
76,76	0,0217	0,0697	0,0414	5,4	1

Considerando que o sistema de excitação possa ser representado por um modelo de primeira ordem, os parâmetros do regulador de tensão são mostrados na tabela a seguir:

Tabela 5.3 : Parâmetros do Sistema de Excitação

K_E	20
T_E[s]	0,010

Os dados do sistema elétrico são os seguintes:

$$\dot{V}_t = 1,05 \angle 0^\circ \text{ p.u.}$$

$$fp = 0,997$$
$$P = 13 \text{ p.u.}$$
$$P_B = 100 \text{ MVA}$$

Da teoria de circuitos, vem:

$$P = |\dot{V}_t| . |\dot{I}| . \cos\varphi \qquad (5.1)$$

Manipulando a equação anterior é possível escrever as seguintes equações:

$$|\dot{I}| = \frac{P}{|\dot{V}_t| . \cos\varphi} \qquad (5.2)$$

$$\theta_I = -\arccos(fp) \qquad (5.3)$$

Substituindo valores nas equações (5.2) e (5.3), resulta:

$$\dot{I} = 12,418207 \ \underline{|-4,439222^\circ} \text{ p.u.}$$

O valor da tensão na barra 2 é dado pela seguinte equação:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_t - j.X_{12}.\dot{I} \qquad (5.4)$$

Substituindo valores na equação anterior, resulta:

$$\dot{V}_2 = 1,047294 \ \underline{|-6,107639^\circ} \text{ p.u.}$$

Da figura 5.4 é possível escrever que:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{V}_2}{-j.X_C} \qquad (5.5)$$

Substituindo valores, vem:

$$\dot{I}_2 = 4,597621 \ \underline{|\ 83,892361^\circ} \text{ p.u.}$$

Da figura 5.4, também é possível escrever que:

$$\dot{I}_1 = \dot{I} - \dot{I}_2 \qquad (5.6)$$

Substituindo valores na expressão anterior, resulta:

$$\dot{I}_1 = 13,115844 \ \underline{|-24,950445^\circ} \text{ p.u.}$$

A tensão no barramento infinito é dada pela seguinte equação:

$$\dot{E}_{BI} = \dot{V}_2 - (R_{LT} + j.X_{LT}).\dot{I}_1 \qquad (5.7)$$

Substituindo valores na expressão (5.7), obtém-se:

$$\dot{E}_{BI} = 0{,}968871 \angle -24{,}997579^\circ \text{ p.u.}$$

Aplicando o teorema de Thevenin a partir da barra 2, em direção ao barramento infinito, o diagrama da figura 5.4 passa a ser dado pelo seguinte diagrama:

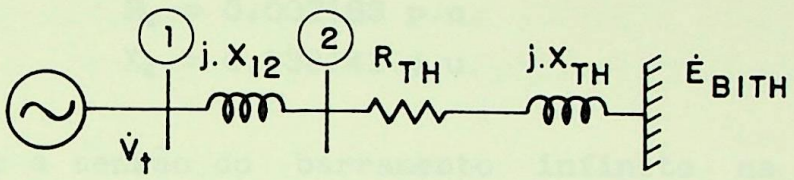


Fig. 5.5 : Diagrama Unifilar Obtido da Utilização do Teorema de Thevenin.

onde

$$\dot{Z}_{TH} = R_{TH} + j.X_{TH} = \frac{(R_{LT} + j.X_{LT}).(-j.X_C)}{R_{LT} + j.(X_{LT} - X_C)} \qquad (5.8)$$

$$\dot{E}_{BITH} = \frac{\dot{E}_{BI}.(-j.X_C)}{R_{LT} + j.(X_{LT} - X_C)} \qquad (5.9)$$

Substituindo valores nas equações (5.8) e (5.9), resulta:

$$\dot{Z}_{TH} = 0{,}029221 \angle 85{,}755094^\circ \text{ p.u.}$$

$$\dot{E}_{BITH} = 1{,}092856 \angle -25{,}479902^\circ \text{ p.u.}$$

Fazendo a associação série da impedância de Thevenin com a reatância do transformador, e denotando E_{BITH} por E_{BI}, o diagrama da figura 5.5 passa a ser representado pelo seguinte diagrama:

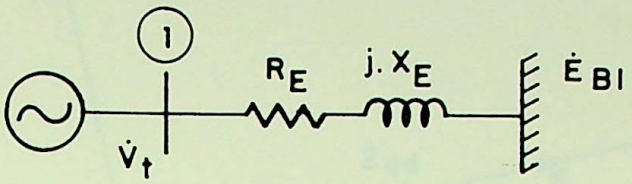


Fig. 5.6 : Diagrama Unifilar Simplificado.

onde:

$$\dot{E}_{BI} = 1,092856 \angle -25,479902° \text{ p.u.}$$
$$R_E = 0,002163 \text{ p.u.}$$
$$X_E = 0,038141 \text{ p.u.}$$

Colocando a tensão do barramento infinito na referência, os fasores de corrente e tensão do gerador passam a ser dados por:

$$\dot{I} = 12,418207 \angle 21,040680° \text{ p.u.}$$

$$\dot{V}_t = 1,050000 \angle 25,479902° \text{ p.u.}$$

Com a finalidade de determinar a posição do eixo em quadratura, considere a seguinte equação:

$$\dot{E}_{qd} = \dot{V}_t + j.X_q.\dot{I} \qquad (5.10)$$

Substituindo valores na equação anterior, resulta:

$$\dot{E}_{qd} = 1,204317 \angle 50,669299° \text{ p.u.}$$

O ângulo entre a tensão do barramento infinito e o eixo em quadratura é definido como o ângulo de potência. Desta forma, pode-se escrever que:

$$\delta_o = 50,669299° = 0,884346 \text{ [rd]}$$

Com a finalidade de calcular as componentes d-q da corrente e da tensão terminal do gerador, considere o seguinte diagrama fasorial.

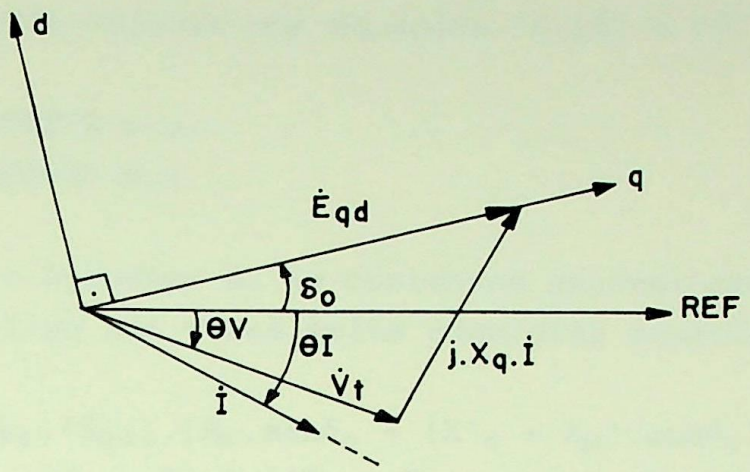


Fig. 5.7 : Diagrama Fasorial para Cálculo das Componentes da Corrente e da Tensão Terminal do Gerador.

Do diagrama anterior, é possível escrever as seguintes equações:

$$I_q = |\dot{I}|.\cos(\delta_o - \theta_I) \qquad (5.11)$$

$$I_d = -|\dot{I}|.\mathrm{sen}(\delta_o - \theta_I) \qquad (5.12)$$

$$V_q = |\dot{V}_t|.\cos(\delta_o - \theta_V) \qquad (5.13)$$

$$V_d = -|\dot{V}_t|.\mathrm{sen}(\delta_o - \theta_V) \qquad (5.14)$$

Substituindo valores nas equações (5.11), (5.12), (5.13) e (5.14), resulta:

I_q = 10,794503 p.u.
I_d = -6,139265 p.u.
V_q = 0,950151 p.u.
V_d = -0,446892 p.u.

Considerando as equações da máquina síncrona, contidas no Apêndice A, é possível escrever as seguintes equações:

$$E'_q = E_{qd} + (X_q - X'_d).I_d \qquad (5.15)$$

$$E_q = E_{qd} - (X_d - X_q).I_d \qquad (5.16)$$

Substituindo valores nas equações (5.15) e (5.16), vem:

$E'_q = 1,083373$ p.u.
$E_q = 1,3780580$ p.u.

Conforme o Apêndice B, as contantes generalizadas do modelo de Heffron-Phillips são dadas pelas seguintes equações:

$$K_1 = K_I.E_{BI}.\{E_{qdo}.[R_E.\text{sen}\delta_o + (X'_d + X_E).\cos\delta_o] + + I_{qo}.(X_q - X'_d).[(X_q + X_E).\text{sen}\delta_o - R_E.\cos\delta_o]\} \quad (5.17)$$

$$K_2 = K_I.\{I_{qo}.[R_E^2 + (X_q + X_E)^2] + E_{qdo}.R_E\} \quad (5.18)$$

$$K_3 = [1 + K_I.(X_d - X'_d).(X_q + X_E)]^{-1} \quad (5.19)$$

$$K_4 = E_{BI}.K_I.(X_d - X'_d).[(X_q + X_E).\text{sen}\delta_o - R_E.\cos\delta_o] \quad (5.20)$$

$$K_5 = (K_I.E_{BI}/V_{to}).\{X'_d.V_{qo}.[R_E.\cos\delta_o - (X_q + X_E).\text{sen}\delta_o] - - X_q.V_{do}.[(X'_d + X_E).\cos\delta_o + R_E.\text{sen}\delta_o]\} \quad (5.21)$$

$$K_6 = (V_{qo}/V_{to}).[1 - K_I.X'_d.(X_q + X_E)] - (V_{do}/V_{to}).K_I.X_q.R_E \quad (5.22)$$

$$K_I = [R_E^2 + (X_q + X_E).(X'_d + X_E)]^{-1} \quad (5.23)$$

Substituindo valores nas equações (5.17), (5.18), (5.19), (5.20), (5.21), (5.22) e (5.23), obtém-se:

$K_I = 209,887228$
$K_1 = 13,873287$
$K_2 = 14,891363$
$K_3 = 0,555142$
$K_4 = 0,662300$
$K_5 = -0,110892$
$K_6 = 0,585082$

No próximo ítem será abordado o desempenho do sistema em malha aberta através de cálculo de autovalores.

5.3 - Desempenho do Sistema em Malha Aberta

As equações que regem o sistema representado pelo diagrama da figura 5.6 são dadas por:

$$\dot{\bar{X}} = \bar{A}.\bar{X} + \bar{B}.u \qquad (5.24)$$

$$y = \bar{C}.\bar{X} \qquad (5.25)$$

onde:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & w_B & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_1}{2.H} & \dfrac{-D}{2.H} & \dfrac{-K_2}{2.H} & 0 \\ \dfrac{-K_4}{T'_{do}} & 0 & \dfrac{-1}{K_3.T'_{do}} & \dfrac{1}{T'_{do}} \\ \dfrac{-K_E.K_5}{T_E} & 0 & \dfrac{-K_E.K_6}{T_E} & \dfrac{-1}{T_E} \end{bmatrix} \qquad (5.26)$$

$$\bar{B} = [\,0 \quad 0 \quad 0 \quad K_E/T_E\,]^T \qquad (5.27)$$

$$\bar{C} = [\,0 \quad 1 \quad 0 \quad 0\,] \qquad (5.28)$$

$y = \Delta w$

$u = \Delta V_{tref}$

Substituindo valores nas equações (5.26) e (5.27), obtém-se:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 377,0 & 0 & 0 \\ -0,090368 & -0,006514 & -0,096999 & 0 \\ -0,122648 & 0 & -0,333582 & 0,185185 \\ 221,783670 & 0 & -1170,164429 & -100 \end{bmatrix}$$

$$\bar{B} = [\ 0 \quad 0 \quad 0 \quad 2000\ ]^T$$

Calculando os autovalores da matriz característica $\bar{A}$, vem:

$\lambda_1 = 0,129498 + j.5,885970$
$\lambda_2 = 0,129498 - j.5,885970$
$\lambda_3 = -97,774522$
$\lambda_4 = -2,824568$

Analisando os autovalores calculados, constata-se que o sistema é instável. Desta maneira torna-se necessária a introdução de ESP de forma a estabilizar o sistema elétrico. Considerando que os autovalores relacionados ao modo mecânico sejam dados por:

$$\lambda = -\zeta.\omega_n \pm j.(1 - \zeta^2)^{1/2}.\omega_n \qquad (5.29)$$

e levando em conta os autovalores calculados, vem:

$\zeta = -0,021996$
$\omega_n = 5,887395$

Supondo que seja desejado ter uma relação de amortecimento $\zeta_{des} = 0,3$ e manter a frequência natural ω_n, os autovalores representativos do modo mecânico são dados por:

$$s_{des} = -\sigma_{des} \pm j.\omega_{des} = -1,766218 \pm j.5,616217$$

No próximo ítem será considerada a introdução de ESP baseado em variação de velocidade com a finalidade de conseguir a alocação desejada dos autovalores relacionados ao modo mecânico.

5.4 - Introdução de ESP Baseado em Variação de Velocidade

Do Capítulo 4, é possível escrever que:

$$K.\frac{(1 + s_{des}.T_1)^2}{(1 + s_{des}.T_2)^2} = \frac{1}{\bar{C}.(s_{des}.\bar{I} - \bar{A})^{-1}.\bar{B}} \qquad (5.30)$$

Considerando um valor de $T_2 = 0,05$ [s], e resolvendo a equação anterior, obtém-se:

$$T_1 = 0,19181 \text{ [s]}$$
$$K = 33,04056$$

Introduzindo o estabilizador, as equações do sistema elétrico passam a ser dadas por:

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A}_{mf} . \bar{x} + \bar{B}_{mf} . u \qquad (5.31)$$

$$y = \bar{C}_{mf} . \bar{x} \qquad (5.32)$$

onde

$$\bar{A}_{mf} = \begin{bmatrix} 0 & w_B & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-K_1}{2.H} & \frac{-D}{2.H} & \frac{-K_2}{2.H} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-K_4}{T'_{do}} & 0 & \frac{-1}{K_3 . T'_{do}} & \frac{1}{T'_{do}} & 0 & 0 \\ \frac{-K_E . K_5}{T_E} & \frac{K . K_E . T_1^2}{T_E . T_2^2} & \frac{-K_E . K_6}{T_E} & \frac{-1}{T_E} & \frac{K_E . T_1}{T_E . T_2} & \frac{K_E}{T_E} \\ 0 & \frac{K . (T_2 - T_1)}{T_2^2} & 0 & 0 & \frac{-1}{T_2} & 0 \\ 0 & \frac{K . T_1 . (T_2 - T_1)}{T_2 . T_2^2} & 0 & 0 & \frac{(T_2 - T_1)}{T_2^2} & \frac{-1}{T_2} \end{bmatrix} \qquad (5.33)$$

$$\bar{B}_{mf} = [\ 0 \quad 0 \quad 0 \quad K_E/T_E \quad 0 \quad 0\ ]^T \qquad (5.34)$$

$$\bar{C}_{mf} = [\ 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0\ ] \qquad (5.35)$$

$$\bar{x} = [\ \Delta\delta \quad \Delta w \quad \Delta E'_q \quad \Delta E_{fd} \quad z_1 \quad z_2\ ]^T$$

$u = \Delta V_{tref}$

Substituindo valores nas equações (5.33) e (5.34), vem:

$$\bar{A}_{mf} = \begin{bmatrix} 0 & 377 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0,090368 & -0,0065138 & -0,096999 & 0 & 0 & 0 \\ -0,122648 & 0 & -0,333582 & 0,185185 & 0 & 0 \\ 221,78367 & 972441,554 & -1170,164 & -100 & 7672,254 & 2000 \\ 0 & -1874,145 & 0 & 0 & -20 & 0 \\ 0 & -7189,459 & 0 & 0 & -56,7225 & -20 \end{bmatrix}$$

$$\bar{B}_{mf} = [\ 0 \quad 0 \quad 0 \quad 2000 \quad 0 \quad 0\ ]^T$$

Calculando os autovalores da matriz característica de malha fechada, obtém-se:

$\lambda_1 = -100,266740$
$\lambda_2 = -16,987733 + j.11,868917$
$\lambda_3 = -16,987733 - j.11,868917$
$\lambda_4 = -1,7662184 + j.5,6162166$
$\lambda_5 = -1,7662184 - j.5,6162166$
$\lambda_6 = -2,565452$

Pode-se constatar, através dos resultados, que a introdução do ESP baseado em variação de velocidade, com ganho e constante de tempo de avanço ajustados pela equação (5.30), tornou o sistema estável e com valor desejado para o autovalor relacionado ao modo eletromecânico.

No próximo ítem será considerada a introdução de ESP baseado no negativo da variação de potência elétrica para estabilizar o mesmo sistema elétrico.

5.5 - Introdução do ESP Baseado no Negativo da Variação de Potência Elétrica

A função de transferência do ESP baseado no negativo da variação

de potência elétrica é dada como segue:

$$\frac{U_E(s)}{-\Delta P_e(s)} = K.\frac{(1 + s.T_1)}{(1 + s.T_2)} . \frac{(1 + s.T_3)}{(1 + s.T_4)} \qquad (5.36)$$

As constantes de tempo T_2, T_3 e T_4 possuem valores pré-fixados, e seguindo a recomendação de Larsen e Swann [31] vem:

$$T_2 = 0,50 \text{ [s]}$$
$$T_3 = 0,15 \text{ [s]}$$
$$T_4 = 0,05 \text{ [s]}$$

Uma equação semelhante à equação (5.30) pode ser escrita para o ESP baseado no negativo da variação de potência elétrica, a qual é mostrada a seguir:

$$K.\frac{(1 + s_{des}.T_1)}{(1 + s_{des}.T_2)} . \frac{(1 + s_{des}.T_3)}{(1 + s_{des}.T_4)} = \frac{1}{\bar{C}.(s_{des}.\bar{I} - \bar{A})^{-1}.\bar{B}} \qquad (5.37)$$

$$\bar{C} = [\ -K_1 \quad 0 \quad -K_2 \quad 0\ ] \qquad (5.38)$$

Considerando os valores das constantes de tempo T_2, T_3 e T_4 na equação (5.37), e levando em conta o vetor $\bar{C}$ da equação (5.38), vem:

$$T_1 = 0,090345 \text{ [s]}$$
$$K = 0,156818$$

Introduzindo o ESP baseado no negativo da variação da potência elétrica, as equações de malha fechada são dadas por:

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A}_{mf}.\bar{x} + \bar{B}_{mf}.u \qquad (5.39)$$

$$y = \bar{C}_{mf}.\bar{x} \qquad (5.40)$$

onde a matriz de malha fechada é apresentada a seguir:

$$\left[\begin{array}{c|c|c|c|c|c}
0 & w_B & 0 & 0 & 0 & 0 \\
\dfrac{-K_1}{2.H} & \dfrac{-D}{2.H} & \dfrac{-K_2}{2.H} & 0 & 0 & 0 \\
\dfrac{-K_4}{T'_{do}} & 0 & \dfrac{-1}{K_9.T'_{do}} & \dfrac{1}{T'_{do}} & 0 & 0 \\
\dfrac{-K_E}{T_E}.\left[\dfrac{K.K_1.T_1.T_3}{T_2.T_4}+K_5\right] & 0 & \dfrac{-K_E}{T_E}.\left[\dfrac{K.K_2.T_1.T_3}{T_2.T_4}+K_6\right] & \dfrac{-1}{T_E} & \dfrac{K_E.T_3}{T_E.T_4} & \dfrac{K_E}{T_E} \\
\dfrac{-K.K_1.(T_2-T_1)}{T_2^2} & 0 & \dfrac{-K.K_2.(T_2-T_1)}{T_2^2} & 0 & \dfrac{-1}{T_2} & 0 \\
\dfrac{-K.K_1.T_1.(T_4-T_3)}{T_2.T_4^2} & 0 & \dfrac{-K.K_2.T_1.(T_4-T_3)}{T_2.T_4^2} & 0 & \dfrac{T_4-T_3}{T_4^2} & \dfrac{-1}{T_4}
\end{array}\right]$$

Substituindo valores na matriz característica de malha fechada anterior, resulta:

$$\bar{A}_{mf} = \left[\begin{array}{cccccc}
0 & 377 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
-0,0903679 & -0,0065138 & -0,0969995 & 0 & 0 & 0 \\
-0,1226481 & 0 & -0,3335816 & 0,1851852 & 0 & 0 \\
-2136,8704 & 0 & -3701,9057 & -100 & 6000 & 2000 \\
-3,5649567 & 0 & -3,8265671 & 0 & -2 & 0 \\
15,7243607 & 0 & 16,8782754 & 0 & -40 & -20
\end{array}\right]$$

Calculando os autovalores da matriz característica de malha fechada anterior, resulta:

$\lambda_1 = -92,225123$
$\lambda_2 = -22,606590$
$\lambda_3 = -1,766218 + j.5,616217$
$\lambda_4 = -1,766218 - j.5,616217$
$\lambda_5 = -1,987973 + j.1,160375$
$\lambda_6 = -1,987973 - j.1,160375$

Observa-se através dos autovalores, que a introdução do ESP baseado no negativo da variação de potência elétrica, com ganho e constante de tempo ajustados pela equação (5.37), estabilizou o sistema elétrico e fez com que os autovalores relacionados ao modo eletromecânico possuíssem valores desejados.

Neste capítulo foram realizadas aplicações de ESP's baseados em variação de velocidade e no negativo da variação de potência elétrica, nas quais se utilizou a segunda técnica de ajuste de parâmetros de estabilizadores, mostrada no Capítulo 4. No próximo capítulo será avaliado o efeito da introdução de ESP's no sistema elétrico da figura 5.1, quando da ocorrência de grandes impactos.

CAPITULO 6

VALIDACAO DOS AJUSTES DOS ESP'S ATRAVES DE SIMULACOES NO TEMPO

CAPÍTULO 6 - VALIDAÇÃO DOS AJUSTES DE ESP's ATRAVÉS DE SIMULAÇÕES NO TEMPO

6.1 - Introdução

Neste capítulo serão realizadas simulações no tempo para o sistema elétrico mostrado no capítulo anterior visando analisar o efeito da introdução de ESP´s. Inicialmente simulações considerando pequenos impactos serão efetuadas e posteriormente simulações para grandes impactos, tais como curto-circuito, serão consideradas de forma a obter a influência de ESP´s em sistemas elétricos.

6.2 - Simulações no Tempo Considerando Pequenos Impactos

As simulações serão realizadas para o sistema elétrico mostrado na figura 5.6, na qual se tem:

$\dot{E}_{BI} = 1{,}092856 \angle 0^{\circ}$ p.u.

$\dot{I} = 12{,}418207 \angle 21{,}040680^{\circ}$ p.u.

$\dot{V}_t = 1{,}05 \angle 25{,}479902^{\circ}$ p.u.

$R_E = 0{,}002163$ p.u.

$X_E = 0{,}038141$ p.u.

Considerando o sistema elétrico, inicialmente sem ESP´s e uma variação da tensão de referência igual a 0,05 pu, o comportamento do ângulo de potência δ é apresentado na figura 6.1. Conforme pode-se observar na figura 6.1, o sistema elétrico apresenta um comportamento instável.

Com a finalidade de tornar o sistema elétrico estável e com amortecimento desejado considerou-se a introdução de ESP´s baseados em variação de velocidade e no negativo da variação da potência elétrica, com parâmetros ajustados no capítulo anterior. O efeito da introdução dos ESP´s é mostrado nas figuras 6.2 e 6.3.

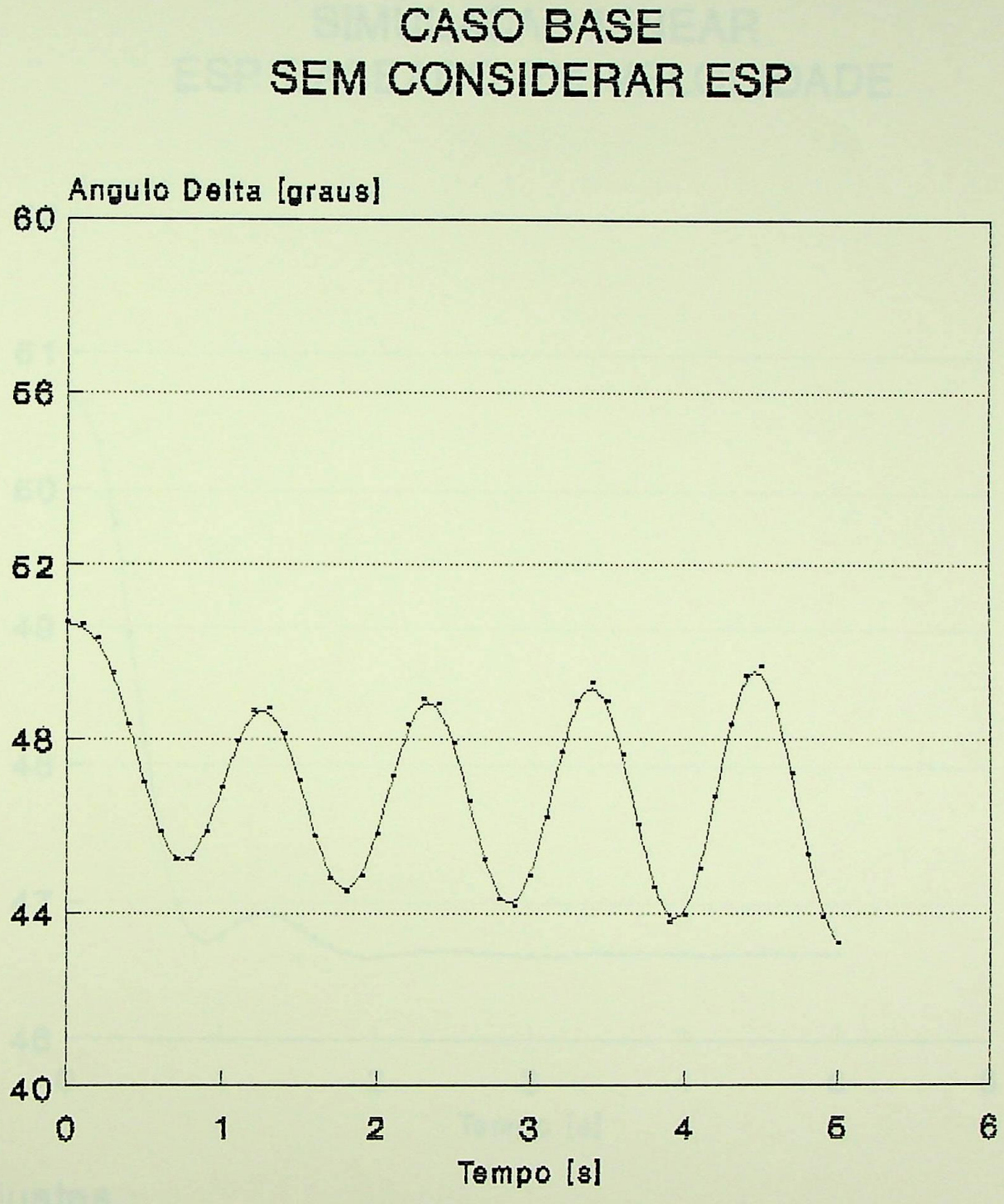


Fig. 6.1 : Comportamento do Sistema Elétrico sem ESP.

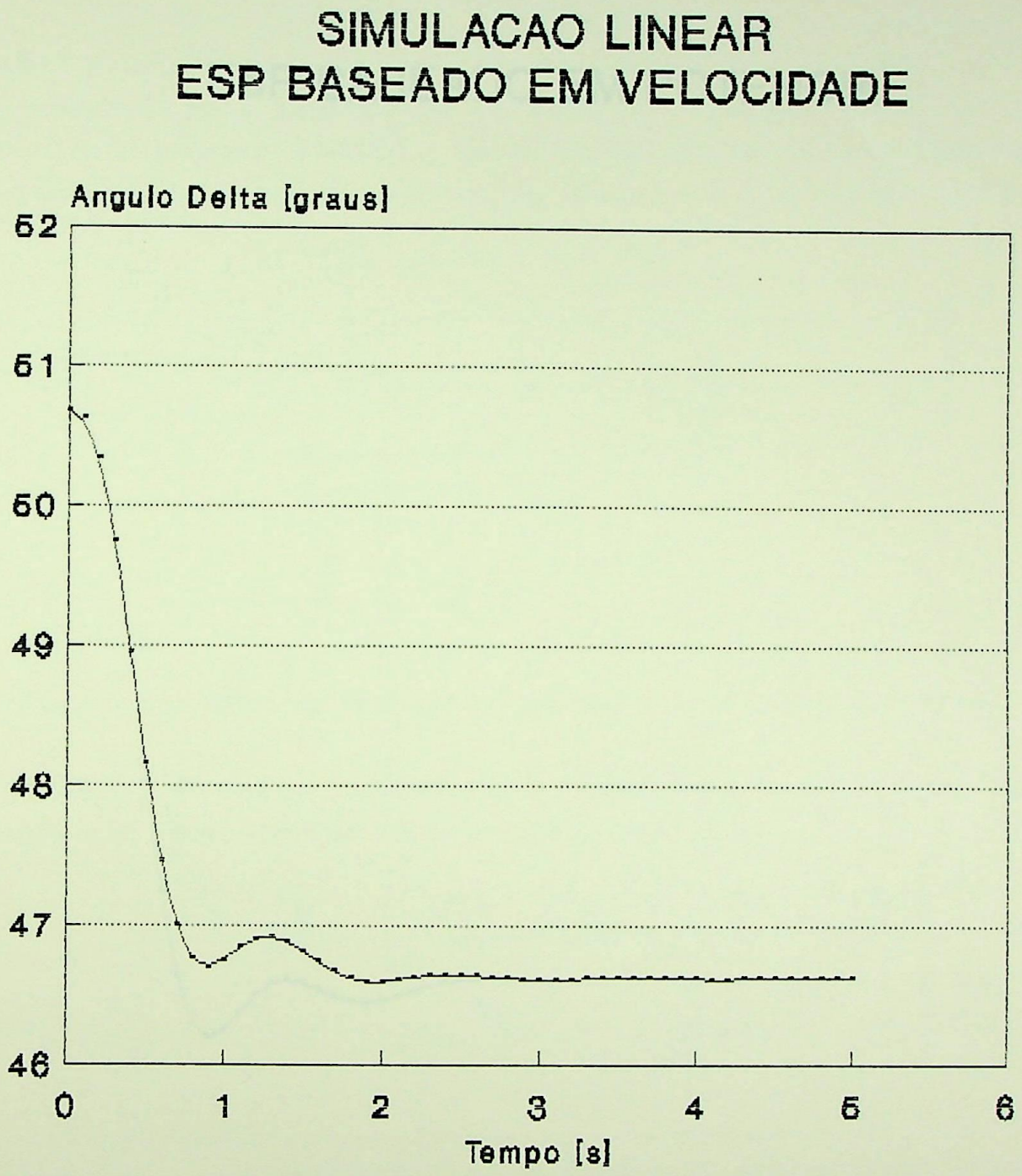


Fig. 6.2 : Comportamento do Sistema Elétrico Considerando a Introdução de ESP Baseado em Variação de Velocidade.

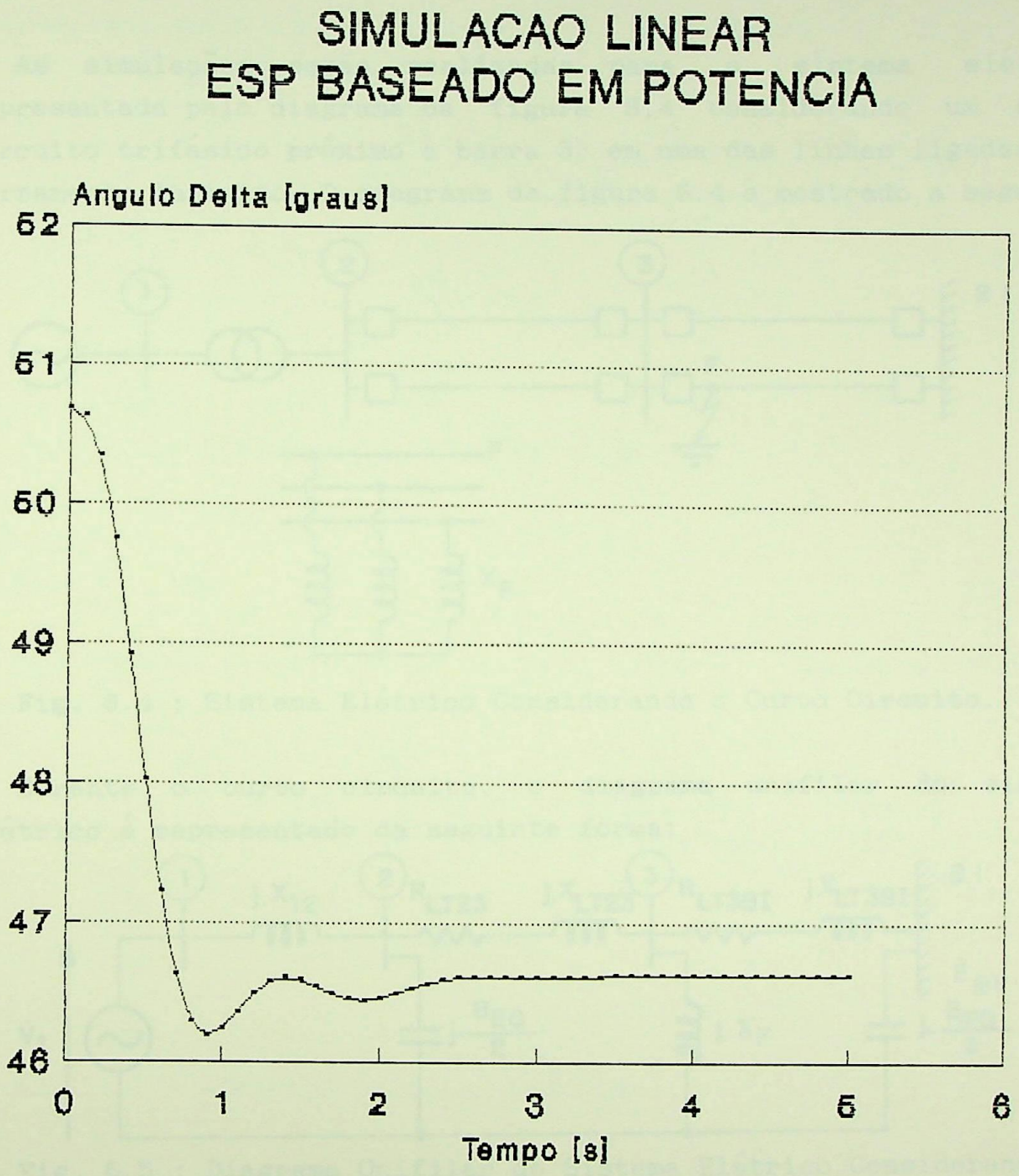


Fig. 6.3 : Comportamento do Sistema Considerando a Introdução de ESP Baseado no Negativo da Variação da Pot. Elétrica.

6.3 - Simulações no Tempo Considerando Grandes Impactos

As simulações serão realizadas para o sistema elétrico representado pelo diagrama da figura 6.4 considerando um curto circuito trifásico próximo à barra 3, em uma das linhas ligadas ao barramento infinito. O diagrama da figura 6.4 é mostrado a seguir:

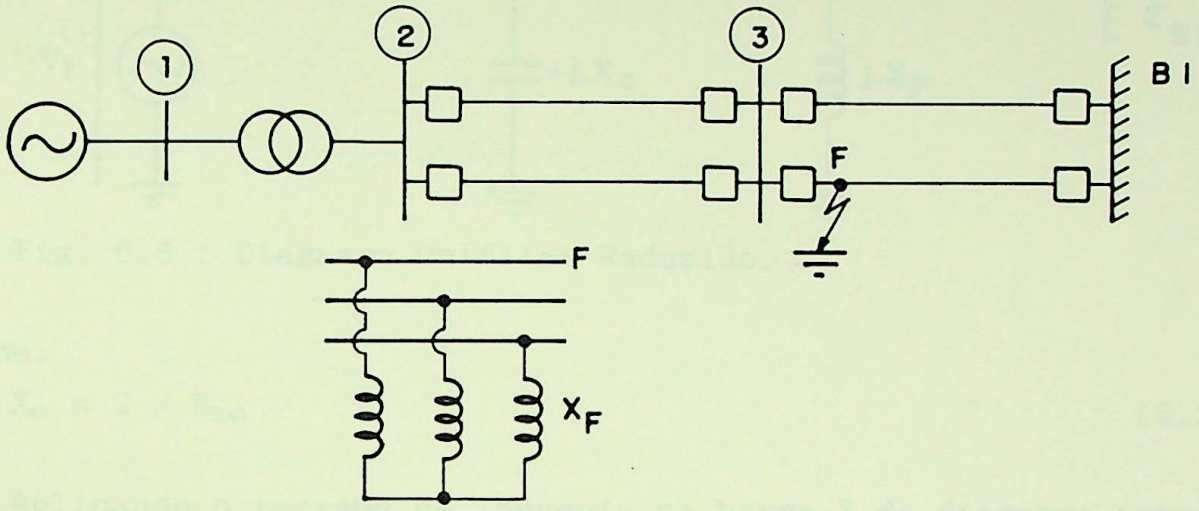


Fig. 6.4 : Sistema Elétrico Considerando o Curto Circuito.

Durante o curto circuito, o diagrama unifilar do sistema elétrico é representado da seguinte forma:

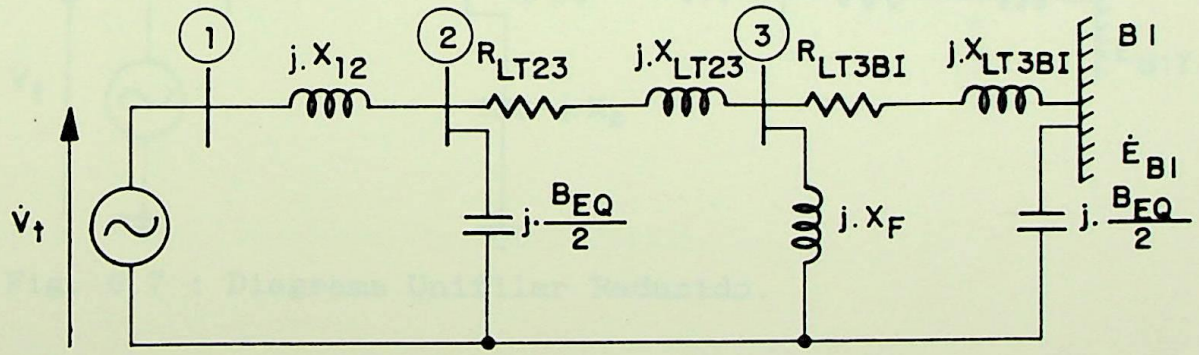


Fig. 6.5 : Diagrama Unifilar do Sistema Elétrico Considerando o Curto Circuito.

onde:

$R_{LT23} = R_{23} / 2$

$X_{LT23} = X_{23} / 2$

$R_{LT3BI} = R_{3BI} / 2$

$X_{LT3BI} = X_{3BI} / 2$

$B_{EQ} = 2.(B_{23} + B_{3BI})$

Transformando a susceptância equivalente das linhas de transmissão em reatâncias capacitivas, o diagrama da figura 6.5 passa a ser dado da seguinte forma:

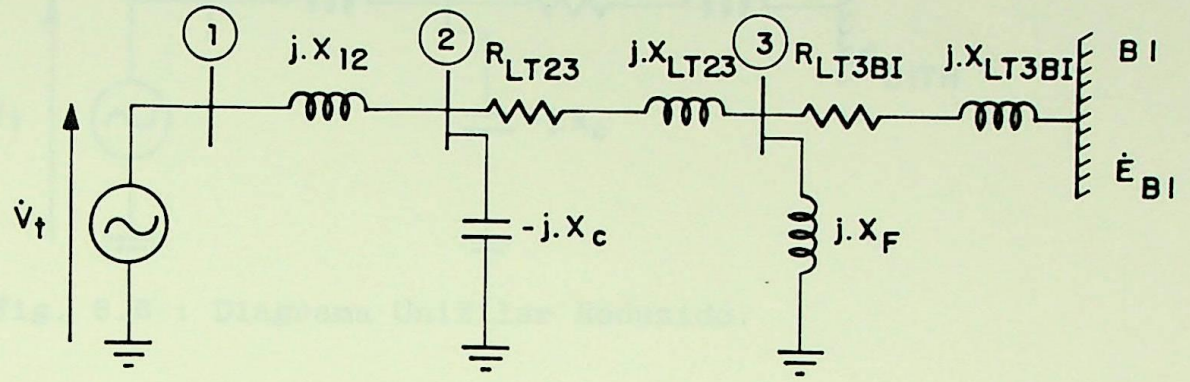


Fig. 6.6 : Diagrama Unifilar Reduzido.

onde:

$$X_C = 2 \,/\, B_{EQ} \qquad (6.1)$$

Aplicando o teorema de Thevenin na barra 3 do diagrama anterior, resulta:

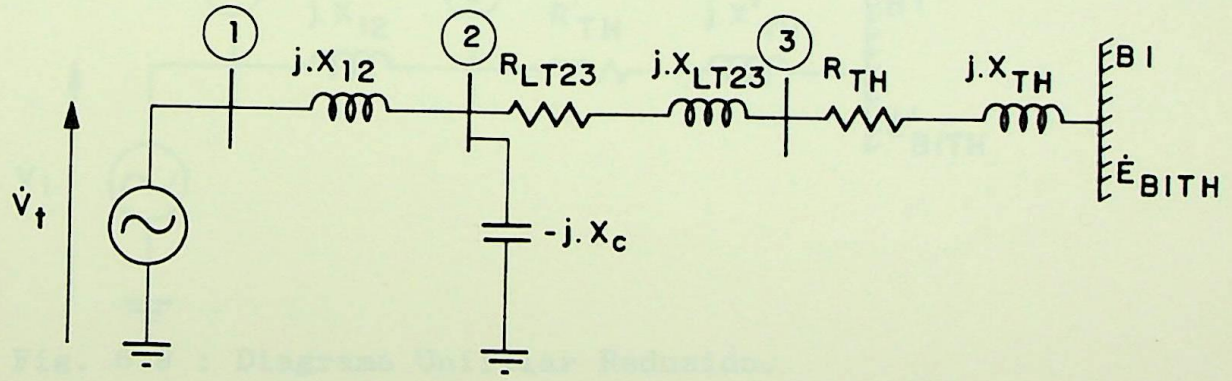


Fig. 6.7 : Diagrama Unifilar Reduzido.

onde:

$$\dot{Z}_{TH} = R_{TH} + j.X_{TH} = \frac{(R_{LT3BI} + j.X_{LT3BI}).(j.X_F)}{(R_{LT3BI} + j.X_{LT3BI}) + j.X_F} \qquad (6.2)$$

$$\dot{E}_{BITH} = \frac{\dot{E}_{BI}.(j.X_F)}{(R_{LT3BI} + j.X_{LT3BI}) + j.X_F} \qquad (6.3)$$

Reduzindo o diagrama anterior, vem:

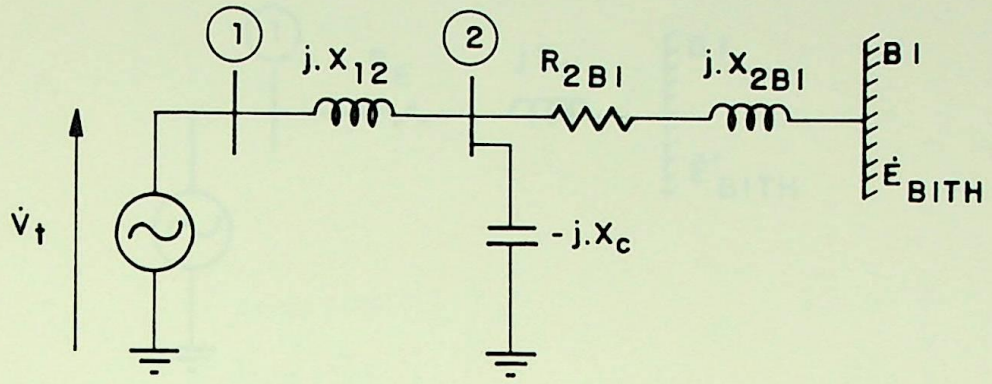


Fig. 6.8 : Diagrama Unifilar Reduzido.

onde:

$$\dot{Z}_{2BI} = R_{2BI} + j.X_{2BI} = (R_{LT23} + j.X_{LT23}) + \dot{Z}_{TH} \qquad (6.4)$$

Aplicando o teorema de Thevenin para a barra 2 do diagrama anterior, dá-se origem ao seguinte diagrama:

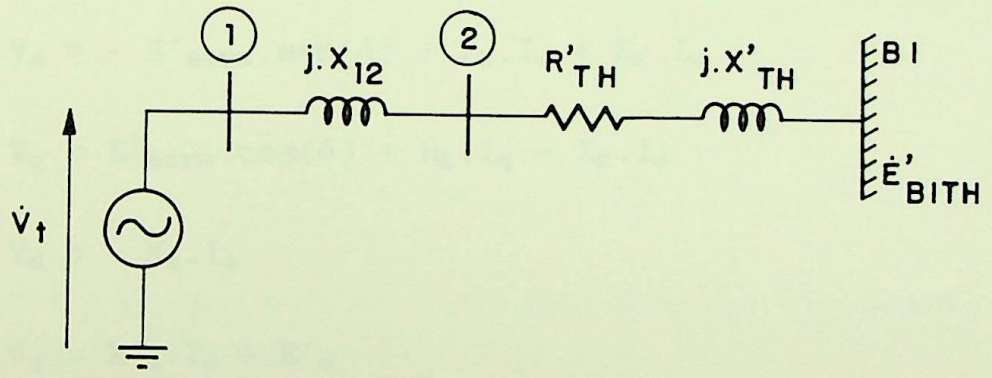


Fig. 6.9 : Diagrama Unifilar Reduzido.

onde:

$$\dot{Z}'_{TH} = R'_{TH} + j.X'_{TH} = \frac{\dot{Z}_{2BI}.(-j.X_C)}{\dot{Z}_{2BI} - j.X_C} \qquad (6.5)$$

$$\dot{E}'_{BITH} = \frac{\dot{E}_{BITH}.(-j.X_C)}{\dot{Z}_{2BI} - j.X_C} \qquad (6.6)$$

Reduzindo o diagrama anterior, resulta:

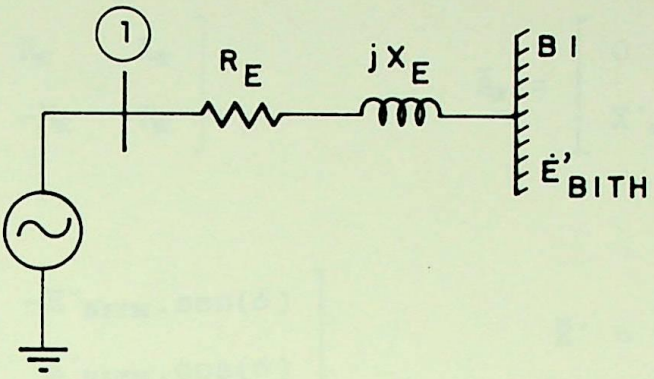


Fig. 6.10 : Diagrama Unifilar Reduzido.

onde:

$$\dot{Z}_E = R_E + j.X_E = \dot{Z}'_{TH} + j.X_{12} \qquad (6.7)$$

Utilizando as equações (A.34), (A.35), (A.48) e (A.49) do Apêndice A, é possível escrever as seguintes equações:

$$V_d = - E'_{BITH}.\mathrm{sen}(\delta) + R_E.I_d + X_E.I_q \qquad (6.8)$$

$$V_q = E'_{BITH}.\cos(\delta) + R_E.I_q - X_E.I_d \qquad (6.9)$$

$$V_d = - X_q.I_q \qquad (6.10)$$

$$V_q = X'_d.I_d + E'_q \qquad (6.11)$$

Colocando as equações (6.8), (6.9), (6.10) e (6.11) na forma matricial, resulta:

$$\bar{V}_{dq} = \bar{A}_1.\bar{I}_{dq} + \bar{E} \qquad (6.12)$$

$$\bar{V}_{dq} = \bar{A}_2.\bar{I}_{dq} + \bar{E}' \qquad (6.13)$$

onde:

$$\bar{V}_{dq} = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \qquad \bar{I}_{dq} = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}$$

$$\bar{A}_1 = \begin{bmatrix} R_E & X_E \\ -X_E & R_E \end{bmatrix} \qquad \bar{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -X_q \\ X'_d & 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{E} = \begin{bmatrix} -E'_{BITH}.\text{sen}(\delta) \\ E'_{BITH}.\cos(\delta) \end{bmatrix} \qquad \bar{E}' = \begin{bmatrix} 0 \\ E'_q \end{bmatrix}$$

Manipulando as equações (6.12) e (6.13), vem:

$$\bar{I}_{dq} = (\bar{A}_1 - \bar{A}_2)^{-1}.(-\bar{E} + \bar{E}') \qquad (6.14)$$

Utilizando as definições de $\bar{A}_1$ e $\bar{A}_2$, resulta:

$$(\bar{A}_1 - \bar{A}_2)^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} R_E & -(X_E + X_q) \\ (X_E + X'_d) & R_E \end{bmatrix}}{[R_E^2 + (X_E + X_q).(X_E + X'_d)]} \qquad (6.15)$$

Com a finalidade de facilitar o desenvolvimento, considere que a matriz anterior seja dada por:

$$(\bar{A}_1 - \bar{A}_2)^{-1} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \qquad (6.16)$$

Substituindo a expressão (6.16) na equação (6.14) e desenvolvendo, obtém-se:

$$I_d = P_1.\text{sen}(\delta) + P_2.\cos(\delta) + P_3.E'_q \qquad (6.17)$$

$$I_q = P_4.\text{sen}(\delta) + P_5.\cos(\delta) + P_6.E'_q \qquad (6.18)$$

onde:

$$P_1 = a.E'_{BITH} \quad (6.19)$$

$$P_2 = -b.E'_{BITH} \quad (6.20)$$

$$P_3 = b \quad (6.21)$$

$$P_4 = c.E'_{BITH} \quad (6.22)$$

$$P_5 = -d.E'_{BITH} \quad (6.23)$$

$$P_6 = d \quad (6.24)$$

Ao colocar os valores para as variáveis no desenvolvimento apresentado, vem:

$$I_d = 0,166831.\text{sen}(\delta) + 9,399789.\cos(\delta) - 19,388218.E'_q \quad (6.25)$$

$$I_q = 6,801022.\text{sen}(\delta) - 0,166831.\cos(\delta) + 0,344109.E'_q \quad (6.26)$$

Procedendo de forma análoga para o sistema elétrico na condição pré-falta, é possível escrever que:

$$I_d = 0,496125.\text{sen}(\delta) + 18,244786.\cos(\delta) - 16,694599.E'_q \quad (6.27)$$

$$I_q = 13,726070.\text{sen}(\delta) - 0,496125.\cos(\delta) + 0,453971.E'_q \quad (6.28)$$

Considerando que o sistema de proteção remova a falta, ou seja, desligue a linha de transmissão em curto circuito, e procedendo de forma análoga para calcular as componentes I_d e I_q, resulta:

$$I_d = 0,520753.\text{sen}(\delta) + 14,914195.\cos(\delta) - 13,432190.E'_q \quad (6.29)$$

$$I_q = 11,789670.\text{sen}(\delta) - 0,520753.\cos(\delta) + 0,469006.E'_q \quad (6.30)$$

Com a finalidade de analisar o comportamento do sistema elétrico

diante do curto circuito, considerou-se que o mesmo tenha ocorrido no instante t = 1,0 (s) e que o sistema de proteção tenha agido no instante t = 2,0 (s). A simulação desta condição está apresentada na figura 6.11. Como pode-se observar, o sistema elétrico apresenta um comportamento instável.

Considerando a introdução de ESP´s baseados em variação de velocidade e no negativo da variação de potência elétrica, o desempenho do sistema elétrico é mostrado nas figuras 6.12 e 6.13 respectivamente.

Nesta condição os sinais estabilizantes introduzidos pelos ESP´s baseados em variação de velocidade e no negativo da variação da potência elétrica são mostrados nas figuras 6.14 e 6.15 respectivamente.

Como pode-se observar, o comportamento do sistema elétrico diante do curto circuito, considerando a introdução de ESP´s, é estável.

Este capítulo teve como objetivo efetuar a validação dos ajustes dos ESP´s propostos no capítulo anterior considerando pequenos e grandes impactos.

Ao término deste capítulo as partes referentes à síntese e análise de ESP´s em sistemas elétricos do tipo gerador ligado a um barramento infinito fica concluída.

Nos próximos capítulos serão tratadas as partes referentes à revisão bibliográfica, análise e síntese de ESP´s em sistemas elétricos multimáquina.

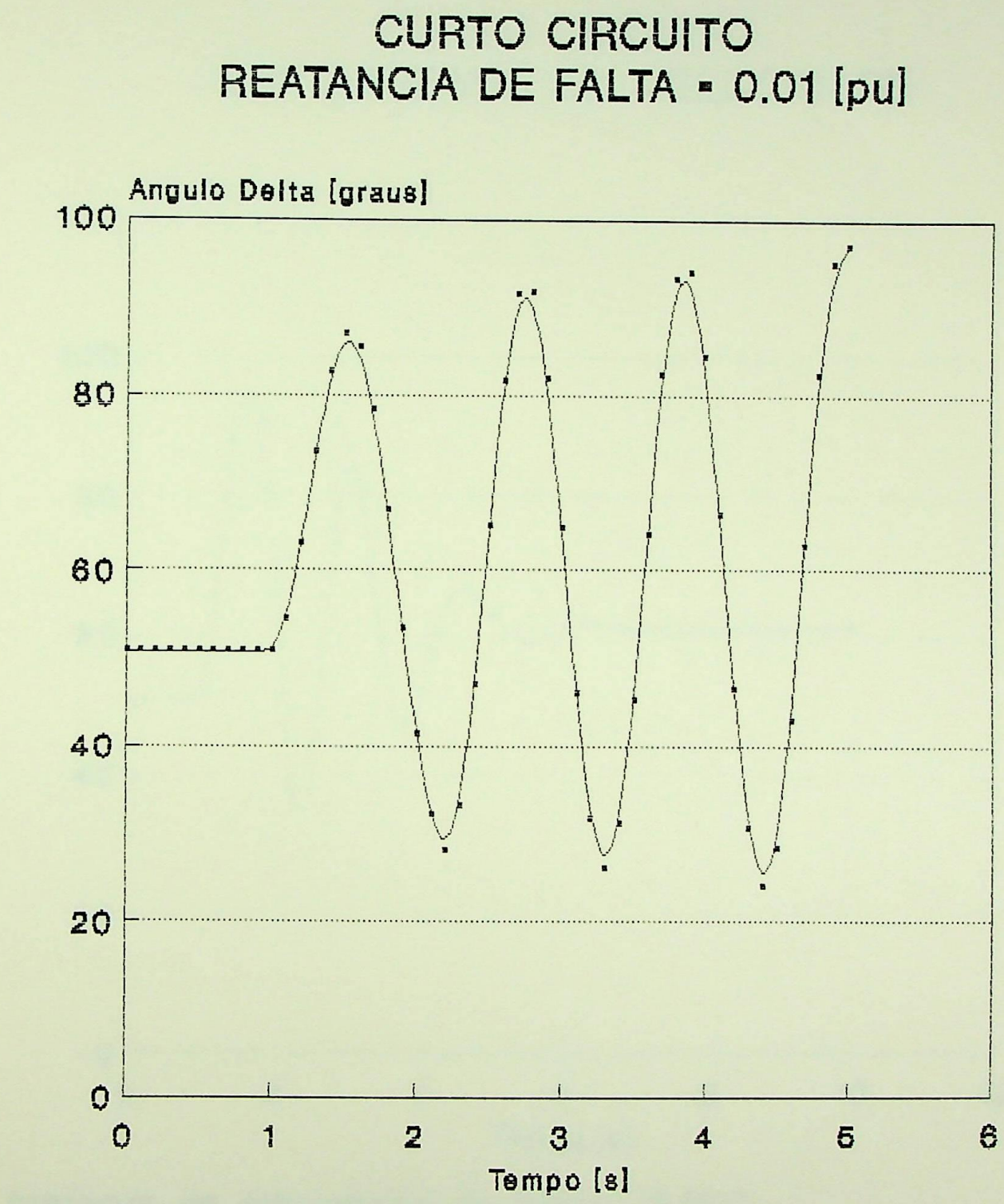


Fig. 6.11 : Comportamento do Sistema Elétrico Diante do Curto Circuito sem Considerar ESP´s.

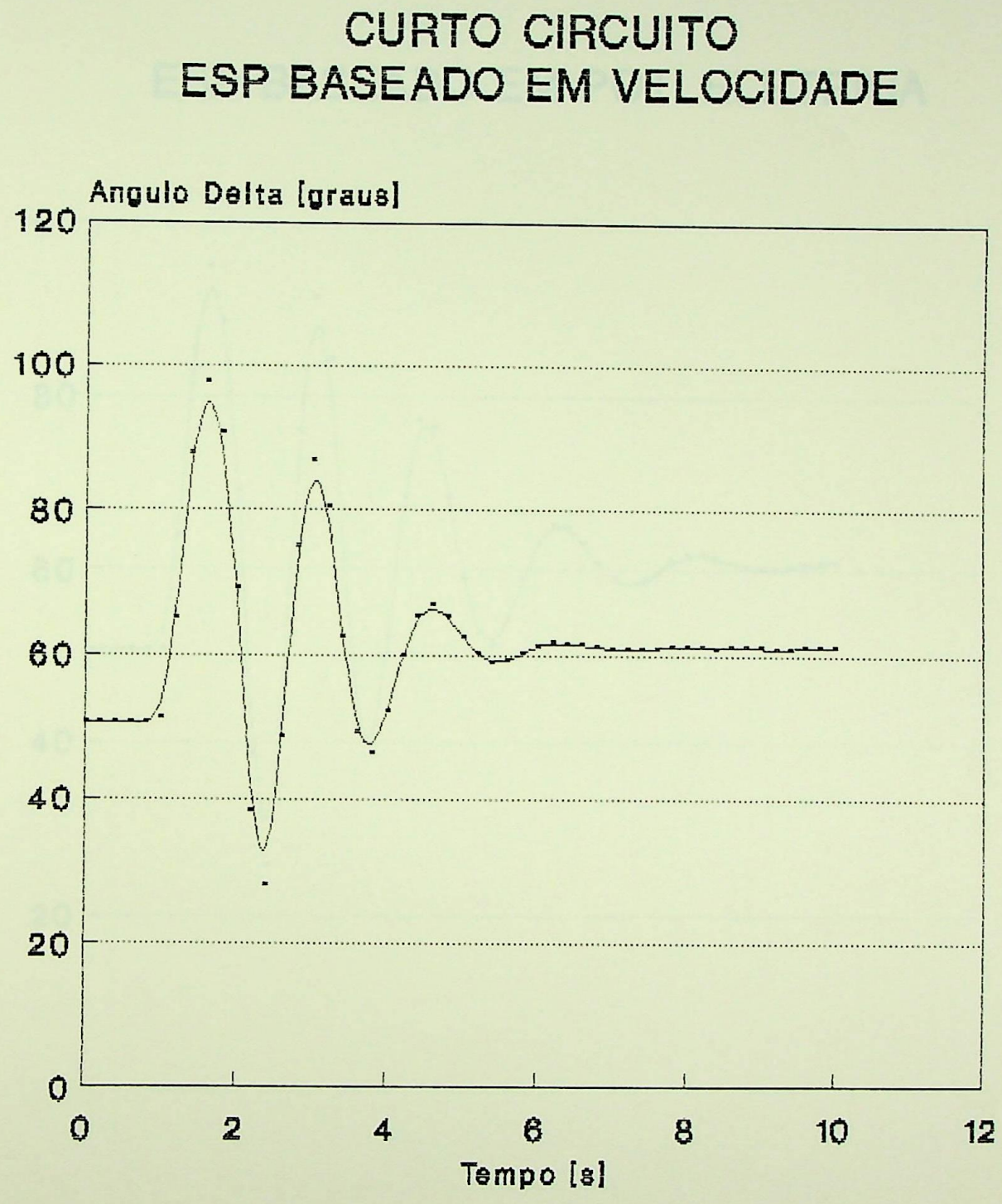


Fig. 6.12 : Comportamento do Sistema Elétrico em Curto Circuito Considerando ESP Usando Variação de Velocidade.

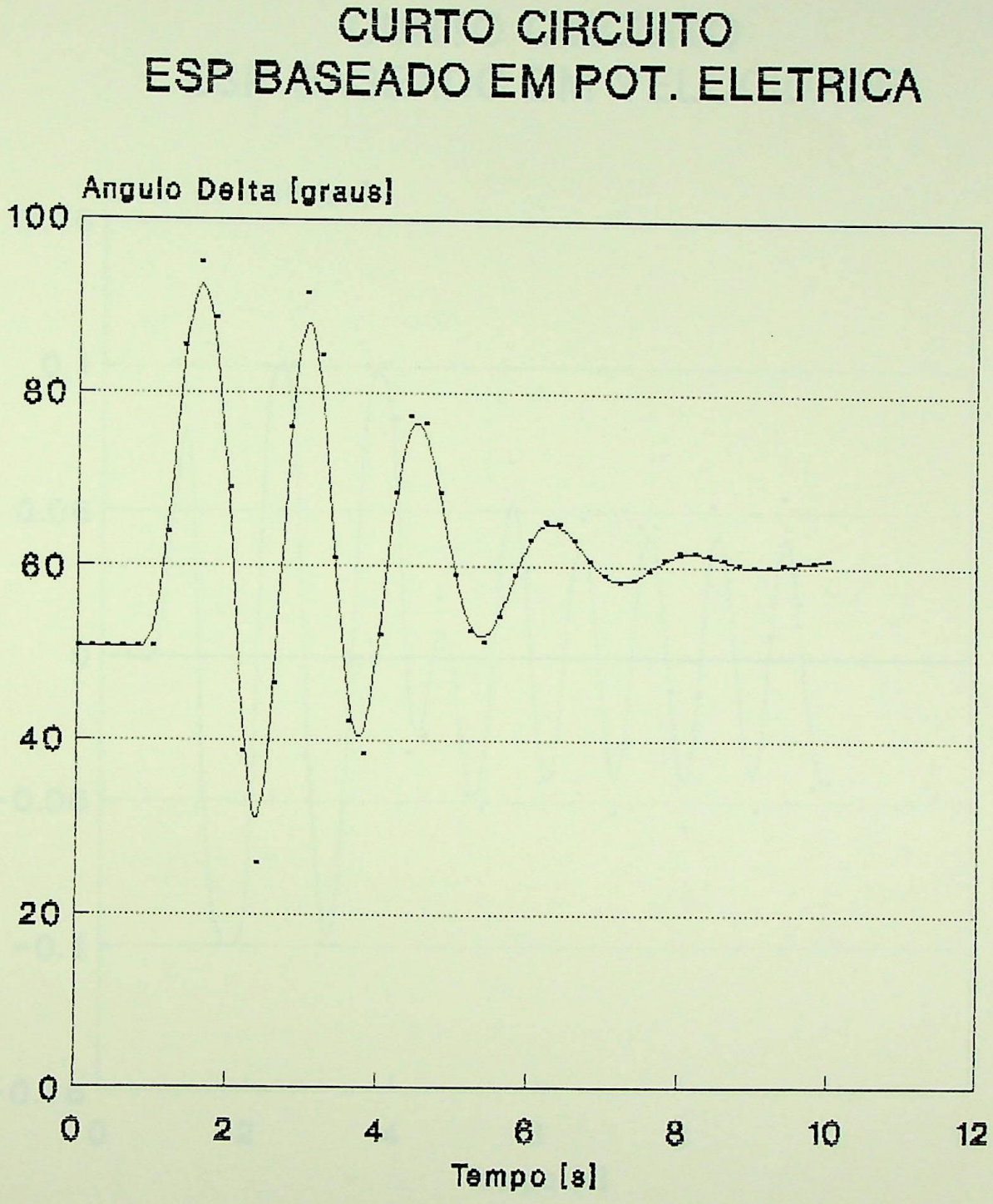


Fig. 6.13 : Comportamento do Sistema Eletrico em Curto Circuito Considerando ESP Usando Negativo da Variação de Potência Elétrica.

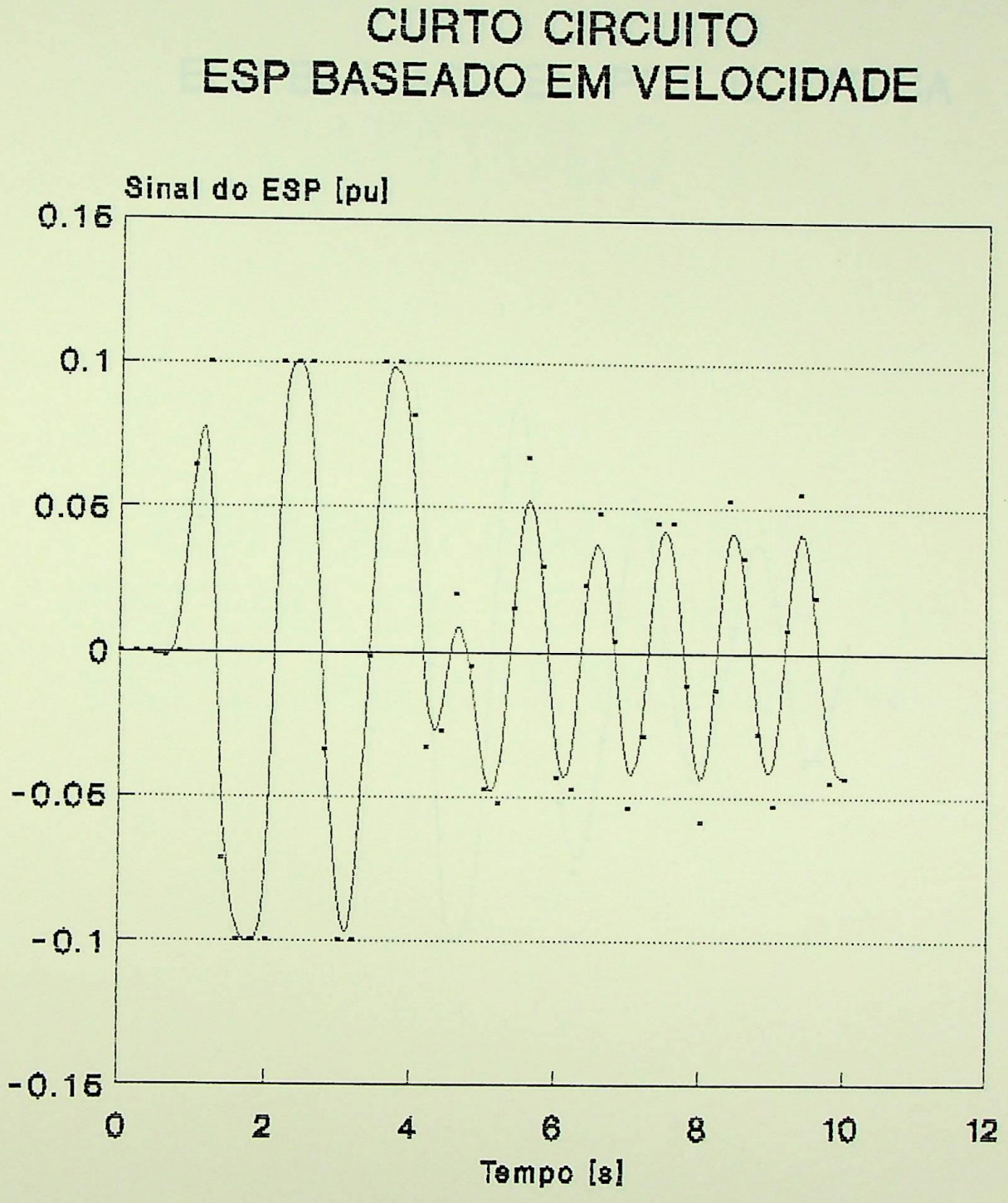


Fig. 6.14 : Característica do Sinal Estabilizante ao Utilizar ESP Baseado em Variação de Velocidade.

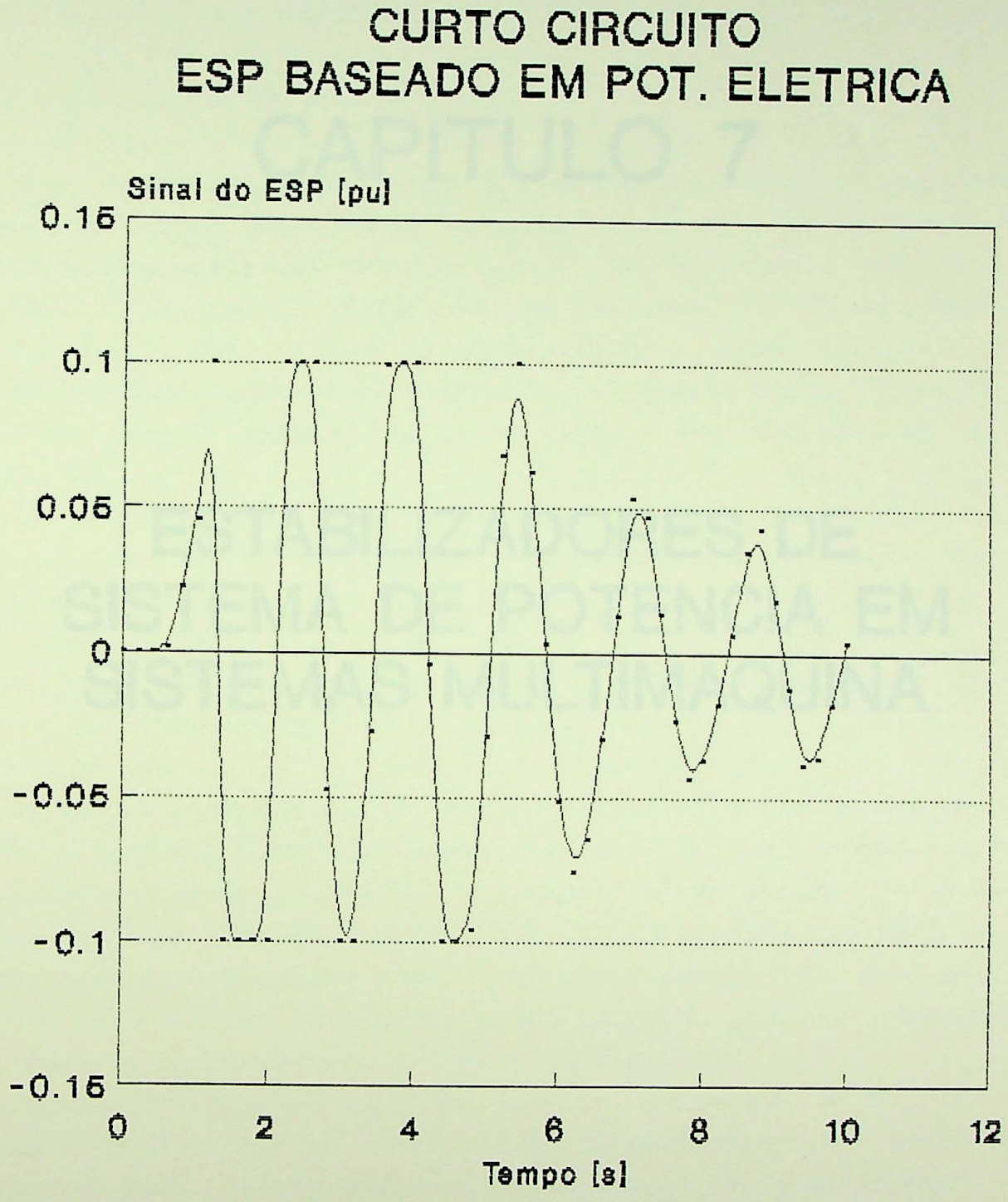


Fig. 6.15 : Característica do Sinal Estabilizante ao Utilizar ESP Baseado no Negativo da Variação de Pot. Elétrica.

CAPITULO 7

ESTABILIZADORES DE SISTEMA DE POTENCIA EM SISTEMAS MULTIMAQUINA

CAPÍTULO 7 - ESTABILIZADORES DE SISTEMA DE POTÊNCIA EM SISTEMAS MULTIMÁQUINA

7.1 - Considerações Iniciais

Nos capítulos anteriores os estabilizadores de sistema de potência foram analisados somente para os casos onde uma determinada usina estivesse ligada a um barramento infinito. No entanto, nem todas configurações de sistemas elétricos podem ser reduzidas ao caso citado. Existem situações onde necessita-se de estabilização suplementar para redes elétricas constituídas de mais de uma usina, sendo que tais redes são denominadas sistema multimáquina.

No próximo ítem serão mostradas as principais contribuições pertinentes à estabilização suplementar em sistemas elétricos multimáquina.

7.2 - Contribuições mais Relevantes para Estabilização de Sistemas Multimáquina

A impossibilidade de ajustar os estabilizadores, considerando as usinas operando individualmente, se deve às interações dinâmicas existentes entre as malhas reativas e mecânicas de todos os geradores do sistema elétrico. As interações dinâmicas são expressas em termos dos ângulos de deslocamento (δ) das máquinas, das tensões transitórias, e coeficientes que são funções dos parâmetros e condições operativas do sistema.

Moussa e Yu [03] mostram que a interação entre os modos mecânicos das máquinas têm efeito significante na estabilidade caracterizada pelas frequências naturais e amortecimentos das oscilações mecânicas das mesmas. Os autores descrevem o projeto do controle suplementar da excitação utilizando frequência complexa, e mostram que amortecimento puro pode ser conseguido sem que haja desvio nos valores desejados para os autovalores mecânicos.

Arcidiacono et al. [05] avaliam a melhora do amortecimento das oscilações por meios de análise de autovalores e autovetores das equações lineares representativas de um sistema elétrico

multimáquina, e mostram a importância de se ter critérios analíticos para escolher as melhores localizações onde instalar os controladores (ESP's), bem como ajustá-los convenientemente sem recorrer às simulações. Logicamente que validações deverão ser feitas posteriormente. O critério utilizado por tais autores é descrito na mesma referência, e aplicações do procedimento são realizadas para um caso prático de instabilidade. Resultados de testes realizados no sistema elétrico do Peru confirmam a eliminação da instabilidade mediante a utilização de ESP's.

A técnica desenvolvida por Arcidiacono et al.[05] é baseada na propriedade de deslocamento de polos de compensadores em retroação com ganhos infinitesimais em sistemas lineares, e utiliza os resíduos de uma função de transferência de malha aberta para computar o ganho e fase do estabilizador. Com os parâmetros dos ESP's ajustados por esta técnica se consegue chegar bem próximo aos novos valores desejados para os modos mecânicos de oscilação.

DeMello et al. [06], visando solucionar a instabilidade dinâmica e amortecimento insuficiente ou mesmo negativo de alguns modos de oscilação de um sistema multimáquina, descrevem uma técnica eficaz para se realizar a seleção mais efetiva das unidades a serem equipadas com estabilizadores. O processo de seleção é efetuado através de análise de autovalores.

Os autores citados mostram também que a aplicação coordenada dos ESP's requer a identificação dos modos naturais eletromecânicos de cada unidade, de seus amortecimentos inerentes, bem como da sensibilidade destes amortecimentos em relação aos ganhos de estabilizadores ideais. Embora os modos levemente amortecidos ou instáveis dominem quando a ação dos modos bem amortecidos já tenha terminado, o tempo no qual qualquer modo é visível depende do impacto a ser considerado. Assim, a alternativa mais atrativa consiste em identificar as frequências naturais através do cálculo de autovalores.

A aplicação de ESP's, devidamente ajustados para todas as máquinas do sistema, realizará amortecimento efetivo das oscilações eletromecânicas. Entretanto esta solução normalmente não é efetuada devido aos problemas de ordem técnica e econômica.

O custo incremental da aplicação de ESP's para novos geradores

com excitatrizes modernas é baixo. Já, a aplicação de estabilizadores para unidades mais antigas com sistemas de excitação mais lentos pode ser uma medida inefetiva, e a adequação de tais sistemas de excitação pode envolver grandes quantidades de capital [06]. Considerando os elevados custos de aplicação de ESP's para máquinas mais velhas, é de grande importância que as localizações para as instalações dos controladores sejam precisamente determinadas. Os ESP's só devem ser designados para máquinas antigas quando estas forem essenciais para o amortecimento das oscilações.

As fases da técnica desenvolvida por DeMello et al. [06] são mostradas a seguir:

a) Deteção dos modos eletromecânicos levemente amortecidos

Inicialmente um estudo de fluxo de carga deve ser realizado de forma a determinar o ponto de operação. Feito isto, as características de amortecimento do sistema podem ser constatadas através de simulação no tempo ou por análise de autovalores.

O número de modos de oscilação relacionados às inércias das máquinas é igual ao número de máquinas menos um. Os modos de oscilação levemente amortecidos dominantes e de interesse são aqueles envolvendo as equações de balanço das unidades geradoras.

A ação dos sistemas de controle suplementares, ou seja, os ESP's, devidamente ajustados, é principalmente de modificar o amortecimento dos modos de oscilação eletromecânicos.

A deteção dos modos levemente amortecidos através de simulação no tempo pode requerer excessivos tempos de computação.

b) Determinação das localizações efetivas dos estabilizadores

Através da compensação do atraso de fase da malha de regulação de tensão e excitatriz, a ação estabilizante em uma unidade particular pode ser aproximada por uma simples proporção entre a variação de velocidade e a variação da tensão proporcional ao enlace de fluxo. Desta maneira, a efetividade do ESP em uma dada máquina pode ser avaliada através da sensibilidade das partes reais dos autovalores relacionados aos modos eletromecânicos com o ganho da malha de estabilização.

A efetividade do ESP em uma dada máquina pode ser avaliada por determinar valores não nulos para o ganho do estabilizador, e determinar a variação resultante nos autovalores do sistema. Inicialmente todos os ganhos foram considerados iguais a zero. Os elementos do autovetor correspondente aos estados ângulo do rotor são normalizados. O valor do ganho foi aplicado a cada máquina sequencialmente.

Devido ao fato da instabilidade dinâmica estar associada aos modos de oscilação de frequências mais baixas, os estabilizadores são necessários nas máquinas que têm o maior efeito no amortecimento destas oscilações. A máquina que for responsável pela melhor quantia de amortecimento da oscilação de menor frequência é a melhor candidata para a aplicação do estabilizador.

A validação da efetividade da aplicação do estabilizador é realizada através de simulação no tempo. Como vantagens, o método proposto possui facilidade de implementação, e o processo é terminado quando o número de máquinas equipadas com estabilizadores se tornar suficiente para a estabilização do sistema. Como desvantagens, o método não efetua a seleção de geradores a serem estabilizados de forma coordenada, nem tampouco fornece meios de ajustar tais controladores.

Fleming et al.[07] apresentam uma técnica para selecionar os parâmetros de estabilizadores em sistemas de potência multimáquina. A técnica mencionada permite a seleção dos parâmetros dos estabilizadores de forma que melhoras especificadas, nas relações de amortecimento dos modos de oscilação levemente amortecidos, sejam realizadas aproximadamente. O método proposto é uma adaptação da técnica de alocação de polos usando compensadores dinâmicos, os quais estão embasados no contexto da teoria de controle [48].

A função de transferência do estabilizador utiliza variação de velocidade como sinal de entrada, e é expressa pela seguinte equação:

$$H(s) = \frac{U_E(s)}{\Delta W(s)} = \frac{K.(1 + s.T_1).(1 + s.T_3)}{(1 + s.T_2).(1 + s.T_4)} \qquad (7.1)$$

A saída da função de transferência da equação anterior é adicionada à referência do regulador de tensão. Por questão de simplicidade o termo washout não foi considerado na equação (7.1), e as constantes de tempo T_2 e T_4 possuem valores na ordem de 0,05 segundos.

A técnica utilizada pelos autores citados anteriormente é comentada a seguir.

A função de transferência entre a variação da tensão de referência da i-ésima máquina e a respectiva variação de velocidade precisa ser determinada, podendo utilizar para isto as equações de espaço de estado linearizadas. O diagrama de blocos da referida função é mostrado a seguir:

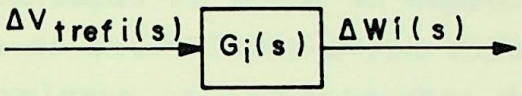


Fig. 7.1 : Diagrama de Blocos da i-ésima Unidade em Malha Aberta.

Os polos de $G_i(s)$ são exatamente os autovalores do sistema multimáquina sem considerar a presença do estabilizador. Ao fechar a malha de estabilização, ou seja, efetuar a introdução do ESP representado pela equação (7.1), o diagrama da figura 7.1 dá origem ao diagrama da figura 7.2 a seguir:

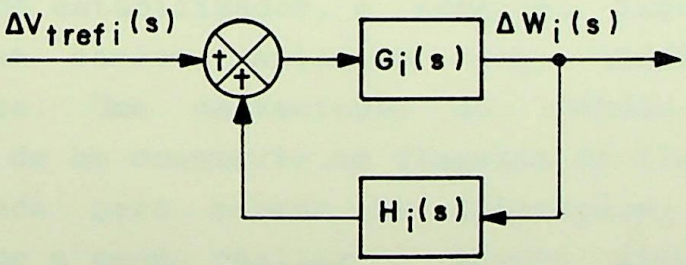


Fig. 7.2 : Diagrama de Blocos da i-ésima Unidade em Malha Fechada.

Os autovalores do sistema multimáquina, incluindo o estabilizador na i-ésima unidade, são os polos da função de transferência representativa do diagrama da figura 7.2, e são calculados a partir da seguinte equação característica :

$$1 - G_i(s).H_i(s) = 0 \qquad (7.2)$$

Na equação (7.2) substitui-se o valor do autovalor, a ser posicionado, na variável s, e em seguida calculam-se os parâmetros da função de transferência do estabilizador $H_i(s)$ que ainda faltam ser determinados.

Os estabilizadores do tipo descrito anteriormente são aplicados em um sistema multimáquina em diferentes localizações de forma sequencial. O inconveniente deste método proposto é que a adição de um estabilizador para uma dada máquina pode alterar levemente os autovalores definidos por estabilizadores previamente projetados. Ao se introduzir controladores no sistema elétrico, o mesmo deve ser analisado por simulação ou teste de campo, para garantir que valores indesejáveis de autovalores sejam alcançados.

Gooi et al. [08] exploram os requerimentos de estabilização dos modos mecânicos para uma usina térmica, uma usina nuclear e uma usina hidráulica, as quais fazem parte de um sistema elétrico, por meio de um método que utiliza frequência complexa. Os efeitos de interação dinâmica entre os modos de oscilação de várias máquinas são representados através de coeficientes de torque sincronizante e de amortecimento.

Os autores mostram que através de interações sucessivas entre os valores dos autovalores dos modos mecânicos e os ajustes dos parâmetros do estabilizador, é possível introduzir amortecimento positivo sem causar variações nos coeficientes de torque sincronizante. Uma desvantagem do método proposto vem da necessidade de se construir um diagrama de fluxo de sinal e uma tabela verdade para mapear as interações. Uma vantagem desta técnica é que a mesma realiza o ajuste simultâneo de todos os estabilizadores.

Martins e Baitelli [09] descrevem um método eficiente para a análise da resposta em frequência de sistemas de potência multimáquina. São descritos também, no mesmo trabalho, resultados relativos ao projeto de sinais adicionais estabilizantes, que evidenciam as vantagens da técnica proposta sobre as técnicas convencionais.

Lefebvre [10] propõe um novo método de selecionar

simultaneamente os parâmetros de todos estabilizadores em um sistema de potência multimáquina. O problema da otimização dos parâmetros é conduzido através de posicionamento de polos utilizando realimentação descentralizada da saída, e um algorítmo que permite alocação exata dos autovalores é apresentado.

O processo de seleção não é abordado por Lefebvre [10], uma vez que este constitui em um problema a parte. A computação simultânea realizada para todos os estabilizadores evita a determinação da sequência ótima do projeto sequencial, e permite posicionamento de no mínimo 2.K modos de oscilação do sistema, onde K é o número de estabilizadores, sendo que neste processo, desvios nos autovalores desejados não são presenciados.

Hiyama [11] apresenta um método de identificação das melhores localizações para se instalar os estabilizadores, no qual é utilizado o conceito de coerência. Após a decomposição de um sistema de potência multimáquina em vários grupos coerentes, a seleção mais efetiva de um gerador a ser equipado com um ESP em cada grupo coerente é determinado. O reconhecimento da coerência é realizado utilizando um índice no domínio da frequência.

Abdalla et al.[12] apresentam um procedimento sequencial para estabilização coordenada de um sistema de potência multimáquina, no qual a máquina melhor candidata a ser equipada com um estabilizador é identificada usando análise de autovalores. O critério de seleção utilizado por tais autores segue a linha desenvolvida por DeMello et al.[06], e é baseado na sensibilidade dos autovalores críticos com relação aos aumentos dos coeficientes de amortecimento (parâmetro D), os quais são introduzidos em cada equação de balanço, e de forma sucessiva.

Lim e Elangovan [13,15] apresentam um método para projetar ESP's utilizando controle descentralizado, no qual o objetivo é melhorar a estabilidade dinâmica do sistema de potência, aplicando estabilizadores com parâmetros determinados de forma que alguns ou todos os modos mecânicos do sistema tenham valores desejados. O presente trabalho de dissertação utiliza esta técnica de ajuste, uma vez que a mesma possibilita ajuste coordenado de ESP's e é de fácil implementação. O desenvolvimento desta metodologia se encontra no Capítulo 9.

Castro et al. [14] propõem um procedimento sequencial de estabilização de um sistema de potência multimáquina. A técnica de identificação dos geradores a serem equipados com controladores é baseada na teoria modal. A medida da influência de uma ação estabilizante, levando em conta todos os efeitos de um modo na resposta livre do sistema, é usada para identificar a unidade mais efetiva a ser estabilizada. Após identificar esta unidade geradora e aplicar seu respectivo ESP, a próxima unidade é identificada considerando todas unidades previamente equipadas com estabilizadores.

Xu e Lu [16] desenvolvem um procedimento sistemático de projeto descentralizado de estabilizadores em sistemas multimáquina. O método inicialmente seleciona a localização mais efetiva de se instalar um ESP mediante a utilização de um índice de estabilidade da máquina. Os parâmetros do estabilizador são então determinados por um esquema de controle descentralizado, sendo que este processo considera um controlador por vez. A melhora geral da estabilidade é medida através de um índice de estabilidade do sistema, o qual é usado para decidir quantos estabilizadores são requeridos para a estabilização do sistema.

Teive e Costa [17] mostram um método de ajuste dos parâmetros dos estabilizadores de sistemas de potência (ESP's) derivados da velocidade e da potência elétrica em sistemas de potência multimáquina. É utilizada uma técnica de posicionamento de polos via realimentação dinâmica da saída. Admite-se a função de transferência do ESP com dois estágios de avanço-atraso ou com numerador quadrático, sendo que neste último caso utiliza-se uma técnica de projeções ortogonais para a resolução de um sistema subdeterminado de equações. Os resultados do método proposto de alocação de polos são validados mediante a verificação de posicionamento efetivo dos polos em malha fechada e via simulação não linear no domínio do tempo.

Zanetta e Galvão [18] abordam a conveniência do emprego de alguns métodos para análise coordenada da instalação de estabilizadores para melhorar o amortecimento de autovalores de sistemas de potência, associados aos modos mecânicos de oscilação. Utilizando-se estruturas simplificadas, como o modelo clássico,

verifica-se que através da análise de sensibilidade de autovalores, é possível selecionar as unidades melhores candidatas a serem equipadas com ESP's. As técnicas de imposição de polos servem tanto no ajuste de parâmetros dos estabilizadores quanto na seleção dos geradores mais indicados para se instalar os compensadores, complementando assim o método de análise de resíduos. O algorítmo desenvolvido por tais autores calcula os resíduos dos autovalores de funções de transferência em malha aberta, a serem realimentados pelos compensadores, e segue a linha de Arcidiacono et al.[05].

Martins et al.[19] descrevem uma metodologia para a determinação eficiente de um conjunto de malhas de realimentação adequado ao controle descentralizado de sistemas dinâmicos de grande porte. O método baseia-se no cálculo eficiente de polos e zeros de transmissão dominantes e dos resíduos de funções de transferência relativos a estes polos e zeros de sistemas dinâmicos de grande porte.

O critério de seleção dos geradores melhores candidatos a serem equipados com estabilizadores, utilizado no presente trabalho de pesquisa, é baseado no cálculo de coeficientes de sensibilidade, enfoque este desenvolvido por Abe e Doi [49] e utilizado também por Mikami [01].

A maior parte das contribuições citadas neste capítulo mostra a utilidade das técnicas de análise de autovalores e autovetores em sistemas de potência linearizados, em termos de seleção e ajuste de estabilizadores de sistemas de potência. O procedimento de seleção utilizado no presente trabalho de pesquisa será descrito detalhadamente no próximo capítulo.

CAPITULO 8

METODO DE SELECAO DOS GERADORES A SEREM EQUIPADOS COM ESTABILIZADOR

CAPÍTULO 8 - MÉTODO DE SELEÇÃO DOS GERADORES A SEREM EQUIPADOS COM ESTABILIZADORES

8.1 - Considerações Iniciais

Como foi visto no capítulo anterior, é necessária a utilização de um método para determinação das localizações efetivas dos geradores a serem equipados com estabilizadores de sistemas de potência. O método utilizado para a identificação é feito com base nos resíduos de uma dada função de transferência do sistema. Esses resíduos são calculados em função dos autovetores à direita e à esquerda , e são os coeficientes de sensibilidade dos autovalores devido à inclusão de uma realimentação, que no caso é o estabilizador de sistemas de potência (ESP) [01]. No ítem seguinte é mostrado de que forma um dado controlador pode deslocar os autovalores de um sistema linear.

8.2 - Base Teórica

Um sistema linear tem seu comportamento dinâmico analisado mediante a utilização de equações de estado e de saída, que podem ser expressas da seguinte maneira:

$$\dot{\bar{X}} = \bar{A}.\bar{X} + \bar{B}.z \qquad (8.1)$$

$$y = \bar{C}.\bar{X} \qquad (8.2)$$

O conceito central do controle modal é muito simples, e consiste em gerar um vetor de entrada de um sistema através de um vetor de realimentação de estado, de forma que os autovalores de malha fechada possam ser previamente especificados [50]. A partir dessa definição, considere um sistema linear e invariante no tempo que seja definido pela equação de estado linear e de primeira ordem expressa por:

$$\dot{x} = a.x + b.z \qquad (8.3)$$

e pela equação de saída, também linear e escalar, dada pela seguinte expressão:

$$y = c.x \tag{8.4}$$

Aplicando a transformada de Laplace para as equações (8.3) e (8.4), resulta:

$$s.X(s) = a.X(s) + b.Z(s) \tag{8.5}$$

$$Y(s) = c.X(s) \tag{8.6}$$

Explicitando o valor de X(s) da equação (8.5) e substituindo o resultado na equação (8.6), é possível escrever que:

$$Y(s) = c.(s - a)^{-1}.b.Z(s) \tag{8.7}$$

A função de transferência deste sistema de primeira ordem é expressa pela equação a seguir:

$$\frac{Y(s)}{Z(s)} = \frac{b.c}{(s - a)} \tag{8.8}$$

O diagrama de blocos correspondente as equações (8.5) e (8.6) é representado pela figura 8.1 a seguir:

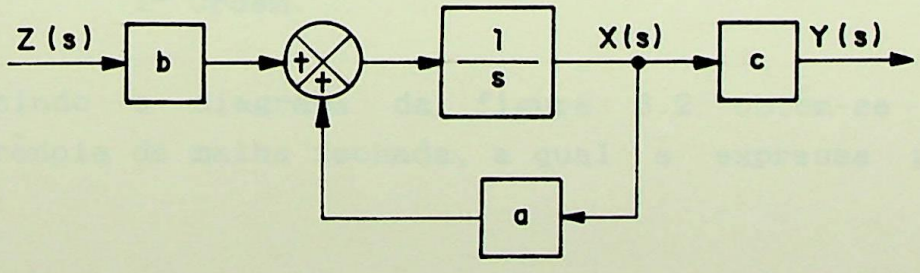


Fig. 8.1 : Diagrama de Blocos em Malha Aberta de um Sistema de 1ª Ordem.

Considerando um sinal de impulso para a entrada Z(s), ou seja, Z(s) = 1, a saída do sistema é expressa pela seguinte equação:

$$y(t) = b.c.e^{(a.t)} \qquad (8.9)$$

onde o termo exponencial da equação anterior define o único modo do sistema. Desta forma, se o valor de "a" for positivo, o sistema apresentará comportamento instável. Em uma outra situação, na qual o valor de "a" seja negativo, o decaímento da saída y(t) pode não ser suficientemente rápido. Assim se faz necessário utilizar o conceito básico de controle modal e criar uma malha de realimentação, a qual utiliza como entrada a variável y e tem seu sinal de saída somado à entrada z. A expressão que rege a realimentação é mostrada como se segue:

$$u_E = g.y \qquad (8.10)$$

onde "g" é um escalar e representa o ganho da realimentação. O diagrama de blocos de malha fechada do sistema é apresentado através da figura 8.2 a seguir:

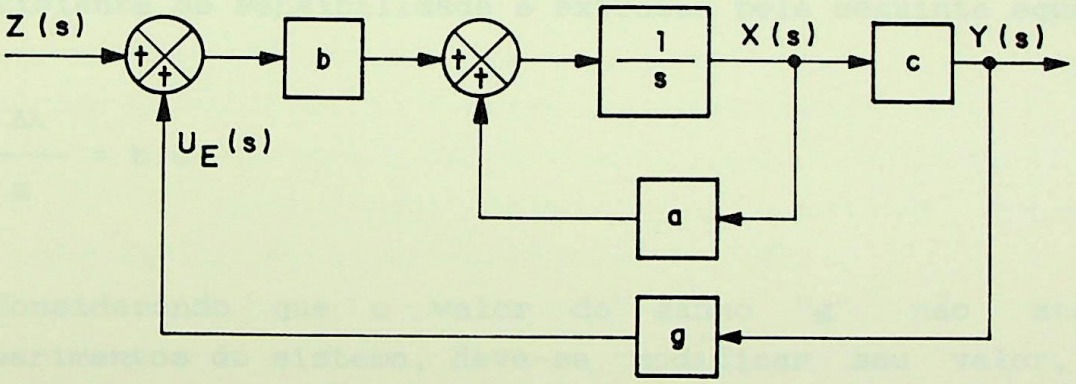


Fig. 8.2 : Diagrama de Blocos em Malha Fechada de um Sistema de 1ª Ordem.

Reduzindo o diagrama da figura 8.2 obtém-se a função de transferência de malha fechada, a qual é expressa pela seguinte equação:

$$\frac{Y(s)}{Z(s)} = \frac{b.c}{s - (a + b.c.g)} \qquad (8.11)$$

O autovalor representativo do sistema em malha aberta é dado

pelo valor $\lambda = a$. Com a introdução da realimentação, pode-se observar através da equação (8.11), que o autovalor representativo do sistema passa a ser expresso por:

$$\lambda' = a + b.c.g \qquad (8.12)$$

Da equação (8.12) observa-se que o autovalor λ' pode ser especificado como qualquer valor real negativo, através da escolha do ganho "g". Fixando o valor de λ', o valor do ganho é dado pela seguinte equação:

$$g = \frac{(\lambda' - a)}{b.c} \qquad (8.13)$$

Considerando os valores de λ e λ', e utilizando a equação (8.13), pode-se determinar o coeficiente de sensibilidade do autovalor quando se inclui um ganho de realimentação. Tal coeficiente de sensibilidade é expresso pela seguinte equação:

$$\frac{\Delta\lambda}{g} = b.c \qquad (8.14)$$

Considerando que o valor do ganho "g" não atenda aos requerimentos do sistema, deve-se modificar seu valor, e desta forma, o coeficiente de sensibilidade do autovalor é representado pela equação (8.15) a seguir:

$$\frac{\Delta\lambda}{\Delta g} = b.c \qquad (8.15)$$

Observa-se através das equações (8.14) e (8.15), que o coeficiente de sensibilidade ou resíduo independe do valor da realimentação "g". Esta é uma conclusão importante, visto que a influência do estabilizador pode ser medida mesmo antes de sua implementação.

No ítem seguinte serão abordadas as considerações relativas à obtenção da função de transferência do sistema elétrico de potência (SEP) em malha aberta.

8.3 - Obtenção da Função de Transferência do SEP em Malha Aberta

O objetivo da estabilização de um sistema elétrico por meio da introdução de ESP's, é de conseguir deslocamento dos autovalores com amortecimento insuficiente ou mesmo negativo, relacionados aos modos eletromecânicos, a fim de se obter uma melhora dos amortecimentos destes modos.

Através dos coeficientes de sensibilidade, pode-se ter uma visão global do efeito que um dado ESP pode ocasionar sobre os modos de oscilação do sistema, inclusive os efeitos adversos.

Os coeficientes são obtidos dos resíduos de uma dada função de transferência do sistema elétrico multimáquina. Se o ESP for derivado de variação de potência elétrica ou outra grandeza, realimentando a referência do regulador de tensão, a função de transferência (FT) do SEP deve ser aquela cuja saída seja variação de potência elétrica ou a outra grandeza mencionada, e a entrada seja variação da tensão de referência do RAT da unidade geradora em análise. A seguir está apresentado o desenvolvimento para a obtenção da função de transferência do SEP.

O sistema elétrico, quando submetido a pequenos impactos, pode ser linearizado em torno de um ponto de operação. Desta forma, o comportamento dinâmico do sistema de potência, constituído de geradores, rede elétrica e cargas, pode ser representado pela equação de estado da seguinte forma:

$$\dot{\bar{X}} = \bar{A}.\bar{X} + \bar{B}.u \qquad (8.16)$$

e por uma equação de saída expressa por:

$$y = \bar{C}.\bar{X} \qquad (8.17)$$

A linearização do sistema elétrico multimáquina, bem como a formação das matrizes $\bar{A}$, $\bar{B}$, e $\bar{C}$ estão detalhadas no Apêndice E.

Se a matriz característica $\bar{A}$ da equação (8.16) possuir n autovalores distintos, onde n é a ordem da matriz, então haverá também n autovetores correspondentes, linearmente independentes e representados por $\bar{u}_i$. A expressão que relaciona os autovalores com os autovetores é da seguinte forma:

$$\bar{A}.\bar{u}_i = \lambda_i.\bar{u}_i \qquad i = 1,2,\ldots,n \tag{8.18}$$

Na equação (8.18), $\bar{u}_i$ é denominado autovetor a direita. Considerando agora a transposta da matriz característica ($\bar{A}^T$), a equação que relaciona seus autovetores e autovalores é representada pela seguinte expressão:

$$\bar{A}^T.\bar{v}_j = \lambda_j.\bar{v}_j \qquad j = 1,2,\ldots,n \tag{8.19}$$

Ao aplicar a operação de transposição de matrizes para os membros da equação (8.19), resulta:

$$\bar{v}_j^T.\bar{A} = \lambda_j.\bar{v}_j^T \qquad j = 1,2,\ldots,n \tag{8.20}$$

Na expressão (8.19), $\bar{v}_j$ é denominado de autovetor a esquerda. O fato dos autovalores de $\bar{A}$ e $\bar{A}^T$ serem iguais, não implica que os correspondentes autovetores também sejam. Na verdade eles são ortogonais, logo é possível escrever que:

$$\bar{v}_i^T.\bar{u}_i = c_i \qquad i = 1,2,\ldots,n \tag{8.21}$$

$$\bar{v}_j^T.\bar{u}_i = 0 \qquad i = j = 1,2,\ldots,n \quad e \quad i \neq j \tag{8.22}$$

onde c_i é uma constante.

Normalizando-se os autovetores de tal maneira que:

$$\bar{v}_i^T.\bar{u}_i = 1 \qquad i = 1,2,\ldots,n \tag{8.23}$$

obtém-se as seguintes equações matriciais:

$$\bar{V}^T.\bar{U} = \bar{I} \tag{8.24}$$

$$\bar{U}^T.\bar{V} = I \qquad (8.25)$$

onde $\bar{U} = [\bar{u}_1\ \bar{u}_2\ \ldots\ \bar{u}_n]$ é a matriz modal a direita de $\bar{A}$, enquanto a matriz $\bar{V} = [\bar{v}_1\ \bar{v}_2\ \ldots \bar{v}_n]$ é denominada matriz modal a esquerda.

As expressões (8.24) e (8.25) implicam que as matrizes $\bar{U}$ e $\bar{V}^T$ sejam inversas entre si, logo:

$$\bar{V}^T = \bar{U}^{-1} \quad e \quad (\bar{V}^T)^{-1} = \bar{U} \qquad (8.26)$$

Nas equações (8.16) e (8.17) pode-se aplicar uma transformada definida por:

$$\bar{X} = \bar{U}.\bar{x} \qquad (8.27)$$

ou

$$\bar{x} = \bar{U}^{-1}.\bar{X} \qquad (8.28)$$

Derivando a expressão da equação (8.27), resulta:

$$\dot{\bar{X}} = \bar{U}.\dot{\bar{x}} \qquad (8.29)$$

Substituindo as expressões das equações (8.27) e (8.29) nas equações (8.16) e (8.17), vem:

$$\bar{U}.\dot{\bar{x}} = \bar{A}.\bar{U}.\bar{x} + \bar{B}.u$$

ou

$$\dot{\bar{x}} = \bar{U}^{-1}.\bar{A}.\bar{U}.\bar{x} + \bar{U}^{-1}.\bar{B}.u \qquad (8.30)$$

e

$$y = \bar{C}.\bar{U}.\bar{x} \qquad (8.31)$$

É possível fazer as seguintes definições:

$$\bar{\mathcal{A}} = \bar{U}^{-1}.\bar{A}.\bar{U} \qquad (8.32)$$

$$\bar{\mathcal{B}} = \bar{U}^{-1}.\bar{B} \qquad (8.33)$$

$$\bar{\mathcal{C}} = \bar{C}.\bar{U} \qquad (8.34)$$

As matrizes dadas pelas equações (8.32),(8.33) e (8.34) são denominadas: matriz espectral, matriz de controlabilidade de modo e matriz de observabilidade de modo, respectivamente. A matriz espectral possui a seguinte estrutura :

$$\bar{\mathcal{A}} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & & & \\ & \lambda_2 & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & \lambda_i & \\ & & & & \ddots \\ & & & & & \lambda_n \end{bmatrix} \qquad (8.35)$$

Substituindo as definições expressas pelas equações (8.32),(8.33) e (8.34) nas equações (8.30) e (8.31), vem :

$$\dot{\bar{x}} = \bar{\mathcal{A}}.\bar{x} + \bar{\mathcal{B}}.u \qquad (8.36)$$

$$y = \bar{\mathcal{C}}.\bar{x} \qquad (8.37)$$

A função de transferência de um SEP considerando como entrada u_E e como saída y pode ser obtida a partir das equações (8.16) e (8.17), ou através das equações (8.36) e (8.37). A entrada e a saída da função de transferência mencionada diz respeito a uma máquina "1" do sistema multimáquina. Desta forma vem:

FT(máquina 1) = $T_1(s)$ onde:

$$T_1(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \bar{C}.(s.\bar{I} - \bar{A})^{-1}.\bar{B} = \bar{\mathcal{C}}.(s.\bar{I} - \bar{\mathcal{A}})^{-1}.\bar{\mathcal{B}} \qquad (8.38)$$

Considerando a transformação realizada, a expressão (8.38) pode ser representada através da seguinte equação:

$$T_l(s) = [\mathscr{C}_1\ \mathscr{C}_2\ \ldots\mathscr{C}_n].\mathrm{diag}\{(s-\lambda_i)^{-1}\}_1^n.[\mathscr{B}_1\ \mathscr{B}_2\ \ldots\mathscr{B}_n]^T \quad (8.39)$$

Desenvolvendo a expressão da equação (8.39) é possível escrever que:

$$T_l(s) = \sum_{i=1}^{n} \frac{\mathscr{B}_i.\mathscr{C}_i}{s-\lambda_i} \quad (8.40)$$

onde n é a ordem da matriz $\bar{\mathscr{A}}$, e $\mathscr{B}_i.\mathscr{C}_i$ são os resíduos da função de transferência do sistema multimáquina.

Se dois autovalores λ_j e λ_k são complexos e conjugados, então seus respectivos resíduos satisfazem a seguinte equação:

$$\mathscr{B}_j.\mathscr{C}_j = (\mathscr{B}_k.\mathscr{C}_k)^* \quad (8.41)$$

A parcela que representa o modo de oscilação da FT da equação (8.40) referente aos autovalores λ_j e λ_k é representada pela equação a seguir:

$$\frac{p_{jl}.s + q_{jl}}{s^2 + 2.\zeta_j.\omega_{oj}.s + \omega_{oj}^2} = \frac{\mathscr{B}_{jl}.\mathscr{C}_{jl}}{(s-\lambda_j)} + \frac{(\mathscr{B}_{jl}.\mathscr{C}_{jl})^*}{(s-\lambda_j^*)} \quad (8.42)$$

onde:

ζ_j é o coeficiente de amortecimento do modo de oscilação referente aos autovalores λ_j e λ_j^*;
ω_{oj} é a respectiva frequência natural de oscilação;
p_{jl} e q_{jl} são coeficientes do polinômio do numerador da parcela de $T_l(s)$, correspondente ao modo de oscilação de segunda ordem. O primeiro índice corresponde a ordem do autovalor, e o segundo subscrito indica a ordem da unidade geradora.

Definindo

$$\lambda_j = -\sigma_j + j.\omega_j = -\zeta_j.\omega_{oj} + j.(1-\zeta_j^2)^{1/2}.\omega_{oj} \quad (8.43)$$

$$\mathcal{R}_{jl} . \mathcal{E}_{jl} = \alpha_{jl} + j . \beta_{jl} \qquad (8.44)$$

e substituindo tais definições na expressão da equação (8.42), é possível escrever:

$$p_{jl} = 2 . \alpha_{jl} \qquad (8.45)$$

$$q_{jl} = 2 . (\alpha_{jl} . \sigma_j - \beta_{jl} . \omega_j) \qquad (8.46)$$

A expressão da equação (8.40) pode ser desmembrada da seguinte maneira:

$$T_l(s) = \sum_{k=1}^{n'} \frac{p_{kl} . s + q_{kl}}{s^2 + 2 . \zeta_k . \omega_{ok} . s + \omega_{ok}^2} + \sum_{m=1}^{n''} \frac{r_{ml}}{s + d_m} \qquad (8.47)$$

onde a primeira parcela representa a somatória de todos os modos oscilatórios de segunda ordem, e a segunda parcela representa a somatória de todos os modos monotônicos.

No ítem seguinte será abordada a obtenção dos coeficientes de sensibilidade dos autovalores devido à adição da malha de realimentação.

8.4 - Obtenção dos Coeficientes de Sensibilidade dos Autovalores Devido à Adição da Malha de Realimentação

Considerando que a entrada do ESP seja a variação da velocidade (Δw), a função de transferência do sistema elétrico, utilizando o gerador "1" para definí-la, é representada pelo diagrama da figura 8.3 a seguir:

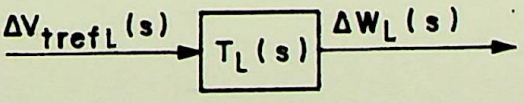


Fig. 8.3 : Diagrama de Blocos do SEP Multimáquina em Malha Aberta.

onde N é o número de geradores do sistema elétrico.

Ao fechar a malha de realimentação através da introdução do ESP

na l-ésima unidade, o diagrama da figura 8.3 passa a ser representado através do diagrama de blocos da figura 8.4.

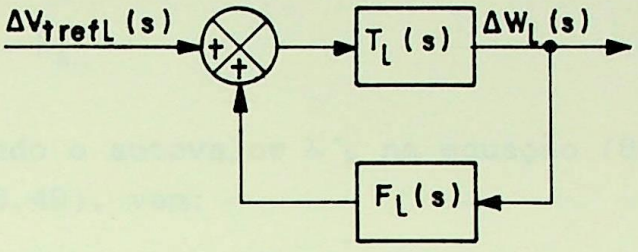


Fig. 8.4 : Diagrama de Blocos do SEP Multimáquina Fechando a Malha de Realimentação na Unidade 1.

No diagrama anterior $F_l(s)$ corresponde à função de transferência do ESP aplicado à l-ésima unidade geradora. Reduzindo o diagrama de blocos da figura 8.4, a função de transferência em malha fechada é representada pela seguinte equação:

$$T_l'(s) = \frac{T_l(s)}{1 - T_l(s).F_l(s)} \qquad (8.48)$$

ou

$$\frac{1}{T_l'(s)} = \frac{1}{T_l(s)} - F_l(s) \qquad (8.49)$$

Considerando que λ_k e λ'_k sejam autovalores de $T_l(s)$ e $T'_l(s)$ respectivamente, e relacionados aos modos eletromecânicos, então:

$$\frac{1}{T_l(\lambda_k)} = 0 \qquad (8.50)$$

e

$$\frac{1}{T_l'(\lambda_k')} = 0 \qquad (8.51)$$

Supondo-se que λ'_k corresponda ao autovalor λ_k após a introdução do ESP, então é possível escrever que:

$$\Delta\lambda_k = \lambda'_k - \lambda_k \qquad (8.52)$$

Explicitando o autovalor λ'_k na equação (8.52) e o introduzindo na equação (8.49), vem:

$$\frac{1}{T_l'(\lambda_k + \Delta\lambda_k)} = \frac{1}{T_l(\lambda_k + \Delta\lambda_k)} - F_l(\lambda_k + \Delta\lambda_k) \qquad (8.53)$$

Desenvolvendo a expressão $1/T_l(s)$ com $s = \lambda_k + \Delta\lambda_k$ em série de Taylor e desprezando os termos de ordem igual ou maior que dois, resulta:

$$\frac{1}{T_l(\lambda_k + \Delta\lambda_k)} = \frac{1}{T_l(\lambda_k)} + \frac{d}{ds}\left[\frac{1}{T_l(s)}\right]\Bigg|_{s=\lambda_k} .\Delta\lambda_k \qquad (8.54)$$

Substituindo (8.51) e (8.52) em (8.53), vem:

$$0 = \frac{1}{T_l(\lambda_k + \Delta\lambda_k)} - F_l(\lambda_k + \Delta\lambda_k) \qquad (8.55)$$

Introduzindo a expressão da equação (8.50) em (8.54), resulta:

$$\frac{1}{T_l(\lambda_k + \Delta\lambda_k)} = \frac{d}{ds}\left[\frac{1}{T_l(s)}\right]\Bigg|_{s=\lambda_k} .\Delta\lambda_k \qquad (8.56)$$

Combinando as equações (8.55) e (8.56), é possível escrever que:

$$\Delta\lambda_k = \frac{F_l(\lambda_k + \Delta\lambda_k)}{\left.\frac{d}{ds}\left[\frac{1}{T_l(s)}\right]\right|_{s=\lambda_k}} \qquad (8.57)$$

Considerando que na equação (8.47) os modos de oscilação do segundo grau prevalecem em relação aos modos monotônicos, resulta:

$$T_l(s) \cong \sum_{k=1}^{n'} \frac{p_{kl}.s + q_{kl}}{s^2 + 2.\zeta_k.\omega_{ok}.s + \omega_{ok}^2} \qquad (8.58)$$

Com a intenção de calcular o termo $\Delta\lambda_k$ da equação (8.57), considere a seguinte expressão:

$$\left.\frac{d}{ds}\left[\frac{1}{T_l(s)}\right]\right|_{s=\lambda_k} = \left.\frac{\frac{-d}{ds}\left[T_l(s)\right]}{[T_l(s)]^2}\right|_{s=\lambda_k} \qquad (8.59)$$

Abrindo a expressão (8.58), é possível escrever que:

$$T_l(s) \cong R + \frac{p_{kl}.s + q_{kl}}{s^2 + 2.\zeta_k.\omega_{ok}.s + \omega_{ok}^2} \qquad (8.60)$$

onde R é o valor do somatório da expressão da equação (8.58) sem considerar o autovalor de ordem k.

Trabalhando a equação (8.60) convenientemente vem:

$$\frac{1}{T_l(s)} \cong \frac{s^2 + 2.\zeta_k.\omega_{ok}.s + \omega_{ok}^2}{R.(s^2 + 2.\zeta_k.\omega_{ok}.s + \omega_{ok}^2) + p_{kl}.s + q_{kl}} \qquad (8.61)$$

Derivando a expressão (8.61) no ponto $s = \lambda_k$, resulta:

$$\frac{d}{ds}\left[\frac{1}{T_l(s)}\right]\Bigg|_{s=\lambda_k} \cong \frac{2.(\lambda_k + \zeta_k.\omega_{ok})}{p_{kl}.\lambda_k + q_{kl}} \qquad (8.62)$$

Substituindo a expressão da equação (8.62) na equação (8.57), é possível escrever que:

$$\Delta\lambda_k \cong \frac{1}{2} . \frac{p_{kl}.\lambda_k + q_{kl}}{(\lambda_k + \zeta_k.\omega_{ok})} . F_l(\lambda_k + \Delta\lambda_k) \qquad (8.63)$$

A aproximação realizada utilizando a série de Taylor só tem sentido considerando que $\Delta\lambda_k << \lambda_k$. Desta maneira, a equação (8.63) passa a ser representada por:

$$\Delta\lambda_k \cong \frac{1}{2} . \frac{p_{kl}.\lambda_k + q_{kl}}{(\lambda_k + \zeta_k.\omega_{ok})} . F_l(\lambda_k) \qquad (8.64)$$

A expressão (8.64) mostra o efeito no autovalor λ_k ao ser incluído um ESP na l-ésima unidade. Assim, pode-se definir o coeficiente de sensibilidade como se segue:

$$e_{kl} = \frac{\Delta\lambda_k}{F_l(\lambda_k)} = \frac{1}{2} . \frac{p_{kl}.\lambda_k + q_{kl}}{(\lambda_k + \zeta_k.\omega_{ok})} \qquad (8.65)$$

Considerando que existam N geradores e N modos eletromecânicos, a matriz dos coeficientes de sensibilidade pode ser definida por:

Autovalor (λ_k)	Unidade Geradora (l)			
	l=1	l=2	...	l=N
λ_1	e_{11}	e_{12}	...	e_{1N}
λ_2	e_{21}	e_{22}	...	e_{2N}
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
λ_N	e_{N1}	e_{N2}	...	e_{NN}

A partir da matriz de sensibilidade (E), o efeito do ESP de qualquer gerador sobre os autovalores relativos ao modos mecânicos do sistema pode ser avaliado. O aspecto mais importante é que o cálculo dos coeficientes de sensibilidade depende apenas dos autovalores e respectivos resíduos, considerando o sistema em malha aberta.

Na formulação do cálculo da matriz de sensibilidade é necessário conhecer os valores dos autovalores relacionados aos modos mecânicos. O método utilizado para a identificação dos autovalores dos modos mecânicos foi aplicado por Mikami [01] e utiliza os autovetores das matrizes $\bar{A}$ e $\bar{A}^T$. Considerando que todos os autovetores da matriz $\bar{A}$ sejam distintos, é possível definir coeficientes que representem associações entre variáveis de estado e autovalores. Tais associações são definidas por meio da chamada matriz dos "fatores de participação", dada por:

$$\overline{FP} = [ABS\{fp_{ik}\}] = [ABS\{v_{ik}.u_{ik}\}] \qquad (8.66)$$

onde v_{ik} e u_{ik} são respectivamente os k-ésimos elementos de $\bar{v}_i$ e $\bar{u}_i$, relacionados com o autovalor i. Em função de que, as normalizações desses autovalores são feitas de tal modo que

$$\bar{v}_i^T.\bar{u}_j = 1 \qquad \text{para } i = j \qquad (8.67)$$

a somatória dos elementos de qualquer coluna ou qualquer fila da matriz $\overline{FP}$ deve ser sempre igual à unidade. Cada elemento dessa matriz representa o grau de participação do estado x_k na formação do autovalor λ_i, e reciprocamente, ele representa o grau de participação do autovalor λ_i na formação de x_k. Assim, como é admissível que os modos dominantes sejam aqueles eletromecânicos e relacionados às variáveis de estado: variação de ângulo e variação de velocidade dos rotores, a identificação dos autovalores mecânicos pode ser feita pelo exame do maior coeficiente na fila de $\overline{FP}$ relativo à variável variação do ângulo do rotor, para todas as unidades geradoras [01]. A estrutura da matriz $\overline{FP}$ é mostrada a seguir:

Autovalor (λ_k)	Estados						
	Gerador 1		Gerador 2		....	Gerador N	
	$\Delta\delta_1$	outros	$\Delta\delta_2$	outros	....	$\Delta\delta_N$	outros
λ_1					....		
λ_2					....		
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
λn					....		

onde n é a ordem da matriz característica do sistema elétrico e N é o número de geradores.

Através da utilização da matriz de sensibilidade pode-se definir quais são as unidades geradoras melhores candidatas a serem dotadas de ESP´s, visando melhorar o amortecimento dos autovalores dos modos mecânicos instáveis ou levemente amortecidos.

A deteção dos modos problemáticos entre os autovalores dos modos mecânicos se faz utilizando a seguinte expressão :

$$\zeta_i < 0{,}2 \qquad i = 1,2,...N \tag{8.68}$$

O valor de 0.2, escolhido na equação anterior, se deve ao fato do mesmo implicar em um bom desempenho.

Os autovalores mecânicos que possuem relações de amortecimento satisfazendo a equação (8.68) devem ter seus amortecimentos melhorados através da instalação de ESP´s nas unidades geradoras, e as localizações destas são determinadas usando a matriz de sensibilidade.

Nesta formulação, em que se utiliza de recursos lineares para tratar de comportamentos não lineares como é o caso de deslocamentos de autovalores, não é possível quantificar a fronteira para a qual as informações de sensibilidade permanecem válidas. É imperativo a necessidade de se efetuar sempre validações das sínteses efetuadas.

A instalação sucessiva de ESP´s pode ser um recurso adequado,

contudo os parâmetros ótimos só podem ser obtidos através de ajustes coordenados e simultâneos para os estabilizadores de diferentes unidades, problema esse tratado no próximo capítulo.

CAPITULO 9

AJUSTE DOS ESTABILIZADORES EM SISTEMA MULTIMAQUINA

CAPÍTULO 9 - AJUSTE DOS ESTABILIZADORES EM SISTEMA MULTIMÁQUINA

9.1 - Considerações Iniciais

No capítulo anterior foi mostrada uma técnica para determinar as melhores localizações de se instalarem os ESP´s. O próximo passo consiste em determinar o ajuste dos ESP´s no sentido de que os autovalores mecânicos possuam amortecimentos desejados. A técnica de ajuste utilizada no presente trabalho de pesquisa está nos moldes do método desenvolvido por Lim e Elangovan [13,15]. O método ajusta os ESP´s de forma coordenada e simultânea. O primeiro método desenvolvido por Lim e Elangovan [13] se encontra detalhado no próximo ítem.

9.2 - Primeiro Método de Ajuste de ESP's em Sistemas Multimáquina

O primeiro método para a determinação dos parâmetros dos ESP´s é baseado na análise de autovalores. A técnica proposta é formulada no domínio da frequência complexa. Para o projeto de ESP´s, modelos linearizados são normalmente utilizados.

Conforme mostrado no Apêndice E, um sistema elétrico multimáquina pode ser representado através da seguinte equação de estado:

$$\dot{\bar{X}}_i = \bar{A}_i.\bar{X}_i + \bar{B}_i.u_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{N} \bar{A}_{ij}.\bar{X}_j \qquad i = 1,2,\ldots,N \qquad (9.1)$$

onde $\bar{X}_i = [\Delta\delta_i \quad \Delta w_i \quad \Delta E'_{qi} \quad \Delta E_{fdi}]^T$ é o vetor de estado e u_i é a variável de controle, ambos do i-ésimo subsistema.

A equação de saída para o i-ésimo subsistema é dada como segue:

$$y_i = \bar{C}_i.\bar{X}_i \qquad i = 1,2,\ldots,N \qquad (9.2)$$

Considerando que o sinal de entrada de todos ESP´s seja a variação de velocidade (Δw), os vetores $\bar{B}_i$ e $\bar{C}_i$ são representados da seguinte forma:

$$\bar{B}_i = [0 \quad 0 \quad 0 \quad b_i]^T \tag{9.3}$$

$$\bar{C}_i = [0 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \tag{9.4}$$

onde $b_i = K_{Ei}/T_{Ei}$

É assumido, sem nenhuma perda de generalidade, que $\Delta\delta_i$ e Δw_i sejam as 1ª e 2ª variáveis de cada vetor de estado $\bar{X}_i$. Neste método é desejado melhorar a estabilidade dinâmica do sistema representado pelas equações (9.1) e (9.2) usando K ≤ N ESP's via controle descentralizado, para posicionar K pares de autovalores mecânicos em localizações desejadas.

Considere que o ESP, baseado em variação de velocidade, de cada subsistema seja representado pela seguinte equação:

$$\frac{U_{Ei}(s)}{Y_i(s)} = K_i . \frac{(1 + s.T_{1i})^2}{(1 + s.T_{2i})^2} = F_i(s) \tag{9.5}$$

Como o ESP é baseado em variação de velocidade, a saída do i-ésimo subsistema deve ser:

$$Y_i(s) = \Delta W_i(s) \tag{9.6}$$

Os parâmetros K_i e T_{1i} do i-ésimo ESP devem ser determinados, uma vez que a constante de tempo T_{2i} possui valor conhecido.

Aplicando a transformada de Laplace para a equação (9.1), resulta:

$$s.\bar{X}_i(s) = \bar{A}_i.\bar{X}_i(s) + \bar{B}_i.U_i(s) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{N} \bar{A}_{ij}.\bar{X}_j(s) \tag{9.7}$$

Considerando a introdução do ESP na unidade "i", a variável de controle $U_i(s)$ passa a ser dada como segue:

$$U_i(s) = \Delta V_{trefi}(s) + U_{Ei}(s) \qquad (9.8)$$

Substituindo a equação (9.8) na equação (9.7) vem:

$$s.\bar{X}_i(s) = \bar{A}_i.\bar{X}_i(s) + \bar{B}_i.U_{Ei}(s) + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{N} \bar{A}_{ij}.\bar{X}_j(s) + \bar{B}_i.\Delta V_{trefi}(s) \qquad (9.9)$$

Relacionando as equações (9.2) e (9.5), é possível escrever que:

$$U_{Ei}(s) = F_i(s).\bar{C}_i.\bar{X}_i(s) \qquad (9.10)$$

Substituindo a equação (9.10) na equação (9.9) vem:

$$s.\bar{X}_i(s) = [\bar{A}_i+\bar{B}_i.\bar{C}_i.F_i(s)].\bar{X}_i(s) + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{N} \bar{A}_{ij}.\bar{X}_j(s) + \bar{B}_i.\Delta V_{trefi}(s) \qquad (9.11)$$

Observa-se, através da equação (9.11), que a introdução do ESP na unidade "i" influencia a matriz característica do i-ésimo subsistema. Neste ponto faz-se importante mostrar a estrutura da matriz característica do sistema ($\bar{A}$) antes da introdução de ESP´s, e mostrar de que forma a implementação dos estabilizadores deve ser considerada. Inicialmente a matriz característica do sistema elétrico possui a estrutura dada pela figura a seguir:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} \bar{A}_1 & \bar{A}_{12} & \cdots & \bar{A}_{1i} & \bar{A}_{1j} & \cdots & \bar{A}_{1N} \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_2 & \cdots & \bar{A}_{2i} & \bar{A}_{2j} & \cdots & \bar{A}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \bar{A}_{i1} & \bar{A}_{i2} & \cdots & \bar{A}_i & \bar{A}_{ij} & \cdots & \bar{A}_{iN} \\ \bar{A}_{j1} & \bar{A}_{j2} & \cdots & \bar{A}_{ji} & \bar{A}_j & \cdots & \bar{A}_{jN} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{A}_{N1} & \bar{A}_{N2} & \cdots & \bar{A}_{Ni} & \bar{A}_{Nj} & \cdots & \bar{A}_N \end{bmatrix}$$

Fig. 9.1 : Estrutura da Matriz Característica do SEP.

onde
$\bar{A}_i$ é a matriz característica do subsistema "i" e $\bar{A}_{ij}$ é a matriz que representa a interação entre os subsistemas "i" e "j".

Conforme mostrado no Apêndice E, as matrizes $\bar{A}_i$ e $\bar{A}_{ij}$ são dadas respectivamente como se segue:

$$\bar{A}_i = \begin{bmatrix} 0 & w_B & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_1^{(i,i)}}{M_i} & \dfrac{-D_i}{M_i} & \dfrac{-K_2^{(i,i)}}{M_i} & 0 \\ \dfrac{-K_4^{(i,i)}}{T'_{doi}} & 0 & \dfrac{-1}{K_3^{(i,i)} \cdot T'_{doi}} & \dfrac{1}{T'_{doi}} \\ \dfrac{-K_{Ei} \cdot K_5^{(i,i)}}{T_{Ei}} & 0 & \dfrac{-K_{Ei} \cdot K_6^{(i,i)}}{T_{Ei}} & \dfrac{-1}{T_{Ei}} \end{bmatrix} \qquad (9.12)$$

$$\bar{A}_{ij} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_1^{(i,j)}}{M_i} & 0 & \dfrac{-K_2^{(i,j)}}{M_i} & 0 \\ \dfrac{-K_4^{(i,j)}}{T'_{doi}} & 0 & \dfrac{-1}{K_3^{(i,j)} \cdot T'_{doi}} & 0 \\ \dfrac{-K_{Ei} \cdot K_5^{(i,j)}}{T_{Ei}} & 0 & \dfrac{-K_{Ei} \cdot K_6^{(i,j)}}{T_{Ei}} & 0 \end{bmatrix} \qquad (9.13)$$

Definindo:

$$\bar{\mathcal{A}}_i \triangleq \bar{A}_i + \bar{B}_i \cdot \bar{C}_i \cdot F_i(s) \qquad (9.14)$$

e desenvolvendo a expressão vem:

$$\bar{A}_i = \begin{bmatrix} 0 & w_B & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_1^{(i,i)}}{M_i} & \dfrac{-D_i}{M_i} & \dfrac{-K_2^{(i,i)}}{M_i} & 0 \\ \dfrac{-K_4^{(i,i)}}{T'_{doi}} & 0 & \dfrac{-1}{K_3^{(i,i)} \cdot T'_{doi}} & \dfrac{1}{T'_{doi}} \\ \dfrac{-K_{Ei} \cdot K_5^{(i,i)}}{T_{Ei}} & \dfrac{K_{Ei} \cdot F_i(s)}{T_{Ei}} & \dfrac{-K_{Ei} \cdot K_6^{(i,i)}}{T_{Ei}} & \dfrac{-1}{T_{Ei}} \end{bmatrix} \qquad (9.15)$$

Pela equação (9.15) observa-se que a influência da introdução do ESP é a de acrescentar um termo ao elemento a_{42}. Porém este termo é função da variável s, logo o ESP deve ser considerado através de suas equações de estado. Fazendo a interação do i-ésimo subsistema com seu respectivo estabilizador, conforme o Capítulo 4, vem:

$$\bar{A}_{imf} = \left[\begin{array}{c|c|c|c|c|c} 0 & w_B & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_1}{M} & \dfrac{-D}{M} & \dfrac{-K_2}{M} & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_4}{T'_{do}} & 0 & \dfrac{-1}{K_3 \cdot T'_{do}} & \dfrac{1}{T'_{do}} & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_E \cdot K_5}{T_E} & \dfrac{K_E \cdot K \cdot T_1^2}{T_E \cdot T_2^2} & \dfrac{-K_E \cdot K_6}{T_E} & \dfrac{-1}{T_E} & \dfrac{K_E \cdot T_1}{T_E \cdot T_2} & \dfrac{K_E}{T_E} \\ 0 & \dfrac{K \cdot (T_2 - T_1)}{T_2^2} & 0 & 0 & \dfrac{-1}{T_2} & 0 \\ 0 & \dfrac{K \cdot T_1 \cdot (T_2 - T_1)}{T_2 \cdot T_2^2} & 0 & 0 & \dfrac{T_2 - T_1}{T_2^2} & \dfrac{-1}{T_2} \end{array}\right] \qquad (9.16)$$

Deve-se considerar que todos os parâmetros e todas as constantes da matriz anterior se referem ao i-ésimo subsistema.

As matrizes representativas da interação dos subsistemas quando da introdução do ESP na i-ésima unidade são mostradas a seguir:

$$\bar{A}_{ijmf} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_1^{(i,j)}}{M_i} & 0 & \dfrac{-K_2^{(i,j)}}{M_i} & 0 \\ \dfrac{-K_4^{(i,j)}}{T'_{doi}} & 0 & \dfrac{-1}{K_3^{(i,j)} \cdot T'_{doi}} & 0 \\ \dfrac{-K_{Ei} \cdot K_5^{(i,j)}}{T_{Ei}} & 0 & \dfrac{-K_{Ei} \cdot K_6^{(i,j)}}{T_{Ei}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (9.17)$$

$$\bar{A}_{jimf} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_1^{(j,i)}}{M_j} & 0 & \dfrac{-K_2^{(j,i)}}{M_j} & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_4^{(j,i)}}{T'_{doj}} & 0 & \dfrac{-1}{K_3^{(j,i)} \cdot T'_{doj}} & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_{Ej} \cdot K_5^{(j,i)}}{T_{Ej}} & 0 & \dfrac{-K_{Ej} \cdot K_6^{(j,i)}}{T_{Ej}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (9.18)$$

As matrizes anteriores mostram que as equações do ESP do i-ésimo subsistema afetam somente a matriz característica $\bar{A}_i$, enquanto a matriz $\bar{A}_{ij}$ tem somente duas linhas nulas acrescentadas e a matriz $\bar{A}_{ji}$ tem duas colunas nulas acrescentadas. Cabe ressaltar que as matrizes $\bar{A}_{ij}$ e $\bar{A}_{ji}$ de malha fechada são genéricas e representam a interação de todos os subsistemas com o i-ésimo subsistema e vice-versa. Fechando a malha de realimentação dos ESP's, a equação de estado do sistema completo é expressa pela seguinte equação:

$$s.\bar{\bar{x}}(s) = \bar{A}_{mf}.\bar{\bar{x}}(s) \qquad (9.19)$$

onde $\bar{\bar{x}}$ é o vetor de estado aumentado das variáveis de estado dos ESP´s.

A equação característica do sistema, considerando a introdução dos ESP´s é dada como segue:

$$\det [\ s.\bar{I} - \bar{A}_{mf}\ ] = 0 \qquad (9.20)$$

e as raízes da equação anterior são os autovalores de malha fechada.

Suponha que seja desejado deslocar os autovalores relacionados ao modo eletromecânico do i-ésimo subsistema para as localizações $s_{ides} = -\sigma_{ides} + j.\omega_{ides}$ e $s_{ides}^* = -\sigma_{ides} - j.\omega_{ides}$, usando somente o ESP da i-ésima unidade.

Deve-se considerar a matriz do subsistema "i" aquela definida pela equação (9.15), e todas as demais permanecem inalteradas.

O sistema elétrico, com a introdução do ESP na unidade "i", possui a estrutura dada pela figura a seguir:

$$\bar{\bar{\mathcal{A}}} = \begin{bmatrix} \bar{A}_1 & \bar{A}_{12} & \cdots & \bar{A}_{1i} & \bar{A}_{1j} & \cdots & \bar{A}_{1N} \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_2 & \cdots & \bar{A}_{2i} & \bar{A}_{2j} & \cdots & \bar{A}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \bar{A}_{i1} & \bar{A}_{i2} & \cdots & \bar{\mathcal{A}}_i & \bar{A}_{ij} & \cdots & \bar{A}_{iN} \\ \bar{A}_{j1} & \bar{A}_{j2} & \cdots & \bar{A}_{ji} & \bar{A}_j & \cdots & \bar{A}_{jN} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{A}_{N1} & \bar{A}_{N2} & \cdots & \bar{A}_{Ni} & \bar{A}_{Nj} & \cdots & \bar{A}_N \end{bmatrix}$$

Fig. 9.2 : Estrutura da Matriz Característica do Sistema Elétrico Considerando a Introdução do ESP no I-ésimo Subsistema.

Através do cálculo de autovalores do sistema elétrico em malha aberta representado pela matriz da figura 9.1 se conhece o valor de $s_i = -\sigma_i + j.\omega_i$, e desta forma pode-se determinar o valor desejado $s_{ides} = -\sigma_{ides} + j.\omega_{ides}$. Para reduzir a equação característica da

matriz característica da figura 9.2 a uma equação do 2º grau, conforme realizado no capítulo 4, deve-se trocar o primeiro com o i-ésimo subsistema da matriz da figura 9.2, e efetuar o processo de redução. Desta forma, vem:

$$s_{ides}^2 + f_{1i}.s_{ides} + f_{2i} = f_{3i}.s_{ides}.K_i.\frac{(1 + s_{ides}.T_{1i})^2}{(1 + s_{ides}.T_{2i})^2} \quad (9.21)$$

onde f_{1i}, f_{2i} e f_{3i} são constantes cujos valores são determinados automaticamente durante o processo de redução.

Comparando ângulo e módulo dos dois lados da expressão (9.21), conforme apresentado no Capítulo 4, duas equações são determinadas, das quais K_i e T_{1i} podem ser calculadas.

Suponha agora que os modos mecânicos relacionados aos i-ésimo, j-ésimo e l-ésimo subsistemas devam ser posicionados introduzindo ESP's nas unidades "i", "j" e "l". Através do cálculo de autovalores de $s_i = -\sigma_i + j.\omega_i$, $s_j = -\sigma_j + j.\omega_j$ e $s_l = -\sigma_l + j.\omega_l$ pode-se fixar os valores desejados para s_{ides}, s_{jdes} e s_{ldes}. A estrutura da matriz característica do sistema elétrico com estabilizadores nas unidades "j" e "l" e o subsistema "i" em malha aberta é mostrada na figura a seguir:

$$\bar{A}_{mf} = \begin{bmatrix}
\bar{A}_1 & \bar{A}_{12} & \cdots & \bar{A}_{1i} & \bar{A}_{1jmf} & \cdots & \bar{A}_{1lmf} & \cdots & \bar{A}_{1N} \\
\bar{A}_{21} & \bar{A}_2 & \cdots & \bar{A}_{2i} & \bar{A}_{2jmf} & \cdots & \bar{A}_{2lmf} & \cdots & \bar{A}_{2N} \\
\vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\
\bar{A}_{i1} & \bar{A}_{i2} & \cdots & \bar{A}_i & \bar{A}_{ijmf} & \cdots & \bar{A}_{ilmf} & \cdots & \bar{A}_{iN} \\
\bar{A}_{j1mf} & \bar{A}_{j2mf} & \cdots & \bar{A}_{jimf} & \bar{A}_{jmf} & \cdots & \bar{A}_{jlmf} & \cdots & \bar{A}_{jNmf} \\
\vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\
\bar{A}_{l1mf} & \bar{A}_{l2mf} & \cdots & \bar{A}_{limf} & \bar{A}_{ljmf} & \cdots & \bar{A}_{lmf} & \cdots & \bar{A}_{lNmf} \\
\vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\
\bar{A}_{N1} & \bar{A}_{N2} & \cdots & \bar{A}_{Ni} & \bar{A}_{Njmf} & \cdots & \bar{A}_{Nlmf} & \cdots & \bar{A}_N
\end{bmatrix}$$

Fig. 9.3 : Estrutura da Matriz Característica do Sistema Elétrico Considerando a Introdução dos ESP's nas Unidades j e l.

Para determinar os parâmetros K_i, K_j, K_l, T_{1i}, T_{1j} e T_{1l} de forma a conseguir os posicionamentos desejados s_{ides}, s_{jdes} e s_{ldes}, considere o seguinte procedimento:

- Passo 1: Determinar valores iniciais para K_j, K_l, T_{1j} e T_{1l} e computar s_i através do cálculo de autovalores da matriz representada pela figura 9.3.

- Passo 2: Trocar a submatriz $\bar{A}_i$ por $\bar{\mathcal{A}}_i$ na estrutura mostrada na figura 9.3.

- Passo 3: Trocar o primeiro com o i-ésimo subsistema da matriz da figura 9.3.

- Passo 4: Reduzir a equação característica de forma a obter $s_{ides}^2 + f_{1i} . s_{ides} + f_{2i} = f_{3i} . s_{ides} . F_i(s_{ides})$.

- Passo 5: Da equação anterior calcular os valores de K_i e T_{1i}.

- Passo 6: Montar uma matriz característica semelhante a da figura 9.3 considerando agora os subsistemas "i" e "l" em malha fechada e o subsistema "j" em malha aberta. Feito isto determinar os autovalores e computar s_j.

- Passo 7: Repetir os passos de 2 a 5 de forma a determinar K_j e T_{1j}.

- Passo 8: Com os últimos valores de K_i, K_j, T_{1i} e T_{1j} considerar os subsistemas "i" e "j" em malha fechada, repetir o procedimento dos passos anteriores e determinar K_l e T_{1l}.

- Passo 9: Com os últimos valores de K_i, K_j, K_l, T_{1i}, T_{1j} e T_{1l} montar a matriz $\bar{A}_{mf}$ e calcular s_i, s_j e s_l.

- Passo 10: Comparar $|s_i - s_{ides}|$, $|s_j - s_{jdes}|$ e $|s_l - s_{ldes}|$ com uma certa tolerância especificada. Se todas as diferenças estiverem dentro da tolerância, deve-se ir para o passo 11, caso contrário, deve-se repetir o processo voltando ao passo 2.

- Passo 11: Fim.

Os incovenientes deste método se referem ao fato de se ter que trocar subsistemas na matriz característica, de se ter que reduzir a equação característica, e também devido à quantia excessiva de computação requerida.

Visando solucionar esses inconvenientes, Lim e Elangovan [15] propuseram um segundo método, o qual se encontra detalhado no próximo ítem.

9.3 - Segundo Método de Ajuste de ESP's em Sistemas Multimáquina

O método explora a estrutura das equações linearizadas do sistema elétrico, e desta forma o esforço computacional é consideravelmente reduzido. O método apresentado é uma extensão da segunda técnica de ajuste mostrada no Capítulo 4.

O método calcula em cada iteração os parâmetros de todos os ESP´s, a partir da equação característica equivalente do sistema, obtida da função de transferência vista por cada subsistema. Ao final da iteração compara-se o maior valor de correção dos autovalores com uma tolerância arbitrada, verificando-se ou não a convergência do algorítmo.

Considere que o cálculo dos parâmetros esteja sendo executado no ESP do subsistema "i", que fica em malha aberta. Considere ainda que os subsistemas "j" e "l" serão dotados de ESP´s. No ajuste dos parâmetros do i-ésimo ESP, os subsistemas "j" e "l" estão em malha fechada. Desta forma o sistema elétrico pode ser equacionado da seguinte maneira:

$$s.\bar{X}(s) = \bar{A}_{mf}.\bar{X}(s) + \bar{B}_i.U_i(s) \qquad (9.22)$$

$$Y_i(s) = \bar{C}_i.\bar{X}(s) \qquad (9.23)$$

onde todos os subsistemas da matriz característica de malha aberta, exceto as submatrizes $\bar{A}_j$ e $\bar{A}_l$, têm duas linhas e duas colunas nulas acrescentadas. As submatrizes $\bar{A}_j$ e $\bar{A}_l$ possuem a mesma estrutura da matriz mostrada na equação (9.16).

Os vetores $\bar{B}_i$ e $\bar{C}_i$ são dados como se segue:

$$\bar{\mathcal{B}}_i = [\ \bar{0}\ \ \bar{0}\ \ \ldots\ \ \bar{B}_i\ \ \ldots\ \ \bar{0}\ \ \bar{0}\ ]^T \qquad (9.24)$$

$$\bar{\mathcal{C}}_i = [\ \bar{0}\ \ \bar{0}\ \ \ldots\ \ \bar{C}_i\ \ \ldots\ \ \bar{0}\ \ \bar{0}\ ] \qquad (9.25)$$

onde

$$\bar{B}_i = [\ 0\ \ 0\ \ 0\ \ K_{Ei}/T_{Ei}\ \ 0\ \ 0\ ]^T \qquad (9.26)$$

$$\bar{C}_i = [\ 0\ \ 1\ \ 0\ \ 0\ \ 0\ \ 0\ ] \qquad (9.27)$$

A variável de controle u_i é expressa pela seguinte expressão:

$$U_i(s) = \Delta V_{trefi}(s) + U_{Ei}(s) \qquad (9.28)$$

A função de transferência do ESP é dada pela seguinte equação:

$$F_i(s) = \frac{U_{Ei}(s)}{Y_i(s)} = K_i . \frac{(1 + s.T_{1i})^2}{(1 + s.T_{2i})^2} \qquad (9.29)$$

Considerando que a variação de tensão da referência presente na equação (9.28) seja nula, e substituindo as equações (9.28) e (9.29) nas equações (9.22) e (9.23), é possível escrever a seguinte equação característica de malha fechada:

$$1 - \bar{\mathcal{C}}_i . (s.\bar{I} - \bar{A}_{mf})^{-1} . \bar{\mathcal{B}}_i . F_i(s) = 0 \qquad (9.30)$$

Os autovalores da equação (9.30) são funções dos valores dos parâmetros do estabilizador "i". Desta forma a FT do i-ésimo estabilizador pode ser escrita da seguinte maneira:

$$F_i(s) = \frac{1}{\bar{\mathcal{C}}_i . (s.\bar{I} - \bar{A}_{mf})^{-1} . \bar{\mathcal{B}}_i} \qquad (9.31)$$

Da equação (9.31) os parâmetros do i-ésimo estabilizador

(K_i, T_{1i}) podem ser calculados, bastando para isso atribuir o valor desejado do i-ésimo modo eletromecânico para a variável s, conforme mostrado no Capítulo 4.

Uma vez calculados os valores de K_i e T_{1i} deve-se considerar malha fechada para os subsistemas "i" e "1", e mantendo malha aberta para o j-ésimo subsistema, repete-se o procedimento descrito anteriormente visando calcular K_j e T_{1j}.

Com os últimos valores de K_i, K_j, T_{1i} e T_{1j} deve-se considerar malha fechada para os subsistemas "i" e "j", e mantendo malha aberta para o l-ésimo subsistema, repete-se novamente o procedimento e calcula-se K_l e T_{1l}.

Com os valores dos parâmetros de todos os estabilizadores calculados em uma dada iteração, deve-se montar a matriz característica de malha fechada contendo todos os ESP's e determinar s_i, s_j e s_l. Se as diferenças $|s_i - s_{ides}|$, $|s_j - s_{jdes}|$ e $|s_l - s_{ldes}|$ estiverem todas dentro de uma dada tolerância, o procedimento está terminado, caso contrário, deve-se efetuar mais iterações até que o método atinja a convergência.

Conforme comentado no Capítulo 4, a vantagem deste método é que não se faz necessário conhecer a matriz $(s.\bar{I} - \bar{A}_{mf})^{-1}$ por completo, tornando assim o procedimento mais eficiente.

Neste capítulo foram apresentadas duas técnicas de ajuste de ESP's em sistemas multimáquina, sendo que a segunda será a utilizada no presente trabalho de pesquisa.

No capítulo seguinte serão mostradas as aplicações referentes à implementação de ESP's em um sistema multimáquina.

CAPITULO 10

APLICACOES REFERENTES A UM SISTEMA MULTIMAQUINA

CAPÍTULO 10 - APLICAÇÕES REFERENTES A UM SISTEMA MULTIMÁQUINA

10.1 - Considerações Iniciais

Pretende-se neste capítulo apresentar aplicações práticas das metodologias de seleção e de ajuste de ESP´s em um sistema elétrico multimáquina.

A configuração adotada faz parte do sistema elétrico brasileiro e é constituída de sete usinas geradoras.

Nestas aplicações adotou-se os seguintes modelos:

- Todos os geradores foram representados pelo modelo E´q (II), cujo desenvolvimento se encontra detalhado no Apêndice A;
- Considerou-se sistema de excitação estático, representado por um modelo de primeira ordem, para todos os geradores;
- A malha de regulação de velocidade dos geradores não foi considerada, ou seja, a potência mecânica de cada gerador permaneceu constante;
- Quanto aos ESP´s, os mesmos foram representados por modelos de segunda ordem, e utilizou-se variação de velocidade como sinal de entrada;
- As cargas foram representadas pelo modelo estático do tipo impedância constante.

10.2 - Configuração do Sistema Elétrico

O diagrama unifilar do sistema elétrico pode ser visualizado na figura 10.1. Os dados de barras, contendo resultados da execução do fluxo de carga, e também parâmetros das linhas de transmissão e transformadores estão listados nas tabelas 10.1 e 10.2 respectivamente. Os fluxos nas linhas estão mostrados na tabela 10.3. Os parâmetros dos geradores e sistemas de excitação estão listados nas tabelas 10.4 e 10.5, respectivamente. Na configuração base não foram considerados ESP´s.

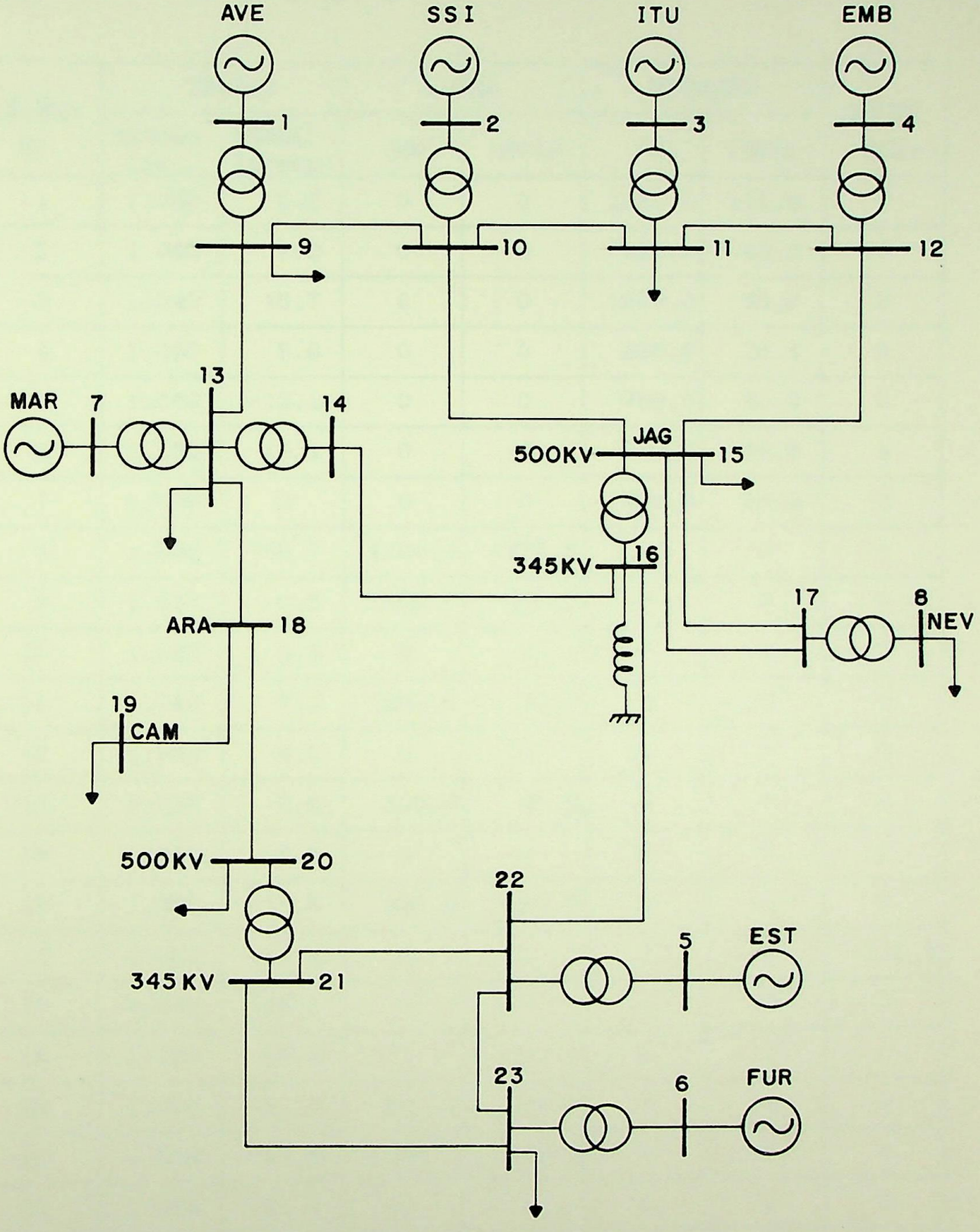


Fig. 10.1 : Diagrama Unifilar do Sistema Elétrico Multimáquina Estudado.

Tabela 10.1: Dados de Barra

BARRA Nº	TENSAO		CARGA		GERACAO		SHUNT
	MODULO (pu)	ANGULO (graus)	(MW)	(MVAr)	(MW)	(MVAr)	(MVAr)
1	1,040	5,2	0	0	1380,0	155,0	0
2	1,050	7,2	0	0	925,0	-43,2	0
3	1,040	15,7	0	0	1900,0	58,8	0
4	1,050	8,8	0	0	890,0	20,4	0
5	1,050	-12,1	0	0	750,0	23,6	0
6	1,030	-18,1	0	0	800,0	96,6	0
7	1,035	0	0	0	1398,9	54,3	0
8	1,030	-58,7	1100,0	-273,5	0	0	0
9	1,034	-0,8	1400,0	300,0	0	0	0
10	1,056	3,3	0	0	0	0	0
11	1,046	7,7	1200,0	70,0	0	0	0
12	1,052	4,1	0	0	0	0	0
13	1,037	-6,8	100,0	40,0	0	0	0
14	1,052	-8,8	0	0	0	0	0
15	1,060	-13,8	620,0	120,0	0	0	0
16	1,052	-14,4	0	0	0	0	-165,9
17	1,043	-28,1	0	0	0	0	0
18	1,026	-19,2	0	0	0	0	0
19	1,006	-31,4	900,0	30,0	0	0	0
20	0,999	-29,6	1250,0	190,0	0	0	0
21	1,028	-22,9	0	0	0	0	0
22	1,050	-15,6	0	0	0	0	0
23	1,024	-22,2	1350,0	250,0	0	0	0

Tabela 10.2: Dados de Linhas e Transformadores

BARRA EMIS.	BARRA RECEP.	CIRC.	RESISTENCIA (pu)	REATANCIA (pu)	SUSCEPTANCIA TOTAL (MVAr)
7	13	1	0,0000	0,0090	0,00
1	9	1	0,0000	0,0082	0,00
2	10	1	0,0000	0,0082	0,00
3	11	1	0,0000	0,0080	0,00
4	12	1	0,0000	0,0102	0,00
5	22	1	0,0000	0,0089	0,00
6	23	1	0,0000	0,0096	0,00
8	17	1	0,0000	0,0498	0,00
13	14	1	0,0000	0,0236	0,00
16	15	1	0,0000	0,0072	0,00
20	21	1	0,0000	0,0240	0,00
13	9	1	0,0013	0,0196	164,70
13	8	1	0,0009	0,0136	460,50
9	10	1	0,0008	0,0136	112,80
10	11	1	0,0014	0,0239	185,40
11	12	1	0,0013	0,0194	150,00
10	15	1	0,0028	0,0484	419,50
12	15	1	0,0018	0,0277	214,20
17	15	1	0,0029	0,0492	426,90
17	15	2	0,0029	0,0492	426,90
14	16	1	0,0060	0,0660	110,00
22	16	1	0,0007	0,0076	12,30
22	23	1	0,0020	0,0206	140,50
22	21	1	0,0029	0,0307	210,70
23	21	1	0,0023	0,0205	138,50
18	19	1	0,0016	0,0242	203,90
18	20	1	0,0016	0,0247	208,60

Potência Base = 100 [MVA]

Tabela 10.3: Fluxos nas Linhas em pu (P_B = 100 MVA)

Barra Emissora	Barra Receptora	Potencia Ativa	Potencia Reativa
9	10	-5,840	-1,742
10	11	-3,454	-0,244
11	12	3,530	-1,251
9	13	5,641	-1,168
13	14	1,630	-0,605
10	15	6,837	-1,790
12	15	12,415	-0,352
15	16	1,519	1,192
15	17	11,164	-3,370
13	18	16,956	-0,888
18	19	9,124	0,142
18	20	7,584	0,211
20	21	-5,004	-0,940
21	23	-0,550	-0,432
23	22	-6,051	-1,103
21	22	-4,454	-1,131
14	16	1,630	-0,671
16	22	3,315	-0,103

Tabela 10.4: Dados das Máquinas Síncronas

BARRA Nº	H [s]	X´d [pu]	Xd [pu]	Xq [pu]	T´do [s]	D [pu]
1	66,30	0,0173	0,0607	0,0380	6,2	1,0
2	88,12	0,0177	0,0670	0,0456	7,0	1,0
3	78,66	0,0142	0,0400	0,0285	8,3	1,0
4	44,42	0,0340	0,0987	0,0733	7,0	1,0
5	54,51	0,0317	0,1030	0,0617	5,6	1,0
6	65,44	0,0227	0,0655	0,0443	5,5	1,0
7	76,76	0,0217	0,0697	0,0414	5,4	1,0

Tabela 10.5: Dados dos Sistemas de Excitação das Máquinas

BARRA Nº	K_E [pu]	T_E [s]
1	50,0	0,010
2	50,0	0,010
3	50,0	0,010
4	50,0	0,010
5	40,0	0,040
6	60,0	0,050
7	20,0	0,010

No próximo ítem será efetuada a estabilização do sistema elétrico em análise.

10.3 - Estabilização do Sistema Elétrico

Com o objetivo de selecionar e ajustar os estabilizadores do sistema de potência para o sistema elétrico, a matriz característica, correspondente ao caso base foi calculada conforme o processo de linearização descrito no Apêndice E.

Os autovalores da matriz característica do sistema elétrico, linearizado em torno do ponto de operação adotado estão listados na tabela 10.6.

Conforme pode-se observar na tabela 10.6, o sistema elétrico apresenta comportamento instável uma vez que alguns autovalores possuem parte real positiva.

Cabe ressaltar que o valor muito pequeno encontrado para o autovalor da posição 28, da referida tabela, se deve ao fato de se trabalhar com variações absolutas para os ângulos de potência dos geradores.

Os autovalores que possuem parte real positiva estão associados, neste caso, aos modos mecânicos de oscilação.

Tabela 10.6: Autovalores da Matriz Característica de Malha Aberta

Ordem dos Autovalores	Parte Real	Parte Imaginaria
1	-95,880803	0
2	-96,933368	0
3	-97,456130	0
4	-93,393495	0
5	-98,144635	0
6	-21,458807	0
7	-10,435859	6,619354
8	-10,435859	-6,619354
9	0,064504	8,006768
10	0,064504	-8,006768
11	0,031897	7,891190
12	0,031897	-7,891190
13	0,013582	7,407208
14	0,013582	-7,407208
15	0,059768	6,804808
16	0,059768	-6,804808
17	0,101720	6,400586
18	0,101720	-6,400586
19	0,031388	5,967595
20	0,031388	-5,967595
21	-6,944641	0
22	-4,687508	0
23	-3,380901	0
24	-2,911637	0
25	-3,504417	0
26	-2,309265	0
27	-0,007332	0
28	-0,000001	0

Através do cálculo da matriz dos fatores de participação, descrito no Capítulo 8, pode-se relacionar esses modos de oscilação com os geradores. A tabela 10.7, mostrada a seguir, descreve tal relacionamento.

Tabela 10.7: Associação dos Modos Mecânicos com os Geradores

Geradores	Ordem dos Autovalores	Autovalores Mecanicos
1	11 e 12	0,031897 ± j.7,891190
2	15 e 16	0,059768 ± j.6,804808
3	9 e 10	0,064504 ± j.8,006768
4	9 e 10	0,064504 ± j.8,006768
5	13 e 14	0,013582 ± j.7,407208
6	19 e 20	0,031388 ± j.5,967595
7	17 e 18	0,101720 ± j.6,400586

De acordo com a tabela 10.7, o modo mecânico representado pelos autovalores de números 9 e 10 está atribuído aos geradores 3 e 4. Escolheu-se neste caso o gerador de número 3 para se instalar o ESP visando melhorar a relação de amortecimento deste modo.

O valor de $\zeta = 0,2$ foi escolhido para a relação de amortecimento dos valores desejados dos autovalores relacionados aos modos mecânicos.

A tabela 10.8 mostra os autovalores mecânicos do sistema elétrico em malha aberta e os respectivos valores desejados mediante o procedimento de estabilização.

Tabela 10.8: Deslocamento dos Autovalores Mecânicos para as Novas Posições Desejadas

Autovalores Mecanicos de Malha Aberta	Autovalores Mecanicos Desejados
0,031897 ± j.7,891190	-1,578251 ± j.7,731819
0,059768 ± j.6,804808	-1,361014 ± j.6,677579
0,064504 ± j.8,006768	-1,601405 ± j.7,845253
0,013582 ± j.7,407208	-1,481444 ± j.7,257564
0,031388 ± j.5,967595	-1,193536 ± j.5,847106
0,101720 ± j.6,400586	-1,280279 ± j.6,272060

Uma outra maneira de relacionar os autovalores mecânicos com os geradores é realizada através da matriz de sensibilidade, a qual

foi calculada conforme o processo descrito no Capítulo 8 e é mostrada a seguir:

λ_m	GERADORES						
	1	2	3	4	5	6	7
λ_1	-0,0117- j.0,0391	-0,0007- j.0,0034	-0,0023- j.0,0015	-0,0062- j.0,0093	-8.10^{-6}- $j.1.10^{-5}$	-8.10^{-7}- $j.6.10^{-6}$	0,0042- j.0,0029
λ_2	5.10^{-5}+ j.0,0001	-0,0108- j.0,0191	-0,0020- j.0,0113	-0,0019- j.0,0120	0,0001+ j.0,0001	0,0006- j.0,0026	-0,0022- j.0,0013
λ_3	-0,0082+ j.0,0105	-0,0002+ j.0,0001	-0,0042+ j.0,0214	-0,0044+ j.0,0234	-4.10^{-5}+ j.0,0002	-6.10^{-6}+ $j.2.10^{-5}$	8.10^{-5}+ j.0,0021
λ_5	-6.10^{-6}- $j.2.10^{-5}$	7.10^{-6}- $j.2.10^{-5}$	-0,0002- j.0,0008	6.10^{-5}- j.0,0001	-0,0019- j.0,0321	-0,0049- j.0,0177	-1.10^{-5}- $j.2.10^{-5}$
λ_6	-0,0005- j.0,0009	-0,0011- j.0,0118	-0,0042- j.0,0049	-0,0011- j.0,0016	-0,0050- j.0,0057	-0,0235- j.0,0177	-0,0028+ j.0,0009
λ_7	-0,0023- j.0,0023	0,0014- j.0,0009	-0,0081- j.0,0059	-0,0062- j.0,0055	-0,0002- j.0,0001	5.10^{-5}- j.0,0029	-0,0029- j.0,0180

onde:

$\lambda_1 = 0{,}031897 \pm j.7{,}891190$
$\lambda_2 = 0{,}059768 \pm j.6{,}804808$
$\lambda_3 = 0{,}064504 \pm j.8{,}006768$
$\lambda_5 = 0{,}013582 \pm j.7{,}407208$
$\lambda_6 = 0{,}031388 \pm j.5{,}967595$
$\lambda_7 = 0{,}101720 \pm j.6{,}400586$

Conforme pode-se observar na matriz anterior, os resultados estão compatíveis com aqueles calculados através da matriz dos fatores de participação.

Com a finalidade de ajustar os ESP´s considerou-se o procedimento descrito no Capítulo 9. Nesta análise os estabilizadores usaram variação de velocidade como sinal de entrada.

O procedimento de ajuste, observado após a sétima iteração

apresentou bons resultados. Os valores dos ganhos e constantes de tempo ajustados para os estabilizadores são mostrados na seguinte tabela:

Tabela 10.9: Parâmetros Ajustados Após a 7ª Iteração

Gerador	Ganho (K)	T_1 [s]	T_2 [s]
1	4,53989	0,2322	0,05
2	22,09364	0,1823	0,05
3	22,43207	0,1255	0,05
5	11,41532	0,2357	0,05
6	6,62206	0,1566	0,05
7	13,59868	0,1999	0,05

No próximo ítem será feita a validação dos ajustes propostos através de cálculo de autovalores e simulação não linear no tempo.

10.4 - Validação dos Ajustes dos Estabilizadores

O cálculo de autovalores será realizado para a matriz de malha fechada considerando os estabilizadores com os ajustes propostos, e está mostrado na tabela 10.10.

Os valores redundantes encontrados para os autovalores de números 1 e 2 se deve ao fato de terem sido encorporadas duas linhas e duas colunas nulas para o subsistema de número 4 durante o processo de ajuste. O valor encontrado para o autovalor de número 42 se deve a mesma razão explicada no ítem anterior.

De acordo com os valores mostrados pela referida tabela observa-se que a introdução dos estabilizadores de sistemas de potência com os ajustes propostos possibilitou a estabilização do sistema elétrico. Os valores desejados dos autovalores mecânicos e os valores obtidos podem ser confrontados através da tabela 10.11.

Tabela 10.10: Autovalores da Matriz Característica de Malha Fechada

Ordem	Parte Real	Parte Imaginária
1	0	0
2	0	0
3	-98,462951	0
4	-99,448503	0
5	-97,149117	0
6	-99,589268	0
7	-95,403799	0
8	-36,478245	0
9	-28,245085	0
10	-17,255343	13,130764
11	-17,255343	-13,130764
12	-17,779303	11,123178
13	-17,779303	-11,123178
14	-18,179638	8,659171
15	-18,179638	-8,659171
16	-17,023938	8,703819
17	-17,023938	-8,703819
18	-10,425902	13,488376
19	-10,425902	-13,488376
20	-10,532892	8,462881
21	-10,532892	-8,462881

Ordem	Parte Real	Parte Imaginária
22	-11,128674	0
23	-1,543401	7,809491
24	-1,543401	-7,809491
25	-1,506128	7,379535
26	-1,506128	-7,379535
27	-1,504426	7,383103
28	-1,504426	-7,383103
29	-0,386033	7,230770
30	-0,386033	-7,230770
31	-1,278624	6,273981
32	-1,278624	-6,273981
33	-1,151335	5,884902
34	-1,153535	-5,884902
35	-6,665153	0
36	-4,520646	0
37	-3,206734	0
38	-3,515111	0
39	-2,684569	0
40	-1,999259	0
41	-1,648209	0
42	0	0

Tabela 10.11: Comparação dos Valores Desejados com os Calculados Após a 7ª Iteração

Autovalores Desejados	Autovalores Calculados
-1,578251 ± j.7,731819	-1,506128 ± j.7,739535
-1,361014 ± j.6,677579	-0,386033 ± j.7,230770
-1,601405 ± j.7,845253	-1,543401 ± j.7,809491
-1,481444 ± j.7,257594	-1,504426 ± j.7,383103
-1,193536 ± j.5,847106	-1,151335 ± j.5,884902
-1,280279 ± j.6,272060	-1,278624 ± j.6,273981

No que tange a validação para grandes impactos considerou-se um curto-circuito no meio da linha de transmissão que liga as barras 9 e 10. No caso considerou-se um curto-circuito trifásico, por este ser mais severo. O curto-circuito ocorreu no instante t = 0,2[s] e depois de 100[ms] o defeito foi removido pela abertura da linha.

O comportamento do sistema elétrico sem estabilizadores é mostrado através das figuras 10.2 e 10.3, as quais mostram as variações de $\Delta\delta_{12}$ e $\Delta\delta_{14}$ no tempo, respectivamente.

Após a colocação dos ESP´s nas unidades geradoras, o desempenho do sistema elétrico é mostrado nas figuras 10.4 e 10.5, que mostram as variações de $\Delta\delta_{12}$ e $\Delta\delta_{14}$ no tempo, respectivamente.

Observa-se, através das figuras, que o efeito dos ESP´s é de prejudicar levemente o torque sincronizante e de melhorar o torque de amortecimento.

O amortecimento das oscilações seria melhorado caso o autovalor relacionado ao gerador 2 tivesse sido posicionado mais satisfatoriamente, o que seria conseguido executando mais iterações no processo de ajuste.

No próximo capítulo serão tecidas conclusões e sugestões para eventuais trabalhos.

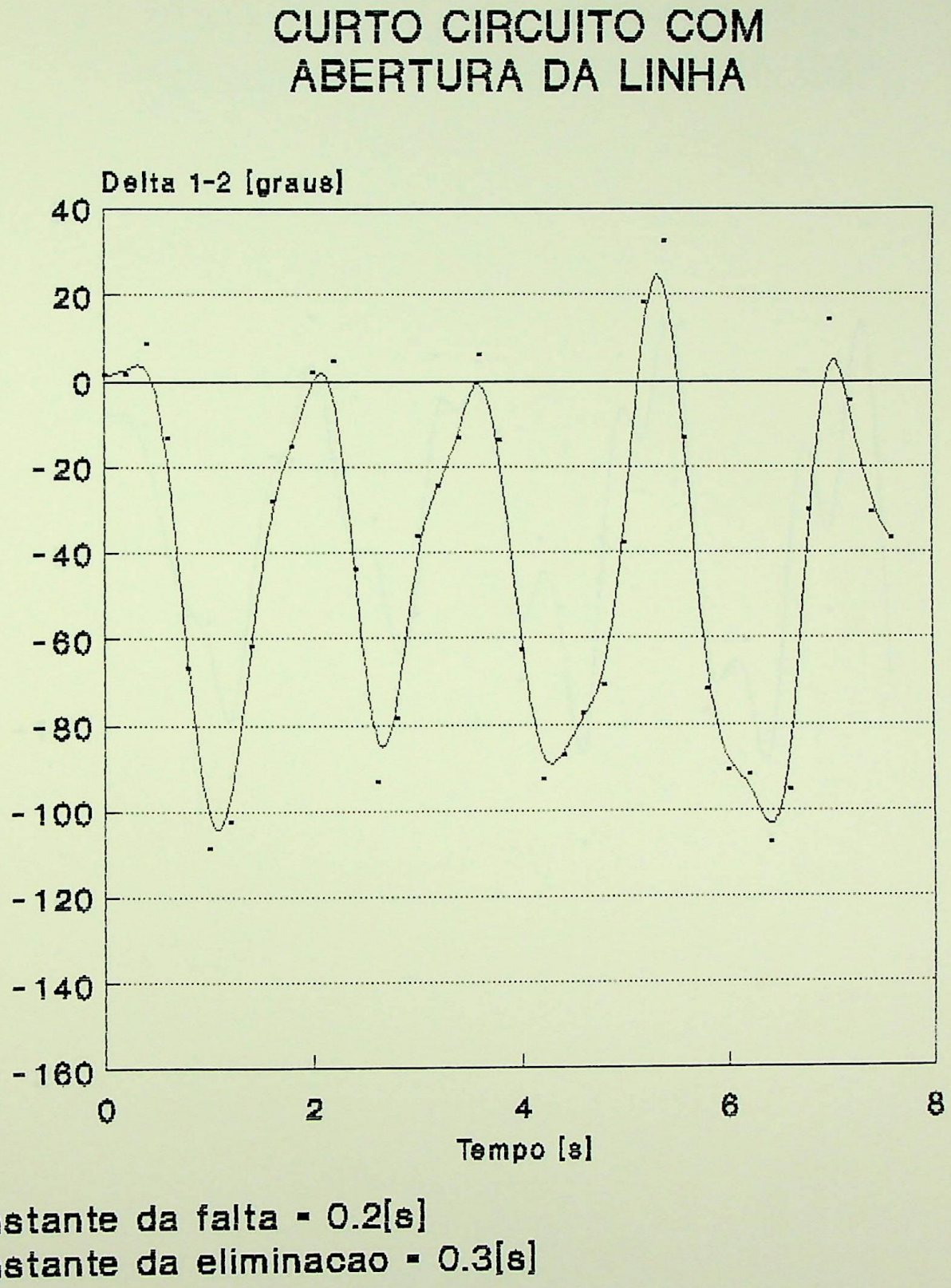


Fig. 10.2 : Comportamento de $\Delta\delta_{12}$ sem Considerar Estabilizadores de Sistema de Potência.

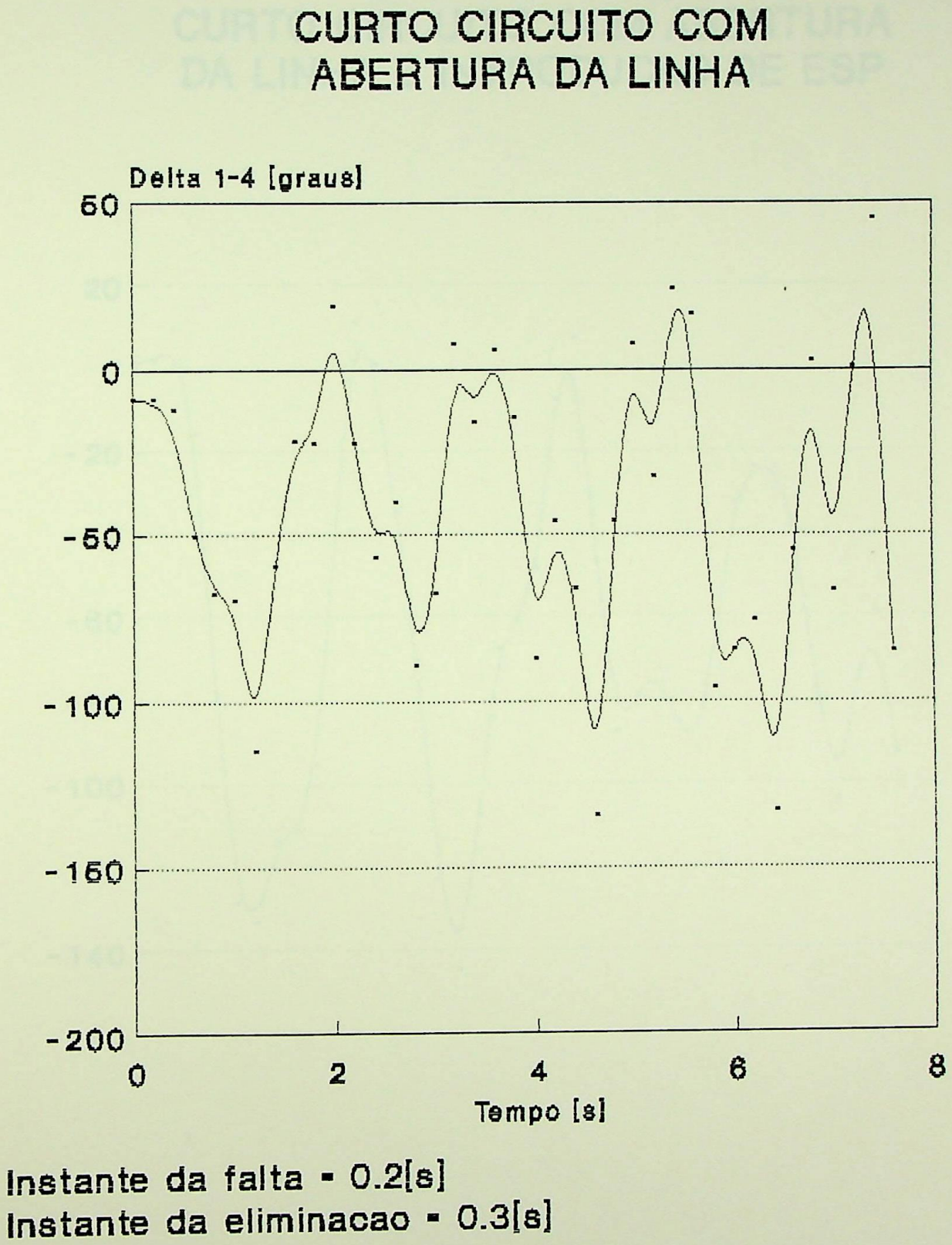


Fig. 10.3: Comportamento de $\Delta\delta_{14}$ sem Considerar Estabilizadores de Sistemas de Potência.

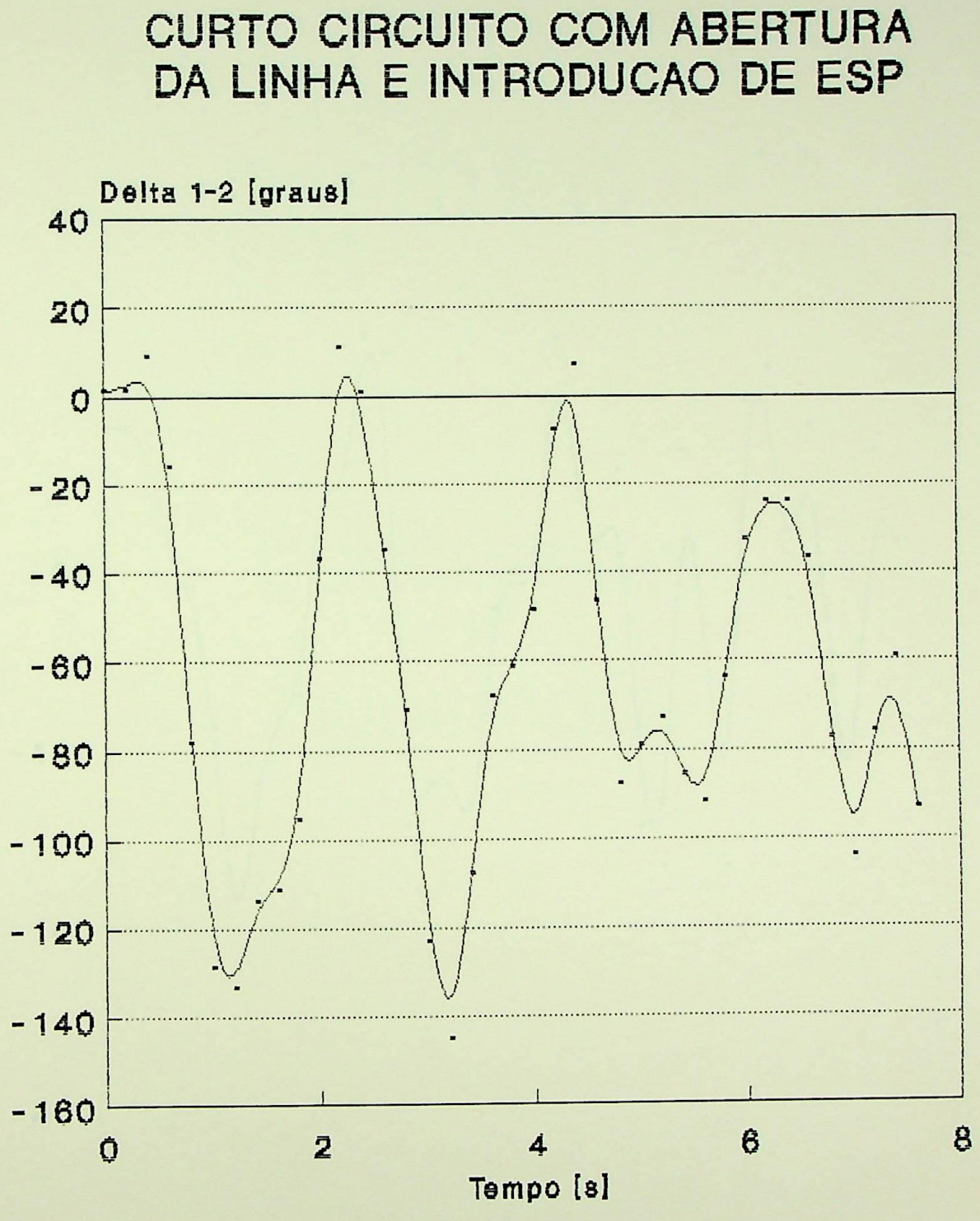


Fig. 10.4 : Comportamento de $\Delta\delta_{12}$ Considerando a Introdução de Estabilizadores de Sistemas de Potência.

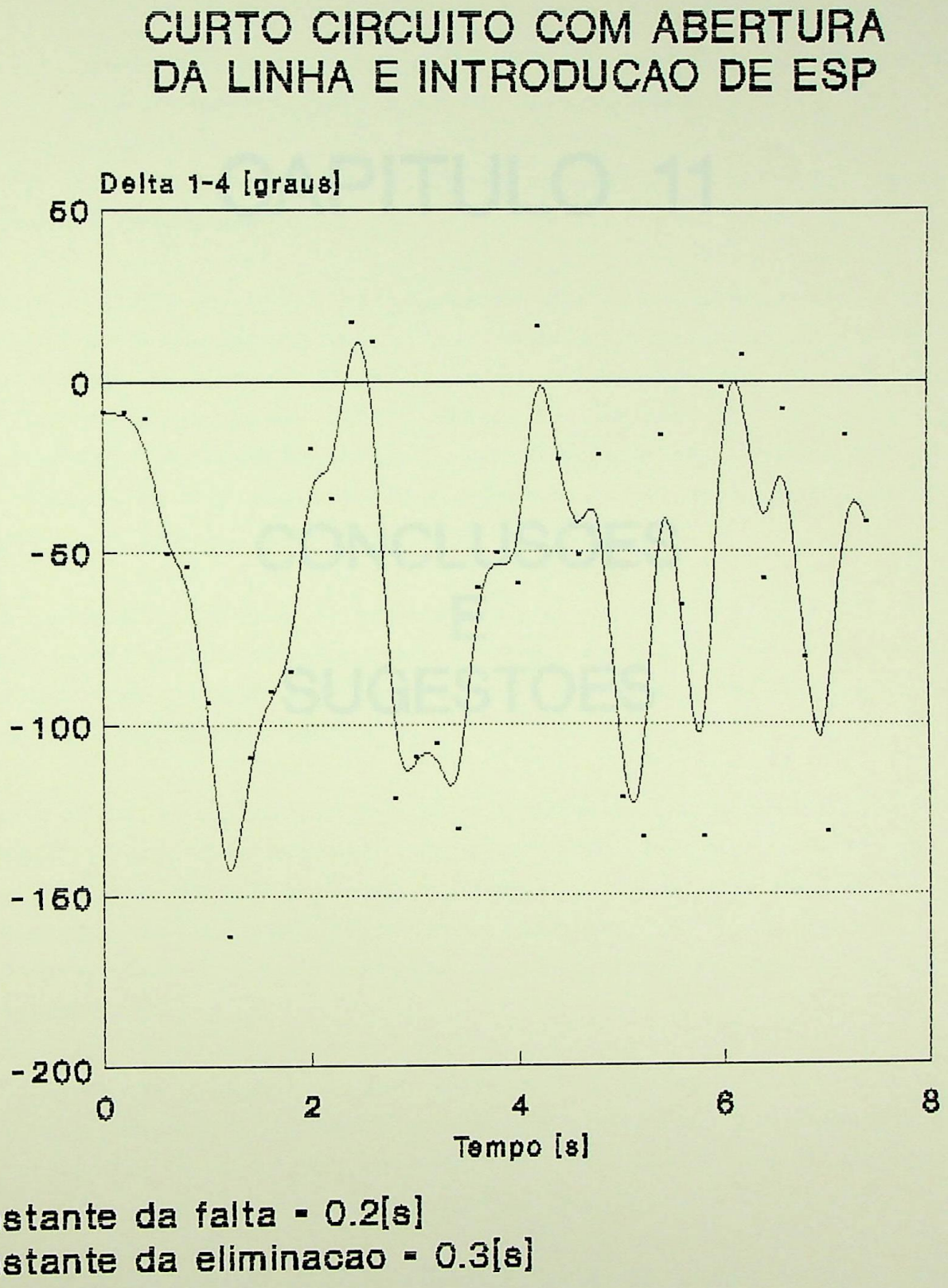


Fig. 10.5 : Comportamento de $\Delta\delta_{14}$ Considerando a Introdução de Estabilizadores de Sistemas de Potência.

CAPITULO 11

CONCLUSOES
E
SUGESTOES

CAPÍTULO 11 - CONCLUSÕES E SUGESTÕES

11.1 - Conclusões Referentes à Introdução de ESP's em Sistemas do Tipo Gerador Ligado a um Barramento Infinito

Em vista do trabalho de pesquisa apresentado, pode-se fazer as seguintes conclusões :

- A introdução de estabilizadores de sistemas de potência, baseado tanto em variação de velocidade quanto no negativo da variação da potência elétrica, possibilitou a estabilização do sistema elétrico em análise. Desta forma o limite de estabilidade é aumentado utilizando controle com preços relativamente baixos, ao invés de se ter que planejar compensações série/paralelo e ou reforços para o sistema de transmissão.

- A inclusão da malha de realimentação constituída pelo ESP é capaz de desenvolver variações de torque em fase com variações de velocidade, o que constitui a condição básica de se melhorar o amortecimento das oscilações.

- A utilização do modelo E'_q para o gerador se mostrou suficiente tanto para desenvolver os conceitos básicos referentes à introdução de ESP's quanto na fase de estabilização do sistema elétrico em análise. Através do parâmetro D, o modelo E'q pode representar de forma aproximada os enrolamentos amortecedores do gerador.

- Conclui-se, através do desenvolvimento mostrado no ítem 2.3, que a ação desmagnetizante da reação da armadura, representada pelo parâmetro K_4, é de acrescentar um torque de amortecimento positivo e um torque sincronizante negativo.

- Utilizando ganhos elevados e constantes de tempo baixas para o sistema de excitação, observa-se que a regulação de tensão atenua o efeito da reação da armadura no que se refere à produção de torque sincronizante negativo, por outro lado, a regulação de tensão introduz torque de amortecimento negativo.

- Pelo exposto no Capítulo 2, conclui-se que nas situações onde se tem $K_5>0$, o efeito da regulação de tensão é introduzir um torque elétrico dessincronizante nas baixas frequências de oscilação. Para aquelas situações operativas onde $K_5<0$, o efeito da regulação de tensão é introduzir amortecimento negativo.

- Pode-se concluir, portanto, que nos casos mais críticos de estabilidade ($K_5<0$), a utilização de sistemas de excitação com ganhos elevados melhora o torque sincronizante, ao passo que a utilização de estabilizadores de sistemas de potência fica destinada a melhorar o torque de amortecimento.

- Através da análise do impacto inicial do ESP nos autovalores relacionados ao modo mecânico, realizada no ítem 2.5, conclui-se que quando a função de transferência do ESP não compensa integralmente o atraso de fase introduzido pelo sistema de excitação, o efeito do estabilizador é o de aumentar o torque de amortecimento e ao mesmo tempo introduzir um torque sincronizante positivo. Esta conclusão é importante quando se faz o ajuste no campo.

- É mostrado também, que quando o ângulo líquido da malha de estabilização é menor que -90°, o efeito do ESP é de diminuir o amortecimento das oscilações. Este fato ajuda a explicar o amortecimento negativo das oscilações torsionais do conjunto turbina-gerador, descrito na referência [24].

- Pode-se observar, através da revisão bibliográfica realizada no Capítulo 3, que a utilização de ESP baseado na variação da potência acelerante é uma alternativa mais atraente do que aquele baseado em variação de velocidade, devido ao sinal baseado em potência acelerante requerer menos compensação de fase e estar livre dos problemas de interação torsional do eixo do gerador.

- As técnicas descritas para o ajuste de ESP, de forma a obter a alocação exata dos autovalores em posições desejadas, são analiticamente equivalentes, porém a segunda técnica abordada é a mais eficiente por explorar a estrutura das equações linearizadas

do sistema elétrico.

- A validação dos ajustes propostos para os ESP´s aplicados ao sistema elétrico estudado no Capítulo 5, realizada através do cálculo de autovalores e simulação não-linear para grandes impactos, permitiu concluir que a utilização de ESP´s, baseados em variação de velocidade e no negativo da variação da potência elétrica, ajustados conforme a técnica de posicionamento de polos, possibilitou o deslocamento desejado dos autovalores mecânicos e estabilização do sistema.

- A utilização de ESP baseado em variação de potência acelerante (negativo da variação da potência elétrica) apresentou valor de ganho menor que aquele obtido usando ESP baseado em variação de velocidade. Deste ponto de vista o estabilizador que utiliza o negativo da variação da potência elétrica como sinal de entrada é o melhor a ser utilizado.

- O tempo de falta de 1[s], embora um tanto exagerado, permitiu concluir que a introdução de ESP´s melhora o amortecimento das oscilações bem como permite um tempo de eliminação da falta bem maior.

No próximo ítem são mostradas as principais conclusões referentes à utilização de ESP´s para sistemas multimáquina.

11.2 - Conclusões Referentes à Introdução de ESP's em Sistemas Multimáquina

Os conceitos desenvolvidos na análise do caso gerador ligado a um barramento infinito foram estendidos para a aplicação de ESP´s em sistemas multimáquina. Embora os conceitos sejam os mesmos, pode-se ainda concluir que :

- Entre os métodos de seleção de geradores a serem equipados com ESP´s, abordados no Capítulo 7, observa-se a necessidade de utilizar um processo que faça a seleção de forma coordenada, em face da interação dinâmica entre subsistemas.

- Conclui-se que a técnica baseada no cálculo dos coeficientes de sensibilidade permite prever o efeito dos ESP´s mesmo antes de suas aplicações. Desta forma tal procedimento se constitui uma técnica muito atraente.

- Quanto ao ajuste de ESP´s em sistemas multimáquina, conclui-se que o ajuste coordenado se faz necessário, visto que durante o ajuste sequencial, o procedimento de ajuste em um dado subsistema pode atrapalhar o ajuste de ESP´s em subsistemas previamente estabilizados.

- A técnica de ajuste proposta no Capítulo 9 é consistente e permite o posicionamento exato dos autovalores relacionados aos modos mecânicos. O método de ajuste, quando aplicado ao sistema elétrico estudado no Capítulo 10, possibilitou o posicionamento efetivo de 5 dos 6 autovalores relacionados aos modos mecânicos instáveis. O posicionamento do modo mecânico relacionado ao subsistema 2 seria conseguido às custas de um maior esforço computacional.

- A correlação entre os modos mecânicos e os subsistemas correspondentes, realizada tanto pelo cálculo da matriz de sensibilidade quanto pelo cálculo da matriz dos fatores de participação, apresentou resultados compatíveis.

- Tanto no método de seleção de geradores quanto no método de ajuste de estabilizadores se faz necessário a linearização da rede elétrica,e a técnica de linearização descrita no Apêndice E mostrou ser eficiente e geral. Nesta técnica poder-se-ia ter utilizado modelos mais elaborados para geradores, ESP´s, sistemas de excitação e reguladores de velocidade.

As principais sugestões são abordadas no próximo ítem.

11.3 - Sugestões para Eventuais Trabalhos

Em vista do trabalho de dissertação apresentado evidencia-se a necessidade de se fazer as seguintes sugestões:

- Incorporar a malha de regulação de velocidade durante a linearização da rede elétrica bem como no cálculo dos ajustes dos estabilizadores;

- Desenvolver métodos de seleção e ajuste que permitam a utilização de sistemas de excitação com características diferentes para os geradores, de forma que a realidade seja retratada mais fielmente;

- Desenvolver programas computacionais que permitam a extensão das técnicas de linearização, seleção e ajuste para sistemas elétricos de maior porte.

- Estender as técnicas de seleção e ajuste, de forma que os ESP´s possam ser baseados em sinais de entrada diferentes.

- Estender as técnicas de linearização, seleção e ajuste, de forma que os geradores possam ser representados por vários modelos.

- Realizar o ajuste sequencial e o ajuste coordenado de ESP´s para um SEP e confrontar os resultados obtidos.

- Incorporar modelagem de elos de corrente contínua em alta tensão (CCAT), componentes estáticos, dispositivos FACTS e uma melhor representação das cargas.

- Desenvolver técnicas de localização ótima de SVC´s e dispositivos FACTS visando melhorar o amortecimento das oscilações.

- Utilizar técnicas de controle MIMO (Multiple Input Multiple Output) para o projeto simultâneo das várias malhas de controle.

- Utilizar técnicas de controle robusto.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[01] MIKAMI, Leo. "Ajustes de Sinais Adicionais Estabilizadores em Sistemas de Potência Multimáquina". Itajubá: EFEI, 1986. 132p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Escola Federal de Engenharia de Itajubá, 1986.

[02] TEIVE, Raimundo Celeste Ghizoni. "Ajuste Coordenado dos Sinais Estabilizadores em Sistema de Potência Multimáquina". Florianópolis: UFSC, 1991. 121p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Escola de Engenharia, Universidade Federal de Santa Catarina, 1991.

[03] MOUSSA, H. A. M., YU, Yao-nan. "Dynamic Interaction of Multimachine Power System and Excitation Control". IEEE Trans. on PAS, v. 93, n. 4, p. 1150-1158, July/Aug. 1974.

[04] VOURNAS, C. D., FLEMING, R. J. "A Multivariable Stabilizer for a Multimachine Generating Plant". Paper n. A79 009-2, IEEE-PES, Feb. 1979.

[05] ARCIDIACONO, V. et al. "Evaluation and Improvement of Electromechanical Oscillation Damping by Means of Eigenvalue-Eigenvector Analysis. Practical Results in the Central Peru Power System". IEEE Trans. on PAS, v. 99, n. 2, p. 769-778, Mar/Apr. 1980.

[06] DEMELLO, F.P. et al. "Coordinated Application of Stabilizers in Multimachine Power Systems". IEEE Trans. on PAS, v. 99, n. 3, p. 892-901, May/June. 1980.

[07] FLEMING, R. J., MOHAN, M. A., PARVATISAM, K. "Selection of Parameters of Stabilizers in Multimachine Power Systems". IEEE Trans. on PAS, v. 100, n. 5, p. 2329-2333, May. 1981.

[08] GOOI, H. B. et al. "Coordinated Multimachine Stabilizer Settings without Eigenvalue Drift". IEEE Trans. on PAS, v. 100, n. 8, p. 3879-3887, Aug. 1981.

[09] MARTINS, N., BAITELLI, R."Análise do Amortecimento das Oscilações Eletromecânicas em Sistemas de Potência Multimáquina por Métodos de Resposta em Frequência". In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 4, 1982, Campinas. p. 485-490.

[10] LEFEBVRE, S. "Tuning of Stabilizers in Multimachine Power Systems". IEEE Trans. on PAS, v. 102, n. 2, p. 290-299, Feb. 1983.

[11] HIYAMA, T. "Coherency-Based Identification of Optimum Site for Stabilizer Applications". IEE Proc. Part C, v. 130, n. 2, p. 71-74, Mar. 1983.

[12] ABDALLA, O. H., HASSAN, S. A., TWEIG, N. T. "Coordinated Stabilization of a Multimachine Power System". IEEE Trans. on PAS, v. 103, n. 3, p. 483-494, Mar. 1984.

[13] LIM, C. M., ELANGOVAN, S. "Design of Stabilizers in Multimachine Power Systems". IEE Proc. Part C, v. 132, n. 3, p. 146-153, May. 1985.

[14] CASTRO, J. C., CATÃO, M. O., DORAISWAMI, R. "Identification of the Generating Units to Be Equipped with Stabilizers in a Multimachine Power System". In: IFAC, 1, 1985, Rio de Janeiro. p. 535-539.

[15] ELANGOVAN, S., LIM, C. M. "Efficient Pole-Assignment Method for Designing Stabilizers in Multimachine Power Systems". IEE Proc. Part C, v. 134, n. 6, p. 383-384, Nov. 1987.

[16] XU, W., LU, Q. "A New Stabilizer Design Technique for Multimachine Power Systems". Electric Power Systems Research, v. 15, p. 89-97, 1988.

[17] TEIVE, R. C. G., SIMÕES COSTA, A. J. A., "Ajuste Coordenado de Sinais Estabilizadores em Sistemas de Potência Multimáquina". In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 9, 1992, Vitória/ES. p. 129-134.

[18] ZANETTA JUNIOR, L. C., GALVÃO, L. C. R. "Instalação de Sinais Estabilizadores em Sistemas Multimáquina. Seleção de Geradores e Ajuste de Parâmetros". In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 9, 1992, Vitória/ES, p. 117-122.

[19] MARTINS, N., PINTO, H. J. C. P., LIMA, L. T. G. "Método para Escolha de Malhas de Controle em Sistemas Dinâmicos de Grande Porte". In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 9, 1992, Vitória/ES, p. 123-128.

[20] SCHLEIF, F. B. et al. "Excitation Control to Improve Powerline Stability". IEEE Trans. on PAS, v. 87, n.6, p. 1426-1434, June. 1968.

[21] DEMELLO, F. P., CONCORDIA, C. "Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control". IEEE Trans. on PAS, v. 88, n. 4, p. 316-329, Apr. 1969.

[22] KEAY, F. W., SOUTH, W. H. "Design of a Power System Stabilizer Sensing Frequency Deviation". IEEE Trans. on PAS, v.90, n.2, p. 707-713, Mar./Apr. 1971.

[23] WATSON, W., MANCHUR, G. "Experience with Supplementary Damping Signals for Generator Static Excitation Systems". IEEE Trans on PAS, v. 92, n. 1, p. 199-204, Jan./Feb. 1973.

[24] WATSON, W., COULTES, M.E. "Static Exciter Stabilizing Signals on Large Generators - Mechanical Problems". IEEE Trans. on PAS, v. 92, n. 1, p. 204-212, Jan./Feb. 1973.

[25] DEMELLO, F. P., LASKOWSKI, T. F. "Concepts of Power System Dynamic Stability". IEEE Trans. on PAS, v. 94, n. 3, p. 827-833, May/June. 1975.

[26] BAYNE, J. P., KUNDUR, P., WATSON, W. "Static Exciter Control to Improve Transient Stability". IEEE Trans. on PAS, v. 94, n. 4, p. 1141-1146, July/Aug. 1975.

[27] BOLLINGER, K. et al. "Power Stabilizer Design Using Root Locus Methods". IEEE Trans. on PAS, v. 94, n. 5, p. 1484-1488, Sept./Oct. 1975.

[28] BAYNE, J. P., LEE, D. C., WATSON, W."A Power System Stabilizer for Thermal Units Based on Derivation of Accelerating Power" IEEE Trans. on PAS, v.96, n.6, p.1777-1783, Nov./Dec. 1977.

[29] DEMELLO, F. P., HANNETT, L. N., UNDRILL, J. M. "Practical Approaches to Supplementary Stabilizing from Accelerating Power". IEEE Trans. on PAS, v.97, n.5, p.1515-1522, Sept./Oct. 1978.

[30] KUNDUR, P., LEE, D. C., ZEIN EL DIN, H. M. "Power System Stabilizer for Thermal Units: Analytical Techniques and On-Site Validation". IEEE Trans. on PAS, v.100, n.1, p.81-85, Jan. 1981.

[31] LARSEN, E. V., SWANN, D. A. "Applying Power System Stabilizers Parts: I, II, III". IEEE Trans. on PAS, v.100, n.6, p.3017-3046, June. 1981.

[32] LEE, D. C., BEAULIEU, R. E., SERVICE, J. R. R. "A Power System Stabilizer Using Speed and Electrical Power Inputs - Design and Field Experience". IEEE Trans. on PAS, v.100, n.9, p.4151-4157, Sept. 1981.

[33] LIM, C. M., ELANGOVAN, S. "New Approach to Power System Stabilizer Design". Electric Power Systems Research, n.8, p.285-292, 1985.

[34] KERÄNEN, K. T., AURANNE, E. K., KELO, M. T. "Verification of PSS Dimensioning Criteria by On-Line Frequency Response Measurements". In: IFAC, 1, 1985, Rio de Janeiro. p.549-554.

[35] SOARES, J. M., ZENI JUNIOR, N. "Power System Stabilizers for Hydrogenerator: Analysis, Comparation and Field Implementation". In: IFAC, 1, 1985, Rio de Janeiro. p.541-548.

[36] CZUBA, J. S., HANNETT, L. N., WILLIS, J. R." Implementation of Power System Stabilizer at the Ludington Pumped Storage Plant". IEEE Trans. on Power Systems, v. PWRS-1, n.1, p.121-128, Feb. 1986.

[37] KUNDUR, P. "Development and Application of Power System Stabilizers at Ontario Hydro". In: SIMPÓSIO DE ESPECIALISTAS EM PLANEJAMENTO DA OPERAÇÃO ELÉTRICA, 1, 1987, Rio de Janeiro.

[38] IBRAHIM, O. A., KAMEL, A. M. "A New Adaptive Power System Stabilizer Using a Lyapunov Design Technique". Electrical Power and Energy Systems, v.12, n.2, p.127-133, April. 1990.

[39] BOLLINGER, K. E., GU, W., NORUM, E. "Accelerating Power versus Electrical Power as Input Signals to Power System Stabilizers". IEEE Trans. on Energy Conversion, v.6, n.4, p.620-626, Dec. 1991.

[40] HEFFRON, W. G., PHILLIPS, R. A. "Effect of a Modern Amplidyne Voltage Regulator on Underexcited Operation of Large Turbine Generators". AIEE Trans. on PAS, v. , p.692-697, Aug. 1952.

[41] YU, Y.N., VONGSURIYA, K. "Steady-State Stability Limits of a Regulated Synchronous Machine Connected to an Infinite System". IEEE Trans. on PAS, v.85, n.7,p.759-767, July 1966.

[42] SCHLEIF, F. R., MARTIN, G. E., ANGELL, R. R. "Dumping of System Oscillations with a Hydrogenerating Unit". IEEE Trans. on PAS, v.86, n.4, p.438-442, April 1967.

[43] IEEE COMMITTEE REPORT, "Computer Representation of Excitation Systems". IEEE Trans. on PAS, v.87, n.6, p.1460-1470, June 1968.

[44] MARTINS, N. "Efficient Eigenvalue and Frequency Response Methods Applied to Power System Small-Signal Stability Studies". IEEE Trans. on Power Systems, v.PWRS, n.1, p.217-226, Feb. 1986.

[45] WONG, D. Y. et al. "Eigenvalue Analysis of Very Large Power Systems". IEEE Trans. on Power Systems, v.3, n.2, p.472-480, May 1988.

[46] ELLIS, H. M. et al. "Dynamic Stability of the Peace River Transmission System". IEEE Trans. on PAS, v.85, p.586-600, June 1966.

[47] DANDENO, P. L. et al. "Effect of High-Speed Rectifier Excitation Systems on Generator Stability Limits". IEEE Trans. on PAS, v.87, p.190-201, Jan. 1968.

[48] SERAJI, H. "Pole Assignment Using Dynamic Compensators with Prespecified Poles". International Journal of Control, v.22, n.2, 1975.

[49] ABE, S., DOI, A. "A New Power System Stabilizer Synthesis in Multimachine Power System".IEEE Trans. on PAS, v.102, n.12, p.3910-3918, Dec. 1983.

[50] PORTER, B., CROSSLEY, R. "Modal Control - Theory and Applications". Taylor and Francis Ltd., London 1972.

[51] D´AZZO, J. J., HOUPIS, C.H. "Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares". Guanabara Dois, Rio de Janeiro, 1984.

APENDICE A

APÊNDICE A

EQUACIONAMENTO PARA A MÁQUINA SÍNCRONA

O objetivo deste apêndice é o de descrever, de forma sucinta, o equacionamento da máquina síncrona utilizando a transformada de Park, bem como desenvolver o modelo E'q (II), o qual será utilizado no presente trabalho.

A máquina síncrona pode ser representada esquematicamente pela figura a seguir:

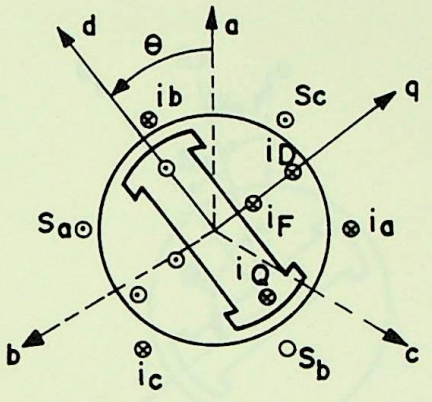


Fig. A.1 : Representação Esquemática dos Enrolamentos da Máquina Síncrona.

Nesta representação observa-se que o estator possui 3 enrolamentos a, b e c, os quais constituem as 3 fases da armadura e cuja representação é feita através de bobinas concentradas com os eixos magnéticos deslocados no espaço de 120°. O rotor possui um enrolamento percorrido por corrente contínua, denominado circuito de campo, e dois enrolamentos amortecedores, que são barras condutoras colocadas sobre as faces dos polos e interpolos, curto-circuitadas por anéis em suas extremidades, cuja função principal é a de amortecer as oscilações dinâmicas consequentes de distúrbios que tendem a afastar a velocidade do rotor daquela de regime permanente.

A estrutura dos polos salientes resulta em dois eixos de simetria d e q, nos quais as permeâncias magnéticas são consideravelmente diferentes, ressaltando que tais eixos giram solidários com o rotor.

Como o rotor está girando, as indutâncias próprias e mútuas do estator são funções do ângulo θ e consequentemente do tempo. Portanto, é conveniente tecer algumas considerações a respeito do ângulo θ.

Considere que uma máquina síncrona esteja suprindo uma carga, quando uma falta trifásica ocorre em seus terminais. Neste caso a potência elétrica fornecida pelo gerador é nula, porém, como a potência mecânica permanece a mesma daquela anterior à ocorrência da falta, haverá uma potência acelerante.

Na condição anterior à falta pode-se considerar o ângulo θ definido conforme a figura a seguir:

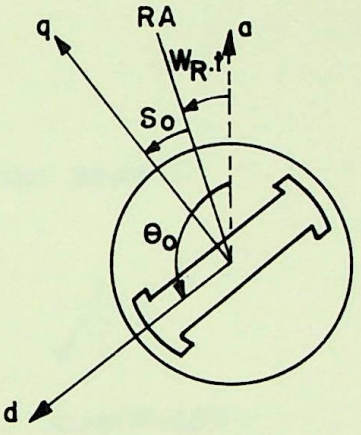


Fig. A.2 : Representação do Ângulo de Deslocamento θ.

Da figura A.2 pode-se escrever que:

$$\theta_o = w_R.t + \delta_o + \pi/2 \qquad (A.1)$$

A partir do instante da falta, a equação que rege o deslocamento é expressa da seguinte forma:

$$\theta = w_R.t + \delta + \pi/2 \qquad (A.2)$$

Ao derivar a equação anterior, obtém-se a velocidade angular do rotor em radianos elétricos / segundos, a qual pode ser escrita como se segue:

$$w = \frac{d\theta}{dt} = w_R + \frac{d\delta}{dt} \qquad (A.3)$$

Ao utilizar a derivada no tempo para a equação (A.3) obtém-se a aceleração angular do rotor expressa pela seguinte equação:

$$\alpha = \frac{dw}{dt} = \frac{d^2\delta}{dt^2} \qquad (A.4)$$

O equacionamento das tensões e correntes do estator do gerador é representado através de um sistema de equações diferenciais com parâmetros variáveis, uma vez que as indutâncias próprias e mútuas são funções do tempo. Esta dificuldade é superada mediante uma transformação de variáveis.

A transformação das variáveis de fase para um outro sistema de coordenadas é definida pela seguinte equação:

$$\bar{\varphi}_{odq} \triangleq \bar{P}.\bar{\varphi}_{abc} \qquad (A.5)$$

onde a matriz $\bar{P}$ é dada como segue:

$$\bar{P} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\theta & \cos(\theta-120) & \cos(\theta+120) \\ \operatorname{sen}\theta & \operatorname{sen}(\theta-120) & \operatorname{sen}(\theta+120) \end{bmatrix} \qquad (A.6)$$

Como a matriz $\bar{P}$ é ortogonal, a transformação inversa é definida da seguinte forma:

$$\bar{\varphi}_{abc} \triangleq \bar{P}^{-1}.\bar{\varphi}_{odq} \qquad (A.7)$$

onde

$$\bar{P}^{-1} = \bar{P}^{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\theta & \operatorname{sen}\theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta-120) & \operatorname{sen}(\theta-120) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta+120) & \operatorname{sen}(\theta+120) \end{bmatrix} \qquad (A.8)$$

Neste momento, cabe fazer uma interpretação da transformada de Park. A força magneto-motriz de cada fase da armadura pode ser representada por um vetor, que pulsa na direção do seu respectivo eixo, com valor proporcional à corrente instantânea da fase. A fmm resultante das três fases pode ser representada por um vetor girante que é a soma das três fmm´s. A projeção deste fluxo resultante girante nos eixos direto e em quadratura é proporcional à soma das projeções dos vetores de fmm das fases nos referidos eixos, e é proporcional às correntes i_d e i_q.

Portanto, i_d pode ser interpretada como sendo uma corrente que circula em uma bobina fictícia no eixo d, a qual gira com a velocidade do rotor e se mantém alinhada ao eixo direto. O valor desta corrente produz a mesma força magneto-motriz que seria produzida pelas projeções das fases. O mesmo raciocínio é válido para a corrente i_q do eixo em quadratura.

Pode-se constatar que as forças magneto-motrizes produzidas pelas correntes i_d e i_q são estacionárias em relação ao rotor e atuam em circuitos de permeância constante. Desta forma, pode-se considerar a existência das indutâncias L_d e L_q, as quais são independentes da posição do rotor.

Aplicando a transformada de Park para as equações de tensão e considerando regime permanente equilibrado, dá-se origem às equações de tensão para o eixo direto e em quadratura, as quais são mostradas a seguir:

$$v_d = -r.i_d - w_R.\lambda_q \qquad (A.9)$$

$$v_q = -r.i_q + w_R.\lambda_d \qquad (A.10)$$

Os enlaces de fluxo dos eixos direto e em quadratura em regime permanente são expressos pelas seguintes equações:

$$\lambda_q = L_q.i_q \qquad (A.11)$$

$$\lambda_d = L_d.i_d + K.M_F.i_{Fo} \qquad (A.12)$$

Substituindo as equações (A.11) e (A.12) nas equações (A.9) e (A.10), respectivamente, vem:

$$v_d = -r.i_d - X_q.i_q \qquad (A.13)$$

$$v_q = -r.i_q + X_d.i_d + w_R.K.M_F.i_{Fo} \qquad (A.14)$$

Como em regime permanente só existe a frequência fundamental, o comportamento da máquina pode ser estudado através de diagramas fasoriais. Desta forma considere a seguinte relação:

$$a(t) = \mathcal{R}e[\sqrt{2}.\bar{A}.\exp(j.w_R.t)] \qquad (A.15)$$

onde

$$\bar{A} = A.\exp(j.\phi) \qquad (A.16)$$

representa o fasor da grandeza a(t). A quantidade a(t) é expressa pela seguinte equação:

$$a(t) = \sqrt{2}.A.\cos(w_R.t + \phi) \qquad (A.17)$$

A representação de um vetor $\bar{A}$ arbitrário nas coordenadas dq é feita conforme o diagrama a seguir:

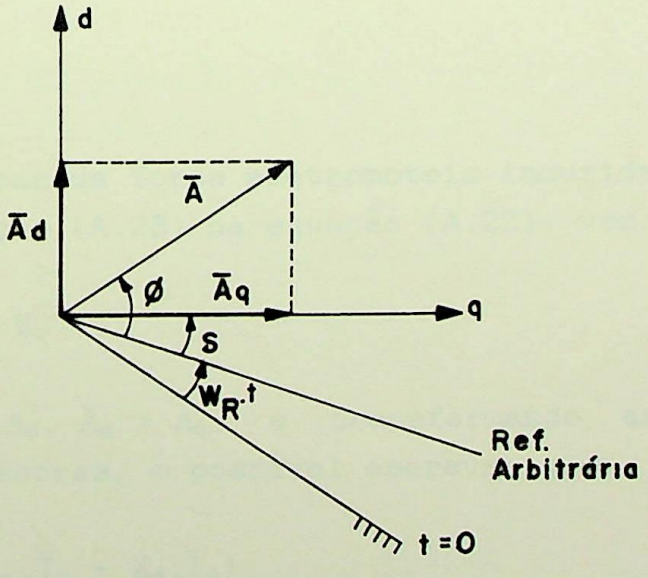


Fig. A.3 : Diagrama Fasorial Considerando a Referência dq.

Do diagrama anterior constata-se que:

$$|\bar{A}_q| = |\bar{A}|.\cos(\phi - \delta) \qquad (A.18)$$

$$|\bar{A}_d| = |\bar{A}|.\mathrm{sen}(\phi - \delta) \qquad (A.19)$$

As componentes $|\bar{A}_q|$ e $|\bar{A}_d|$ são valores estatóricos, sendo que a relação entre o valor estatórico e o valor referido ao rotor é dada pela expressão a seguir:

$$|\bar{A}_d| = \frac{a_d}{\sqrt{3}} \quad \text{e} \quad |\bar{A}_q| = \frac{a_q}{\sqrt{3}} \qquad (A.20)$$

Com a finalidade de ter as componentes de tensão em valores estatóricos, divide-se as equações (A.13) e (A.14) por $\sqrt{3}$, e desta forma obtém-se as seguintes equações:

$$V_d = -r.I_d - X_q.I_q \qquad (A.21)$$

$$V_q = -r.I_q + X_d.I_d + \frac{w_R.K.M_F.i_{Fo}}{\sqrt{3}} \qquad (A.22)$$

Pode-se mostrar que:

$$E_q = \frac{w_R.K.M_F.i_{Fo}}{\sqrt{3}} \qquad (A.23)$$

representa o valor eficaz da força eletromotriz induzida na fase a.

Substituindo a equação (A.23) na equação (A.22), vem:

$$V_q = -r.I_q + X_d.I_d + E_q \qquad (A.24)$$

Considerando $\bar{A}_d = j.A_d$, $\bar{A}_q = A_q$, e transformando as equações (A.21) e (A.24) para fasores, é possível escrever que:

$$\bar{E}_q = \bar{V}_t + r.\bar{I} + j.(X_q.\bar{I}_q + X_d.\bar{I}_d) \qquad (A.25)$$

Pode-se considerar que:

$$X_d = X_l + X_{ad} \qquad (A.26)$$

$$X_q = X_l + X_{aq} \qquad (A.27)$$

Substituindo as equações (A.26) e (A.27) na equação (A.25) vem:

$$\bar{E}_q = \bar{E}_{aq} + j.X_{ad}.\bar{I}_d + j.X_{aq}.\bar{I}_q \qquad (A.28)$$

onde

$$\bar{E}_{aq} = \bar{V}_t + r.\bar{I} + j.X_l.\bar{I} \qquad (A.29)$$

Manipulando a equação (A.25) obtém-se:

$$\bar{E}_q = \bar{V}_t + r.\bar{I} + j.X_q.\bar{I} + j.(X_d - X_q).\bar{I}_d \qquad (A.30)$$

Mediante a observação da equação anterior, pode-se perceber que a mesma apresenta uma boa maneira de determinar os eixos direto e em quadratura, podendo-se definir uma nova grandeza, que representa uma tensão interna da máquina. Sua equação é dada pela seguinte expressão:

$$\bar{E}_{qd} = \bar{V}_t + r.\bar{I} + j.X_q.\bar{I} \qquad (A.31)$$

Considere que a máquina síncrona esteja ligada a um barramento infinito através de uma impedância, conforme a figura a seguir:

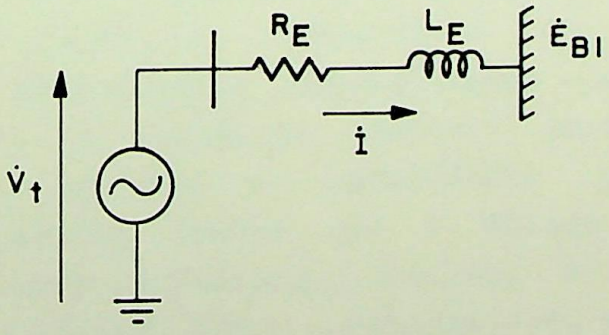


Fig. A.4 : Diagrama Unifilar do Gerador Ligado a um Barramento Infinito Através de uma Impedância Externa.

Do diagrama anterior pode-se escrever a seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{BIa} \\ e_{BIb} \\ e_{BIc} \end{bmatrix} + R_E . \bar{U}_3 . \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_E . \bar{U}_3 . \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} \qquad (A.32)$$

onde $\bar{U}_3$ é a matriz identidade de 3ª ordem.

Considere que a tensão do barramento infinito esteja na referência, logo:

$$\bar{e}_{BIabc} = \sqrt{2} . E_{BI} . \begin{bmatrix} \cos(w_R . t) \\ \cos(w_R . t - 120) \\ \cos(w_R . t + 120) \end{bmatrix} \qquad (A.33)$$

Aplicando a transformada de Park na equação (A.32), e considerando regime permanente vem:

$$v_d = - \sqrt{3} . E_{BI} . \operatorname{sen}\delta + R_E . i_d + X_E . i_q \qquad (A.34)$$

$$v_q = \sqrt{3} . E_{BI} . \cos\delta + R_E . i_q - X_E . i_d \qquad (A.35)$$

Como será importante no desenvolvimento do modelo E'_q, segue-se o equacionamento que permite expressar a indutância transitória de eixo direto em função de indutâncias do estator e do rotor.

Na definição da indutância transitória de eixo direto considera-se que os enrolamentos amortecedores já deixaram de atuar, e que tensões de sequência positiva sejam subitamente impostas à armadura, mantendo o enrolamento de campo em curto-circuito. Considerando também que o enlace de fluxo do circuito de campo era nulo no instante anterior à aplicação das tensões na armadura, e fazendo valer o princípio do enlace de fluxo constante, pode-se escrever que:

$$\lambda_F = 0 = L_F . i_F + K . M_F . i_d \qquad (A.36)$$

$$\lambda_d = L_d.i_d + K.M_F.i_F \qquad (A.37)$$

Manipulando convenientemente as equações (A.36) e (A.37) vem:

$$L'_d = \frac{\lambda_d}{i_d} = L_d - \frac{(K.M_F)^2}{L_F} \qquad (A.38)$$

Convertendo a equação acima para p.u., é valida a seguinte expressão:

$$L'_{du} = L_{du} - \frac{L^2_{adu}}{L_{Fu}}$$

Considerando que a equação anterior esteja em p.u., não é necessário representar o sub-índice u. Desta forma resulta:

$$L'_d = L_d - \frac{L^2_{ad}}{L_F} \qquad (A.39)$$

Neste ponto pode-se desenvolver o modelo E'_q (II) da máquina síncrona, sendo que nesta modelagem as seguintes simplificações são assumidas:

a) O efeito transformador, ou seja, as derivadas dos enlaces de fluxos nas equações de tensão, é desprezado;
b) A velocidade angular nas equações de tensão é suposta constante e de valor igual ao nominal;
c) A influência dos enrolamentos amortecedores é desprezada.

De acordo com as suposições feitas, os enlaces de fluxo do eixo direto e do enrolamento de campo são expressos pela seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & K.M_F \\ K.M_F & L_F \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_d \\ i_F \end{bmatrix} \qquad (A.40)$$

Explicitando λ_d e i_F na equação anterior, a equação (A.40) passa a ser escrita como se segue:

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ i_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d - \dfrac{(K.M_F)^2}{L_F} & \dfrac{K.M_F}{L_F} \\ \dfrac{-K.M_F}{L_F} & \dfrac{1}{L_F} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_d \\ \lambda_F \end{bmatrix} \qquad (A.41)$$

Utilizando a expressão (A.38) na primeira equação de (A.41) vem:

$$\lambda_d = L'_d . i_d + \frac{K.M_F.\lambda_F}{L_F} \qquad (A.42)$$

Repetindo-se por conveniência as equações (A.13) e (A.10) resulta:

$$v_d = -r.i_d - X_q.i_q \qquad (A.43)$$

$$v_q = -r.i_q + w_R.\lambda_d \qquad (A.44)$$

Substituindo a equação (A.42) na equação (A.44) obtém-se:

$$v_q = -r.i_q + X'_d.i_d + \frac{w_R.K.M_F.\lambda_F}{L_F} \qquad (A.45)$$

Pode-se fazer a seguinte definição:

$$e'_q \triangleq \frac{w_R.K.M_F.\lambda_F}{L_F} \qquad (A.46)$$

Transformando a definição anterior para valor estatórico resulta:

$$E'_q \triangleq \frac{w_R . K . M_F . \lambda_F}{\sqrt{3}} . L_F \qquad (A.47)$$

Passando as equações (A.43) e (A.45) para valores estatóricos, e posteriormente para p.u., resulta:

$$V_{du} = -r_u . I_{du} - X_{qu} . I_{qu} \qquad (A.48)$$

$$V_{qu} = -r_u . I_{qu} + X'_{du} . I_{du} + E'_{qu} \qquad (A.49)$$

Utilizando a equação (A.47), é possível escrever que:

$$E'_{qu} = \frac{L_{adu} . \lambda_{Fu}}{\sqrt{3}} . L_{Fu} \qquad (A.50)$$

Para o circuito de campo, pode-se escrever a seguinte expressão:

$$v_F = r_F . i_F + \frac{d\lambda_F}{dt} \qquad (A.51)$$

Substituindo a segunda equação de (A.41) na equação (A.51), vem:

$$v_F = r_F . \left[\frac{-K . M_F}{L_F} . i_d + \frac{\lambda_F}{L_F} \right] + \frac{d\lambda_F}{dt} \qquad (A.52)$$

Através da equação (A.46), obtém-se:

$$\lambda_F = \frac{L_F}{w_R . K . M_F} . e'_q \qquad (A.53)$$

Derivando a expressão anterior, vem:

$$\frac{d\lambda_F}{dt} = \frac{L_F}{w_R . K . M_F} . \frac{de'_q}{dt} \qquad (A.54)$$

Substituindo (A.53) e (A.54) em (A.52) é possível escrever a seguinte expressão:

$$v_F = \frac{-K . M_F . i_d}{\frac{L_F}{r_F}} + \frac{L_F . e'_q}{w_R . K . M_F . \frac{L_F}{r_F}} + \frac{L_F}{w_R . K . M_F} . \frac{de'_q}{dt} \qquad (A.55)$$

Considerando que a constante de tempo do campo a circuito aberto seja dada por:

$$T'_{do} = \frac{L_F}{r_F} \qquad (A.56)$$

e definindo:

$$e_{fd} \triangleq \frac{w_R . K . M_F . v_F}{r_F} \qquad (A.57)$$

é possível escrever a equação (A.55) em valores estatóricos e em p.u. da seguinte forma:

$$\frac{dE'_{qu}}{dt} = \frac{1}{T'_{do}} . \{E_{fdu} - [E'_{qu} - (X_{du} - X'_{du}) . I_{du}]\} \qquad (A.58)$$

A equação que rege a aceleração angular do rotor é dada como se segue:

$$T_a = I . \frac{d^2\theta_{mec}}{dt^2} \qquad (A.59)$$

onde:

$$T_a = T_m - T_e - T_d \tag{A.60}$$

$$\theta_{mec} = \frac{\theta_{el}}{(p/2)} \tag{A.61}$$

Conforme as equações (A.3) e (A.4) vem:

$$\frac{d^2\theta_{el}}{dt^2} = \frac{d^2\delta}{dt^2} \tag{A.62}$$

Combinando as equações (A.61) e (A.62), a equação (A.59) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$T_a = \frac{2.I}{p} \cdot \frac{d^2\delta}{dt^2} \tag{A.63}$$

Definindo a grandeza base para o torque como:

$$T_B = \frac{S_B}{w_{SR}} \tag{A.64}$$

e convertendo a equação (A.63) para p.u., vem:

$$T_{au} = \frac{2.I}{p} \cdot \frac{d^2\delta}{dt^2} \cdot \frac{w_{SR}}{S_B} \tag{A.65}$$

Definindo a constante de tempo de inércia da máquina por:

$$H = \frac{I.w_{mec}^2}{2.S_B} \tag{A.66}$$

Considerando que a velocidade do rotor na expressão anterior é igual a velocidade síncrona, e substituindo a equação (A.66) na equação (A.65) resulta:

$$T_{au} = \frac{2.H}{w_R} \cdot \frac{d^2\delta}{dt^2} \qquad (A.67)$$

ou

$$T_{au} = \frac{2.H}{w_R} \cdot \frac{dw}{dt} \qquad (A.68)$$

Colocando a velocidade em p.u. na equação anterior vem:

$$T_{au} = 2.H. \frac{dw_u}{dt} \qquad (A.69)$$

As três equações anteriores representam a equação de balanço de energia para a máquina síncrona.

Ao considerar regime equilibrado, a potência elétrica do gerador pode ser dada como segue:

$$P_e = v_d.i_d + v_q.i_q \qquad (A.70)$$

Considerando nulo o valor da resistência do estator nas equações (A.9) e (A.10), e substituindo-as na equação anterior, vem:

$$P_e = -w_R.\lambda_q.i_d + w_R.\lambda_d.i_q \qquad (A.71)$$

Convertendo a equação anterior para valores estatóricos, resulta:

$$\frac{P_e}{3} = -w_R.\Lambda_q.I_d + w_R.\Lambda_d.I_q \qquad (A.72)$$

Aplicando a conversão p.u. na equação (A.72) e considerando que o torque elétrico e a potência elétrica em p.u. são praticamente iguais, vem:

$$T_{eu} = \Lambda_{du} . I_{qu} - \Lambda_{qu} . I_{du} \qquad (A.73)$$

Considerando as equações (A.11) e (A.42), é possível escrever que:

$$\Lambda_{qu} = X_{qu} . I_{qu} \qquad (A.74)$$

$$\Lambda_{du} = X'_{du} . I_{du} + E'_{qu} \qquad (A.75)$$

Substituindo as equações (A.74) e (A.75) na equação (A.73) vem:

$$T_{eu} = E'_{qu} . I_{qu} - (X_{qu} - X'_{du}) . I_{du} . I_{qu} \qquad (A.76)$$

Para os torques de amortecimento e mecânico valem as seguintes expressões:

$$T_D = D.(w_{mec} - w_{SR}) \qquad (A.77)$$

$$T_{mu} = \frac{P_{mu}}{w_u} \qquad (A.78)$$

O torque de amortecimento pode ainda ser expresso como segue:

$$T_D = D.w_{SR} . \left[\frac{w_{mec}}{w_{SR}} - 1 \right] \qquad (A.79)$$

Utilizando a equação (A.64) para transformar a equação anterior para p.u., vem:

$$T_{Du} = \frac{D.w_{SR}^2}{S_B} . (w_u - 1) \qquad (A.80)$$

Definindo a base para o fator de amortecimento (D) como segue:

$$D_B = \frac{S_B}{w_{SR}^2} \qquad (A.81)$$

e substituindo tal definição na equação (A.80) resulta:

$$T_{Du} = D_u.(w_u - 1) \qquad (A.82)$$

Utilizando as equações (A.60), (A.69), (A.76), (A.78) e (A.82), a equação de balanço pode ser escrita da seguinte forma:

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{2.H} . \left\{ \frac{P_{mec}}{w} - [E'_q.I_q - (X_q - X'_d).I_d.I_q] - D.(w - 1) \right\} \qquad (A.83)$$

Na equação anterior todas as grandezas estão em p.u., exceto a variável tempo no diferencial.

Utilizando a equação (A.3), vem:

$$\frac{d\delta}{dt} = w_B.(w_u - 1) \qquad (A.84)$$

onde:

$w_B = w_R = 377$ rd/s

Portanto as equações (A.48), (A.49), (A.84), (A.83) e (A.58) representam o modelo E'_q da máquina síncrona. Por conveniência tais equações estão listadas a seguir. A mesma consideração feita para a equação (A.83), em termos de notação, é realizada novamente.

$$V_{du} = -r_u.I_{du} - X_{qu}.I_{qu}$$

$$V_{qu} = -r_u.I_{qu} + X'_{du}.I_{du} + E'_{qu}$$

$$\frac{d\delta}{dt} = w_B . (w_u - 1)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{2.H} . \left\{ \frac{P_{mec}}{w} - [E'_q . I_q - (X_q - X'_d) . I_d . I_q] - D.(w - 1) \right\}$$

$$\frac{dE'_{qu}}{dt} = \frac{1}{T'_{do}} . \left\{ E_{fdu} - [E'_{qu} - (X_{du} - X'_{du}) . I_{du}] \right\}$$

Pode-se constatar que o modelo E'_q possui três equações diferenciais, duas equações algébricas e duas entradas livres: P_{mu} e E_{fdu}, as quais representam as saídas dos reguladores de velocidade e de tensão respectivamente.

APENDICE B

APÊNDICE B

MODELO E'q LINEARIZADO DA MÁQUINA SÍNCRONA

B.1 - Introdução

Um modelo linear simplificado para uma máquina síncrona ligada a um barramento infinito, através de uma linha de transmissão, a qual é composta de uma resistência e uma reatância série, é desenvolvido. Nesta modelagem deve-se considerar as seguintes simplificações:

a) os efeitos dos enrolamentos amortecedores são considerados desprezíveis;

b) a resistência do enrolamento do estator do gerador é considerada desprezível;

c) as tensões por efeito transformador $\dot{\lambda}_d$ e $\dot{\lambda}_q$ possuem valores muito menores que as tensões mocionais, e desta forma podem ser desprezadas;

d) a velocidade angular nas equações de tensão será considerada constante e de valor igual ao nominal;

e) condições balanceadas são assumidas e os efeitos da saturação do gerador são desprezados.

B.2 - Equacionamento

B.2.1 - Linearização Para a Equação da Tensão Transitória E'q

As equações associadas ao enrolamento do circuito de campo são dadas por:

$$v_F = r_F . i_F + \dot{\lambda}_F \qquad (B.1)$$

$$\lambda_F = L_F . i_F + K . M_F . i_d \qquad (B.2)$$

Explicitando a corrente de campo da equação (B.2) e posteriormente a substituindo na equação (B.1) resulta:

$$v_F = \frac{r_F}{L_F} \cdot \lambda_F + \dot{\lambda}_F - \frac{r_F}{L_F} \cdot K.M_F.i_d \qquad (B.3)$$

Considerando as definições feitas no Apêndice A dadas por:

$$\sqrt{3} \cdot E'_q = \frac{w_R.K.M_F.\lambda_F}{L_F} \qquad (B.4)$$

$$\sqrt{3} \cdot E_{fd} = \frac{w_R.K.M_F.v_F}{r_F} \qquad (B.5)$$

e relacionando tais expressões com as equações (B.3) e (A.38) é possível escrever que:

$$E_{fd}(s) = (1 + T'_{do}.s).E'_q(s) - (X_d - X'_d).I_d(s) \qquad (B.6)$$

onde $T'_{do} = L_F/r_F$

De acordo com a definição da tensão interna do eixo em quadratura, pode-se escrever:

$$E'_q = E_q + (X_d - X'_d).I_d \qquad (B.7)$$

Note que as equações (B.6) e (B.7) são lineares.

Considere o seguinte diagrama unifilar:

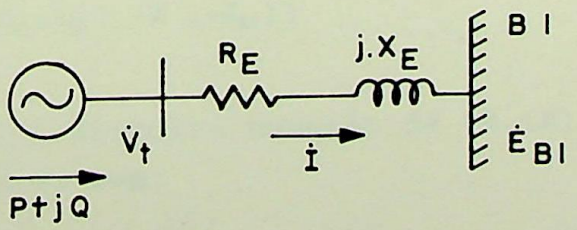


Fig. B.1 : Sistema Máquina - Barramento Infinito.

Relacionando as equações (A.34) e (A.35) com (A.48) e (A.49), duas a duas, e desprezando a resistência do enrolamento de estator nas equações de tensão é possível escrever que:

$$V_d = -X_q.I_q = -E_{BI}.\text{sen}\delta + R_E.I_d + X_E.I_q \qquad (B.8)$$

$$V_q = X'_d.I_d + E'_q = E_{BI}.\cos\delta + R_E.I_q - X_E.I_d \qquad (B.9)$$

Linearizando as equações dadas por (B.8) e (B.9) vem:

$$0 = -R_E.\Delta I_d - (X_q + X_E).\Delta I_q + E_{BI}.\cos\delta_o.\Delta\delta \qquad (B.10)$$

$$0 = (X'_d + X_E).\Delta I_d - R_E.\Delta I_q + E_{BI}.\text{sen}\delta_o.\Delta\delta + \Delta E'_q \qquad (B.11)$$

Rearranjando as equações (B.10) e (B.11) resulta:

$$R_E.\Delta I_d + (X_q + X_E).\Delta I_q = E_{BI}.\cos\delta_o.\Delta\delta \qquad (B.12)$$

$$-(X'_d + X_E).\Delta I_d + R_E.\Delta I_q = \Delta E'_q + E_{BI}.\text{sen}\delta_o.\Delta\delta \qquad (B.13)$$

Explicitando as equações (B.12) e (B.13) em termos da variação das correntes dos eixos direto e em quadratura vem:

$$\begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = K_I.\begin{bmatrix} -(X_q+X_E) & R_E.\cos\delta_o-(X_q+X_E).\text{sen}\delta_o \\ R_E & (X'_d+X_E).\cos\delta_o+R_E.\text{sen}\delta_o \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} \Delta E'_q \\ E_{BI}.\Delta\delta \end{bmatrix} \qquad (B.14)$$

onde

$$K_I = \frac{1}{[R_E^2+(X_q+X_E).(X'_d+X_E)]} \qquad (B.15)$$

Substituindo a primeira equação de (B.14) na versão linearizada da expressão (B.6) vem:

$$\Delta E_{fd}(s) = (1/K_3 + T'_{do}.s).\Delta E'_q(s) + K_4.\Delta\delta(s) \qquad (B.16)$$

onde

$$\frac{1}{K_3} = 1 + K_I.(X_d - X'_d).(X_q + X_E) \qquad (B.17)$$

$$K_4 = E_{BI}.\ K_I.(X_d - X'_d).[(X_q + X_E).\text{sen}\delta_o - R_E.\cos\delta_o] \qquad (B.18)$$

Nota-se que, se $R_E = 0$, então:

$$\frac{1}{K_3} = 1 + \frac{X_d - X'_d}{X'_d + X_E} = \frac{X_E + X_d}{X_E + X'_d} \qquad (B.19)$$

Observa-se através da equação (B.19) que o fator K_3 depende apenas dos parâmetros da máquina e do sistema.

Melhorando a expressão da equação (B.16) vem:

$$\Delta E'_q(s) = \frac{K_3}{1 + s.K_3.T'_{do}}.\Delta E_{fd}(s) - \frac{K_3.K_4}{1 + s.K_3.T'_{do}}.\Delta\delta(s) \qquad (B.20)$$

Considerando a tensão de campo constante ($\Delta E_{fd} = 0$) na equação anterior, obtém-se o fator que representa o efeito desmagnetizante da reação da armadura, que é dado por:

$$K_4 = -\frac{1}{K_3}.\left.\frac{\Delta E'_q}{\Delta\delta}\right|_{E_{fd}=cte} \qquad (B.21)$$

B.2.2 - Linearização para a Equação do Torque Elétrico

Com vistas a determinar a variação do torque elétrico, considere que o mesmo seja igual a potência elétrica em p.u. e de valor igual a:

$$T_e = V_d.I_d + V_q.I_q \qquad (B.22)$$

Diante das considerações feitas para o modelo II, é possível escrever que:

$$V_d = -X_q . I_q \qquad (B.23)$$

$$V_q = X'_d . I_d + E'_q \qquad (B.24)$$

Substituindo as equações (B.23) e (B.24) na equação (B.22), resulta:

$$T_e = [E'q - (X_q - X'_d).I_d].I_q \qquad (B.25)$$

Usando as equações (A.30) e (A.31), resulta:

$$E_{qd} = E_q + (X_d - X_q).I_d \qquad (B.26)$$

e lembrando que:

$$E'_q = E_q + (X_d - X'_d).I_d \qquad (B.27)$$

pode-se escrever para a condição inicial (ponto de equilíbrio) que:

$$E_{qdo} = E'_{qo} - (X_q - X'_d).I_{do} \qquad (B.28)$$

Linearizando a equação (B.25) resulta:

$$\Delta T_e = I_{qo}.\Delta E'_q + [E'_{qo}-(x_q - x'_d).I_{do}].\Delta I_q - (x_q - x'_d).I_{qo}.\Delta I_d \qquad (B.29)$$

Substituindo a equação (B.28) na equação (B.29) a variação do torque elétrico passa a ser reescrita da seguinte forma:

$$\Delta T_e = I_{qo}.\Delta E'_q + E_{qdo}.\Delta I_q - (X_q - X'_d).I_{qo}.\Delta I_d \qquad (B.30)$$

Substituindo as equações (B.14) e (B.15) em (B.30) resulta:

$$\begin{aligned}\Delta T_e = {} & K_I.E_{BI}.\{E_{qdo}.[R_E.\mathrm{sen}\delta_o + (X'_d + X_E).\cos\delta_o] + \\ & I_{qo}.(X_q - X'_d).[(X_q + X_E).\mathrm{sen}\delta_o - R_E.\cos\delta_o]\}.\Delta\delta + \\ & K_I.\{I_{qo}.[R_E^2 + (X_q + X_E)^2] + E_{qdo}.R_E\}.\Delta E'_q \end{aligned} \qquad (B.31)$$

Definindo:

$$K_1 \triangleq \left.\frac{\Delta T_e}{\Delta \delta}\right|_{\Delta E'_q=0} = K_I . E_{BI} . \{E_{qdo} . [R_E . \text{sen}\delta_o + (X'_d + X_E) . \cos\delta_o] + I_{qo} . (X_q - X'_d) . [(X_E + X_q) . \text{sen}\delta_o - R_E . \cos\delta_o]\} \quad \text{(B.32)}$$

e

$$K_2 \triangleq \left.\frac{\Delta T_e}{\Delta E'_q}\right|_{\Delta \delta=0} = K_I . \{I_{qo} . [R_E^2 + (X_q + X_E)^2] + E_{qdo} . R_E\} \quad \text{(B.33)}$$

e relacionando tais expressões com a equação (B.31) vem:

$$\Delta T_e = K_1 . \Delta\delta + K_2 . \Delta E'_q \quad \text{(B.34)}$$

B.2.3 - Linearização para a Equação da Tensão Terminal

Para linearizar a tensão terminal, considere inicialmente a seguinte expressão:

$$V_t^2 = V_d^2 + V_q^2 \quad \text{(B.35)}$$

Linearizando a equação anterior obtém-se:

$$\Delta V_t = \frac{V_{do}}{V_{to}} . \Delta V_d + \frac{V_{qo}}{V_{to}} . \Delta V_q \quad \text{(B.36)}$$

Considerando as equações (B.23) e (B.24) na forma linearizada e substituindo-as na equação (B.36) vem:

$$\Delta V_t = \frac{V_{do}}{V_{to}} . (-X_q . \Delta I_q) + \frac{V_{qo}}{V_{to}} . (X'_d . \Delta I_d + \Delta E'_q) \quad \text{(B.37)}$$

Substituindo a expressão (B.14) em (B.37) resulta:

$$\Delta V_t = K_5.\Delta\delta + K_6.\Delta E'_q \qquad (B.38)$$

onde

$$K_5 = (K_I.E_{BI}.X'_d.V_{qo}/V_{to}).[R_E.\cos\delta_o - (X_q + X_E).\mathrm{sen}\delta_o] - (K_I.E_{BI}.X_q.V_{do}/V_{to}).[(X'_d + X_E).\cos\delta_o + R_E.\mathrm{sen}\delta_o] \qquad (B.39)$$

e

$$K_6 = \frac{V_{qo}}{V_{to}} . [1 - K_I.X'_d.(X_q + X_E)] - \frac{V_{do}}{V_{to}}.K_I.X_q.R_E \qquad (B.40)$$

B.2.4 - Linearização para a Equação de Balanço

Como foi visto, a equação de balanço é dada por:

$$2.H.\frac{dw}{dt} = T_m - T_e \qquad (B.41)$$

Linearizando a equação anterior obtém-se:

$$2.H.\frac{d\Delta w}{dt} = \Delta T_m - \Delta T_e \qquad (B.42)$$

Transformando a equação (B.42) para o domínio da frequência vem:

$$\Delta W(s) = \frac{1}{2.H.s} .(\Delta T_m(s) - \Delta T_e(s)) \qquad (B.43)$$

Considerando o amortecimento introduzido pela carga, a equação anterior passa a ser reescrita por:

$$\Delta W(s) = \frac{1}{2.H.s} .(\Delta T_m(s) - \Delta T_e(s) - \Delta T_D(s)) \qquad (B.44)$$

onde

$$\Delta T_D(s) = D.\Delta W(s) \qquad (B.45)$$

A relação entre o deslocamento angular e a velocidade angular é expressa por:

$$w = \frac{1}{w_B} \cdot \frac{d\delta}{dt} \qquad (B.46)$$

Linearizando a equação anterior resulta:

$$\Delta w = \frac{1}{w_B} \cdot \frac{d\Delta\delta}{dt} \qquad (B.47)$$

Aplicando a transformada de Laplace para a equação (B.47) obtém-se:

$$\Delta\delta(s) = \frac{w_B}{s} . \Delta W(s) \qquad (B.48)$$

APÊNDICE C

B.3 - Resumo das Equações

As equações (B.20), (B.34), (B.38), (B.44) e (B.48) são representativas do modelo linear simplificado, e por conveniência estão listadas a seguir:

$$\Delta E'_q(s) = \frac{K_3}{1 + s.K_3.T'_{do}} . \Delta E_{fd}(s) - \frac{K_3.K_4}{1 + s.K_3.T'_{do}} . \Delta\delta(s)$$

$$\Delta T_e = K_1.\Delta\delta + K_2.\Delta E'_q$$

$$\Delta V_t = K_5.\Delta\delta + K_6.\Delta E'_q$$

$$\Delta W(s) = \frac{1}{2.H.s} . (\Delta T_m(s) - \Delta T_e(s) - \Delta T_D(s))$$

$$\Delta\delta(s) = \frac{\omega_B}{s} . \Delta W(s)$$

APENDICE C

APÊNDICE C

DESENVOLVIMENTO DAS EQUAÇÕES DE ESTADO DO ESP CONSIDERANDO QUE O MODELO DO MESMO SEJA DE SEGUNDA ORDEM

A função de transferência do ESP considerando dois estágios de avanço-atraso é dada como se segue:

$$FT = \frac{U_E(s)}{Y(s)} = K.\frac{(1 + s.T_1)}{(1 + s.T_2)} \cdot \frac{(1 + s.T_3)}{(1 + s.T_4)} \qquad (C.1)$$

O diagrama de blocos representativo da equação anterior é mostrado a seguir:

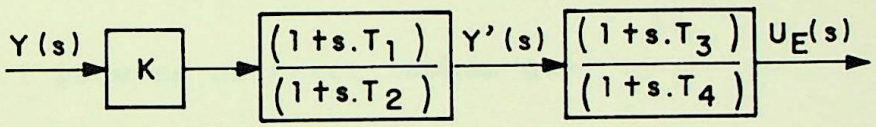


Fig. C.1 : Diagrama de Blocos do ESP Composto de Dois Estágios de Avanço - Atraso.

Analisando a figura C.1, pode-se escrever que:

$$\frac{Y'(s)}{Y(s)} = K.\frac{(1 + s.T_1)}{(1 + s.T_2)} \qquad (C.2)$$

Trabalhando convenientemente a equação (C.2) vem:

$$Y'(s) = K.\frac{T_1}{T_2} \cdot Y(s) + \frac{K.(1 - T_1/T_2)}{(1 + s.T_2)} \cdot Y(s) \qquad (C.3)$$

Definindo:

$$Z_1(s) = \frac{K.(1 - T_1/T_2)}{(1 + s.T_2)} . Y(s) \qquad (C.4)$$

e substituindo tal definição na equação (C.3) resulta:

$$Y'(s) = K. \frac{T_1}{T_2} . Y(s) + Z_1(s) \qquad (C.5)$$

Manipulando a equação (C.4) e voltando para o domínio do tempo, dá-se origem a seguinte equação:

$$\dot{z}_1 = \frac{-1}{T_2} . z_1 + K.\frac{(T_2 - T_1)}{T_2^2} . y \qquad (C.6)$$

Da figura C.1 pode-se escrever também que:

$$\frac{U_E(s)}{Y'(s)} = \frac{(1 + s.T_3)}{(1 + s.T_4)} \qquad (C.7)$$

Trabalhando a equação (C.7), vem:

$$U_E(s) = \frac{T_3}{T_4} . Y'(s) + \frac{(1 - T_3/T_4)}{(1 + s.T_4)} . Y'(s) \qquad (C.8)$$

Definindo:

$$Z_2(s) = \frac{(1 - T_3/T_4)}{(1 + s.T_4)} . Y'(s) \qquad (C.9)$$

e substituindo tal definição na equação (C.8) resulta:

$$U_E(s) = \frac{T_3}{T_4} \cdot Y'(s) + Z_2(s) \qquad (C.10)$$

Substituindo a equação (C.5) na equação (C.10), pode-se escrever que:

$$U_E(s) = \frac{T_3}{T_4} \cdot Z_1(s) + Z_2(s) + \frac{K.T_1.T_3}{T_2.T_4} \cdot Y(s) \qquad (C.11)$$

Voltando a equação (C.11) para o domínio do tempo, vem:

$$u_E = \frac{T_3}{T_4} \cdot z_1 + z_2 + \frac{K.T_1.T_3}{T_2.T_4} \cdot y \qquad (C.12)$$

Substituindo a equação (C.5) na equação (C.9) e desenvolvendo, é possível escrever que:

$$\dot{z}_2 = \frac{(T_4 - T_3)}{T_4^2} \cdot z_1 - \frac{1}{T_4} \cdot z_2 + \frac{K.(T_4 - T_3).T_1}{T_4^2.T_2} \cdot y \qquad (C.13)$$

As equações (C.6), (C.13) e (C.12) podem ser colocadas na forma matricial. Assim vem:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_2} & 0 \\ \frac{(T_4-T_3)}{T_4^2} & \frac{-1}{T_4} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K.(T_2-T_1)}{T_2^2} \\ \frac{K.T_1.(T_4-T_3)}{T_2.T_4^2} \end{bmatrix} .y \qquad (C.14)$$

$$u_E = \begin{bmatrix} T_3/T_4 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K.T_1.T_3}{T_2.T_4} \end{bmatrix} .y \qquad (C.15)$$

Colocando as equações (C.14) e (C.15) na forma matricial, dá-se origem às seguintes equações:

$$\dot{\bar{Z}} = \bar{G}.\bar{Z} + \bar{L}.y \qquad (C.16)$$

$$u_E = \bar{H}.\bar{Z} + \bar{E}.y \qquad (C.17)$$

No caso dos dois estágios de avanço-atraso serem iguais, ou seja $T_3 = T_1$ e $T_4 = T_2$, as matrizes $\bar{G}$, $\bar{L}$, $\bar{H}$ e $\bar{E}$ passam a ser escritas da seguinte forma:

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} \dfrac{-1}{T_2} & 0 \\ \dfrac{(T_2-T_1)}{T_2^2} & \dfrac{-1}{T_2} \end{bmatrix}$$

$$\bar{L} = \begin{bmatrix} \dfrac{K.(T_2-T_1)}{T_2^2} \\ \dfrac{K.T_1.(T_2-T_1)}{T_2.T_2^2} \end{bmatrix}$$

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} \dfrac{T_1}{T_2} & 1 \end{bmatrix} \qquad \bar{E} = \begin{bmatrix} K.\dfrac{T_1^2}{T_2^2} \end{bmatrix}$$

APENDICE D

APÊNDICE D

DESENVOLVIMENTO DAS EQUAÇÕES DE ESTADO DO ESP CONSIDERANDO QUE ESTE SEJA DOTADO DE UM WASHOUT E UM FILTRO

A função de tranferência do ESP contendo dois estágios de avanço-atraso, um washout e um filtro é mostrada a seguir:

$$\frac{U_E(s)}{Y(s)} = K.\frac{s.T_w}{1 + s.T_w} \cdot \frac{1 + s.T_1}{1 + s.T_2} \cdot \frac{1 + s.T_3}{1 + s.T_4} \cdot \frac{1}{1 + s.T_L} \qquad (D.1)$$

O diagrama de blocos representativo da equação anterior é dado como se segue:

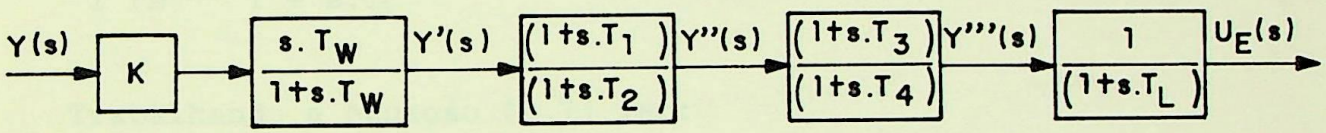


Fig. D.1 : Diagrama de Blocos do ESP Contendo Dois Estágios de Avanço - Atraso, um Bloco Washout e um Filtro.

Analisando a figura D.1 pode-se escrever que:

$$\frac{Y'(s)}{Y(s)} = K.\frac{s.T_w}{1 + s.T_w} \qquad (D.2)$$

Trabalhando convenientemente a equação (D.2) vem:

$$Y'(s) = K.Y(s) - \frac{K.Y(s)}{1 + s.T_w} \qquad (D.3)$$

Definindo:

$$Z_1(s) \triangleq \frac{K.Y(s)}{1 + s.T_w} \qquad (D.4)$$

e substituindo tal definição na equação (D.3) resulta:

$$Y'(s) = K.Y(s) - Z_1(s) \qquad (D.5)$$

Manipulando a equação (D.4) e voltando para o domínio do tempo, dá-se origem a seguinte equação:

$$\dot{z}_1 = \frac{-1}{T_w}.z_1 + \frac{K}{T_w}.y \qquad (D.6)$$

Da figura D.1 pode-se escrever também que:

$$\frac{Y''(s)}{Y'(s)} = \frac{1 + s.T_1}{1 + s.T_2} \qquad (D.7)$$

Trabalhando a equação (D.7) vem:

$$Y''(s) = \frac{T_1}{T_2}.Y'(s) + \frac{(1 - T_1/T_2)}{(1 + s.T_2)}.Y'(s) \qquad (D.8)$$

Definindo:

$$Z_2(s) \triangleq \frac{(1 - T_1/T_2)}{(1 + s.T_2)}.Y'(s) \qquad (D.9)$$

e substituindo tal definição na equação (D.8) resulta:

$$Y''(s) = \frac{T_1}{T_2}.Y'(s) + Z_2(s) \qquad (D.10)$$

Ao substituir a equação (D.5) na equação (D.10), obtém-se:

$$Y''(s) = \frac{-T_1}{T_2}.Z_1(s) + Z_2(s) + K.\frac{T_1}{T_2}.Y(s) \qquad (D.11)$$

Substituindo a equação (D.5) na equação (D.9), e retornando esta para o domínio do tempo, dá-se origem a seguinte equação:

$$\dot{z}_2 = \frac{(T_1 - T_2)}{T_2^2}.z_1 - \frac{1}{T_2}.z_2 + K.\frac{(T_2 - T_1)}{T_2^2}.y \qquad (D.12)$$

Da figura D.1 pode-se escrever também que:

$$\frac{Y'''(s)}{Y''(s)} = \frac{(1 + s.T_3)}{(1 + s.T_4)} \qquad (D.13)$$

Desenvolvendo a expressão anterior vem:

$$Y'''(s) = \frac{T_3}{T_4}.Y''(s) + \frac{(1 - T_3/T_4)}{(1 + s.T_4)}.Y''(s) \qquad (D.14)$$

Definindo:

$$Z_3(s) \triangleq \frac{(1 - T_3/T_4)}{(1 + s.T_4)}.Y''(s) \qquad (D.15)$$

e substituindo esta definição na equação (D.14), resulta:

$$Y'''(s) = \frac{T_3}{T_4}.Y''(s) + Z_3(s) \qquad (D.16)$$

Ao substituir a expressão dada por (D.11) na equação (D.16), é possível escrever que:

$$Y'''(s) = \frac{-T_1 . T_3}{T_2 . T_4} . Z_1(s) + \frac{T_3}{T_4} . Z_2(s) + Z_3(s) + \frac{K . T_1 . T_3}{T_2 . T_4} . Y(s) \qquad (D.17)$$

Substituindo a equação (D.11) na equação (D.15), e voltando para o domínio do tempo, dá-se origem a seguinte expressão:

$$\dot{z}_3 = \frac{T_1 . (T_3 - T_4)}{T_2 . T_4^2} . z_1 + \frac{(T_4 - T_3)}{T_4^2} . z_2 - \frac{1}{T_4} . z_3 + \frac{K . T_1 . (T_4 - T_3)}{T_2 . T_4^2} . y \qquad (D.18)$$

Da figura D.1 também é possível escrever que:

$$\frac{U_E(s)}{Y'''(s)} = \frac{1}{1 + s . T_L} \qquad (D.19)$$

Desenvolvendo a equação anterior vem:

$$U_E(s) = \frac{Y'''(s)}{1 + s . T_L} \qquad (D.20)$$

Definindo:

$$Z_4(s) \triangleq \frac{Y'''(s)}{1 + s . T_L} \qquad (D.21)$$

e substituindo esta definição na equação (D.20) resulta:

$$U_E(s) = Z_4(s) \qquad (D.22)$$

Ao substituir a equação (D.17) na equação (D.21), e voltando esta para o domínio do tempo, é possível escrever que:

$$\dot{z}_4 = \frac{-T_1 . T_3}{T_L . T_2 . T_4} . z_1 + \frac{T_3}{T_L . T_4} . z_2 + \frac{1}{T_L} . z_3 - \frac{1}{T_L} . z_4 + \frac{K . T_1 . T_3}{T_2 . T_4 . T_L} . y \qquad (D.23)$$

Escrevendo as equações (D.6), (D.12), (D.18), (D.23) e (D.22) na forma matricial, obtém-se:

$$\dot{\bar{Z}} = \bar{G} . \bar{Z} + \bar{L} . y \qquad (D.24)$$

$$u_E = \bar{H} . \bar{Z} \qquad (D.25)$$

onde

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_W} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{T_1 - T_2}{T_2^2} & \frac{-1}{T_2} & 0 & 0 \\ \frac{T_1 . (T_3 - T_4)}{T_2 . T_4^2} & \frac{T_4 - T_3}{T_4^2} & \frac{-1}{T_4} & 0 \\ \frac{-T_1 . T_3}{T_L . T_2 . T_4} & \frac{T_3}{T_L . T_4} & \frac{1}{T_L} & \frac{-1}{T_L} \end{bmatrix}$$

$$\bar{L} = \begin{bmatrix} \frac{K}{T_W} \\ \frac{K . (T_2 - T_1)}{T_2^2} \\ \frac{K . T_1 . (T_4 - T_3)}{T_2 . T_4^2} \\ \frac{K . T_1 . T_3}{T_2 . T_4 . T_L} \end{bmatrix} \qquad \bar{H} = [\, 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \,]$$

Caso não exista o filtro, as equações de estado passam a ser dadas da seguinte forma:

$$\dot{\bar{Z}} = \bar{G}.\bar{Z} + \bar{L}.y$$

$$u_E = \bar{H}.\bar{Z} + \bar{E}.y$$

onde

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_w} & 0 & 0 \\ \frac{T_1 - T_2}{T_2^2} & \frac{-1}{T_2} & 0 \\ \frac{T_1.(T_3 - T_4)}{T_2.T_4^2} & \frac{T_4 - T_3}{T_4^2} & \frac{-1}{T_4} \end{bmatrix}$$

$$\bar{L} = \begin{bmatrix} \frac{K}{T_w} \\ \frac{K.(T_2 - T_1)}{T_2^2} \\ \frac{K.T_1.(T_4 - T_3)}{T_2.T_4^2} \end{bmatrix}$$

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} \frac{-T_1.T_3}{T_2.T_4} & \frac{T_3}{T_4} & 1 \end{bmatrix} \qquad \bar{E} = \begin{bmatrix} \frac{K.T_1.T_3}{T_2.T_4} \end{bmatrix}$$

APENDICE E

APÊNDICE E

LINEARIZAÇÃO DA REDE ELÉTRICA

O objetivo aqui é de mostrar de que forma o equacionamento da rede elétrica pode ser realizado.

Uma vez definida a configuração da rede elétrica, a matriz de admitância nodal é calculada. Para tanto, os seguintes passos são usualmente necessários:

a) as cargas são convertidas para o tipo impedância constante;

b) todos os elementos de impedância são convertidos em admitâncias;

c) os elementos da matriz de admitância nodal ($\bar{Y}_{bus}$) são identificados da seguinte forma: o termo da diagonal da matriz de admitância (Y_{ii}) é dado pela soma de todas as admitâncias ligadas à barra i, e o termo fora da diagonal (Y_{ij}) é dado pelo negativo da admitância entre a barra i e a barra j.

Uma vez determinada a matriz $\bar{Y}_{bus}$, a mesma pode ser reduzida aos nós de geração. A redução é realizada através de operação matricial considerando que todos os nós injetam uma corrente nula no sistema elétrico, exceto as barras terminais dos geradores. Esta propriedade é usada para obter a redução da rede. Tal procedimento é detalhado a seguir.

Das equações da rede, pode-se escrever que:

$$\bar{I} = \bar{Y}_{bus} . \bar{V} \qquad (E.1)$$

onde

$$\bar{I} = \begin{bmatrix} \bar{I}_N \\ \cdots\cdots \\ \bar{0} \end{bmatrix}$$

Particionando a matriz $\bar{Y}_{bus}$ e o vetor de tensões, a equação (E.1) passa a ser reescrita através da equação (E.2), na qual o índice N é usado para quantificar o número de geradores e r é usado

para quantificar o número de barras restantes. A equação (E.2) se encontra a seguir:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_N \\ \hdashline \bar{0} \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c:c} \bar{Y}_{NN} & \bar{Y}_{Nr} \\ \hdashline \bar{Y}_{rN} & \bar{Y}_{rr} \end{array}\right] \cdot \begin{bmatrix} \bar{V}_N \\ \hdashline \bar{V}_r \end{bmatrix} \qquad (E.2)$$

Expandindo a expressão (E.2) resulta:

$$\bar{I}_N = \bar{Y}_{NN}.\bar{V}_N + \bar{Y}_{Nr}.\bar{V}_r \qquad (E.3)$$

$$\bar{0} = \bar{Y}_{rN}.\bar{V}_N + \bar{Y}_{rr}.\bar{V}_r \qquad (E.4)$$

Explicitando o vetor $\bar{V}_r$ da equação (E.4) e substituindo esse resultado na expressão (E.3), pode-se escrever que:

$$\bar{I}_N = (\bar{Y}_{NN} - \bar{Y}_{Nr}.\bar{Y}_{rr}^{-1}.\bar{Y}_{rN}).\bar{V}_N \qquad (E.5)$$

Analisando a equação (E.5), pode-se definir a matriz de admitância reduzida da seguinte forma:

$$\bar{Y}_{red} \triangleq \bar{Y}_{NN} - \bar{Y}_{Nr}.\bar{Y}_{rr}^{-1}.\bar{Y}_{rN} \qquad (E.6)$$

Substituindo a expressão da equação (E.6) na equação (E.5), vem:

$$\bar{I}_N = \bar{Y}_{red}.\bar{V}_N \qquad (E.7)$$

Cabe ressaltar que no processo de obtenção da matriz de admitância reduzida, é necessário calcular uma inversão de matriz. Uma outra possibilidade é calcular a matriz Y_{red} através da técnica denominada redução de Kron. Esta segunda possibilidade será a utilizada no programa computacional.

O equacionamento do sistema elétrico pode ser feito em relação aos eixos de referência da rede (D-Q), sendo que tais eixos giram com a velocidade síncrona (377 rd/seg). Os eixos D e Q podem ser posicionados conforme a figura E.1 a seguir:

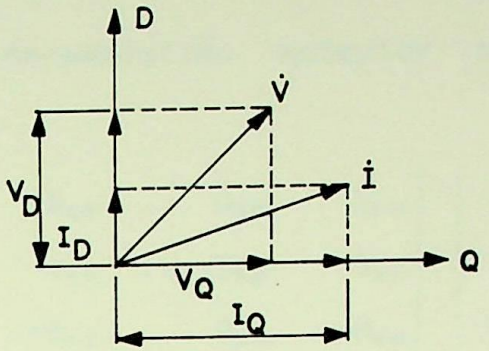


Fig. E.1 : Representação de Grandezas Elétricas Considerando o Sistema de Referência da Rede Elétrica (D-Q).

Com a finalidade de decompor as grandezas elétricas do gerador nos eixos D e Q, considere a equação escalar mostrada a seguir:

$$I = Y.V \tag{E.8}$$

onde a admitância Y é expressa da seguinte maneira:

$$Y = G + j.B \tag{E.9}$$

Considerando a figura E.1 e substituindo a equação (E.9) na equação (E.8) resulta:

$$I_Q + jI_D = (G + jB).(V_Q + jV_D) \tag{E.10}$$

Desenvolvendo a equação (E.10) e comparando as partes reais e imaginárias dos dois membros, é possível escrever que:

$$I_Q = G.V_Q - B.V_D \tag{E.11}$$

$$I_D = B.V_Q + G.V_D \tag{E.12}$$

Colocando as equações (E.11) e (E.12) na forma matricial, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} I_Q \\ I_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G & -B \\ B & G \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_Q \\ V_D \end{bmatrix} \tag{E.13}$$

Aplicando o processo de decomposição anterior para a equação (E.7), resulta:

$$\begin{bmatrix} I_{Q1} \\ I_{D1} \\ I_{Q2} \\ I_{D2} \\ \vdots \\ I_{QN} \\ I_{DN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & -B_{11} & G_{12} & -B_{12} & \cdots & G_{1N} & -B_{1N} \\ B_{11} & G_{11} & B_{12} & G_{12} & \cdots & B_{1N} & G_{1N} \\ G_{21} & -B_{21} & G_{22} & -B_{22} & \cdots & G_{2N} & -B_{2N} \\ B_{21} & G_{21} & B_{22} & G_{22} & \cdots & B_{2N} & G_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ G_{N1} & -B_{N1} & G_{N2} & -B_{N2} & \cdots & G_{NN} & -B_{NN} \\ B_{N1} & G_{N1} & B_{N2} & G_{N2} & \cdots & B_{NN} & G_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{Q1} \\ V_{D1} \\ V_{Q2} \\ V_{D2} \\ \vdots \\ V_{QN} \\ V_{DN} \end{bmatrix} \qquad (E.14)$$

A equação matricial anterior (E.14) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\bar{I}_S = \bar{Y}_S . \bar{V}_S \qquad (E.15)$$

onde o índice S indica quantidades expressas com relação ao sistema referencial da rede elétrica (D-Q). Na equação (E.14), os termos G_{ij} e B_{ij} são as partes reais e imaginárias dos elementos da matriz $\bar{Y}_{red}$ respectivamente, e N é o número de geradores do sistema elétrico.

Com a intenção de decompor as grandezas elétricas de cada gerador em relação aos seus próprios eixos d-q, considere o diagrama a seguir, o qual mostra a mudança do sistema de referência para a grandeza L ao i-ésimo gerador.

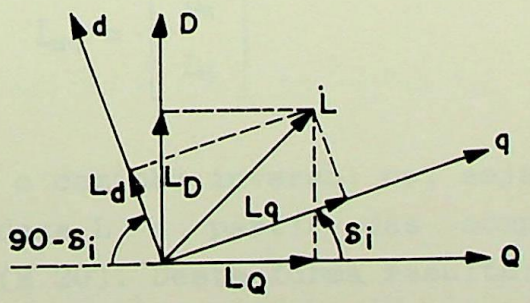


Fig. E.2 : Diagrama de Rotação dos Eixos D-Q do Sistema para os Eixos d-q da Máquina.

Observando a figura E.2 e utilizando de relações geométricas, é possível constatar que:

$$L_Q = L_q.\cos\delta_i - L_d.\text{sen}\delta_i \qquad (E.16)$$

$$L_D = L_q.\text{sen}\delta_i + L_d.\cos\delta_i \qquad (E.17)$$

As equações (E.16) e (E.17), colocadas na forma matricial, podem ser reescritas como se segue:

$$\begin{bmatrix} L_Q \\ L_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\delta_i & -\text{sen}\delta_i \\ \text{sen}\delta_i & \cos\delta_i \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} L_q \\ L_d \end{bmatrix} \qquad (E.18)$$

Na equação anterior, pode-se definir uma matriz que transforme as componentes d-q de uma grandeza L para as componentes D-Q do sistema de referência da rede. Tal matriz é definida da seguinte maneira:

$$\bar{T}_i = \begin{bmatrix} \cos\delta_i & -\text{sen}\delta_i \\ \text{sen}\delta_i & \cos\delta_i \end{bmatrix} \qquad (E.19)$$

Substituindo a equação (E.19) na equação (E.18) vem:

$$\bar{L}_{DQ} = \bar{T}_i.\bar{L}_{dq} \qquad (E.20)$$

onde

$$\bar{L}_{DQ} = \begin{bmatrix} L_Q \\ L_D \end{bmatrix} \qquad \text{e} \qquad \bar{L}_{dq} = \begin{bmatrix} L_q \\ L_d \end{bmatrix}$$

Com a intenção de fazer o caminho inverso, ou, seja, determinar as componentes d-q da grandeza L a partir das componentes D-Q, basta manipular a equação (E.20). Desta forma resulta:

$$\bar{L}_{dq} = \bar{T}_i^{-1}.\bar{L}_{DQ} \qquad (E.21)$$

onde:

$$\bar{T}_i^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\delta_i & \text{sen}\delta_i \\ -\text{sen}\delta_i & \cos\delta_i \end{bmatrix} \qquad \text{(E.22)}$$

Aplicando as transformações dadas pelas equações (E.20) e (E.21) na equação (E.15), obtém-se a equação da rede elétrica, reduzida às barras de geração, expressa em relação aos eixos de referência (d-q) dos geradores. Desta forma é possível escrever que:

$$\bar{I}_M = \bar{T}^{-1}.\bar{Y}_S.\bar{T}.\bar{V}_M \qquad \text{(E.23)}$$

onde

$$\bar{I}_M = \begin{bmatrix} I_{q1} & I_{d1} & I_{q2} & I_{d2} & \cdots & I_{qN} & I_{dN} \end{bmatrix}^T$$

$$\bar{V}_M = \begin{bmatrix} V_{q1} & V_{d1} & V_{q2} & V_{d2} & \cdots & V_{qN} & V_{dN} \end{bmatrix}^T$$

$$\bar{T} = \begin{bmatrix} \bar{T}_1 & & & \\ & \bar{T}_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \bar{T}_N \end{bmatrix} \qquad \bar{T}^{-1} = \begin{bmatrix} \bar{T}_1^{-1} & & & \\ & \bar{T}_2^{-1} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \bar{T}_N^{-1} \end{bmatrix}$$

Linearizando a equação (E.23) em torno do ponto de operação, ou seja, considerando pequenos incrementos nas variáveis, vem:

$$\bar{I}_{Mo} + \overline{\Delta I}_M = (\bar{T}_o^{-1} + \overline{\Delta T^{-1}}).\bar{Y}_S.(\bar{T}_o + \overline{\Delta T}).(\bar{V}_{Mo} + \overline{\Delta V}_M) \qquad \text{(E.24)}$$

onde o índice "o" indica a condição inicial.

Desenvolvendo a expressão (E.24), resulta:

$$\bar{I}_{Mo} + \overline{\Delta I}_M = \bar{T}_o^{-1}.\bar{Y}_S.\bar{T}_o.\bar{V}_{Mo} + \bar{T}_o^{-1}.\bar{Y}_S.\bar{T}_o.\overline{\Delta V}_M + \bar{T}_o^{-1}.\bar{Y}_S.\overline{\Delta T}.\bar{V}_{Mo} + \overline{\Delta T^{-1}}.\bar{Y}_S.\bar{T}_o.\bar{V}_{Mo} \qquad \text{(E.25)}$$

Considerando a condição inicial para a equação (E.23), e substituindo-a na equação (E.25), obtém-se a seguinte equação:

$$\overline{\Delta I_M} = \bar{T}_o^{-1}.\bar{Y}_S.\bar{T}_o.\overline{\Delta V_M} + \bar{T}_o^{-1}.\bar{Y}_S.\overline{\Delta T}.\bar{V}_{Mo} + \overline{\Delta T}^{-1}.\bar{Y}_S.\bar{T}_o.\bar{V}_{Mo} \qquad (E.26)$$

onde

$$\overline{\Delta I_M} = \left[\begin{array}{cccccccc} \Delta I_{q1} & \Delta I_{d1} & \Delta I_{q2} & \Delta I_{d2} & \ldots & \Delta I_{qN} & \Delta I_{dN} \end{array} \right]^T$$

$$\overline{\Delta V_M} = \left[\begin{array}{cccccccc} \Delta V_{q1} & \Delta V_{d1} & \Delta V_{q2} & \Delta V_{d2} & \ldots & \Delta V_{qN} & \Delta V_{dN} \end{array} \right]^T$$

As matrizes $\overline{\Delta T}$ e $\overline{\Delta T}^{-1}$ necessitam de um desenvolvimento mais detalhado. Para tanto, considere as matrizes $\bar{T}_i$ e $\bar{T}_i^{-1}$ definidas pelas equações (E.19) e (E.22) respectivamente. Aplicando um pequeno incremento para as variáveis da equação (E.19), vem:

$$\bar{T}_{io} + \overline{\Delta T_i} = \left[\begin{array}{cc} \cos(\delta_{io}+\Delta\delta_i) & -\text{sen}(\delta_{io}+\Delta\delta_i) \\ \text{sen}(\delta_{io}+\Delta\delta_i) & \cos(\delta_{io}+\Delta\delta_i) \end{array} \right] \qquad (E.27)$$

Desenvolvendo a expressão anterior, e considerando que $\cos\Delta\delta_i \cong 1$ e $\text{sen}\Delta\delta_i \cong \Delta\delta_i$, é possível escrever que:

$$\bar{T}_{io} + \overline{\Delta T_i} = \left[\begin{array}{cc} \cos\delta_{io} & -\text{sen}\delta_{io} \\ \text{sen}\delta_{io} & \cos\delta_{io} \end{array} \right] + \left[\begin{array}{cc} -\text{sen}\delta_{io} & -\cos\delta_{io} \\ \cos\delta_{io} & -\text{sen}\delta_{io} \end{array} \right].\Delta\delta_i \qquad (E.28)$$

Eliminando o termo referente à condição inicial de $\bar{T}_i$, dá-se origem a seguinte expressão:

$$\overline{\Delta T_i} = \left[\begin{array}{cc} -\text{sen}\delta_{io} & -\cos\delta_{io} \\ \cos\delta_{io} & -\text{sen}\delta_{io} \end{array} \right].\Delta\delta_i \qquad (E.29)$$

Trabalhando de forma análoga, é possível escrever que:

$$\overline{\Delta T_i}^{-1} = \begin{bmatrix} -\text{sen}\delta_{io} & \cos\delta_{io} \\ -\cos\delta_{io} & -\text{sen}\delta_{io} \end{bmatrix} . \Delta\delta_i \qquad \text{(E.30)}$$

Definindo:

$$\overline{\Delta T_{io}} = \begin{bmatrix} -\text{sen}\delta_{io} & -\cos\delta_{io} \\ \cos\delta_{io} & -\text{sen}\delta_{io} \end{bmatrix} \qquad \text{(E.31)}$$

$$\overline{\Delta T_{io}}^{-1} = \begin{bmatrix} -\text{sen}\delta_{io} & \cos\delta_{io} \\ -\cos\delta_{io} & -\text{sen}\delta_{io} \end{bmatrix} \qquad \text{(E.32)}$$

e substituindo tais definições nas equações (E.29) e (E.30), vem:

$$\overline{\Delta T_i} = \overline{\Delta T_{io}} . \Delta\delta_i \qquad \text{(E.33)}$$

$$\overline{\Delta T_i}^{-1} = \overline{\Delta T_{io}}^{-1} . \Delta\delta_i \qquad \text{(E.34)}$$

Escrevendo a equação (E.26), utilizando matrizes, visando uma melhor visualização, resulta:

$$\begin{bmatrix} \overline{\Delta I_1} \\ \overline{\Delta I_2} \\ \vdots \\ \overline{\Delta I_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{T}_{1o}^{-1} & & & \\ & \overline{T}_{2o}^{-1} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \overline{T}_{No}^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \overline{Y}_{11} & \overline{Y}_{12} & \cdots & \overline{Y}_{1N} \\ \overline{Y}_{21} & \overline{Y}_{22} & \cdots & \overline{Y}_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \overline{Y}_{N1} & \overline{Y}_{N2} & \cdots & \overline{Y}_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \overline{T}_{1o} & & & \\ & \overline{T}_{2o} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \overline{T}_{No} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \overline{\Delta V_1} \\ \overline{\Delta V_2} \\ \vdots \\ \overline{\Delta V_N} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \overline{T}_{1o}^{-1} & & & \\ & \overline{T}_{2o}^{-1} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \overline{T}_{No}^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \overline{Y}_{11} & \overline{Y}_{12} & \cdots & \overline{Y}_{1N} \\ \overline{Y}_{21} & \overline{Y}_{22} & \cdots & \overline{Y}_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \overline{Y}_{N1} & \overline{Y}_{N2} & \cdots & \overline{Y}_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \overline{\Delta T_{1o}} . \Delta\delta_1 & & & \\ & \overline{\Delta T_{2o}} . \Delta\delta_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \overline{\Delta T_{No}} . \Delta\delta_N \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \overline{V}_{1o} \\ \overline{V}_{2o} \\ \vdots \\ \overline{V}_{No} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \overline{\Delta T}_{1o}^{-1}.\Delta\delta_1 & & & \\ & \overline{\Delta T}_{2o}^{-1}.\Delta\delta_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \overline{\Delta T}_{No}^{-1}.\Delta\delta_N \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{Y}_{11} & \bar{Y}_{12} & \dots & \bar{Y}_{1N} \\ \bar{Y}_{21} & \bar{Y}_{22} & \dots & \bar{Y}_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \bar{Y}_{N1} & \bar{Y}_{N2} & \dots & \bar{Y}_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{T}_{1o} & & & \\ & \bar{T}_{2o} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \bar{T}_{No} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{V}_{1o} \\ \bar{V}_{2o} \\ \vdots \\ \bar{V}_{No} \end{bmatrix}$$

(E.35)

onde

$$\overline{\Delta I_i} = \begin{bmatrix} \Delta I_{qi} \\ \Delta I_{di} \end{bmatrix} \quad ; \quad \overline{\Delta V_i} = \begin{bmatrix} \Delta V_{qi} \\ \Delta V_{di} \end{bmatrix} \quad ; \quad \bar{V}_{io} = \begin{bmatrix} V_{qio} \\ V_{dio} \end{bmatrix}$$

$$\bar{Y}_{ij} = \begin{bmatrix} G_{ij} & -B_{ij} \\ B_{ij} & G_{ij} \end{bmatrix}$$

Desenvolvendo a expressão matricial para um determinado gerador "i", dá-se origem a seguinte expressão:

$$\begin{aligned} \overline{\Delta I_i} &= \bar{T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{i1}.\bar{T}_{1o}.\overline{\Delta V_1} + \bar{T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{i2}.\bar{T}_{2o}.\overline{\Delta V_2} + \dots + \bar{T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{ii}.\bar{T}_{io}.\overline{\Delta V_i} + \dots \\ &+ \bar{T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{iN}.\bar{T}_{No}.\overline{\Delta V_N} + \bar{T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{i1}.\overline{\Delta T}_{1o}.\bar{V}_{1o}.\Delta\delta_1 + \bar{T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{i2}.\overline{\Delta T}_{2o}.\bar{V}_{2o}.\Delta\delta_2 \\ &+ \dots + \bar{T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{ii}.\overline{\Delta T}_{io}.\bar{V}_{io}.\Delta\delta_i + \dots + \bar{T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{iN}.\overline{\Delta T}_{No}.\bar{V}_{No}.\Delta\delta_N \\ &+ (\overline{\Delta T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{i1}.\bar{T}_{1o}.\bar{V}_{1o} + \overline{\Delta T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{i2}.\bar{T}_{2o}.\bar{V}_{2o} + \dots + \overline{\Delta T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{ii}.\bar{T}_{io}.\bar{V}_{io} \\ &+ \dots + \overline{\Delta T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{iN}.\bar{T}_{No}.\bar{V}_{No}).\Delta\delta_i \end{aligned} \qquad \text{(E.36)}$$

A equação (E.36) fornece as variações das componentes da corrente da máquina "i" (ΔI_{qi}, ΔI_{di}). Para efetuar a interação do sistema elétrico com a unidade "i" é necessário escolher um modelo para o gerador em questão. Visando simplificar o procedimento de linearização, utilizar-se-á o mesmo modelo para todas as unidades do sistema. Inicialmente o modelo E'_q (II) será utilizado para os geradores. Do Apêndice A, é possível escrever que:

$$V_{qi} = X'_{di}.I_{di} + E'_{qi} \qquad \text{(E.37)}$$

$$V_{di} = -X_{qi}.I_{qi} \qquad \text{(E.38)}$$

Linearizando as equações (E.37) e (E.38) em torno do ponto de

operação, vem:

$$\Delta V_{qi} = X'_{di}.\Delta I_{di} + \Delta E'_{qi} \qquad (E.39)$$

$$\Delta V_{di} = -X_{qi}.\Delta I_{qi} \qquad (E.40)$$

Expressando as equações (E.39) e (E.40) na forma matricial, resulta:

$$\begin{bmatrix} \Delta V_{qi} \\ \Delta V_{di} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & X'_{di} \\ -X_{qi} & 0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} \Delta I_{qi} \\ \Delta I_{di} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta E'_{qi} \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (E.41)$$

Definindo

$$\bar{X}'_i \triangleq \begin{bmatrix} 0 & X'_{di} \\ -X_{qi} & 0 \end{bmatrix} \qquad (E.42)$$

$$\overline{\Delta E}'_i \triangleq \begin{bmatrix} \Delta E'_{qi} \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (E.43)$$

e substituindo tais definições na equação (E.41), dá-se origem a seguinte expressão:

$$\overline{\Delta V_i} = \bar{X}'_i.\overline{\Delta I_i} + \overline{\Delta E}'_i \qquad (E.44)$$

Substituindo a expressão (E.44) com i = 1, N na equação (E.36) é possível escrever que:

$$\begin{aligned} \overline{\Delta I_i} = {} & \bar{F}_{i1}.\overline{\Delta I_1} + \bar{F}_{i2}.\overline{\Delta I_2} + \ldots + \bar{F}_{ii}.\overline{\Delta I_i} + \ldots + \bar{F}_{iN}.\overline{\Delta I_N} + \\ & \bar{G}_{i1}.\overline{\Delta E}'_1 + \bar{G}_{i2}.\overline{\Delta E}'_2 + \ldots + \bar{G}_{ii}.\overline{\Delta E}'_i + \ldots + \bar{G}_{iN}.\overline{\Delta E}'_N + \\ & \bar{H}_{i1}.\Delta\delta_1 + \bar{H}_{i2}.\Delta\delta_2 + \ldots + \bar{H}_{ii}.\Delta\delta_i + \ldots + \bar{H}_{iN}.\Delta\delta_N + \bar{J}_i.\Delta\delta_i \end{aligned} \qquad (E.45)$$

onde

$$\bar{F}_{ij} \triangleq \bar{T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{ij}.\bar{T}_{jo}.\bar{X}'_j \qquad (E.46)$$

$$\bar{G}_{ij} \triangleq \bar{T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{ij}.\bar{T}_{jo} \qquad (E.47)$$

$$\bar{H}_{ij} \triangleq \bar{T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{ij}.\overline{\Delta T}_{jo}.\bar{V}_{jo} \qquad (E.48)$$

$$\bar{J}_i \triangleq \overline{\Delta T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{i1}.\bar{T}_{1o}.\bar{V}_{1o} + \overline{\Delta T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{i2}.\bar{T}_{2o}.\bar{V}_{2o} + \ldots +$$
$$\overline{\Delta T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{ii}.\bar{T}_{io}.\bar{V}_{io} + \ldots + \overline{\Delta T}_{io}^{-1}.\bar{Y}_{iN}.\bar{T}_{No}.\bar{V}_{No} \qquad (E.49)$$

Na equação (E.45) as dimensões das matrizes são as seguintes:

$$\dim [\bar{F}_{ij}] = 2 \times 2$$
$$\dim [\bar{G}_{ij}] = 2 \times 2$$
$$\dim [\bar{H}_{ij}] = 2 \times 1$$
$$\dim [\bar{J}_i] = 2 \times 1$$

Manuseando a equação (E.45) convenientemente resulta:

$$-\bar{F}_{i1}.\overline{\Delta I_1} - \bar{F}_{i2}.\overline{\Delta I_2} - \ldots + (\bar{U}_2 - \bar{F}_{ii}).\overline{\Delta I_i} - \ldots - \bar{F}_{iN}.\overline{\Delta I_N} =$$
$$\bar{G}_{i1}.\overline{\Delta E'_1} + \bar{G}_{i2}.\overline{\Delta E'_2} + \ldots + \bar{G}_{ii}.\overline{\Delta E'_i} + \ldots + \bar{G}_{iN}.\overline{\Delta E'_N} +$$
$$\bar{H}_{i1}.\Delta\delta_1 + \bar{H}_{i2}.\Delta\delta_2 + \ldots + (\bar{H}_{ii} + \bar{J}_i).\Delta\delta_i + \ldots + \bar{H}_{iN}.\Delta\delta_N \qquad (E.50)$$

Escrevendo uma equação semelhante à equação (E.50) para todos os geradores e colocando na forma matricial vem:

$$\bar{F}.\overline{\Delta I_M} = \bar{G}.\overline{\Delta E'} + \bar{H}.\overline{\Delta\delta} \qquad (E.51)$$

onde:

$$\bar{F} = \begin{bmatrix} \bar{U}_2 - \bar{F}_{11} & -\bar{F}_{12} & \ldots & -\bar{F}_{1i} & \ldots & -\bar{F}_{1N} \\ -\bar{F}_{21} & \bar{U}_2 - \bar{F}_{22} & \ldots & -\bar{F}_{2i} & \ldots & -\bar{F}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\bar{F}_{i1} & -\bar{F}_{i2} & \ldots & \bar{U}_2 - \bar{F}_{ii} & \ldots & -\bar{F}_{iN} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\bar{F}_{N1} & -\bar{F}_{N2} & \ldots & -\bar{F}_{Ni} & \ldots & \bar{U}_2 - \bar{F}_{NN} \end{bmatrix}$$

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} \bar{G}_{11} & \bar{G}_{12} & \cdots & \bar{G}_{1i} & \cdots & \bar{G}_{1N} \\ \bar{G}_{21} & \bar{G}_{22} & \cdots & \bar{G}_{2i} & \cdots & \bar{G}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{G}_{i1} & \bar{G}_{i2} & \cdots & \bar{G}_{ii} & \cdots & \bar{G}_{iN} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{G}_{N1} & \bar{G}_{N2} & \cdots & \bar{G}_{Ni} & \cdots & \bar{G}_{NN} \end{bmatrix}$$

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} \bar{H}_{11}+\bar{J}_1 & \bar{H}_{12} & \cdots & \bar{H}_{1i} & \cdots & \bar{H}_{1N} \\ \bar{H}_{21} & \bar{H}_{22}+\bar{J}_2 & \cdots & \bar{H}_{2i} & \cdots & \bar{H}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{H}_{i1} & \bar{H}_{i2} & \cdots & \bar{H}_{ii}+\bar{J}_i & \cdots & \bar{H}_{iN} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{H}_{N1} & \bar{H}_{N2} & \cdots & \bar{H}_{Ni} & \cdots & \bar{H}_{NN}+\bar{J}_N \end{bmatrix}$$

$$\overline{\Delta E'} = [\ \Delta E'_{q1}\ \ 0\ \ \Delta E'_{q2}\ \ 0\ \ \cdots\ \ \Delta E'_{qi}\ \ 0\ \ \cdots\ \ \Delta E'_{qN}\ \ 0\ ]^T$$

$$\overline{\Delta\delta} = [\ \Delta\delta_1\ \ \Delta\delta_2\ \ \cdots\ \ \Delta\delta_i\ \ \cdots\ \ \Delta\delta_N\ ]^T$$

Na equação (E.51) as dimensões das matrizes são as seguintes:

$$\dim[\bar{F}] = 2.N \times 2.N$$
$$\dim[\bar{G}] = 2.N \times 2.N$$
$$\dim[\bar{H}] = 2.N \times N$$

Explicitando $\overline{\Delta I_M}$ na equação (E.51) obtém-se:

$$\overline{\Delta I_M} = \bar{F}^{-1}.\bar{G}.\overline{\Delta E'} + \bar{F}^{-1}.\bar{H}.\overline{\Delta\delta} \qquad \text{(E.52)}$$

Definindo

$$\bar{M} \triangleq \bar{F}^{-1}.\bar{G} \qquad \text{(E.53)}$$

$$\bar{N} \triangleq \bar{F}^{-1}.\bar{H} \qquad \text{(E.54)}$$

e substituindo tais definições na equação (E.52) vem:

$$\overline{\Delta I_M} = \bar{M}.\overline{\Delta E'} + \bar{N}.\overline{\Delta\delta} \qquad (E.55)$$

Desenvolvendo a equação (E.55) para a máquina "i" resulta:

$$\overline{\Delta I_i} = \bar{M}_{i1}.\overline{\Delta E'}_1 + \bar{M}_{i2}.\overline{\Delta E'}_2 + \ldots + \bar{M}_{ii}.\overline{\Delta E'}_i + \ldots + \bar{M}_{iN}.\overline{\Delta E'}_N + \bar{N}_{i1}.\Delta\delta_1 + \bar{N}_{i2}.\Delta\delta_2 + \ldots + \bar{N}_{ii}.\Delta\delta_i + \ldots + \bar{N}_{iN}.\Delta\delta_N \qquad (E.56)$$

Na equação (E.56) é mostrada a influência da variação de E'_q e do ângulo de potência (δ) de todas as unidades nas componentes da corrente do gerador "i".

Neste ponto torna-se necessário fazer a interação do sistema com as equações do modelo do gerador. No Apêndice A estão mostradas as equações do modelo E'_q. Considerando o gerador "i", vem:

$$V_{qi} = X'_{di}.I_{di} + E'_{qi} \qquad (E.57)$$

$$V_{di} = -X_{qi}.I_{qi} \qquad (E.58)$$

$$V_{ti}^2 = V_{di}^2 + V_{qi}^2 \qquad (E.59)$$

$$\dot{\delta}_i = w_B.(w_i - 1) \qquad (E.60)$$

$$\dot{w}_i = \{T_{mi} - [E'_{qi}.I_{qi} - (X_{qi}-X'_{di}).I_{di}.I_{qi}] - D_i.(w_i-1)\}/(2.H_i) \qquad (E.61)$$

$$\dot{E}'_{qi} = \{E_{fdi} - [E'_{qi} - (X_{di}-X'_{di}).I_{di}]\}/T'_{doi} \qquad (E.62)$$

Considerando um sistema de excitação do tipo estático, de primeira ordem, para todos os geradores, o qual é representado pela função de transferência a seguir:

$$\frac{\Delta E_{fdi}(s)}{V_{trefi}(s) - V_{ti}(s)} = \frac{K_{Ei}}{1 + s.T_{Ei}} \qquad (E.63)$$

Trabalhando a equação (E.63) e voltando para o domínio do tempo, é possível escrever que:

$$\dot{\Delta E}_{fdi} = \frac{-1}{T_{Ei}} \cdot \Delta E_{fdi} + \frac{K_{Ei}}{T_{Ei}} \cdot V_{trefi} - \frac{K_{Ei}}{T_{Ei}} \cdot V_{ti} \qquad (E.64)$$

Linearizando as equações (E.57), (E.58), (E.59), (E.60), (E.61), (E.62) e (E.64), obtém-se:

$$V_{tio} \cdot \Delta V_{ti} = V_{dio} \cdot \Delta V_{di} + V_{qio} \cdot \Delta V_{qi}$$

ou

$$\Delta V_{ti} = -X_{qi} \cdot \frac{V_{dio}}{V_{tio}} \cdot \Delta I_{qi} + X'_{di} \cdot \frac{V_{qio}}{V_{tio}} \cdot \Delta I_{di} + \frac{V_{qio}}{V_{tio}} \cdot \Delta E'_{qi} \qquad (E.65)$$

$$\dot{\Delta \delta}_i = w_B \cdot \Delta w_i \qquad (E.66)$$

$$\dot{\Delta w}_i = \{ \Delta T_{mi} - I_{qio} \cdot \Delta E'_{qi} - [E'_{qio} - (X_{qi} - X'_{di}) \cdot I_{dio}] \cdot \Delta I_{qi} + (X_{qi} - X'_{di}) \cdot I_{qio} \cdot \Delta I_{di} - D_i \cdot \Delta w_i \} / (2 \cdot H_i) \qquad (E.67)$$

Recorrendo ao Apêndice A pode-se escrever que:

$$E_{qdio} = E'_{qio} - (X_{qi} - X'_{di}) \cdot I_{dio}$$

Substituindo a expressão anterior na equação (E.67), vem:

$$\dot{\Delta w}_i = \{ \Delta T_{mi} - I_{qio} \cdot \Delta E'_{qi} - E_{qdio} \cdot \Delta I_{qi} + (X_{qi} - X'_{di}) \cdot I_{qio} \cdot \Delta I_{di} - D_i \cdot \Delta w_i \} / (2 \cdot H_i) \qquad (E.68)$$

$$\dot{\Delta E}'_{qi} = \{ \Delta E_{fdi} - [\Delta E'_{qi} - (X_{di} - X'_{di}) \cdot \Delta I_{di}] \} / T'_{doi} \qquad (E.69)$$

$$\dot{\Delta E}_{fdi} = \{ -\Delta E_{fdi} + K_{Ei} \cdot (\Delta V_{trefi} - \Delta V_{ti}) \} / T_{Ei} \qquad (E.70)$$

Substituindo a expressão (E.65) na equação (E.70) resulta:

$$\dot{\Delta E}_{fdi} = \{-\Delta E_{fdi} + K_{Ei}.\Delta V_{trefi} - K_{Ei}.[-X_{qi}.V_{dio}.\Delta I_{qi} + \\ + X'_{di}.V_{qio}.\Delta I_{di} + V_{qio}.\Delta E'_{qi}] / V_{tio}\} / T_{Ei} \qquad (E.71)$$

Considerando que o vetor de estado de cada gerador seja

$$\bar{X}_i = [\ \Delta\delta_i \quad \Delta w_i \quad \Delta E'_{qi} \quad \Delta E_{fdi}\ ]^T \qquad (E.72)$$

e examinando as equações (E.66), (E.68), (E.69) e (E.71) observa-se que as equações de estado são funções das variáveis de estado, bem como das variações de correntes ΔI_{di} e ΔI_{qi}.

Neste ponto torna-se necessário lançar mão da equação (E.56). É interessante considerar o efeito das unidades "i" e "j" na equação (E.56) separadamente. Iniciando pelo efeito da unidade "i" na expressão que fornece ΔI_i vem:

$$\overline{\Delta I_i^{(i)}} = \bar{M}_{ii}.\overline{\Delta E'}_i + \bar{N}_i.\Delta\delta_i \qquad (E.73)$$

Reescrevendo a equação (E.73) na forma matricial resulta:

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{qi}^{\,i} \\ \Delta I_{di}^{\,i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{11}^{ii} & \alpha_{12}^{ii} \\ \alpha_{21}^{ii} & \alpha_{22}^{ii} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} \Delta E'_{qi} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \beta_1^{ii} \\ \beta_2^{ii} \end{bmatrix} .\Delta\delta_i \qquad (E.74)$$

Considerando a equação anterior pode-se escrever que:

$$\Delta I_{qi}^{\,i} = \alpha_{11}^{ii}.\Delta E'_{qi} + \beta_1^{ii}.\Delta\delta_i \qquad (E.75)$$

$$\Delta I_{di}^{\,i} = \alpha_{21}^{ii}.\Delta E'_{qi} + \beta_2^{ii}.\Delta\delta_i \qquad (E.76)$$

Substituindo as expressões (E.75) e (E.76) nas equações (E.68), (E.69) e (E.71), e considerando que o torque mecânico seja mantido constante, obtém-se:

$$\dot{\Delta w}_i^{(i)} = a_{21}^{ii}.\Delta\delta_i + a_{22}^{ii}.\Delta w_i + a_{23}^{ii}.\Delta E'_{qi} \qquad (E.77)$$

$$\dot{\Delta E}'^{(i)}_{qi} = a_{31}^{ii}.\Delta\delta_i + a_{33}^{ii}.\Delta E'_{qi} + a_{34}^{ii}.\Delta E_{fdi} \qquad (E.78)$$

$$\dot{\Delta E}_{fdi}^{(i)} = a_{41}^{ii}.\Delta\delta_i + a_{43}^{ii}.\Delta E'_{qi} + a_{44}^{ii}.\Delta E_{fdi} + b_4^i.U_i \qquad (E.79)$$

onde

$$a_{21}^{ii} = [(X_{qi} - X'_{di}).I_{qio}.\beta_2^{ii} - E_{qdio}.\beta_1^{ii}] / (2.H_i)$$

$$a_{22}^{ii} = -D_i / (2.H_i)$$

$$a_{23}^{ii} = [(X_{qi} - X'_{di}).I_{qio}.\alpha_{21}^{ii} - E_{qdio}.\alpha_{11}^{ii} - I_{qio}] / (2.H_i)$$

$$a_{31}^{ii} = (X_{di} - X'_{di}).\beta_2^{ii} / T'_{doi}$$

$$a_{33}^{ii} = [(X_{di} - X'_{di}).\alpha_{21}^{ii} - 1] / T'_{doi}$$

$$a_{34}^{ii} = 1 / T'_{doi}$$

$$a_{41}^{ii} = [\ K_{Ei}.X_{qi}.V_{dio}.\beta_1^{ii} - K_{Ei}.X'_{di}.V_{qio}.\beta_2^{ii}\ ] / (T_{Ei}.V_{tio})$$

$$a_{43}^{ii} = K_{Ei}.[X_{qi}.V_{dio}.\alpha_{11}^{ii} - X'_{di}.V_{qio}.\alpha_{21}^{ii} - V_{qio}] / (T_{Ei}.V_{tio})$$

$$a_{44}^{ii} = -1 / T_{Ei}$$

$$b_4^i = K_{Ei} / T_{Ei}$$

Com a finalidade de obter o efeito da máquina "j" no cálculo de ΔI_i, considere que a equação (E.56) possa ser escrita da seguinte forma:

$$\overline{\Delta I_i}^{(j)} = \bar{M}_{ij}.\overline{\Delta E'}_j + \bar{N}_{ij}.\Delta\delta_j \qquad (E.80)$$

Reescrevendo a equação anterior, resulta:

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{qi}^{\,j} \\ \Delta I_{di}^{\,j} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{11}^{ij} & \alpha_{12}^{ij} \\ \alpha_{21}^{ij} & \alpha_{22}^{ij} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta E'_{qj} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \beta_1^{ij} \\ \beta_2^{ij} \end{bmatrix} . \Delta\delta_j \qquad (E.81)$$

Considerando a equação (E.81), vem:

$$\Delta I_{qi}^{\,j} = \alpha_{11}^{ij} . \Delta E'_{qj} + \beta_1^{ij} . \Delta\delta_j \qquad (E.82)$$

$$\Delta I_{di}^{\,j} = \alpha_{21}^{ij} . \Delta E'_{qj} + \beta_2^{ij} . \Delta\delta_j \qquad (E.83)$$

Visando obter a contribuição da máquina "j" no cálculo das equações de estado do gerador "i", deve-se considerar somente os termos que contém ΔI_{di} e ΔI_{qi}, e desprezar os outros termos, uma vez que estes já foram considerados. Desta forma, substituindo as equações (E.82) e (E.83) nas equações (E.66), (E.68), (E.69) e (E.71), obtém-se:

$$\dot{\Delta\delta}_i^{(j)} = 0 \qquad (E.84)$$

$$\dot{\Delta w}_i^{(j)} = a_{21}^{ij} . \Delta\delta_j + a_{23}^{ij} . \Delta E'_{qj} \qquad (E.85)$$

$$\dot{\Delta E'}_{qi}^{(j)} = a_{31}^{ij} . \Delta\delta_j + a_{33}^{ij} . \Delta E'_{qj} \qquad (E.86)$$

$$\dot{\Delta E}_{fdi}^{(j)} = a_{41}^{ij} . \Delta\delta_j + a_{43}^{ij} . \Delta E'_{qj} \qquad (E.87)$$

onde

$$a_{21}^{ij} = [(X_{qi} - X'_{di}) . I_{qio} . \beta_2^{ij} - E_{qdio} . \beta_1^{ij}] / (2.H_i)$$

$$a_{23}^{ij} = [(X_{qi} - X'_{di}) . I_{qio} . \alpha_{21}^{ij} - E_{qdio} . \alpha_{11}^{ij}] / (2.H_i)$$

$$a_{31}^{ij} = (X_{di} - X'_{di}) . \beta_2^{ij} / T'_{doi}$$

$$a_{33}^{ij} = (X_{di} - X'_{di}) . \alpha_{21}^{ij} / T'_{doi}$$

$$a_{41}^{ij} = (K_{Ei} . X_{qi} . V_{dio} . \beta_1^{ij} - K_{Ei} . X'_{di} . V_{qio} . \beta_2^{ij}) \; / \; (T_{Ei} . V_{tio})$$

$$a_{43}^{ij} = (K_{Ei} . X_{qi} . V_{dio} . \alpha_{11}^{ij} - K_{Ei} . X'_{di} . V_{qio} . \alpha_{21}^{ij}) \; / \; (T_{Ei} . V_{tio})$$

A equação de estado do sistema elétrico pode ser representada através de N subsistemas, onde cada subsistema está associado a um gerador. Desta forma, pode-se escrever que:

$$\dot{\bar{X}}_i = \bar{A}_{ii} . \bar{X}_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{N} \bar{A}_{ij} . \bar{X}_j + \bar{B}_i . u_i \qquad \text{(E.88)}$$

$$y_i = \bar{C}_i . \bar{X}_i \qquad \text{(E.89)}$$

Tomando a variação de velocidade (Δw_i) como variável de saída, e lançando mão das equações (E.66), (E.72), (E.77), (E.78), (E.79), (E.84), (E.85), (E.86) e (E.87), é possível escrever as seguintes equações:

$$\bar{A}_{ii} = \begin{bmatrix} 0 & w_B & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_1^{(i,i)}}{M_i} & \dfrac{-D_i}{M_i} & \dfrac{-K_2^{(i,i)}}{M_i} & 0 \\ \dfrac{-K_4^{(i,i)}}{T'_{doi}} & 0 & \dfrac{-1}{K_3^{(i,i)} . T'_{doi}} & \dfrac{1}{T'_{doi}} \\ \dfrac{-K_{Ei} . K_5^{(i,i)}}{T_{Ei}} & 0 & \dfrac{-K_{Ei} . K_6^{(i,i)}}{T_{Ei}} & \dfrac{-1}{T_{Ei}} \end{bmatrix} \qquad \text{(E.90)}$$

$$\bar{B}_i = [\, 0 \quad 0 \quad 0 \quad K_{Ei}/T_{Ei} \,]^T \qquad \text{(E.91)}$$

$$\bar{C}_i = [\, 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \,] \qquad \text{(E.92)}$$

$$\bar{A}_{ij} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{-K_1^{(i,j)}}{M_i} & 0 & \dfrac{-K_2^{(i,j)}}{M_i} & 0 \\ \dfrac{-K_4^{(i,j)}}{T'_{doi}} & 0 & \dfrac{-1}{K_3^{(i,j)}.T'_{doi}} & 0 \\ \dfrac{-K_{Ei}.K_5^{(i,j)}}{T_{Ei}} & 0 & \dfrac{-K_{Ei}.K_6^{(i,j)}}{T_{Ei}} & 0 \end{bmatrix} \qquad \text{(E.93)}$$

As matrizes $\bar{A}_{ii}$ e $\bar{A}_{ij}$ mostram que é possível extender o modelo linearizado de Heffron - Phillips para um sistema multimáquina, e descrevem a interação entre os subsistemas. O procedimento de linearização detalhado anteriormente permite a obtenção das equações de estado na forma das equações (E.88) e (E.89). O modelo linearizado do sistema de potência pode também ser representado como se segue:

$$\dot{\bar{X}} = \bar{A}.\bar{X} + \bar{B}.\bar{U} \qquad \text{(E.94)}$$

$$\bar{Y} = \bar{C}.\bar{X} \qquad \text{(E.95)}$$

Visando linearizar o sistema elétrico na forma das equações (E.94) e (E.95), considere o procedimento alternativo, detalhado a seguir.

Considere a equação (E.45), repetida por conveniência:

$$\begin{aligned} \overline{\Delta I_i} = {} & \bar{F}_{i1}.\overline{\Delta I_1} + \bar{F}_{i2}.\overline{\Delta I_2} + \ldots + \bar{F}_{ii}.\overline{\Delta I_i} + \ldots + \bar{F}_{iN}.\overline{\Delta I_N} + \\ & \bar{G}_{i1}.\overline{\Delta E}'_1 + \bar{G}_{i2}.\overline{\Delta E}'_2 + \ldots + \bar{G}_{ii}.\overline{\Delta E}'_i + \ldots + \bar{G}_{iN}.\overline{\Delta E}'_N + \\ & \bar{H}_{i1}.\Delta\delta_1 + \bar{H}_{i2}.\Delta\delta_2 + \ldots + \bar{H}_{ii}.\Delta\delta_i + \ldots + \bar{H}_{iN}.\Delta\delta_N + \bar{J}_i.\Delta\delta_i \end{aligned} \qquad \text{(E.96)}$$

Escrevendo uma equação semelhante a equação (E.96) para todos os geradores e colocando na forma matricial, resulta:

$$\bar{U}.\overline{\Delta I}_M = \bar{F}.\overline{\Delta I}_M + \bar{G}.\overline{\Delta E}' + (\bar{H} + \bar{J}).\overline{\Delta\delta}$$

ou

$$\overline{\Delta I}_M = (\bar{U} - \bar{F})^{-1}.\bar{G}.\overline{\Delta E}' + (\bar{U} - \bar{F})^{-1}.(\bar{H} + \bar{J}).\overline{\Delta\delta} \qquad \text{(E.97)}$$

onde

$$\overline{\Delta I}_M = [\ \Delta I_{q1}\ \ \Delta I_{d1}\ \ \Delta I_{q2}\ \ \Delta I_{d2}\ \ \ldots\ \ \Delta I_{qN}\ \ \Delta I_{dN}\ ]^T$$

$$\overline{\Delta E}' = [\ \Delta E'_{q1}\ \ 0\ \ \Delta E'_{q2}\ \ 0\ \ \ldots\ \Delta E'_{qN}\ \ 0\ ]^T$$

$$\overline{\Delta\delta} = [\ \Delta\delta_1\ \ \Delta\delta_2\ \ \ldots\ \ \Delta\delta_N\ ]^T$$

$\bar{U}$ é a matriz identidade

$$\bar{F} = \begin{bmatrix} \bar{F}_{11} & \bar{F}_{12} & \ldots & \bar{F}_{1i} & \ldots & \bar{F}_{1N} \\ \bar{F}_{21} & \bar{F}_{22} & \ldots & \bar{F}_{2i} & \ldots & \bar{F}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{F}_{i1} & \bar{F}_{i2} & \ldots & \bar{F}_{ii} & \ldots & \bar{F}_{iN} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{F}_{N1} & \bar{F}_{N2} & \ldots & \bar{F}_{Ni} & \ldots & \bar{F}_{NN} \end{bmatrix}$$

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} \bar{G}_{11} & \bar{G}_{12} & \ldots & \bar{G}_{1i} & \ldots & \bar{G}_{1N} \\ \bar{G}_{21} & \bar{G}_{22} & \ldots & \bar{G}_{2i} & \ldots & \bar{G}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{G}_{i1} & \bar{G}_{i2} & \ldots & \bar{G}_{ii} & \ldots & \bar{G}_{iN} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{G}_{N1} & \bar{G}_{N2} & \ldots & \bar{G}_{Ni} & \ldots & \bar{G}_{NN} \end{bmatrix}$$

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} \bar{H}_{11} & \bar{H}_{12} & \cdots & \bar{H}_{1i} & \cdots & \bar{H}_{1N} \\ \bar{H}_{21} & \bar{H}_{22} & \cdots & \bar{H}_{2i} & \cdots & \bar{H}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{H}_{i1} & \bar{H}_{i2} & \cdots & \bar{H}_{ii} & \cdots & \bar{H}_{iN} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{H}_{N1} & \bar{H}_{N2} & \cdots & \bar{H}_{Ni} & \cdots & \bar{H}_{NN} \end{bmatrix}$$

$$\bar{J} = \begin{bmatrix} \bar{J}_1 & & & & & \\ & \bar{J}_2 & & & & \\ & & \ddots & & & \\ & & & \bar{J}_i & & \\ & & & & \ddots & \\ & & & & & \bar{J}_N \end{bmatrix}$$

Definindo

$$\bar{M} \triangleq (\bar{U} - \bar{F})^{-1}.\bar{G} \qquad \text{(E.98)}$$

$$\bar{N} \triangleq (\bar{U} - \bar{F})^{-1}.(\bar{H} + \bar{J}) \qquad \text{(E.99)}$$

e substituindo tais definições na equação (E.97) vem:

$$\overline{\Delta I_M} = \bar{M}.\overline{\Delta E'} + \bar{N}.\overline{\Delta\delta} \qquad \text{(E.100)}$$

Escrevendo as equações (E.66), (E.68), (E.69) e (E.71) na forma matricial resulta:

$$\dot{\bar{X}}_i = \bar{A}_{Ii}.\bar{X}_i + \bar{A}_{IIi}.\overline{\Delta I_i} + \bar{B}_i.u_i \qquad \text{(E.101)}$$

onde:

$$\bar{A}_{Ii} = \begin{bmatrix} 0 & w_B & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{-D_i}{2.H_i} & \dfrac{-I_{qio}}{2.H_i} & 0 \\ 0 & 0 & \dfrac{-1}{T'_{doi}} & \dfrac{1}{T'_{doi}} \\ 0 & 0 & \dfrac{-K_{Ei}.V_{qio}}{T_{Ei}.V_{tio}} & \dfrac{-1}{T_{Ei}} \end{bmatrix}$$

$$\bar{A}_{IIi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \dfrac{-E_{qdio}}{2.H_i} & \dfrac{(X_{qi}-X'_{di}).I_{qio}}{2.H_i} \\ 0 & \dfrac{X_{di}-X'_{di}}{T'_{doi}} \\ \dfrac{K_{Ei}.X_{qi}.V_{dio}}{T_{Ei}.V_{tio}} & \dfrac{-K_{Ei}.X'_{di}.V_{qio}}{T_{Ei}.V_{tio}} \end{bmatrix}$$

$$\bar{B}_i = [\ 0 \quad 0 \quad 0 \quad K_{Ei}/T_{Ei}\ ]^T$$

Escrevendo uma equação semelhante a equação (E.101) para todos os subsistemas resulta:

$$\dot{\bar{X}} = \bar{A}_I.\bar{X} + \bar{A}_{II}.\overline{\Delta I_M} + \bar{B}.\bar{U} \qquad \text{(E.102)}$$

onde

$$\bar{X} = [\ \bar{X}_1 \quad \bar{X}_2 \quad \ldots \quad \bar{X}_N\ ]^T$$

$$\bar{U} = [\ \Delta V_{tref1} \quad \Delta V_{tref2} \quad \ldots \quad \Delta V_{trefN}\ ]^T$$

$$\bar{A}_I = \begin{bmatrix} \bar{A}_{I1} & & & & & \\ & \bar{A}_{I2} & & & & \\ & & \ddots & & & \\ & & & \bar{A}_{Ii} & & \\ & & & & \ddots & \\ & & & & & \bar{A}_{IN} \end{bmatrix}$$

$$\bar{A}_{II} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{II1} & & & & & \\ & \bar{A}_{II2} & & & & \\ & & \ddots & & & \\ & & & \bar{A}_{IIi} & & \\ & & & & \ddots & \\ & & & & & \bar{A}_{IIN} \end{bmatrix}$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} \bar{B}_1 & & & & & \\ & \bar{B}_2 & & & & \\ & & \ddots & & & \\ & & & \bar{B}_i & & \\ & & & & \ddots & \\ & & & & & \bar{B}_N \end{bmatrix}$$

Na equação (E.100) as submatrizes das matrizes $\bar{M}$ e $\bar{N}$ são expressas como se segue:

$$\bar{M}_{ij} = \begin{bmatrix} \alpha_{11}^{ij} & \alpha_{12}^{ij} \\ \alpha_{21}^{ij} & \alpha_{22}^{ij} \end{bmatrix} \qquad \text{(E.103)}$$

$$\bar{N}_{ij} = \begin{bmatrix} \beta_1^{ij} \\ \\ \beta_2^{ij} \end{bmatrix} \qquad \text{(E.104)}$$

Com a finalidade de fazer que nos lugares de $\Delta E'$ e $\Delta\delta$ da equação (E.100) apareçam o vetor $\bar{X}$, as matrizes $\bar{M}_{ij}$ e $\bar{N}_{ij}$ das expressões anteriores passam a ser dadas respectivamente por $\bar{M}'_{ij}$ e $\bar{N}'_{ij}$, as quais são da seguinte forma:

$$\bar{M}'_{ij} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \alpha_{11}^{ij} & 0 \\ \\ 0 & 0 & \alpha_{21}^{ij} & 0 \end{bmatrix} \qquad \text{(E.105)}$$

$$\bar{N}'_{ij} = \begin{bmatrix} \beta_1^{ij} & 0 & 0 & 0 \\ \\ \beta_2^{ij} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad \text{(E.106)}$$

Desta forma, a equação (E.100) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$\overline{\Delta I_M} = \bar{M}'.\bar{X} + \bar{N}'.\bar{X} \qquad \text{(E.107)}$$

Substituindo a equação anterior na equação (E.102), resulta:

$$\dot{\bar{X}} = [\ \bar{A}_I + \bar{A}_{II}.(\bar{M}' + \bar{N}')\ ].\bar{X} + \bar{B}.\bar{U} \qquad \text{(E.108)}$$

Portanto, a matriz característica de um sistema elétrico multimáquina pode ser expressa pela seguinte equação:

$$\bar{A} = \bar{A}_I + \bar{A}_{II}.(\bar{M}' + \bar{N}') \qquad \text{(E.109)}$$

Este método de obtenção da matriz característica do sistema elétrico será implementado no programa computacional do presente trabalho de dissertação.