UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

" UMA ABORDAGEM PARA O PROJETO DE SISTEMAS DE EXCITAÇÃO "

Tese submetida à Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do grau de Mestre em Ciências.

ANTONIO JOSÉ ALVES SIMÕES COSTA

NOVEMBRO - 1975

" UMA ABORDAGEM PARA O PROJETO DE SISTEMAS DE EXCITAÇÃO "

Esta tese foi julgada adequada para a obtenção do título de

Mestre em Ciências

Especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação.

Prof. Hyppolito do Valle Pereira Filho, Ph.D.
Integrador dos Programas de Pós-Graduação
em Engenharia

Apresentada perante a banca examinadora composta dos seguintes professores:

Prof. Rajamani Doraiswami, Ph.D.
Orientador

Prof. Sérgio Roberto Arruda, M.Sc.

Prof. Walter Celso de Lima, Doc. Liv.

Prof. Luiz Gonzada de Souza Fonseca, M.Sc.

A Tie, minha esposa.

A meus pais.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Prof. Rajamani Doraiswami, pela dedicação e entusiasmo com que orientou este trabalho.

À CAPES e ao BNDE, pelo apoio material e financeiro.

RESUMO

O presente trabalho é dirigido para o projeto de sistemas de excitação com o objetivo de melhorar o comportamento dinâmico do gerador síncrono.

O modelo de máquina utilizado foi obtido através de uma transformação matricial simultânea das variáveis do estator e do rotor. Com base na estrutura de controle sugerida pela Teoria do Controle Ótimo, os parâmetros de realimentação são determinados através de projeto com auxílio de computador e computação interativa. Investiga-se o efeito da realimentação de vários estados para o regulador de tensão e verifica-se a ineficiência de algumas estratégias propostas quando se considera um valor real para o atraso da malha de excitação. Sugere-se medidas para compensar este atraso, como a realimentação não-linear de alguns estados. São também considerados os meios para implementar a estratégia proposta.

A B S T R A C T

The present work is directed towards the design of the excitation system with the object of improving the dynamic performance of the synchronous machine.

The synchronous machine model is obtained by a simultaneous matrix transformation of the stator and rotor variables. The control strategy is based upon optimal control theory, the feedback parameters being determined by interactive computation and computer-aided-design. Is investigated the effect of feedback of various states in voltage regulator and is observed the inefficiency of some proposed strategies when the effect of exciter delay is considered. Methods like non-linear feedback of some states is suggested to compensate this delay. The implementation of the proposed strategy is also considered.

S U M Á R I O

SIMBOLOGIA

$[A]$ - Notação genérica para matriz: matriz A.

D - Coeficiente de amortecimento do gerador.

E_f - Força eletromotriz de excitação, proporcional à corrente de campo.

E'_q - Tensão atrás da reatância transitória, proporcional ao enlace de fluxo de campo.

E_{qd} - Tensão fictícia sobre o eixo q.

e_a, e_b, e_c - Tensões das fases a, b e c do estator.

e_d, e_q - Tensões da armadura segundo os eixos direto e quadratura.

e_F - Tensão de campo em função de variáveis a, b, c.

e_f - Tensão de campo em função de variáveis d, q.

e_0 - Tensão de sequência zero.

f_n - Frequência nominal.

H - Constante de inércia do gerador.

$[I]$ - Matriz identidade.

i_a, i_b, i_c - Correntes das fases a, b e c do estator.

i_d, i_q - Correntes do estator segundo os eixos d e q.

i_F - Corrente de campo em função de variáveis a, b, c.

i_f - Corrente de campo em função de variáveis d, q.

i_I, i_{II} - Correntes nos enrolamentos amortecedores de eixo d e eixo q em função de variáveis a, b, c.

i_1, i_2 - Correntes nos enrolamentos amortecedores de eixo d e eixo q em função de variáveis d, q.

i_0 - Corrente de sequência zero.

J - Momento de inércia do rotor do gerador.

K_A - Ganho do regulador de tensão.

K_F	- Ganho do estabilizador do sistema de excitação.
K_G	- Ganho do governador de velocidade.
K_T	- Ganho da turbina.
L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}	- Indutâncias próprias dos enrolamentos do estator.
L_{ab}, L_{ac}, L_{bc}	- Indutâncias mútuas entre enrolamentos do estator.
L_{af}, L_{bf}, L_{cf}	- Indutâncias mútuas entre cada enrolamento do estator e o enrolamento de campo.
L_{ff}	- Indutância própria do campo.
L_{a1}, L_{b1}, L_{c1}	- Indutâncias mútuas entre cada enrolamento do estator e o enrolamento amortecedor - d.
L_{a2}, L_{b2}, L_{c2}	- Indutâncias mútuas entre cada enrolamento do estator e o enrolamento amortecedor - q.
L_{f1}, L_{f2}	- Indutâncias mútuas entre o enrolamento de campo e os enrolamentos amortecedores d e q.
L_{11}, L_{22}	- Indutâncias próprias dos enrolamentos amortecedores d e q.
L_{al}	- Indutância de dispersão dos enrolamentos da armadura.
L_{dd}, L_{qq}	- Indutâncias próprias dos enrolamentos da armadura segundo os eixos d e q.
L_{q2}	- Amplitude dos termos em segunda harmônica das indutâncias da armadura.
L_{q0}	- Parcela constante das indutâncias dos enrolamentos da armadura.
p	- Operador 1ª derivada, d/dt.
p^2	- Operador 2ª derivada, d^2/dt^2.
p^3	- Operador 3ª derivada, d^3/dt^3.
r_a	- Resistência dos enrolamentos da armadura.
r_f	- Resistência de campo.
r_t, L_t, x_t	- Resistência, indutância e reatância do conjunto transformador - linha de transmissão.

r_1, r_2	-	Resistência dos enrolamentos amortecedores d e q
T_A	-	Constante de tempo do regulador de tensão.
T_E	-	Constante de tempo da excitatriz.
T_F	-	Constante de tempo do estabilizador do sistema de excitação.
T_G	-	Constante de tempo do governador de velocidade.
T_T	-	Constante de tempo da turbina.
T_{elet}	-	Torque eletromagnético.
T_{mec}	-	Torque da máquina primária.
V	-	Módulo da tensão da barra infinita.
v_a, v_b, v_c	-	Tensões de fase da barra infinita.
v_d, v_q	-	Componentes de tensão da barra infinita segundo os eixos d e q.
v_0	-	Componente de sequência zero da tensão da barra infinita.
V_{FD}	-	Tensão de saída da excitatriz.
V_R	-	Tensão de saída do regulador de tensão.
V_{ST}	-	Tensão do estabilizador do sistema de excitação.
(x)	-	Notação genérica para vetor: vetor x.
x_d	-	Reatância síncrona de eixo - d.
x_f	-	Reatância própria do enrolamento de campo.
x_{df}	-	Reatância mútua entre o enrolamento de eixo - d do estator e o enrolamento de campo.
x_{d1}	-	Reatância mútua entre o enrolamento de eixo - d do estator e o enrolamento amortecedor - d.
x_{f1}	-	Reatância mútua entre o enrolamento de campo e o enrolamento amortecedor - d.
x_q	-	Reatância do eixo - q.
x_{q2}	-	Reatância mútua entre o enrolamento do eixo - q e o amortecedor - q.

x_{11} - Reatância própria do enrolamento amortecedor - d.

x_{22} - Reatância própria do enrolamento amortecedor - q.

δ - Ângulo de torque.

$\dot{\delta}$ - Desvio de frequência.

$\ddot{\delta}$ - Aceleração do rotor.

ΔT_{mec} - Variação do torque mecânico por efeito do governador de velocidade.

ΔX_p - Variável de saída do governador de velocidade.

ε - Erro de tensão introduzido no regulador de tensão

θ - Ângulo entre o eixo da fase a e o eixo-d.

$\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$ - Enlaces de fluxo dos enrolamentos do estator segundo os eixos d e q.

λ_F - Enlace de fluxo do campo em função de variáveis a, b, c.

λ_f - Enlace de fluxo do campo em função de variáveis d, q.

λ_I, λ_{II} - Enlaces de fluxo dos enrolamentos amortecedores nos eixos d e q em função de variáveis a,b,c.

λ_1, λ_2 - Enlaces de fluxo dos enrolamentos amortecedores nos eixos d e q em função de variáveis d, q.

λ_0 - Enlace de fluxo de sequência zero.

ϕ - Ângulo de fator de potência.

w - Velocidade do rotor.

$[0]$ - Matriz nula.

$p\delta = \dot{\delta} = d\delta/dt$

I - INTRODUÇÃO

Os objetivos da utilização dos reguladores automáticos de tensão para controlar a excitação de geradores síncronos podem ser sintetizados como:

- Manter a tensão terminal dos geradores dentro de limites pré - estabelecidos sob condições de operação normal;

- Propiciar uma divisão de potência reativa mais econômica entre geradores;

- Melhorar a estabilidade das máquinas síncronas.

Este terceiro ítem tem assumido importância cada vez maior nos últimos anos, em virtude de tendências recentes da indústria de equipamentos elétricos. A busca de projetos mais econômicos tem conduzido à construção de geradores síncronos com capacidades nominais cada vez maiores e com rotores mais leves, o que provoca uma progressiva redução da razão de curto - circuito dos geradores. A consequência é uma redução das margens de estabilidade [1] - [2] .

Estas tendências serviram como motivação para que se explorasse as potencialidades do regulador de tensão. Desde então, tem-se dado muita importância a pesquisas sobre como melhorar a estabilidade de geradores síncronos através do controle de sua excitação. A grande dificuldade neste tipo de estudo é a presença de termos não lineares nas equações do modelo matemático da máquina síncrona, o que confina a aplicação dos critérios usuais de estabilidade ao estudo de pequenas perturbações.

Vários métodos diferentes tem sido propostos para melhorar a estabilidade da máquina usando o regulador de tensão. De Mello e Concórdia [2], usando um modelo linearizado para a máquina, aplicaram métodos clássicos de análise, como funções de transferência e diagramas de bloco. Concluiram que a inclusão de um sinal, derivado do escorregamento do rotor da máquina, para deslocar a referência do regulador favorecia consideravêlmente o amortecimento das oscilações do rotor. Sinais adicionais deste tipo só devem atuar durante transitórios, para não prejudicar a regulação de tensão em regime permanente.

Outros artigos propõem o uso de sinais estabilizantes derivados da potência elétrica [3] e velocidade do rotor [4] .

Ultimamente, surgiram vários trabalhos sobre o assunto, usando como abordagem a recém - desenvolvida Teoria do Controle Ótimo. Em [5] , usa-se um modelo de máquina linearizado e procura-se minimizar um índice de desempenho quadrático, função dos estados e entradas do sistema. Por causa da inconveniência da realimentação de todos os estados, usa-se uma estratégia sub-ótima. A linearização utilizada restringe mais uma vez os resultados obtidos à faixa das pequenas perturbações.

Outro aspecto que deve ser ressaltado no estudo da influência do controle de excitação sobre a estabilidade da máquina é a aplicação de computadores digitais em sistemas de potência, que tem evoluido consideravelmente nos últimos anos. Embora até o presente o uso de computadores digitais tenha se restringido a níveis de supervisão - monitoração de variáveis, despacho econômico, etc. - há uma tendência natural para o seu emprego como controladores digitais diretos [6] . Esta tendência é reforçada pelos progressos recentes na tecnologia de equipamentos digitais, o que propiciou reduções consideráveis no custo dos componentes do computador e maior confiabilidade. Uma consequência disto foi o aparecimento do mini - computador, cujo custo vem se reduzindo consideravelmente [6] . A substituição dos dispositivos analógicos, que hoje funcionam como controladores diretos, por computadores digitais abre novas perspectivas para o controle de máquinas síncronas, pois estratégias mais complexas, exigidas pela complexidade crescente dos sistemas de potência, e inviáveis até agora, tornar-se-ão praticáveis com o emprego da lógica dos computadores digitais. Em [6], descreve - se um esquema de controle digital para velocidade e excitação de uma unidade geradora.

O uso intensivo do computador digital também encorajou o emprego de uma modelagem mais completa da máquina síncrona e , consequentemente, da utilização de métodos analíticos mais profundos para encontrar novas estratégias de controle. Com este pensamento, o modelo da máquina não precisa mais ser linearizado, já que esta abordagem, antes um meio de se estudar a estabilidade usando os métodos clássicos, não garante que esta seja mantida para todos os pontos de operação.

Assim, alguns autores passaram a propor estratégias ótimas baseadas em modelos não linearizados da máquina [7] . O índice de desempenho adotado tem por fim dirigir todos os estados para o novo ponto de operação no menor tempo possível após a perturbação (Problema de Tempo Mínimo). A estratégia resultante é do tipo "bang - bang". Apesar da generalidade da solução , pois abrange perturbações em pequena e grande escala, a praticabilidade de sua implementação é discutível [8] , por causa da complexidade do controle resultante.

Uma estratégia mais viável poderia ser obtida com um índice de desempenho tipo quadrático, incluindo estados e controles. Em [9], foi feita uma tentativa no sentido de se utilizar um modelo não-linear de máquina com índice de desempenho quadrático. Verificou-se a impossibilidade de se utilizar esta abordagem, que foi abandonada em favor de uma lei de controle sub-ótima que é função linear dos estados. A solução analítica do problema comprovadamente é, portanto, muito difícil.

Além da solução apresentada em [9], há outras três maneiras de contornar esta dificuldade:

- Adotar um índice de desempenho menos complexo;

- Utilizar uma estratégia de controle, baseada em modelo de máquina linearizado, que fixe os parâmetros de controle (ganhos de realimentação dos estados) independentemente do ponto de operação;

- Linearizar as equações da máquina, mas fazer com que a estratégia seja função do ponto de operação, ou seja , os ganhos de realimentação dos estados devem variar com o ponto de operação (Controle Adaptativo);

Os dois primeiros ítens correspondem a [7] e [5] respectivamente, e já foram discutidos. A aplicação do terceiro método exige que os ganhos de realimentação sejam modificados de acordo com a não-linearidade da máquina. Não se encontrou, na literatura consultada, trabalhos sugerindo este tipo de estratégia.

Propõe-se neste trabalho o uso do computador digital para controlar o regulador de tensão de um gerador síncrono, usando como estratégia de controle a realimentação de estados através de ganhos não-lineares.

A modelagem adotada para a máquina foi não-linear, sendo utilizada a transformação de Blondel. Para isto, sugere-se um método sistemático e unificado, de modo a aplicar a transformação às variáveis de campo e dos enrolamentos amortecedores simultaneamente com as variáveis de fase. Sugere-se também uma inversão matricial para relacionar diretamente as correntes aos enlaces de fluxo, em lugar das relações usuais, que apresentam incômodos acoplamentos mútuos entre as correntes.

Como a estratégia proposta é bastante complexa, em vista da não-linearidade, o modelo da máquina com regulador de tensão foi inicialmente implementado em um computador analógico , tendo sido observados os efeitos de realimentações lineares dos estados e ganho do regulador. Em seguida, fez-se a simulação digital, representando o controle por computador em tempo real do regulador de tensão. Estudou-se várias estratégias de controle e concluiu-se que a realimentação não-linear da aceleração do rotor e sua derivada contribuem con um considerável aumento de amortecimento para a estabilidade dinâmica do gerador síncrono.

II - MODELAGEM MATEMÁTICA

1 - EQUAÇÕES ELÉTRICAS DA MÁQUINA SÍNCRONA

A figura II.1 representa u'a máquina síncrona trabalhando como gerador. Os enrolamentos f, 1 e 2 são, respectivamente, o enrolamento de campo, o enrolamento amortecedor de eixo direto e o enrolamento amortecedor de eixo quadratura. Por inspeção, pode

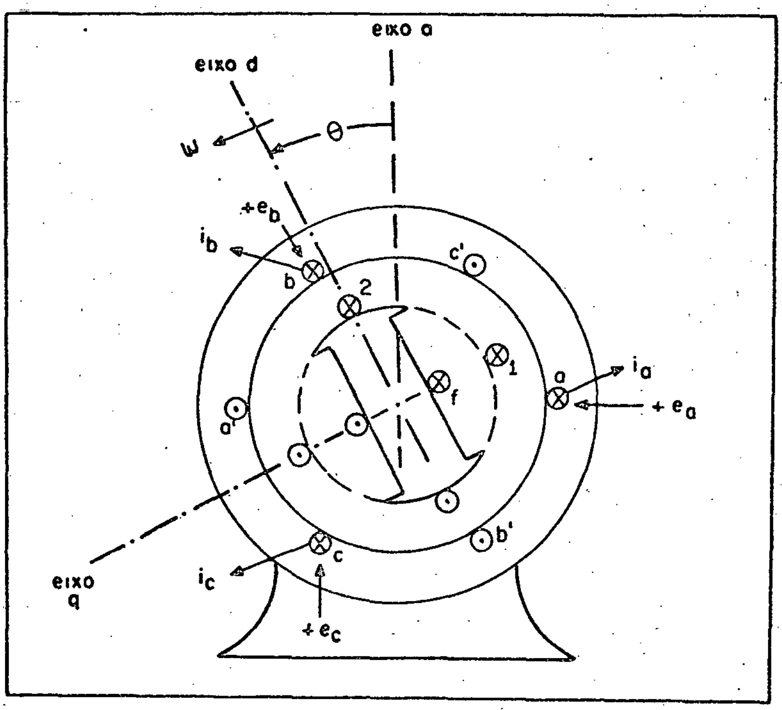


FIGURA II.1

se escrever as equações do gerador como [10] - [11] :

EQUAÇÕES DE TENSÃO.

Armadura:

$$e_a = p\lambda_a - r_a\, i_a \qquad \text{(II.1)}$$

$$e_b = p\lambda_b - r_a\, i_b \qquad \text{(II.2)}$$

$$e_c = p\lambda_c - r_a\, i_c \qquad \text{(II.3)}$$

Campo:

$$e_F = p\lambda_F + r_f\, i_F \qquad \text{(II.4)}$$

Amortecedor de eixo - d :

$$0 = p\lambda_I + r_1 i_I \qquad (II.5)$$

Amortecedor de eixo - q:

$$0 = p\lambda_{II} + r_2 i_{II} \qquad (II.6)$$

EQUAÇÕES DE ENLACES DE FLUXO.

Armadura:

$$\lambda_a = -L_{aa}i_a - L_{ab}i_b - L_{ac}i_c + L_{af}i_F + L_{a1}i_I + L_{a2}i_{II} \qquad (II.7)$$

$$\lambda_b = -L_{ba}i_a - L_{bb}i_b - L_{bc}i_c + L_{bf}i_F + L_{b1}i_I + L_{b2}i_{II} \qquad (II.8)$$

$$\lambda_c = -L_{ca}i_a - L_{cb}i_b - L_{cc}i_c + L_{cf}i_F + L_{c1}i_I + L_{c2}i_{II} \qquad (II.9)$$

Campo:

$$\lambda_F = - L_{fa}i_a - L_{fb}i_b - L_{fc}i_c + L_{ff}i_F + L_{f1}i_I + L_{f2}i_{II} \qquad (II.10)$$

Amortecedor de eixo - d :

$$\lambda_I = - L_{1a}i_a - L_{1b}i_b - L_{1c}i_c + L_{1f}i_F + L_{11}i_I + L_{12}i_{II} \qquad (II.11)$$

Amortecedor de eixo - q :

$$\lambda_{II} = - L_{2a}i_a - L_{2b}i_b - L_{2c}i_c + L_{2f}i_F + L_{21}i_I + L_{22}i_{II} \qquad (II.12)$$

As equações de tensão e enlace de fluxo podem ser expressas em forma matricial como:

$$(e_p) = - [R] (i_p) + p (\lambda_p) \qquad (II.13a)$$

ou

$$(e_p) = - [R] (i_p) + p [L] (i_p) \qquad (II.13b)$$

onde

$$(e_p) \triangleq \begin{bmatrix} e_a & e_b & e_c & e_F & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \qquad \text{(II.14a)}$$

$$(i_p) \triangleq \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & i_F & i_I & i_{II} \end{bmatrix}^T \qquad \text{(II.14b)}$$

$$(\lambda_p) \triangleq \begin{bmatrix} \lambda_a & \lambda_b & \lambda_c & \lambda_F & \lambda_I & \lambda_{II} \end{bmatrix}^T \qquad \text{(II.14c)}$$

$$[R] \triangleq \left[\begin{array}{c|c} r_a\,[I] & [0] \\ \hline [0] & [r_r] \end{array}\right] \triangleq \left[\begin{array}{ccc|ccc} r_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_a & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & -r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -r_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -r_2 \end{array}\right] \qquad \text{(II.15)}$$

$$[L] \triangleq \left[\begin{array}{ccc|ccc} -L_{aa} & -L_{ab} & -L_{ac} & L_{af} & L_{a1} & L_{a2} \\ -L_{ba} & -L_{bb} & -L_{bc} & L_{bf} & L_{b1} & L_{b2} \\ -L_{ca} & -L_{cb} & -L_{cc} & L_{cf} & L_{c1} & L_{c2} \\ \hline -L_{fa} & -L_{fb} & -L_{fc} & L_{ff} & L_{f1} & L_{f2} \\ -L_{1a} & -L_{1b} & -L_{1c} & L_{1f} & L_{11} & L_{12} \\ -L_{2a} & -L_{2b} & -L_{2c} & L_{2f} & L_{21} & L_{22} \end{array}\right] \qquad \text{(II.16)}$$

Quando se aplicar a equação (II.13b), deve-se ter em mente que a derivada age sobre todos os termos a sua direita. As resistências da armadura são supostas iguais. Na equação (II.14a) faz-se uso do fato que as tensões aplicadas aos enrolamentos amortecedores são zero.

Supondo-se linearidade, $L_{xy}=L_{yx}$ em (II.16). Estes elementos, em geral, são funções da posição do rotor, ou seja, do ângulo θ na figura II.1 e são dados por [11]:

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_{a1} + L_{go} + L_{g2} \cos 2\theta \\ L_{bb} &= L_{a1} + L_{go} + L_{g2} \cos (2\theta + 120^o) \\ L_{cc} &= L_{a1} + L_{go} + L_{g2} \cos (2\theta - 120^o) \end{aligned} \qquad \text{(II.17)}$$

$$\begin{aligned} L_{ab} &= L_{ba} = -L_{go}/2 + L_{g2}\cos(2\theta - 120^{o}) \\ L_{bc} &= L_{cb} = -L_{g_o}/2 + L_{g2}\cos 2\theta \\ L_{ca} &= L_{ac} = -L_{go}/2 + L_{g2}\cos(2\theta + 120^{o}) \end{aligned} \tag{II.18}$$

$$\begin{aligned} L_{af} &= L_{fa} = L_{af}\cos\theta \\ L_{bf} &= L_{fb} = L_{af}\cos(\theta - 120^{o}) \\ L_{cf} &= L_{fc} = L_{af}\cos(\theta + 120^{o}) \end{aligned} \tag{II.19}$$

$$\begin{aligned} L_{a1} &= L_{1a} = L_{a1}\cos\theta \\ L_{b1} &= L_{1b} = L_{a1}\cos(\theta - 120^{o}) \\ L_{c1} &= L_{1c} = L_{a1}\cos(\theta + 120^{o}) \end{aligned} \tag{II.20}$$

$$\begin{aligned} L_{a2} &= L_{2a} = -L_{a2}\,\mathrm{sen}\,\theta \\ L_{b2} &= L_{2b} = -L_{a2}\,\mathrm{sen}(\theta - 120^{o}) \\ L_{c2} &= L_{2c} = -L_{a2}\,\mathrm{sen}(\theta + 120^{o}) \end{aligned} \tag{II.21}$$

$$\begin{aligned} L_{ff} &= L_{ff} \\ L_{11} &= L_{11} \\ L_{22} &= L_{22} \end{aligned} \tag{II.22}$$

$$\begin{aligned} L_{f1} &= L_{1f} = L_{f1} \\ L_{f2} &= L_{2f} = 0 \\ L_{12} &= L_{21} = 0 \end{aligned} \tag{II.23}$$

Nas equações (II.17), o termo L_{a1} representa a indutância de dispersão, suposta igual para os três enrolamentos da armadura. Em geral, para as equações (II.17) a (II.23), os termos do tipo L_{xy} representam indutâncias constantes com a posição angular do rotor.

Um gerador dotado de enrolamentos amortecedores pode , portanto, ser considerado como um conjunto de seis circuitos: três circuitos estacionários na armadura e três circuitos no rotor, girando à velocidade síncrona. Cada enrolamento na armadura é considerado como um circuito que é formado por uma resistência e uma indutância. O enrolamento de campo, do mesmo modo, consiste de uma resistência de campo e uma indutância de campo. Supõe-se que os efeitos do enrolamento amortecedor podem ser representados por dois enrolamentos separados, um no eixo direto e outro no eixo quadratura, cada um com sua resistência e indutância. Os seis circuitos estão acoplados magneticamente [10] .

2 - TRANSFORMAÇÃO DE BLONDEL

2.1 - Matrizes de Transformação

A transformação de Blondel pode ser apresentada como [10] , [11] :

$$(y_{Be}) = [B] (y_p) \qquad (II.24)$$

onde

$$(y_{Be}) \triangleq [y_d \;\; y_q \;\; y_o]^T \qquad (II.25)$$

$$(y_p) \triangleq [y_a \;\; y_b \;\; y_c]^T \qquad (II.26)$$

e

$$[B] \triangleq \begin{bmatrix} \frac{2}{3}\cos\theta & \frac{2}{3}\cos(\theta-120^o) & \frac{2}{3}\cos(\theta+120^o) \\ -\frac{2}{3}\,\mathrm{sen}\,\theta & -\frac{2}{3}\,\mathrm{sen}\,(\theta-120^o) & -\frac{2}{3}\,\mathrm{sen}\,(\theta+120^o) \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \qquad (II.27)$$

O símbolo y em (II.24) e (II.26) pode ser substituído por i, λ ou e , de modo a dar as correntes, enlaces de fluxo e tensões em função das novas variáveis, d, q, o.

A equação (II.24) relaciona as variáveis de Blondel às variáveis de fase. A transformação inversa é obtida invertendo-se a matriz $[B]$.

$$[B]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\operatorname{sen}\theta & 1 \\ \cos(\theta-120^{o}) & -\operatorname{sen}(\theta-120^{o}) & 1 \\ \cos(\theta+120^{o}) & -\operatorname{sen}(\theta+120^{o}) & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.28)}$$

e usando-se a equação

$$(y_p) = [B]^{-1}(y_{Be}) \quad \text{(II.29)}$$

O procedimento para realizar a transformação de Blondel usando-se as equações (II.24) a (II.29) apresenta o incômodo de exigir que se faça substituições separadas para as variáveis de campo e dos enrolamentos amortecedores, já que estas variáveis não aparecem em (II.25) e (II.26). Isto prejudica a sistematização do método.

Para superar esta dificuldade, propõe-se aqui um novo procedimento, de modo a incluir as variáveis do rotor. Para isto, são definidos os vetores e a matriz aumentados :

$$(\bar{y}_B) \triangleq [(y_{Be})^T \,\vdots\, (y_{Br})^T]^T \triangleq [y_d \; y_q \; y_o \,\vdots\, y_f \; y_1 \; y_2]^T \quad \text{(II.30)}$$

$$(\bar{y}_p) \triangleq [y_a \; y_b \; y_c \; y_F \; y_I \; y_{II}]^T \quad \text{(II.31)}$$

e

$$[\bar{B}] = \begin{bmatrix} [B] & [0] \\ [0] & [I] \end{bmatrix} \triangleq \left[\begin{array}{ccc|ccc} \frac{2}{3}\cos\theta & \frac{2}{3}\cos(\theta-120^{o}) & \frac{2}{3}\cos(\theta+120^{o}) & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{2}{3}\cos\theta & -\frac{2}{3}\operatorname{sen}(\theta-120^{o}) & -\frac{2}{3}\operatorname{sen}(\theta+120^{o}) & 0 & 0 & 0 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array}\right]$$

(II.32)

A transformação de Blondel e sua transformação inversa são agora escritas como

$$(\bar{y}_B) = [\bar{B}]\,(\bar{y}_p) \qquad \text{(II.33)}$$

$$(\bar{y}_p) = [\bar{B}]^{-1}\,(\bar{y}_B) \qquad \text{(II.34)}$$

onde

$$[\bar{B}]^{-1} = \left[\begin{array}{c|c} [B]^{-1} & [0] \\ \hline [0] & [I] \end{array}\right] = \left[\begin{array}{ccc|ccc} \cos\theta & -\operatorname{sen}\theta & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \cos(\theta-120^o) & -\operatorname{sen}(\theta-120^o) & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \cos(\theta+120^o) & -\operatorname{sen}(\theta+120^o) & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array}\right] \qquad \text{(II.35)}$$

2.2 - Equações dos Enlaces de Fluxo

De posse da transformação de Blondel, conforme definida em (II.33) e (II.34), serão encontradas as equações dos enlaces de fluxo em variáveis d, q, o. Utilizando a definição (II.31) com y substituído por λ e i, pode-se expressar as equações (II.7) a (II.12) sob forma matricial como

$$(\lambda_p) = [L]\,(i_p) \qquad \text{(II.36)}$$

onde $[L]$ é a matriz definida em (II.16) e cujos elementos são dados pelas equações (II.17) a (II.23). Usando-se (II.34)

$$[\bar{B}]^{-1}(\lambda_B) = [L]\,[\bar{B}]^{-1}(i_B)$$

ou

$$(\lambda_B) = \{[\bar{B}]\,[L]\,[\bar{B}]^{-1}\}(i_B) \qquad \text{(II.37)}$$

Efetuando-se o produto matricial indicado em (II.37), obtém-se

$$
\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_o \\ \hline \lambda_f \\ \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix}
=
\left[\begin{array}{ccc|ccc}
-\left[L_{a1}+\frac{3}{2}(L_{go}+L_{g2})\right] & 0 & 0 & L_{af} & L_{a1} & 0 \\
0 & -\left[L_{a1}+\frac{3}{2}(L_{go}-L_{g2})\right] & 0 & 0 & 0 & L_{a2} \\
0 & 0 & L_{a1} & 0 & 0 & 0 \\
\hline
-\frac{3}{2}L_{af} & 0 & 0 & L_{ff} & L_{f1} & 0 \\
-\frac{3}{2}L_{a1} & 0 & 0 & L_{f1} & L_{11} & 0 \\
0 & -\frac{3}{2}L_{a2} & 0 & 0 & 0 & L_{22}
\end{array}\right]
\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \\ \hline i_f \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}
\tag{II.38}
$$

A corrente i_o é a mesma corrente de sequência zero do método dos componentes simétricos [12]. Quando as correntes de fase são balanceadas - que é o caso em que se está interessado neste trabalho - i_o será zero. Levando em conta este fato e definindo a indutância síncrona de eixo direto e indutância síncrona de eixo quadratura como

$$L_{dd} \triangleq L_{a1} + \frac{3}{2}(L_{go} + L_{g2})$$

$$L_{qq} \triangleq L_{a1} + \frac{3}{2}(L_{go} - L_{g2})$$

$$\lambda_d = - L_{dd}\, i_d + L_{af}\, i_f + L_{a1}\, i_1 \tag{II.39}$$

$$\lambda_q = - L_{qq}\, i_q + L_{a2}\, i_2 \tag{II.40}$$

$$\lambda_f = - \frac{3}{2} L_{af}\, i_d + L_{ff}\, i_f + L_{f1}\, i_1 \tag{II.41}$$

$$\lambda_1 = - \frac{3}{2} L_{a1}\, i_d + L_{f1}\, i_f + L_{11}\, i_1 \tag{II.42}$$

$$\lambda_2 = - \frac{3}{2} L_{a2}\, i_q + L_{22}\, i_2 \tag{II.43}$$

2.3 - Equações das Tensões

Usando-se a equação (II.34) com y substituído por e, i e λ na equação (II.13a), obtém-se

$$[\bar{B}]^{-1}\ (e_B) = -\ [R]\,[\bar{B}]^{-1}(i_B) + \frac{d}{dt}\ [\bar{B}]^{-1}\ (\lambda_B)$$

ou

$$(e_B) = -\{[\bar{B}]\,[R]\,[\bar{B}]^{-1}\}(i_B) + [\bar{B}]\ \frac{d}{dt}\{[\bar{B}]^{-1}\ (\lambda_B)\} \qquad (II.44)$$

Aplicando a regra da cadeia no último termo à direita de (II.44) ,

$$(e_B) = -\{[\dot{\bar{B}}]\,[R]\,[\bar{B}]^{-1}\}(i_B)+[\bar{B}]\,.\{\frac{d}{dt}[\bar{B}]^{-1}\}(\lambda_B)+[\bar{B}]\,[\bar{B}]^{-1}\frac{d}{dt}(\lambda_B)$$

ou

$$(e_B) = -\{[\bar{B}]\,[R]\,[\bar{B}]^{-1}\}\ (i_B) + [\bar{B}]\,.\{\frac{d}{dt}[\bar{B}]^{-1}\}\ (\lambda_B) + \frac{d}{dt}(\lambda_B) \qquad (II.45)$$

O triplo produto matricial em (II.45), de acordo com (II.16), (II.32) e (II.35), resultará em

$$[B]\ [R]\ [\bar{B}]^{-1} = [R] \qquad (II.46)$$

$$\frac{d}{dt}[\bar{B}]^{-1} = \left[\begin{array}{ccc|c} -w\ \text{sen}\ \theta & -\ w\ \cos\ \theta & 0 & \\ -w\ \text{sen}(\theta-120^o) & -\ w\ \cos(\theta-120^o) & 0 & [0] \\ -w\ \text{sen}(\theta+120^o) & -\ w\ \cos(\theta+120^o) & 0 & \\ \hline & [0] & & [0] \end{array}\right] \qquad (II.47)$$

onde

$$w \triangleq \frac{d\theta}{dt}$$

Substituindo (II.30) para e, v e λ,e ainda (II.46) e (II.47) em (II.45) ,

$$\begin{bmatrix} (e_{Be}) \\ (e_{Br}) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r_a [I] & [0] \\ [0] & [r_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (i_{Be}) \\ (i_{Br}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [W] & [0] \\ [0] & [0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\lambda_{Be}) \\ (\lambda_{Br}) \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} (\lambda_{Be}) \\ (\lambda_{Br}) \end{bmatrix} \qquad \text{(II.48)}$$

em que

$$[W] \overset{\Delta}{=} \begin{bmatrix} 0 & -w & 0 \\ w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

De (II.48), é possível escrever as equações de tensão para o gerador síncrono

$$e_d = - r_a i_d - w \lambda_q + p \lambda_d \qquad \text{(II.49)}$$

$$e_q = - r_a i_q + w \lambda_d + p \lambda_q \qquad \text{(II.50)}$$

$$e_o = - r_a i_o + p \lambda_o \qquad \text{(II.54)}$$

$$e_f = r_f i_f + p \lambda_f \qquad \text{(II.51)}$$

$$e_1 = 0 = r_1 i_1 + p \lambda_1 \qquad \text{(II.52)}$$

$$e_2 = 0 = r_2 i_2 + p \lambda_2 \qquad \text{(II.53)}$$

O resultado da transformação de Blondel é que, em lugar dos três circuitos estacionários da armadura a, b, c, tem-se, agora três circuitos fictícios que giram à velocidade síncrona. Portanto, os seis circuitos resultantes, em operação normal, são fixos um em relação ao outro. Além disso, para condições balanceadas, apenas cinco circuitos são ativos, já que, nestas circunstâncias, a corrente de sequência zero é nula.

2.4 - Equações de Torque

Deseja-se inicialmente determinar a expressão do torque eletromagnético em variáveis de Blondel.

A potência elétrica instantânea de saída do estator é dada por

$$P_s = \begin{bmatrix} e_a & e_b & e_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

usando a equação (II.29)

$$P_s = (e_{Be})^T \{[B]^{-1}\}^T [B]^{-1} (i_{Be}) \qquad \text{(II.55)}$$

já que

$$\{[\dot{B}]^{-1}\}^T . [B]^{-1} = \text{diagonal} \{3/2,\ 3/2,\ 3\}$$

(II.55) será escrita como

$$P_s = \begin{bmatrix} e_d & e_q & e_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{3}{2}\, i_d \\ \frac{3}{2}\, i_q \\ 3\, i_o \end{bmatrix} \qquad \text{(II.56)}$$

O torque eletromagnético pode ser interpretado como o torque correspondente à potência de saída calculada levando-se em conta apenas as tensões de velocidade em (II.49), (II.50) e (II.54) [11] :

$$T_{elet} = \frac{1}{w} \begin{bmatrix} -w\,\lambda_q & w\,\lambda_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{3}{2}\, i_d \\ \frac{3}{2}\, i_q \\ 3\, i_o \end{bmatrix}$$

ou

$$T_{elet} = \frac{3}{2} (\lambda_d\, i_q - \lambda_q\, i_d) \qquad \text{(II.57)}$$

De posse da expressão para o torque eletromagnético, é possível escrever a equação de equilíbrio de torques, lembrando que o torque resultante para acelerar a máquina é a diferença entre o torque de entrada proveniente da turbina e a soma do torque eletromagnético e torque de amortecimento [10] - [12] :

$$J \frac{d^2\delta}{dt^2} = T_{mec} - (T_{elet} + D \frac{d\delta}{dt})$$

ou

$$J p^2 \delta + D p \delta = T_{mec} - T_{elet} \qquad (II.58)$$

onde J é o momento de inércia do rotor do gerador, D é o coeficiente de amortecimento e T_{mec} é o torque da turbina .

3 - EQUAÇÕES DO GERADOR SÍNCRONO SEGUNDO O SISTEMA POR UNIDADE

Abaixo estão listadas as equações do gerador (II.39) a (II.43) , (II.49) a (II.53), (II.57) e (II.58) escritas de acordo com o sistema por unidade. A definição das bases para o sistema p.u., bem como a maneira de expressar cada equação segundo este sistema, constam no Apêndice 1 .

$$\lambda_d = - x_d i_d + x_{df} i_f + x_{d1} i_1 \qquad (II.59)$$

$$\lambda_q = - x_q i_q + x_{q2} i_2 \qquad (II.60)$$

$$\lambda_f = - x_{df} i_d + x_f i_f + x_{f1} i_1 \qquad (II.61)$$

$$\lambda_1 = - x_{d1} i_d + x_{f1} i_f + x_{11} i_1 \qquad (II.62)$$

$$\lambda_2 = - x_{q2} i_q + x_{22} i_2 \qquad (II.63)$$

$$e_d = - r_a i_d - \lambda_q - \frac{p\delta}{w_s} \lambda_q + \frac{1}{w_s} p \lambda_d \qquad (II.64)$$

$$e_q = - r_a i_q + \lambda_d + \frac{p\delta}{w_s} \lambda_d + \frac{1}{w_s} p \lambda_q \qquad (II.65)$$

$$e_f = \frac{1}{w_s} p\lambda_f + r_f i_f \qquad (II.66)$$

$$0 = \frac{1}{w_s} p \lambda_1 + r_1 i_1 \qquad (II.67)$$

$$0 = \frac{1}{w_s} p \lambda_2 + r_2 i_2 \qquad (II.68)$$

$$T_{elet} = \lambda_d i_q - \lambda_q i_d \qquad (II.69)$$

$$\frac{H}{\pi f_n} \frac{d^2\delta}{dt^2} + D \frac{d\delta}{dt} = T_{mec} - T_{elet} \qquad (II.70)$$

Observa-se que, em geral, o sistema de bases utilizado é tal que as equações, quando escritas em p.u., conservam a mesma forma das equações originais. Por conveniência, omitiu-se, nas equações acima, o asterisco que designa quantidade em p.u.

4 - MODELO MATEMÁTICO PARA O SISTEMA DE TRANSMISSÃO

O modelo adotado para o sistema de potência supõe que este pode ser representado por uma barra infinita a qual a máquina está conectada através de um transformador e de uma linha de transmissão [12], [14] (figura II.2). Se r_t e L_t são a resistência e a indutância do conjunto transformador-linha de transmissão, as tensões terminais da máquina e na barra infinita são relacionadas como :

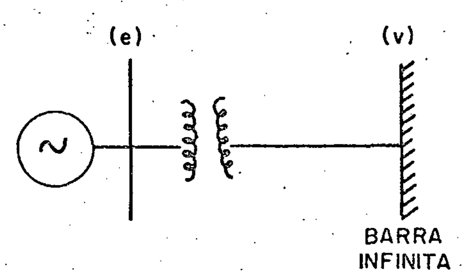


FIGURA II.2

$$(e_p) = r_t (i_p) + L_t \frac{d}{dt} (i_p) + (v) \qquad (II.71)$$

onde

$$(v) \overset{\Delta}{=} [v_a \; v_b \; v_c]^t$$

usando a transformação de Blondel, equação (II.29),

$$(e_B) = r_t (i_B) + L_t [B] \{\frac{d}{dt} [B]^{-1}\} (i_B) + L_t \frac{d}{dt}(i_B) + (v_B)$$

onde

$(v_B) \stackrel{\Delta}{=} [v_d \quad v_q \quad v_o]^t$. Como

$$[B] . \{ \frac{d}{dt} [B]^{-1} \} = \begin{bmatrix} 0 & -w & 0 \\ w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

então as equações que relacionam (e_B) e (v_B) são

$$e_d = r_t \, i_d - w \, L_t \, i_q + L_t \frac{d \, i_d}{dt} + v_d \qquad \text{(II.72)}$$

$$e_q = r_t \, i_q + w \, L_t \, i_d + L_t \frac{d \, i_q}{dt} + v_q \qquad \text{(II.73)}$$

Expressando (II.72) e (II.73) em p.u., (Apêndice 1, equações (A1.37) e (A1.38)),

$$e_d = r_t \, i_d - x_t \, i_q - x_t \, i_q \, \dot{\delta}/w_s + (x_t/w_s) \, pi_d + v_d \qquad \text{(II.74)}$$

$$e_q = r_t \, i_q + x_t \, i_d + x_t \, i_d \, \dot{\delta}/w_s + (x_t/w_s) \, pi_q + v_q \qquad \text{(II.75)}$$

Para a barra infinita,

$$v_d = V \operatorname{sen} \delta \qquad \text{(II.76a)}$$

$$v_q = V \cos \delta \qquad \text{(II.76b)}$$

5 - MODELO MATEMÁTICO PARA O SISTEMA DE EXCITAÇÃO

O sistema de excitação para o gerador síncrono que será utilizado neste trabalho é do tipo 1 , conforme a classificação do IEEE [15] . O regulador de tensão utiliza tiristores, tendo , em consequência, um tempo de resposta bastante pequeno. Isto o torna apropriado para trabalhar com sinais estabilizantes adicionais [16] . Não se considerou os efeitos da saturação da excitatriz.

O diagrama em bloco do sistema de excitação é o seguinte:

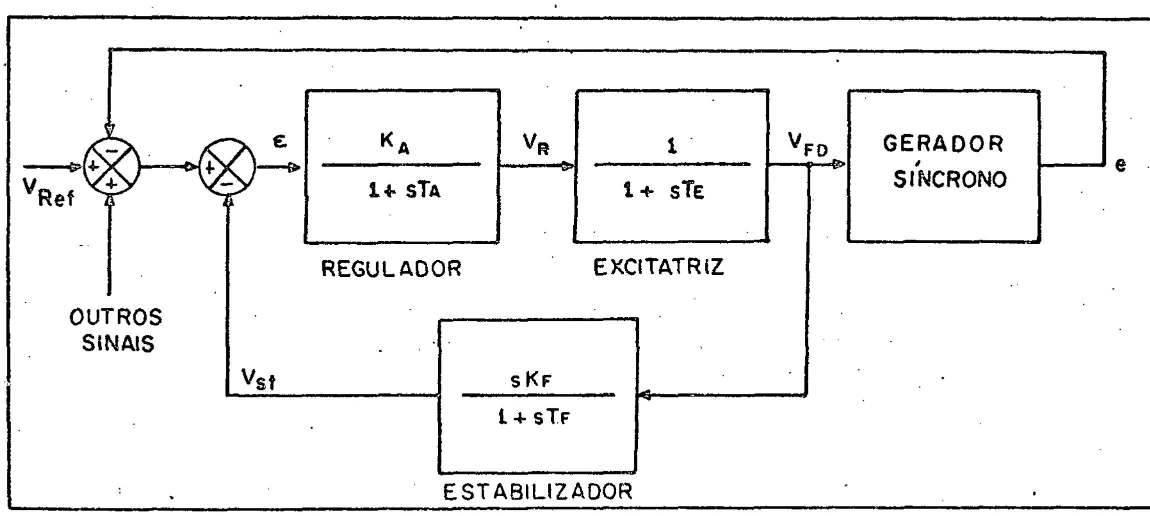


FIGURA II.3

A notação utilizada na figura II.3 está de acordo com [15].

As equações diferenciais que descrevem o funcionamento do regulador de tensão podem ser obtidas por inspeção da figura (II.3) :

$$p\ V_R = \frac{1}{T_A} (-V_R + K_A\ \varepsilon) \tag{II.77}$$

$$p\ V_{FD} = \frac{1}{T_E} (-V_{FD} + V_R) \tag{II.78}$$

$$p\ V_{ST} = \frac{1}{T_F} (-V_{ST} + K_F \cdot pV_{FD}) \tag{II.79}$$

6 - MODELO MATEMÁTICO PARA O GOVERNADOR DE VELOCIDADE E TURBINA

Será suposto que o torque mecânico proveniente da turbina é a soma de duas parcelas: uma parcela, T^{o}_{mec}, que fixa a potência ativa gerada em regime permanente e outra, ΔT_{mec}, decorrente da ação do governador de velocidade, que procura manter a velocidade do gerador igual à velocidade síncrona durante perturbações.

É possível representar o mecanismo de balanço de torque de um turbo-gerador síncrono através do seguinte diagrama de bloco [12] - [17] :

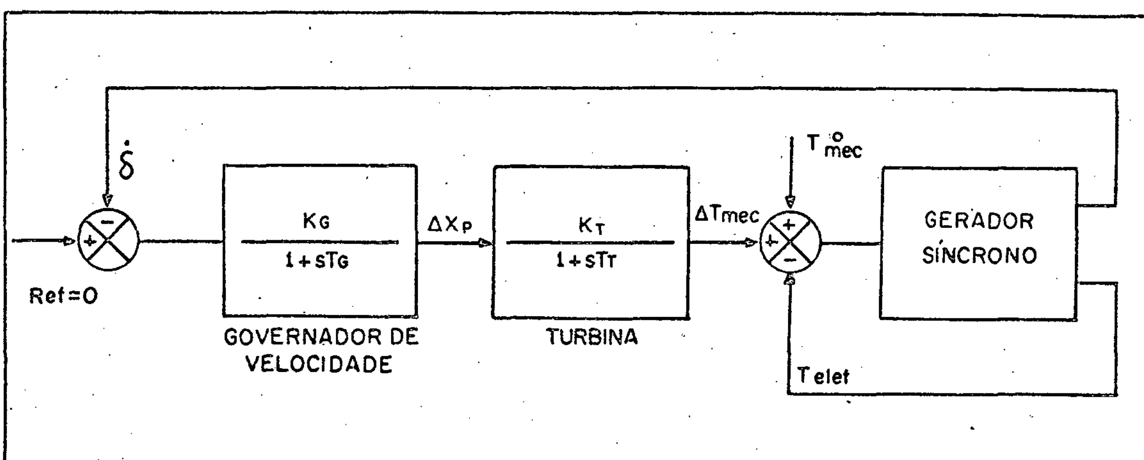


FIGURA II.4

A representação utilizada para a turbina é a mais simples possível, e caracteriza uma turbina de vapor sem re-aquecimento [12] .

As equações diferenciais para o controle de velocidade do gerador, obtidas por inspeção da figura II.4, são

$$P\ (\Delta X_p) = \frac{1}{T_G}\ (-\Delta X_p - K_G\ \dot{\delta}) \qquad \text{(II.80)}$$

$$P\ (\Delta T_{mec}) = \frac{1}{T_T}\ \left[-\Delta\ T_{mec} + K_T\ (\Delta X_p) \right] \qquad \text{(II.81)}$$

7 - PARÂMETROS DO MODELO

7.1 - Gerador e Sistema de Transmissão

A tabela II.1 abaixo lista os dados do gerador e sistema de transmissão que foram utilizados neste trabalho.[13]-[20].

TABELA II.1

Valores nominais do gerador	200 Mw; $\cos\phi = 0,85$ 16,5KV; 60Hz; 2pol.
Reatância síncrona de eixo d, x_d	1,6 p.u.
Reatância transitória, x_d.	0,2732 p.u.
Reatância síncrona de eixo q, x_q	1,57 p.u.
Reatância do enrolamento de campo, x_f. .	1,6 p.u.
Reatância do amortecedor-d, x_1	1,51 p.u.
Reatância do amortecedor-q, x_2	1,51 p.u.
Reatância mútua entre enrolamento de eixo do estator e campo, x_{df}	1,457 p.u.
Idem, entre enrolamento de eixo- do estator e amortecedor-d, x_{d1}	1,457 p.u.
Idem, entre eixo-q do estator e amortecedor-q, x_{q2}	1,43 p.u.
Idem, entre campo e amortecedor-d, x_{f1} .	1,457 p.u.
Resistência da armadura, r_a.	0,0102 p.u.
Resistância do campo, r_f	0,0085 p.u.
Resistência do amortecedor-d, r_1	0,0015 p.u.
Resistência do amortecedor-q, r_2	0,029 p.u.
Constante de tempo de circuito aberto transitória de eixo-d, T_{do}'	6,0 seg.
Constante de inércia, H	3,00 seg.
Reatância do sistema de transmissão, x_t.	0,1 p.u. (*)
Resistência do sistema de transmissão, r_t	0,0 p.u.

(*) Em relação às bases do estator do gerador.

A tabela II.2 apresenta as quantidades básicas calculadas para a máquina, de acordo com as definições do Apêndice 1 .

TABELA II.2

Tensão base do estator, e_b . . .	13,5 KV de pico por fase
Corrente base do estator, i_b . .	11,63 KV de pico por fase
Potência base, S_b.	235,3 MVA
Impedância base do estator, Z_b .	1,159 ohms
Frequência base, w_b.	120 rad/seg
Tensão base do rotor, e_{br}. . . .	13,5 KV
Corrente base do rotor, i_{br}. . .	17,5 KA
Impedância base do rotor, Z_{br}. .	0,772 ohms

7.2 - Sistema de Excitação

Os valores dos parâmetros da fig. II.2 utilizados neste trabalho estão listados na tabela II.3 .

TABELA II.3

Ganho do Regulador de tensão, K_A.	25
Constante de tempo do regulador, T_A	0,1 seg
Constante de tempo da excitatriz, T_E	0,57seg
Ganho do estabilizador, K_F	0,15
Constante de tempo do estabilizador, T_F	6 seg

7.3 - Controle de Velocidade

A tabela II.4 lista os valores dos parâmetros no diagrama de bloco da figura II.4 :

TABELA II.4

Ganho do governador de velocidade, K_G.	1
Constante de tempo do governador, T_G	0,1 seg
Ganho da turbina, K_T	1
Constante de tempo da turbina, T_T	3,0 seg

III - INFLUÊNCIA DO REGULADOR DE TENSÃO SOBRE A DINÂMICA DO GERADOR SÍNCRONO

1 - INTRODUÇÃO

É feito, neste capítulo, o estudo da influência do regulador de tensão sobre o comportamento dinâmico da máquina, através de computador analógico. Observa-se o efeito de variações da referência do regulador e da realimentação linear do fluxo segundo o eixo direto, do ângulo de torque e da aceleração do rotor, para várias condições. Verifica-se a vantagem da inclusão destes sinais adicionais no regulador de tensão, para aumentar o amortecimento das oscilações do rotor.

2 - REPRESENTAÇÃO DAS EQUAÇÕES NO COMPUTADOR ANALÓGICO

2.1 - Valores das Variáveis da Máquina em Regime Permanente

A partir de valores estabelecidos para a tensão terminal, corrente da armadura e ângulo de fator de potência da carga, assim como das constantes da máquina apresentadas na tabela II.1, é possível calcular-se os valores de todas as variáveis de interesse em regime permanente, utilizando-se as equações deduzidas no Apêndice 2.

Assim, estabelecendo-se,

$$| E_o | = 1{,}0 \text{ p.u.}$$

$$| I_o | = 0{,}8 \text{ p.u.}$$

$$\phi = -30^o$$

Obtem-se os valores das variáveis apresentados na Tabela III.1 .

TABELA III.1

δ_o	$= 33,5^o$	λ_{fo}	$= 1,134$ p.u.
$\lvert E_{do}\rvert$	$= 0,55$ p.u.	i_{fo}	$= 1,361$ p.u.
$\lvert E_{qo}\rvert$	$= 0,83$ p.u.	e_{fo}	$= 0,0115$ p.u.
$\lvert I_{do}\rvert$	$= 0,716$ p.u.	λ_{do}	$= 0,837$ p.u.
$\lvert I_{qo}\rvert$	$= 0,356$ p.u.	λ_{qo}	$= 0,56$ p.u.
$\lvert E_f\rvert$	$= 1,98$ p.u.	T^o_{mec}	$= 0,699$ p.u.
$\lvert E'_q\rvert$	$= 1,03$ p.u.		

2.2 - Escalonamento das Equações

A finalidade do escalonamento é fazer com que as tensões que representam as variáveis fiquem compreendidas entre -10 e +10 volts, que é a faixa de operação dos computadores analógicos utilizados neste trabalho.

O escalonamento das equações do gerador, do sistema de excitação e do controle de velocidade é apresentado no apêndice 3.

2.3 - Esquemas Analógicos

2.3.1 - Gerador

A figura III.1 apresenta o esquema de conexões no painel analógico para representar o conjunto de equações (A3.1) a (A3.11) correspondentes ao gerador síncrono.

Para esta montagem foram utilizados 11 inversores, 8 integradores, 26 potenciômetros, 6 multiplicadores, 6 somadores e 6 chaves.

Na figura III.1 está também indicado um cal

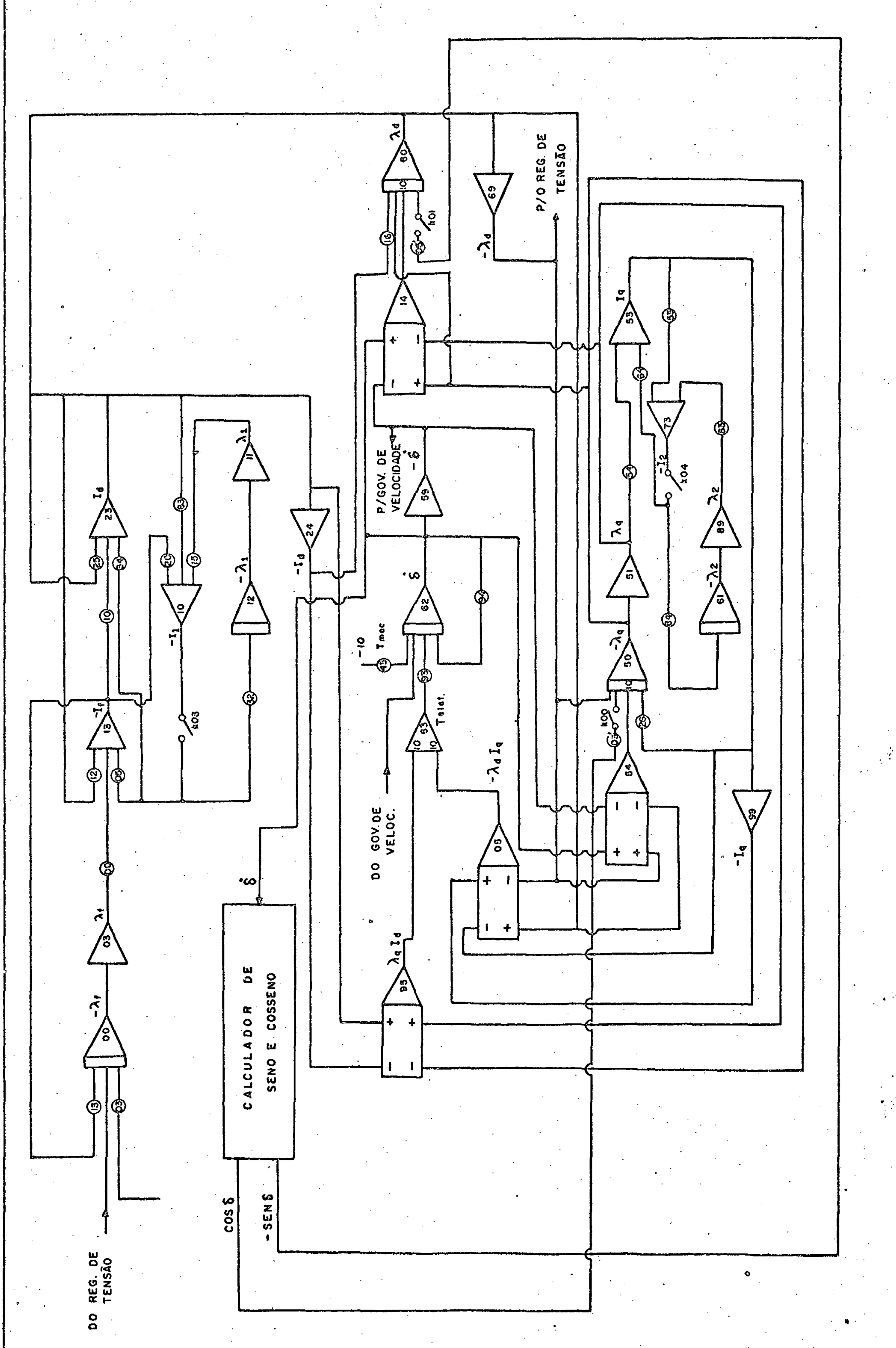

DO REG. DE TENSÃO
P/O REG. DE TENSÃO
P/GOV. DE VELOCIDADE
DO GOV. DE VELOC.
CALCULADOR DE SENO E COSSENO
COS δ
-SEN δ
T mec
T elet.
λ_d
$-\lambda_d$
λ_q
$-\lambda_q$
I_d
$-I_d$
I_q
$-I_q$
λ_f
$-\lambda_f$
$-I_f$
λ_1
$-\lambda_1$
$-I_1$
λ_2
$-\lambda_2$
$-I_2$
$\dot{\delta}$
$-\dot{\delta}$
$\lambda_q I_d$
$-\lambda_d I_q$

FIGURA III.1

culador de seno e co-seno que se baseia nas soluções de duas equações diferenciais não-lineares simultâneas. A entrada para o calculador é a derivada do ângulo de torque. A vantagem de sua utilização é que, em certas circunstâncias [20], o ângulo δ pode atingir valores muito elevados impossíveis de alimentar um gerador de seno (ou co-seno) comum, enquanto que o calculador fornece o seno e o co-seno de δ, a partir de sua derivada $\dot{\delta}$, para qualquer valor de ângulo. A figura III.2 mostra o calculador de seno e co-seno em detalhes.

A tabela III.2 relaciona os valores dos ajustes de todos os potenciômetros indicados nas figuras III.1 e III.2. O potenciômetro 43, correspondente ao torque mecânico, tem valor variável pois, através dele, serão simuladas as perturbações transitórias sobre o gerador.

TABELA III.2

POT	AJUSTE	POT	AJUSTE
00	0,6253	43	(Variável)
03	0,00123	53	0,9476
05	0,9109	54	0,6399
10	0,9107	63	0,9649
12	0,9101	64	0,9105
13	0,00845	83	0,6603
15	0,6623	84	0,0291
16	0,01043	93	0,1561
20	0,9649	94	0,0066
25	0,6253	01'	0,275
26	0,01041	02'	0,43
32	0,00149	03'	0,1
34	0,9106	05'	0,1

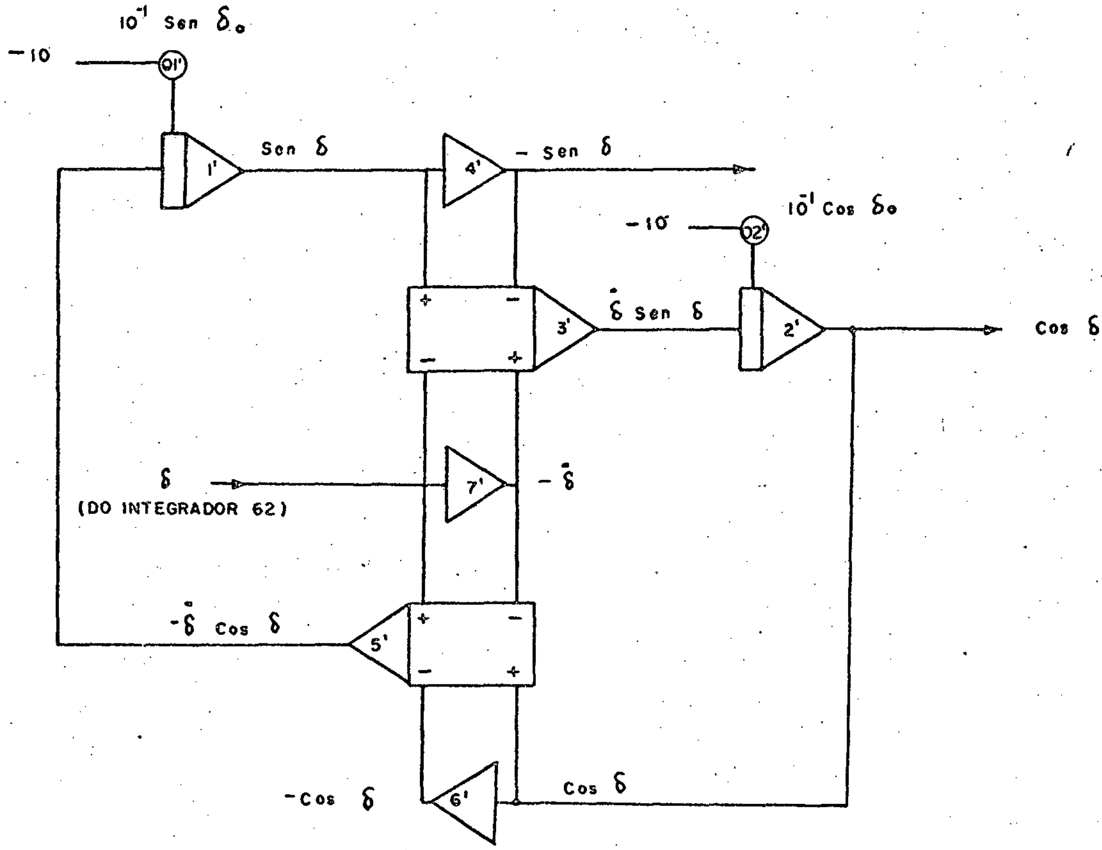


FIGURA III. 2

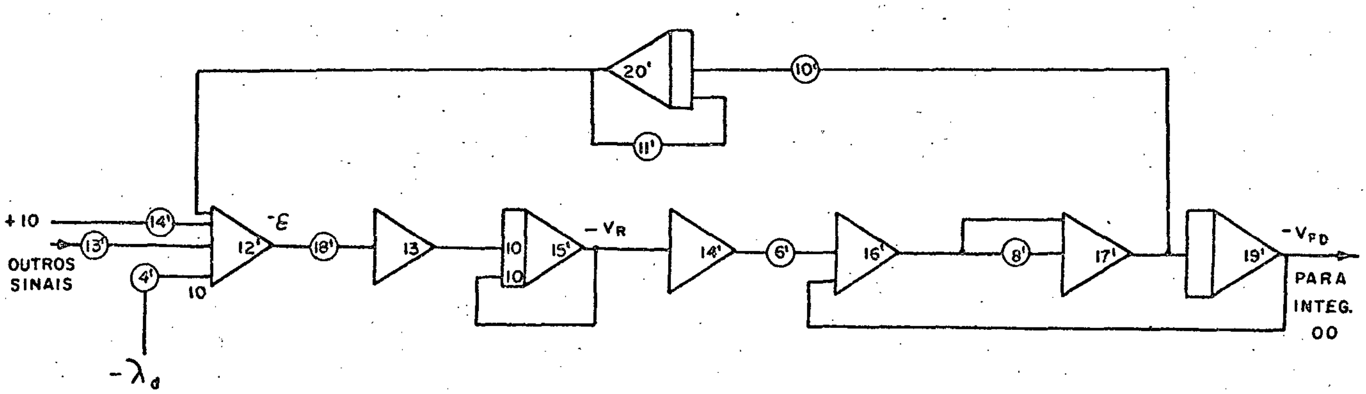


FIGURA III. 3

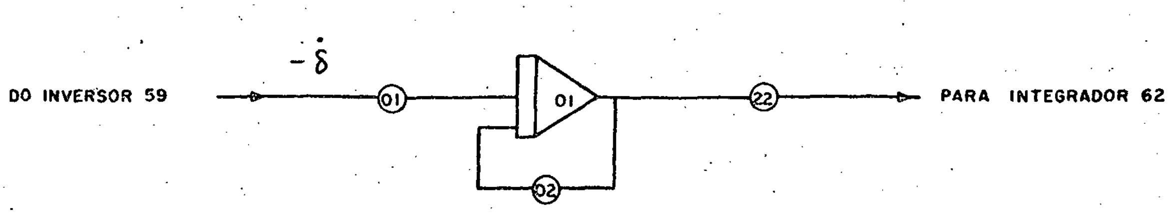


FIGURA III. 4

2.3.2 - Sistema de Excitação

O esquema analógico para o sistema de excitação é mostrado na figura III.3 e corresponde ao conjunto de equações (A3.12) a (A3.14) e ao diagrama de blocos da figura II.3 . Os valores de ajuste dos potenciômetros estão indicados na tabela III.3 .

Para representar o sistema de excitação foram utilizados 7 potenciômetros, 2 inversores, 3 somadores e 3 integradores.

2.3.3 - Governador de Velocidade e Turbina

A figura III.4 apresenta o esquema analógico para o sistema de controle de velocidade, correspondendo à equação (A3.15). Por razão de limitações de equipamento, considerou-se que o governador de velocidade tem constante de tempo desprezível, em comparação à constante de tempo da turbina. Isto é razoável, caso se observe os valores destas constantes de tempo na tabela II.4 .

Na tabela III.3 estão indicados os ajustes dos potenciômetros para o sistema de controle de velocidade, juntamente com os correspondentes ao sistema de excitação. O sistema de controle de velocidade foi representado por 1 integrador e 3 potenciômetros.

TABELA III.3

POT	AJUSTE	POT	AJUSTE
04'	0,1000	01	0,3333
06'	0,1000	02	0,3333
08'	0,7540	22	0,1666
10'	0,0250		
11'	0,1666		
14'	0,0250		
18'	0,1000		

3 - RESULTADOS

Para o estudo da estabilidade transitória de um gerador e da eficiência do regulador de tensão é possível a aplicação de vários tipos de teste, embora todos digam respeito ao comportamento do sistema após a aplicação de uma perturbação súbita, como um curto-circuito no sistema de transmissão, uma variação súbita de carga ou a variação do torque mecânico de entrada.

O método adotado aqui para estudar a estabilidade é a brusca variação do torque mecânico de entrada, após o gerador ter sido ajustado para trabalhar nas condições nominais. Concluir-se-á que a estabilidade é mantida quando a derivada do ângulo de torque, $\dot{\delta}$, tender a zero após a perturbação. Este método corresponde a um teste para verificar se o sistema é estável no sentido de Lyapunov.

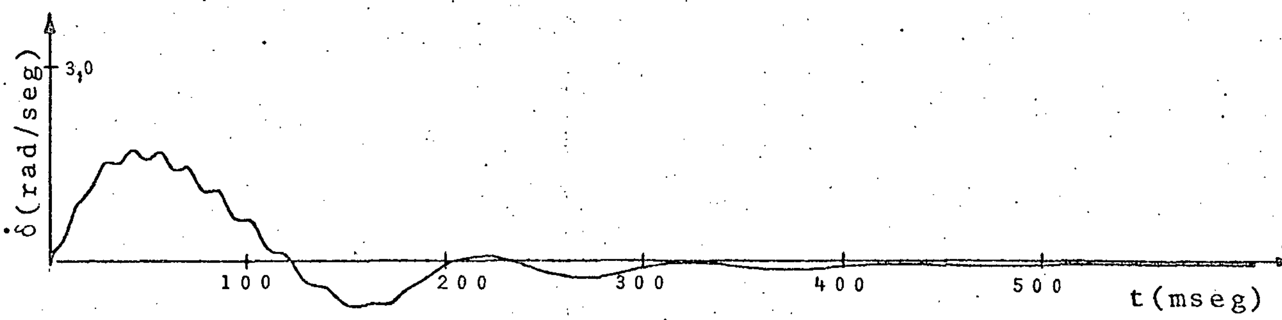
3.1 - Realimentação Linear do Fluxo de Eixo Direto

Como o enlace de fluxo de eixo direto desempenha um papel muito importante na manutenção da estabilidade da máquina síncrona, decidiu-se inicialmente investigar os efeitos da realimentação deste estado para o regulador de tensão. Para maior segurança dos resultados, considerou-se três valores distintos de variação de torque mecânico. Para cada um destes valores de entrada mecânica considerou-se três valores diferentes de referência do regulador.

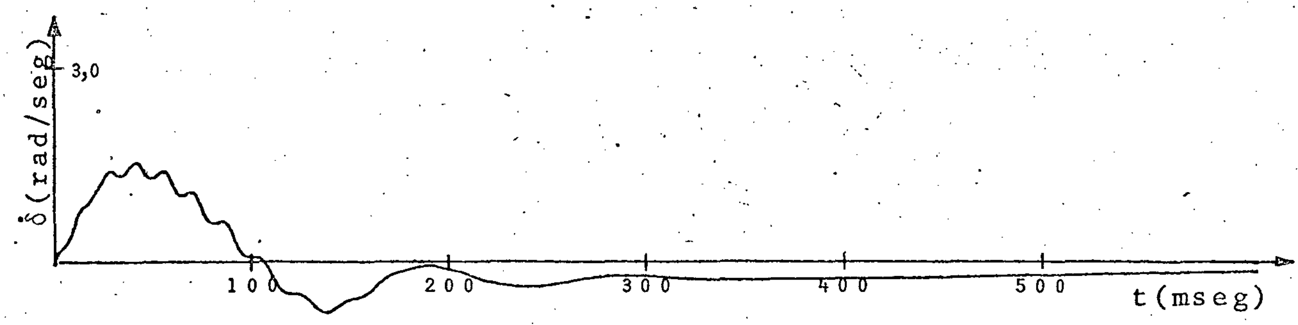
A figura (III.5) mostra os resultados para uma variação de torque mecânico de 0,05 p.u., sendo a referência do regulador estabelecida como 0,2 (fig. III.5.a) , 0,4(fig.III.5.b) e 0,8 (fig. III.5.c).

A figura (III.6) corresponde a uma variação de torque mecânico de 0,10 p.u. e a figura (III.7) diz respeito a uma variação da entrada da ordem de 0,12 p.u. Em ambas, a referência do regulador varia através dos três valores como na figura (III.5).

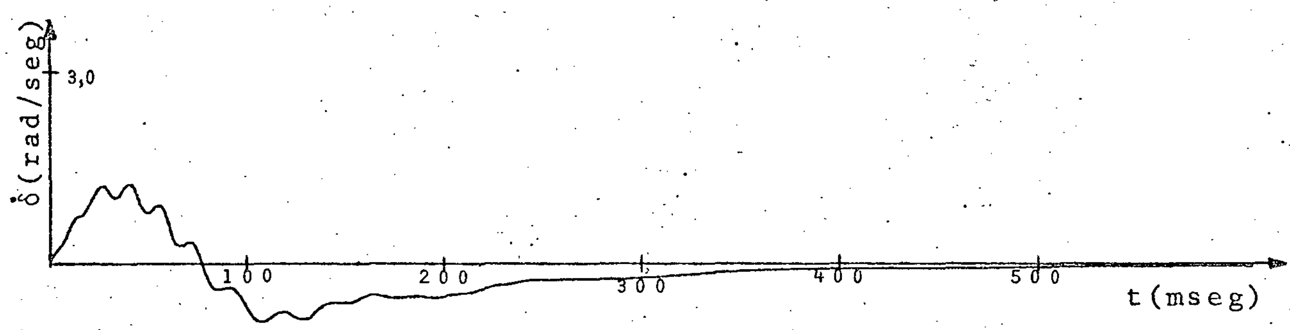
Analisando os resultados, observa-se que o primeiro valor de torque mecânico corresponde a uma perturbação relativamen



(a)



(b)



(c)

FIGURA III.5

Influência da realimentação de λ_d. Variação de torque mecânico igual a 0,05 p.u.

(a) Referência do Regulador de Tensão = 0,2

(b) Referência = 0,4

(c) Referência = 0,8

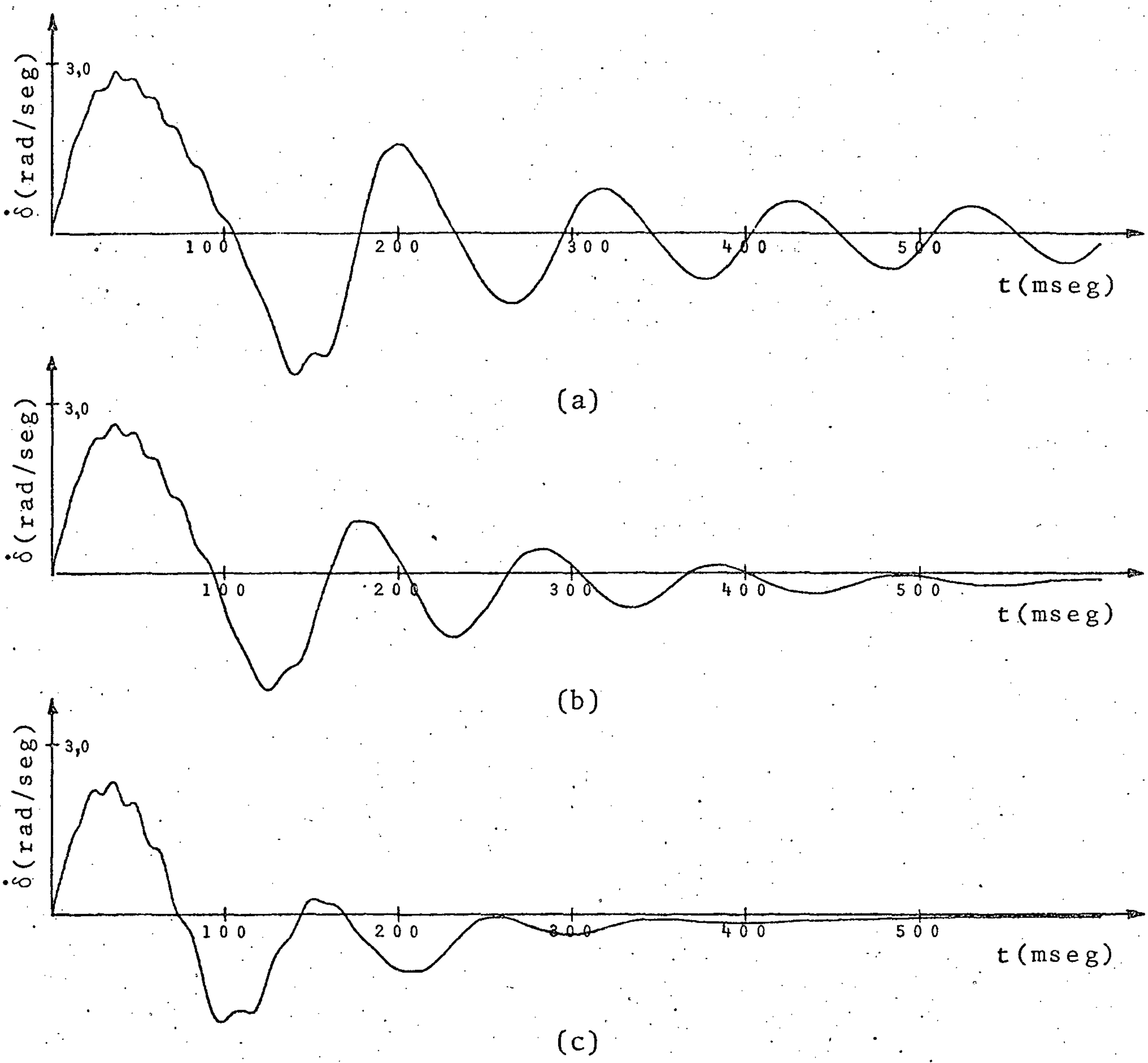


FIGURA III.6

Influência da realimentação de λ_d. Variação de torque mecânico igual a 0,1025 p.u.

(a) Referência do Regulador de Tensão = 0,2

(b) Referência = 0,4

(c) Referência = 0,8

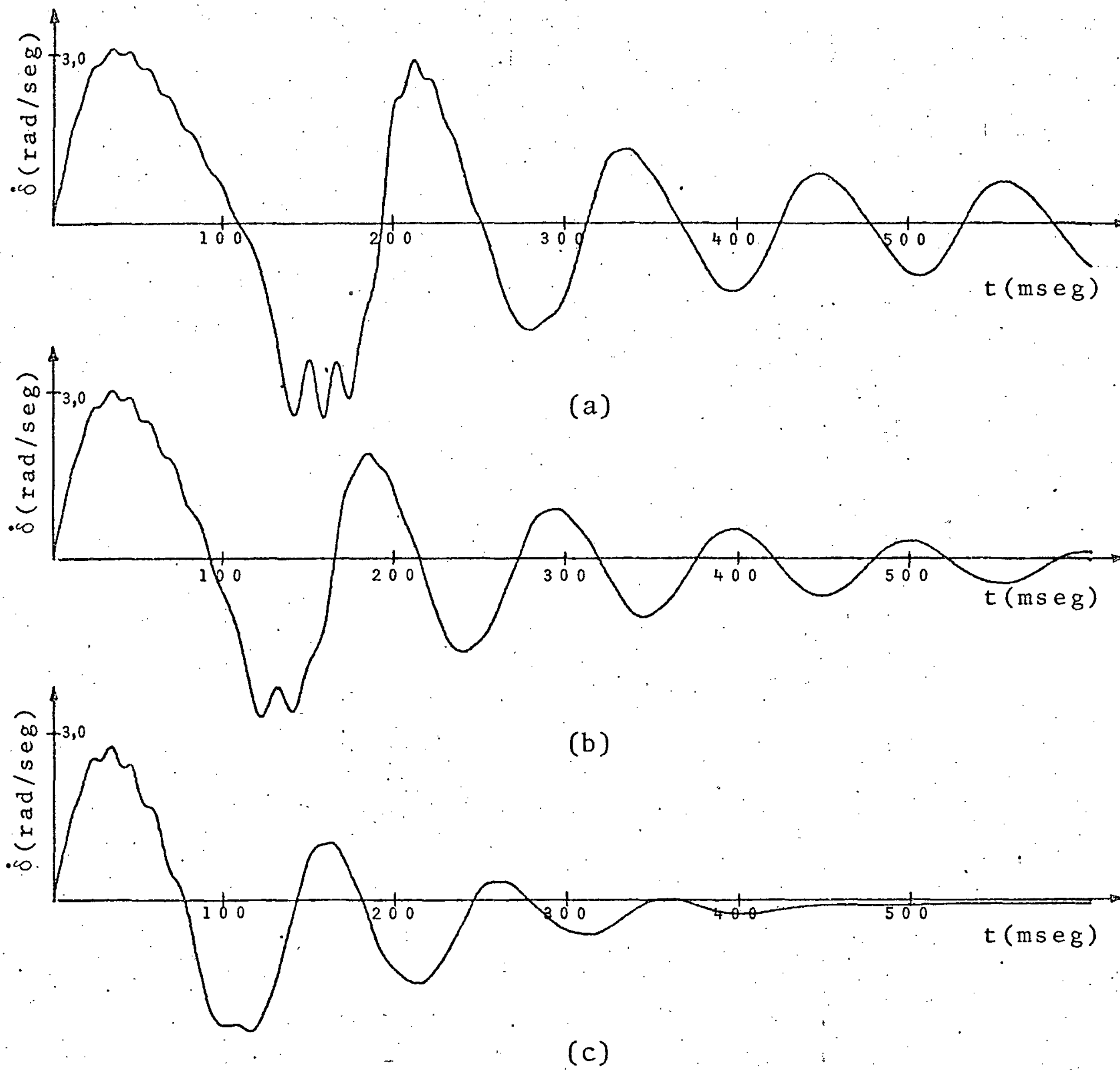


FIGURA III.7

Influência da realimentação de λ_d. Variação de torque mecânico igual a 0,12 p.u.

(a) Referência do Regulador de Tensão = 0,2

(b) Referência = 0,4

(c) Referência = 0,8

te pequena, ou seja, o ângulo de torque em regime está próximo do valor inicial. As variações de excitação na figura III.5a, b e c tem pouco efeito. Verifica-se apenas que a amplitude do desvio de frequência, $\dot{\delta}$, reduz-se progressivamente acompanhando o aumento da excitação. As oscilações de $\dot{\delta}$ que, embora em pequena escala, eram notáveis em III.5a, também diminuiram com o aumento da excitação, tendo sido praticamente eliminadas em III.5c.

Quando o torque mecânico sofre uma variação de 0,10 pu (fig. III.6) a perturbação é bem mais acentuada. Para o menor valor de excitação, a curva de $\dot{\delta}$ é bastante oscilatória (figura III.6a). Quando a referência do regulador é duplicada, $\dot{\delta}$ apresenta-se consideravelmente amortecida (figura III.6.b). Finalmente, com o terceiro e maior valor de referência do regulador, observa-se um amortecimento ainda maior e uma tendência mais rápida para zero.

Para uma variação de torque mecânico ainda maior - 20% em relação ao caso precedente - a excitação é insuficiente, no caso da figura III.7.a . O aumento da referência do regulador produz um melhor comportamento de $\dot{\delta}$ em III.7.b e, mais claramente, em III.7.c.

3.2 - Realimentação Linear do Ângulo de Torque

Da observação das figuras III.5 , III.6 e III.7 é possível concluir que, quando a variação de torque mecânico aumenta, é necessário que a referência do regulador também aumente para que a máquina volte rapidamente ao sincronismo com um amortecimento aceitável.

Como à variação de torque mecânico corresponde uma variação de ângulo de torque da máquina, pode-se provocar um aumento da referência do regulador em fase com o aumento de torque realimentando o ângulo δ para o regulador de tensão. Quanto maior for a amplitude da perturbação, mais a referência será deslocada, em consequência do aumento de δ, e maior será o torque de sincronização da máquina.

Para implementar a realimentação do ângulo δ, obede ceu-se ao seguinte esquema:

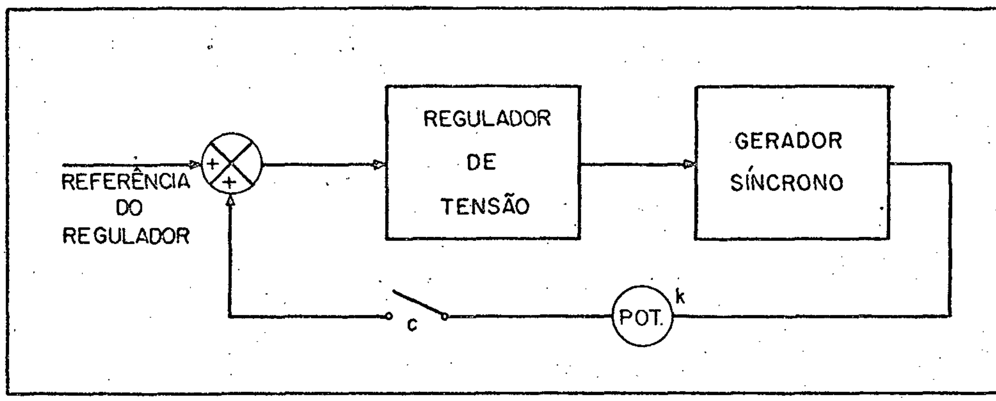


FIGURA III.8

O potenciômetro indicado tem por finalidade fixar o ganho K de realimentação do ângulo δ. Usou-se, neste caso, K = 0,2 .

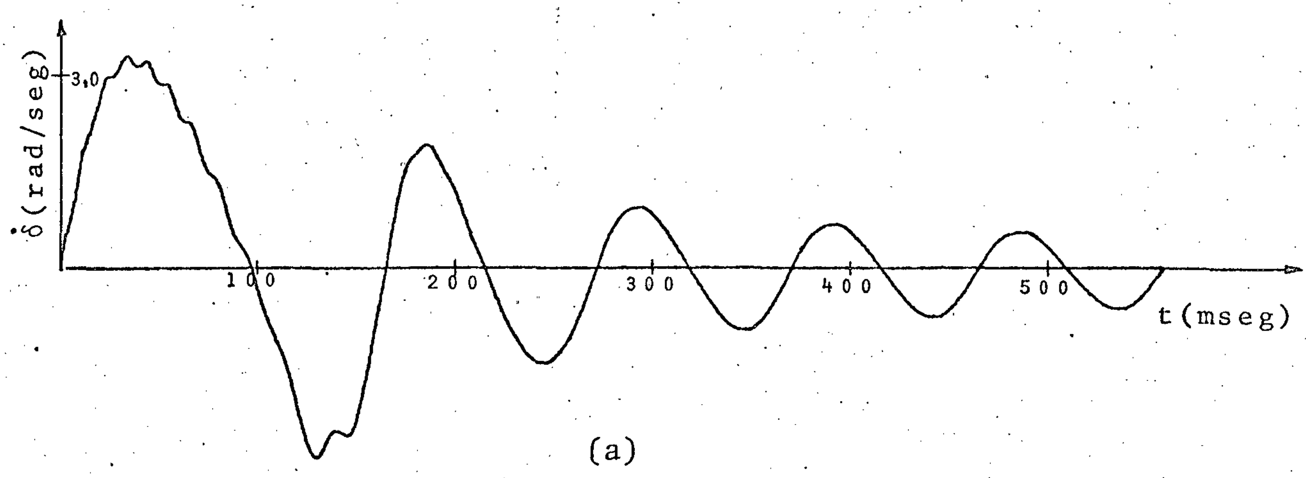
As figuras III.9 e III.10 apresentam as curvas obtidas com o esquema da figura III.8, para duas variações de torque mecânico, respectivamente 0,10 e 0,12 p.u. Em ambos os casos compara-se o comportamento de δ com e sem a realimentação do ângulo de torque. Verifica-se que, em ambos os casos, a realimentação de δ faz com que as oscilações do rotor desapareçam rapidamente.

As referências [21] e [22] descrevem dispositivos utilizados para medir e realimentar o ângulo de torque de geradores síncronos.

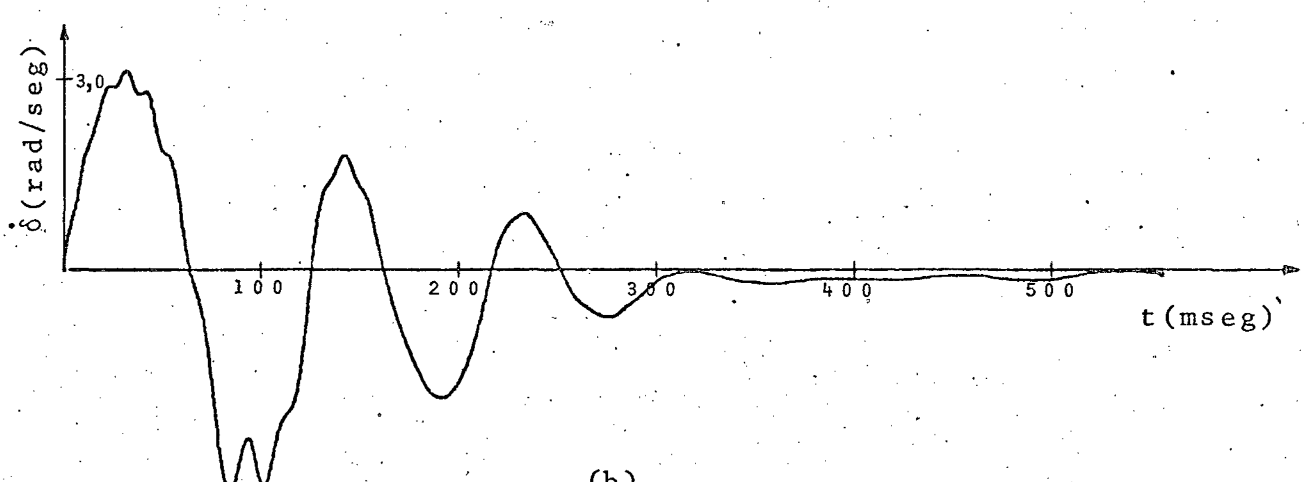
A realimentação do ângulo de torque δ apresenta a desvantagem de ser diferente de zero mesmo em regime permanente, quando se deseja que o regulador de tensão mantenha a tensão constante em um valor estabelecido pela referência, sem a influência de outros sinais. Por esta razão foi incluida a chave c na figura III.8 , que deve abrir quando se atingir o regime.

3.3 - Sinal Adicional Derivado da Aceleração do Rotor

Embora a ação do regulador de tensão durante um tran



(a)



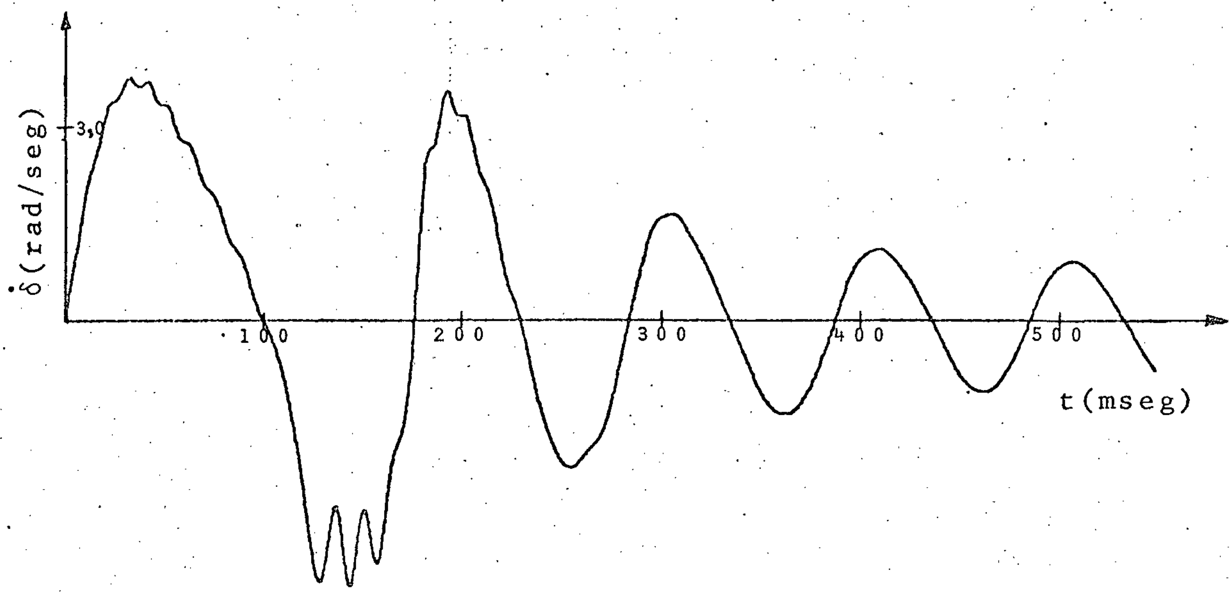
(b)

FIGURA III.9

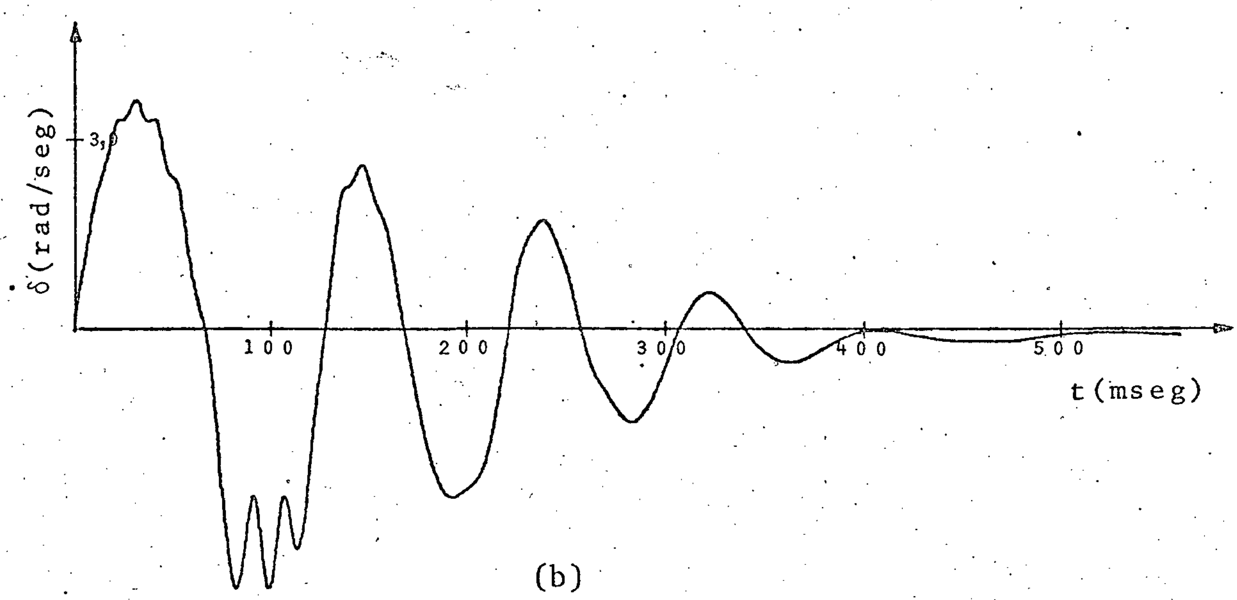
Efeito da realimentação de $\dot{\delta}$. Variação de torque mecânico igual a 0,10 p.u.

(a) Sem realimentação de $\dot{\delta}$

(b) Com realimentação de $\dot{\delta}$. Ganho da realimentação = 0,2.



(a)



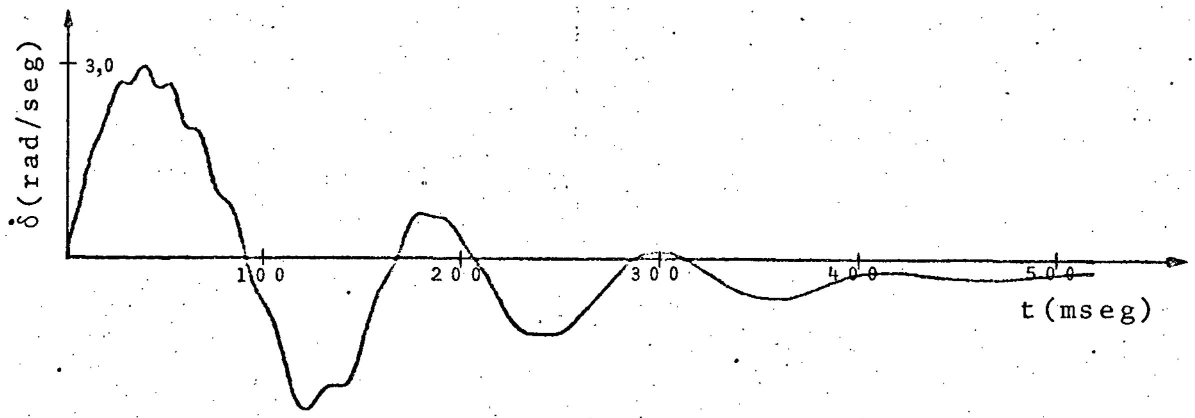
(b)

FIGURA III.10

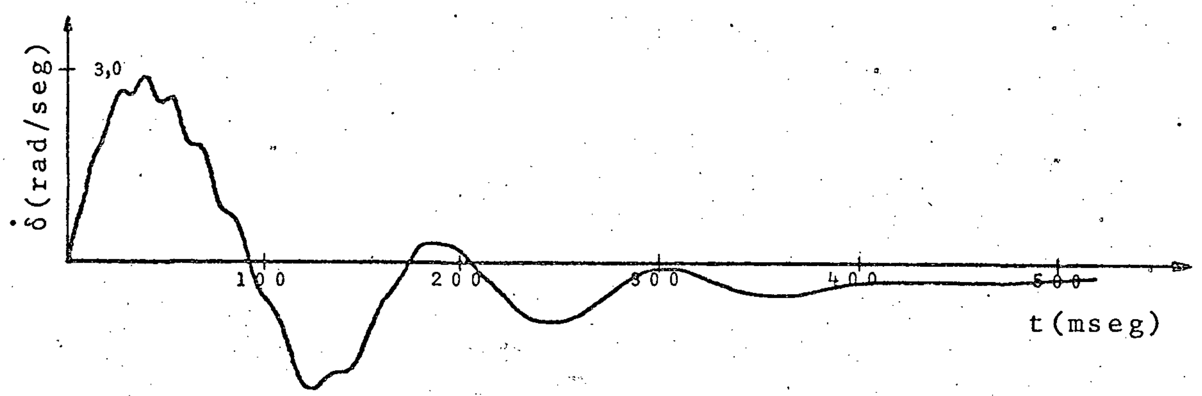
Efeito da Realimentação de $\dot{\delta}$. Variação de torque mecânico igual a 0,12 p.u.

(a) Sem realimentação de $\dot{\delta}$

(b) Com realimentação de $\dot{\delta}$; ganho da realimentação = 0,2 p.u.



(a)



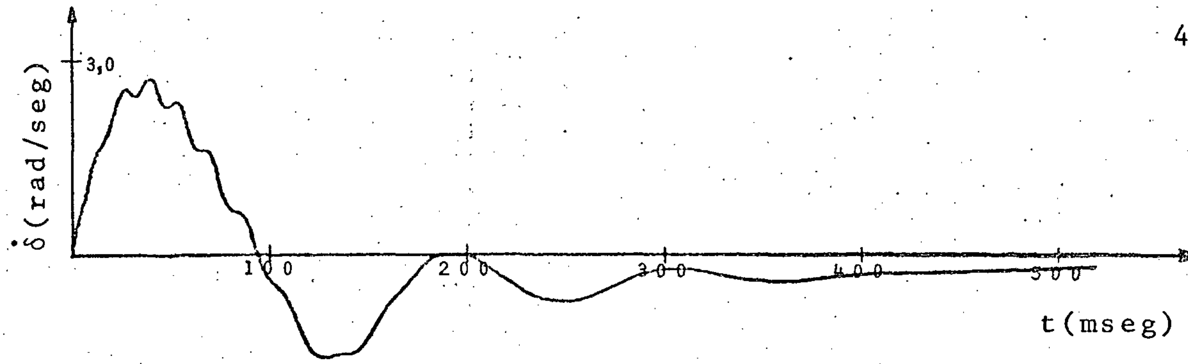
(b)

FIGURA III.11

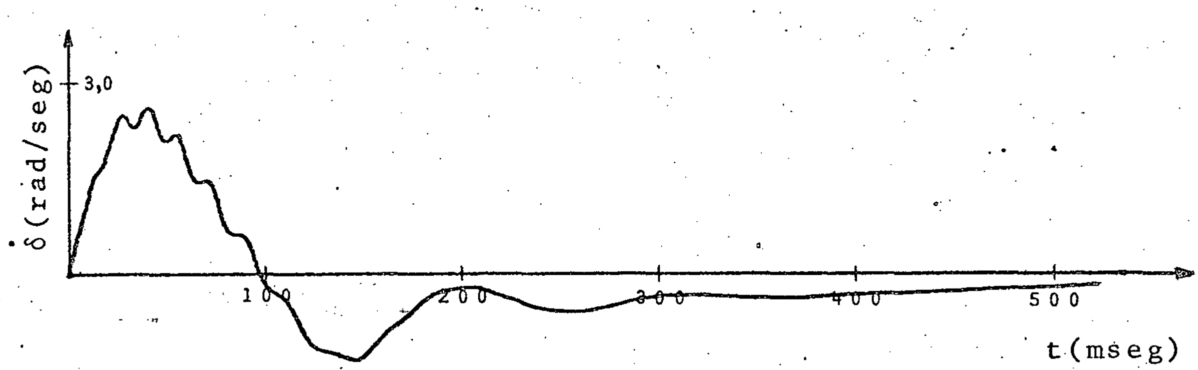
Efeito da realimentação da aceleração do rotor. Variação de torque mecânico igual a 0,10 p.u.

(a) Sem realimentação da aceleração;

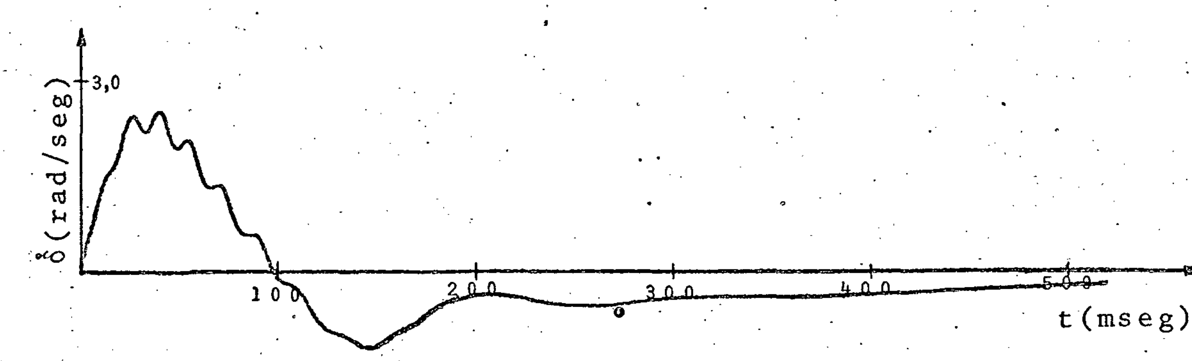
(b) Com realimentação da aceleração, ganho da realimentação igual a 2,0.



(c)



(d)



(e)

FIGURA III.11 (CONT.)

(c) Ganho de realimentação igual a 5,0;
(d) Ganho de realimentação igual a 8,0;
(e) Ganho de realimentação igual a 10,0.

sitório seja favorável no sentido de aumentar o torque de sincronização da máquina ele, em certos casos, pode fazer com que se reduza o amortecimento natural do gerador [2], [3]. Além disso, o aumento do ganho do regulador agrava esta tendência.

A solução sugerida para o problema foi a utilização de sinais adicionais, capazes de deslocar a referência do regulador de modo a amortecer as oscilações do rotor. Estes sinais podem ser derivados da aceleração do rotor [2], potência elétrica [3], etc. Nesta seção, mostra-se o efeito da introdução de um sinal estabilizante, derivado da aceleração do rotor, sobre a estabilidade transitória, para diferentes valores do ganho de realimentação.

A figura III.11 apresenta o comportamento do desvio de frequência inicialmente sem o sinal estabilizante e em seguida com a realimentação linear da aceleração do rotor para diversos valores do ganho de realimentação K. Observa-se nitidamente que o sinal estabilizante introduz amortecimento positivo, que aumenta com o crescimento do ganho de realimentação K .

3.4 - Influência do Ganho do Regulador

Além das duas entradas de controle proporcionadas por um gerador síncrono, que são o torque mecânico no eixo e a excitação, há uma terceira grandeza que pode ser comandada: o ganho do regulador de tensão.

Para mostrar a influência do ganho do regulador sobre a estabilidade, traçaram-se dois conjuntos de curvas, ambas com referência do regulador de tensão igual a 0,6. A figura III.12 apresenta o comportamento do desvio de frequência para quatro valores distintos de ganho do regulador e variação de torque mecânico de 0,10 p.u. . A figura III.13 corresponde a uma variação da entrada de 0,12 p.u. e aos mesmos valores de ganho.

Analisando as curvas da figura III.12 verifica-se que o aumento do ganho do regulador vai progressivamente tornando a curva de δ mais oscilante, aumentando o " undershoot " e reduzindo o tempo de queda. Quando a perturbação introduzida é

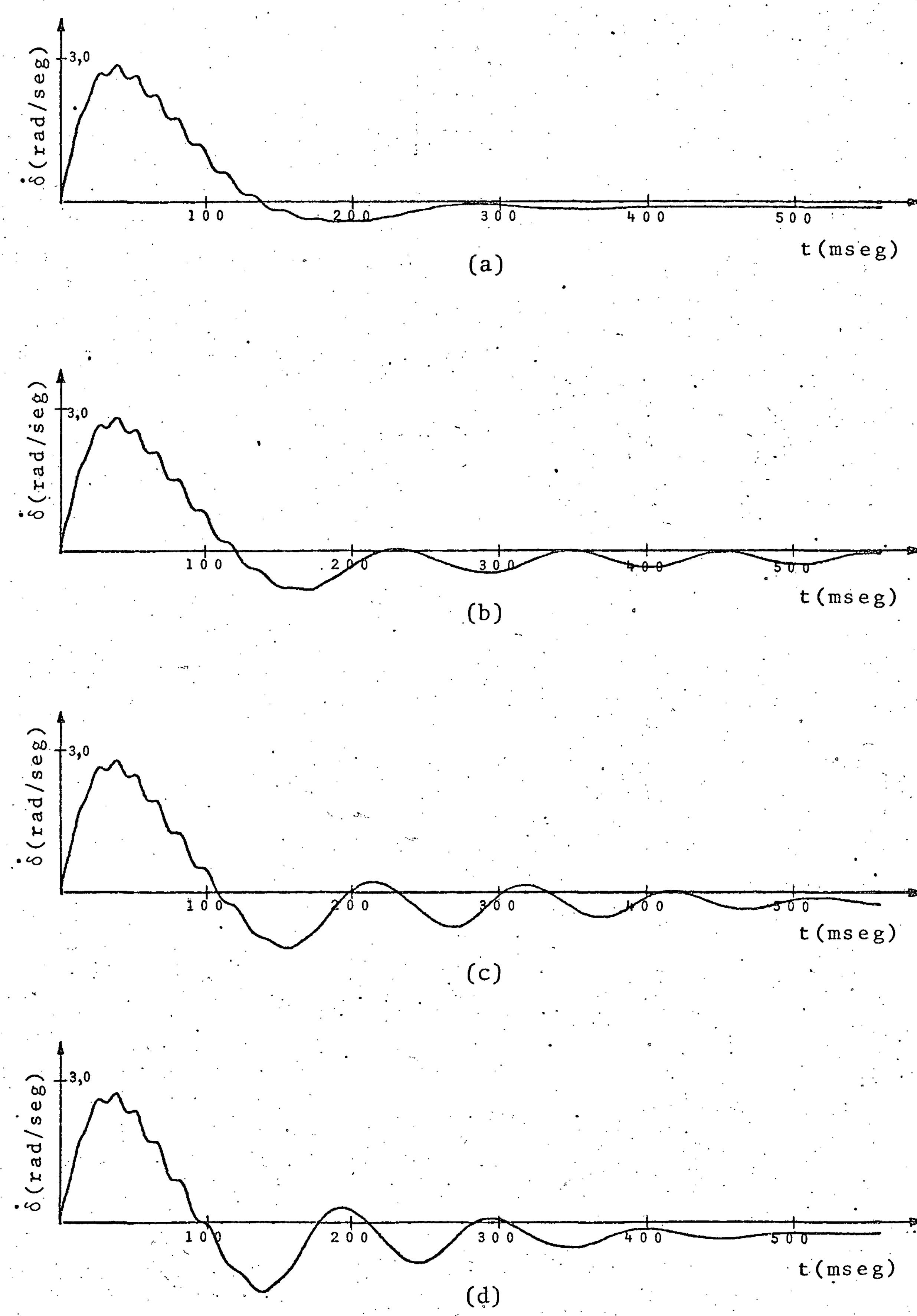


FIGURA III.12

Influência do ganho do regulador de tensão.
Variação de torque mecânico igual a 0,10 p.u.

(a) $K_A = 2,90$ (c) $K_A = 12,50$

(b) $K_A = 7,50$ (d) $K_A = 20,00$

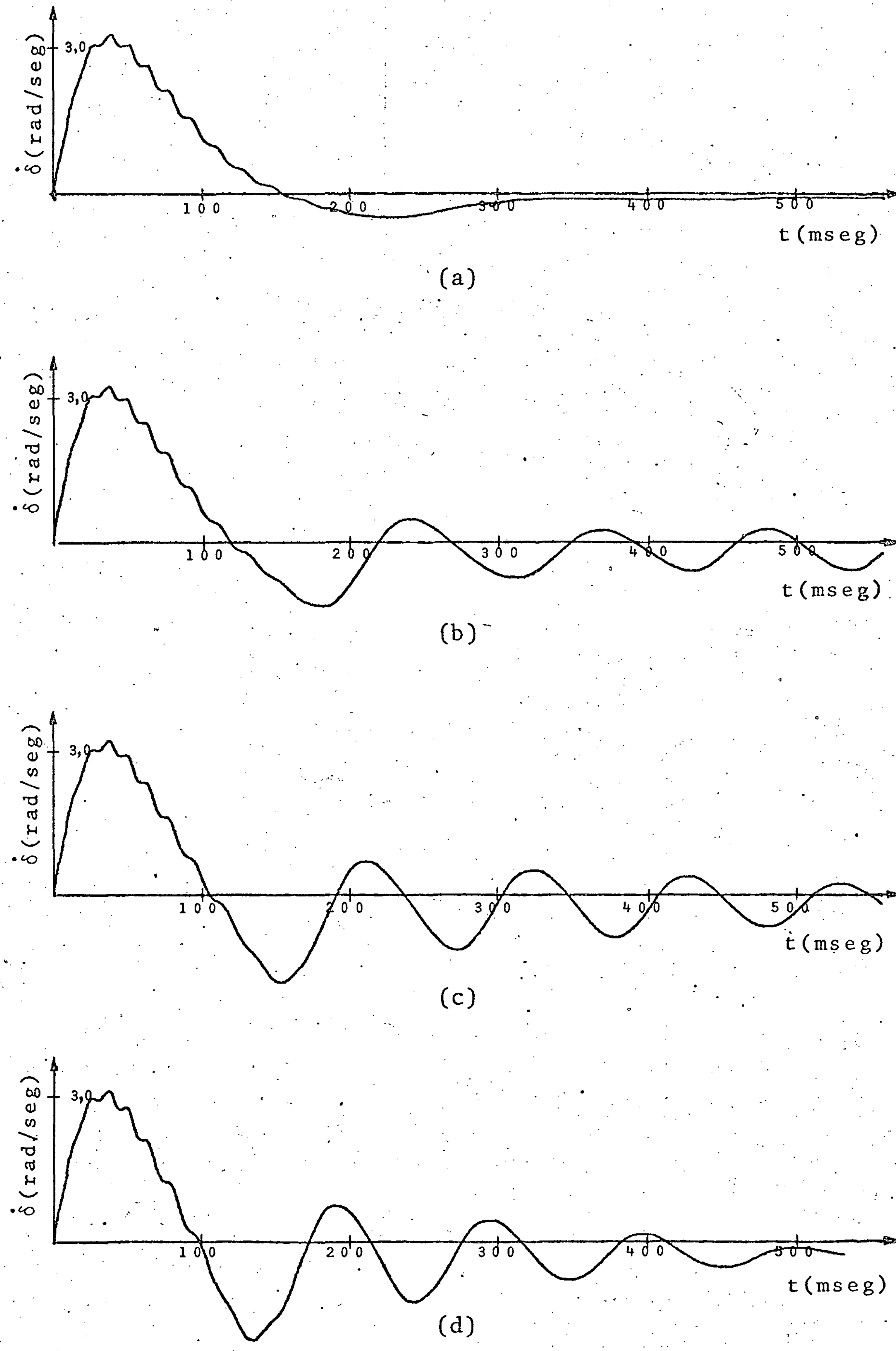


FIGURA III.13

Influência do ganho do regulador de tensão.
Variação do torque mecânico igual a 0,12 p.u.
(a) $K_A = 2,90$ (b) $K_A = 7,50$ (c) $K_A = 12,4$ (d) $K_A = 20,0$

maior, este efeito se acentua, como se pode observar na figura III.13 .

Assim, embora seja desejável uma resposta mais rápida do regulador, proporcionada pelo aumento do ganho, a operação muito oscilatória decorrente desta prática impede a sua aplicação, a menos que haja a disponibilidade de um sinal estabilizante adicional, tal como o descrito na seção 3.3, para o regulador de tensão.

4 - DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Dos resultados obtidos na seção 3 tornam-se evidentes os seguintes efeitos:

- Com a realimentação linear do fluxo segundo o eixo direto, o aumento da referência do regulador de tensão amortece as oscilações do rotor do gerador;
- O aumento do ganho do regulador diminui o amortecimento das oscilações do rotor;
- A realimentação de alguns estados, como $\dot{\delta}$ e $\ddot{\delta}$ melhora o comportamento dinâmico do gerador. Isto está perfeitamente de acordo com a Teoria do Controle Ótimo, comprovando a importância deste tipo de abordagem [5], [9].

De modo a poder projetar o tipo de sinais adicionais convenientes para melhorar o comportamento dinâmico do gerador, reduziu-se propositalmente as constantes de tempo da malha do sistema de excitação.

No capítulo seguinte, é feito um projeto para um sistema de excitação usando as constante reais. Verificar-se-á a necessidade do uso da realimentação não-linear de alguns estados. Como a obtenção destes estados e o tipo de estratégia não se adaptam às disponibilidades do computador analógico, será utilizado um computador digital.

IV - PROJETO DO SISTEMA DE EXCITAÇAO PARA MELHORAR O COMPORTAMENTO TRANSITÓRIO DO GERADOR SÍNCRONO

1 - INTRODUÇÃO

No capítulo anterior, verificou-se que a realimentação linear de alguns estados, como o ângulo de torque e a aceleração do rotor, favorecia consideravelmente o comportamento transitório do gerador, quando as constantes de tempo do sistema de excitação eram reduzidas.

Para os valores de constantes de tempo reais, contudo, a realimentação linear de estados como a aceleração do rotor já não satisfaz. O atraso do sistema de excitação pode fazer com que a atuação dos sinais estabilizantes torne-se prejudicial, em lugar de benéfica. A estratégia usada deve então ser mudada, com a adição de novos sinais adicionais e o uso de realimentação não-linear dos estados para compensar os efeitos das constantes de tempo do sistema de excitação.

Esta nova estratégia é difícil para ser implementada no computador analógico, razão pela qual utilizou-se um computador digital. O método utilizado para achar a forma de estratégia foi " computer - aided - design " [23] - [24], sendo a interação com o computador realizada através de um " display " .

2 - PROGRAMA DIGITAL

O programa digital desenvolvido para representar as equações dos modelos da máquina, do sistema de transmissão e dos controles de excitação e velocidade, assim como para implementar a estratégia de controle proposta é apresentado no Apêndice 4. A linguagem de computador utilizada é " BASIC / PTS " .

A respeito da programação do modelo do gerador, ressalte-se que as equações das correntes foram obtidas invertendo-se a matriz das reatâncias correspondente às equações (II.59) a

(II.63). Deste modo, as correntes se relacionam apenas aos enlaces de fluxo e não entre si, propiciando uma sequência de operações mais lógica na programação.

O algoritmo utilizado para resolver as equações diferenciais que descrevem a dinâmica da máquina e dos controles é o método de Runge - Kutta de 4ª ordem .

3 - RESULTADOS

Como foi feito na seção III.3, o tipo de teste empregado para estudar a estabilidade transitória verifica se o sistema é estável no sentido de Lyapunov.

3.1 - Realimentação não Linear da Aceleração do Rotor

Para compensar o efeito da constante de tempo do sistema de excitação, propôs-se que a aceleração do rotor fosse realimentada através de um ganho não-linear. Esta não linearidade deve ser tal que o ganho de realimentação seja, no início, bastante grande mas, logo após provocar uma pronta resposta da excitatriz, decresça rapidamente, de modo a não produzir efeitos prejudiciais subsequentes. A figura IV.1 mostra a forma de não-linearidade sugerida.

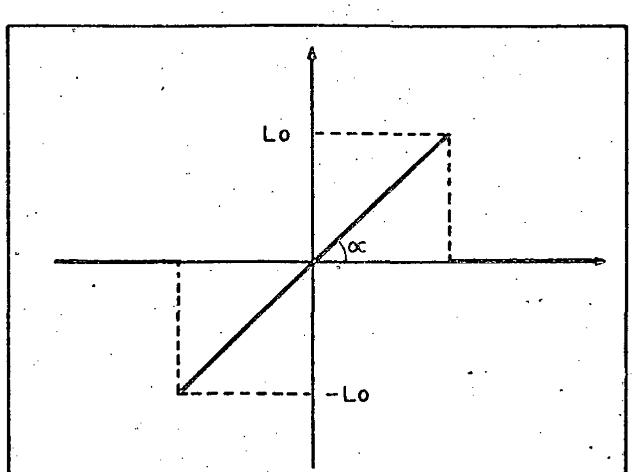


FIGURA IV.1

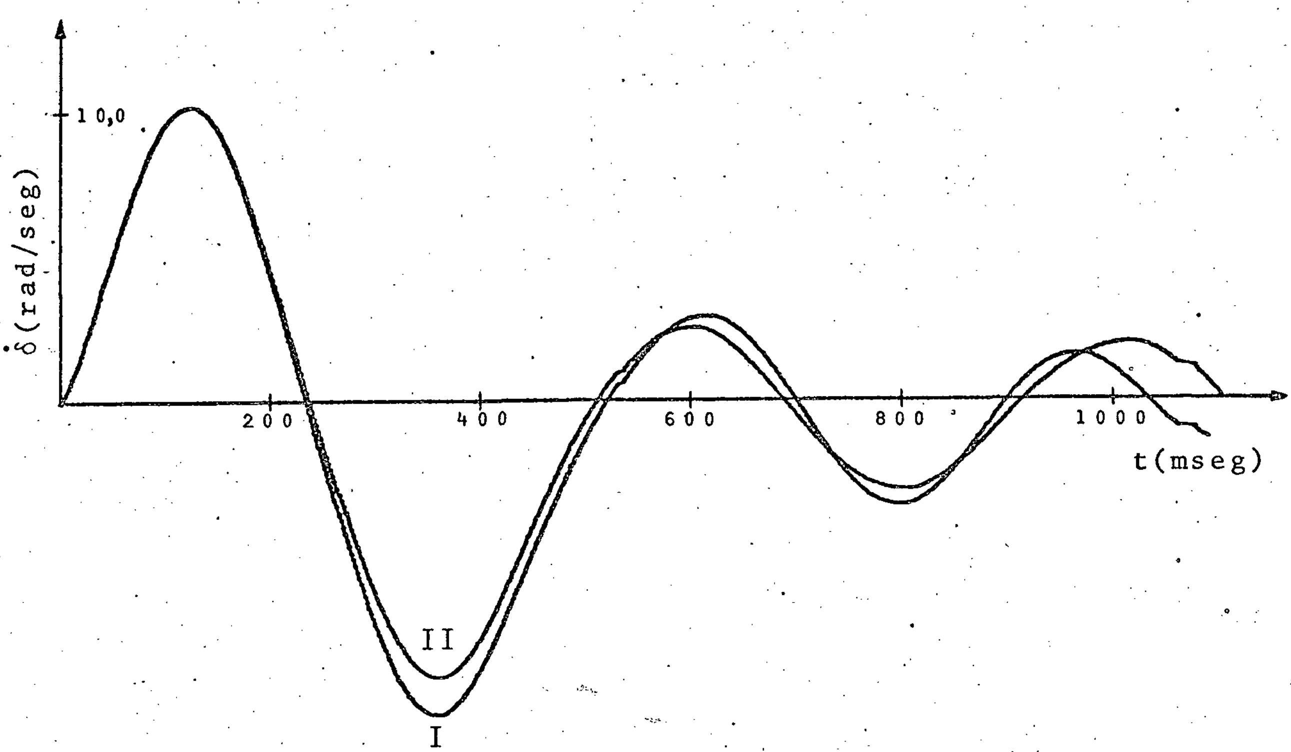


FIGURA IV.2

Efeito da realimentação não linear da aceleração do rotor.

Curva I. - Sem realimentação de $p^2\delta$

Curva II - Com realimentação de $p^2\delta$ através da não-linearidade da figura IV.1; L =3 e tg α = 10 .

A figura IV.2 apresenta uma amostra dos resultados obtidos com a realimentação da aceleração do rotor através da não linearidade da figura IV.1.

3.2 - Realimentação Linear da Aceleração do Rotor e de sua Derivada

Outra estratégia sugerida para superar o efeito da constante de tempo da excitatriz é aproveitar a " capacidade de previsão " da derivada da aceleração do rotor. O sinal adicional realimentado para o regulador de tensão é da forma

$$Q = c_3 \, p^2 \, \delta + c_7 \, p^3 \, \delta$$

A figura IV.3 apresenta os resultados desta estratégia, para dois conjuntos diferentes de ganhos de realimentação , em confronto com o comportamento do desvio de frequência na ausência de sinal estabilizante.

3.3 - Realimentação Não-Linear da Aceleração do Rotor e de sua Derivada

Os resultados das duas últimas seções sugerem uma estratégia em que se utilize as vantagens da realimentação não-linear e da derivada da aceleração do rotor. O tipo de não-linearidade utilizada neste caso é descrito pela equação

$$Q_3 = c_3 \, x - c_4 \, x^3$$

e tem a forma mostrada na figura IV.4 .

A realimentação não-linear da aceleração acrescida à realimentação de sua derivada dão origem as curvas da figura IV.5 . Mostram-se os efeitos de diversas combinações dos ganhos de realimentação.

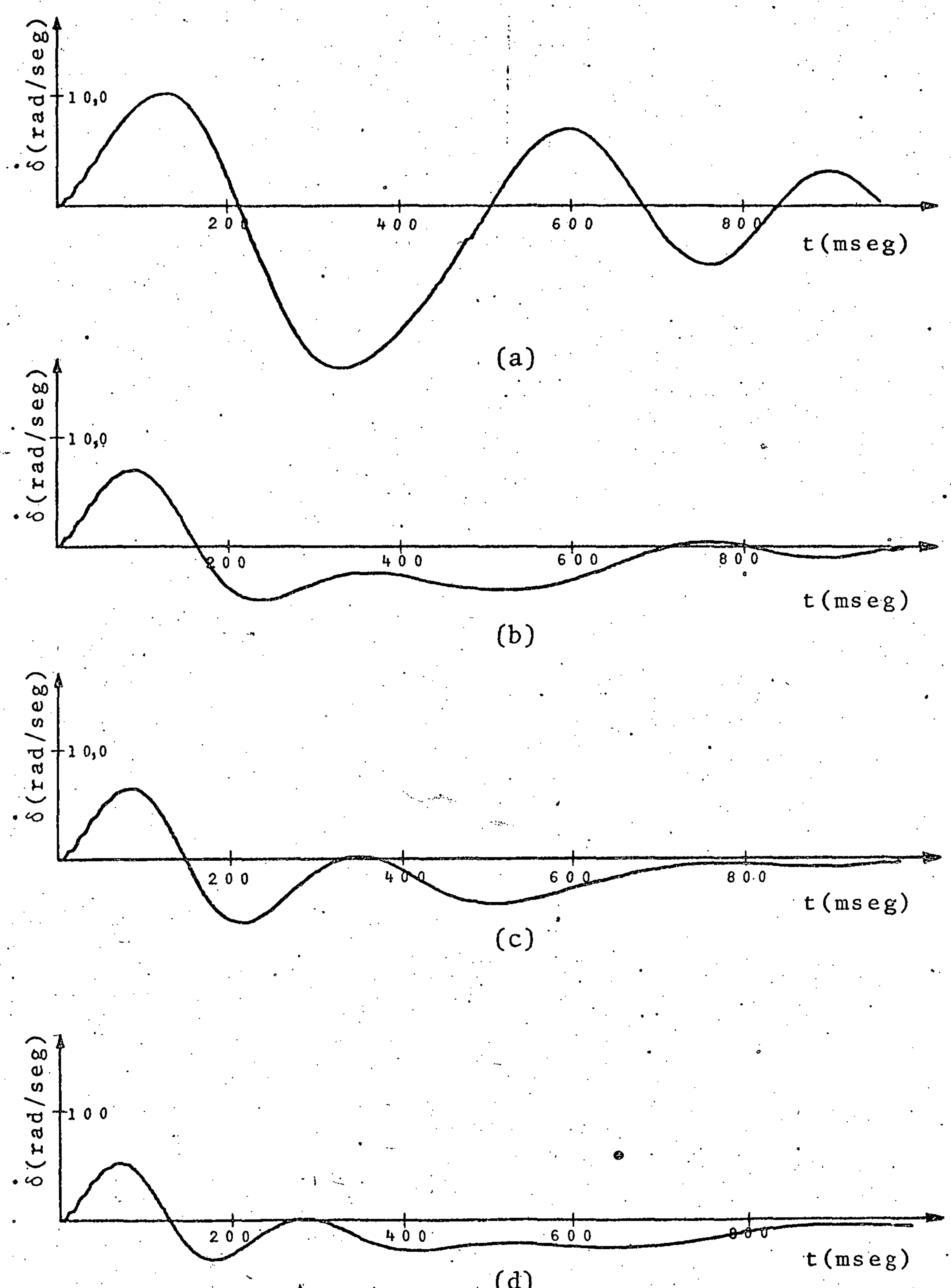


FIGURA IV.3

Influência da realimentação linear da aceleração do rotor e de sua derivada.

(a) $c_3 = c_7 = 0$

(b) $c_3 = 0,1;\ c_7 = 0,01$

(c) $c_3 = 0,2;\ c_7 = 0,01$

(d) $c_3 = 0,3;\ c_7 = 0,02$

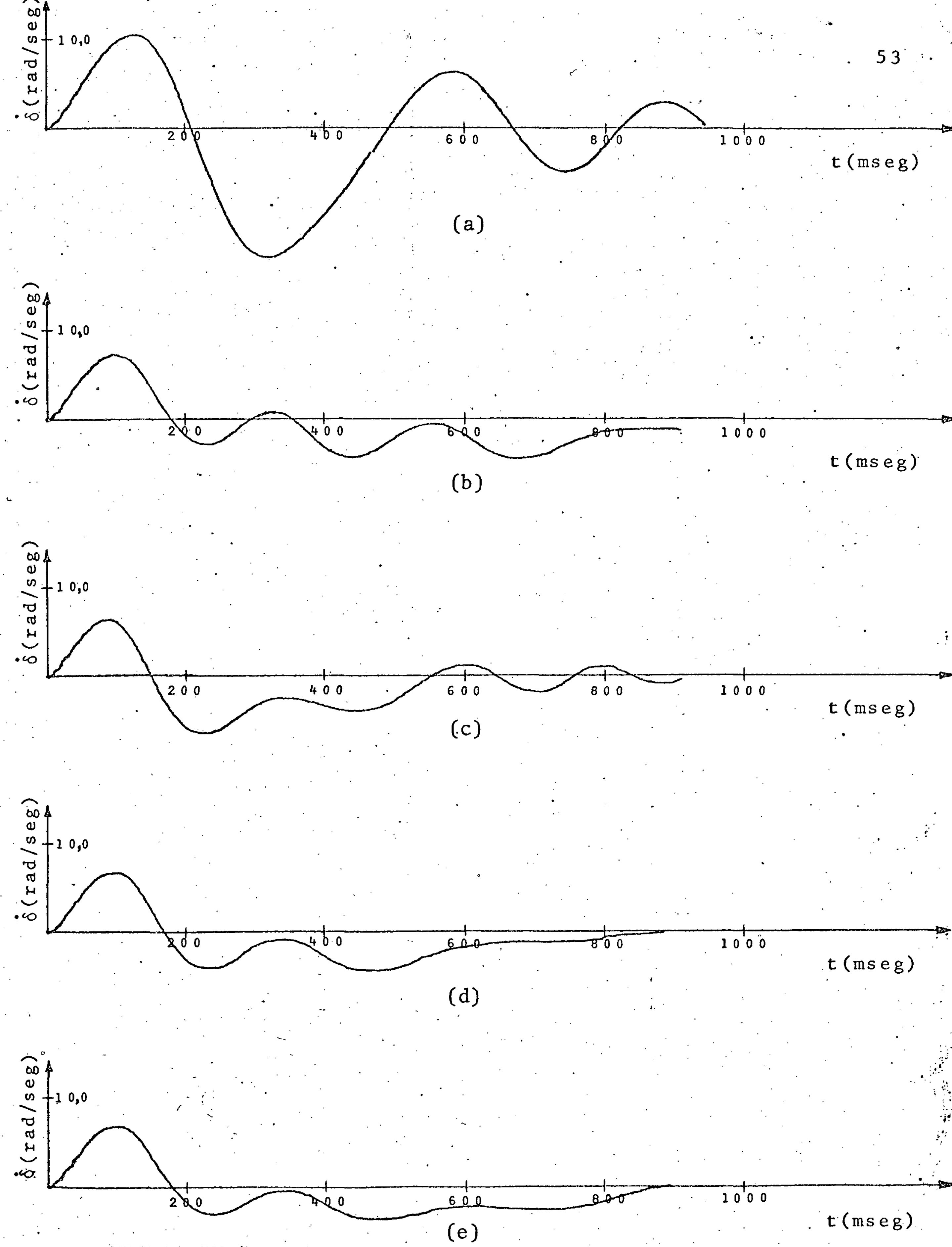


FIGURA IV.5

Realimentação não-linear de $p^2\delta$ e $p^3\delta$. (a) $c_3 = c_4 = c_7 = 0$; (b) $c_3 = 0,5$; $c_4 = 1,5 \times 10^{-4}$; $c_7 = 0,01$; (c) $c_3 = 0,5$; $c_4 = 1 \times 10^{-4}$; $c_7 = 0,01$; (d) $c_3 = 0,4$; $c_4 = 1 \times 10^{-4}$; $c_7 = 0,01$; (e) $c_3 = 0,3$; $c_4 = 0,8 \times 10^{-4}$; $c_7 = 0,01$.

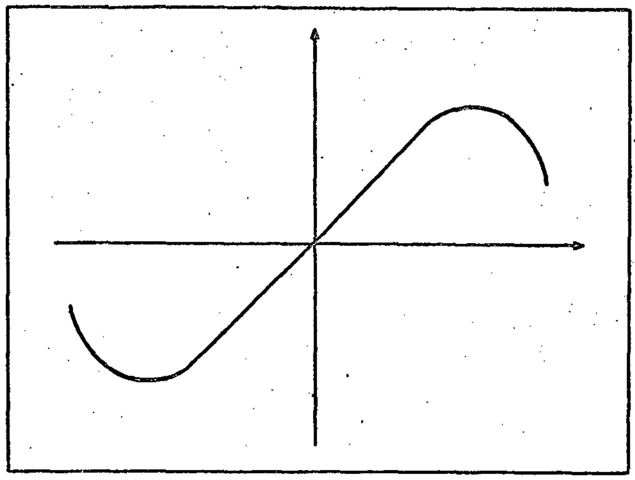


FIGURA IV.4

4 - DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Os resultados apresentados na seção 3 sugerem as seguintes conclusões:

- Embora se observe um melhor comportamento transitório quando se realimenta a aceleração do rotor para o regulador de tensão através de não - linearidade, esta melhora não é muito acentuada;
- A realimentação linear de $p^2\delta$ e $p^3\delta$ dá resultados comparáveis aos da figura III.11 . Isto nos leva a concluir que esta estratégia compensa o atraso da malha de excitação;
- Através da realimentação não-linear de $p^2\delta$ e $p^3\delta$, é possível melhorar consideravelmente o amortecimento das oscilações do rotor do gerador.

V - CONCLUSÕES

Foram pesquisadas neste trabalho várias opções para projeto de sistemas de excitação. O objetivo é melhorar o comportamento transitório do gerador síncrono.

A modelagem utilizada para representar a máquina baseou-se na transformação de Blondel. Para desenvolver esta transformação, propôs-se um método que visa transformar as variáveis do rotor simultaneamente com as do estator. Este processo apresenta a vantagem de ser mais sistemático e unificado.

No decurso do trabalho, tornou-se claro que o método clássico para projetar sistemas de controle não é adequado para abordar este problema, já que o sistema em questão é de ordem superior, com múltiplas entradas e saídas [27] . Tentou-se então usar uma abordagem baseada na Teoria do Controle Ótimo. Mas, pelo fato do sistema ser não-linear, a solução analítica fornecida por esta teoria é matematicamente inviável. Superou-se este impasse recorrendo à computação interativa, com o auxilio de um " display " e tomando como ponto de partida o projeto linearizado apresentado em [5] e [9] .

Comprovando a validade da abordagem pela Teoria do Controle Ótimo, verificou-se que estados como a aceleração do rotor e sua derivada devem ser realimentadas para o regulador de tensão. Apenas a realimentação de estados tais como a aceleração do rotor, como sugerido por alguns autores, não traz grandes benefícios.

Muitos trabalhos tem sugerido estratégias lineares para melhorar o comportamento transitório do gerador síncrono. Apesar disso, foi visto que se pode obter desempenhos marcadamente mais eficientes com realimentação não-linear dos estados, o que é razoável, considerando o fato de a máquina ser não-linear.

A implementação da estratégia proposta necessita a utilização de um computador digital trabalhando em tempo real para controlar a excitação [6] . A complexidade da estratégia impede que ela seja posta em prática empregando-se dispositivos analógicos.

Para a obtenção dos estados não-mensuráveis que devem ser realimentados, propõe-se o uso de observadores de estado [25] . Estados como o ângulo do rotor e o desvio de frequência podem ser medidos usando-se métodos digitais, tais como o proposto em [26] .

A viabilidade dos métodos sugeridos para projeto do controle de um gerador síncrono em tempo real foi verificada apenas através de simulação digital. Sugere-se a implementação deste projeto utilizando a simulação do gerador síncrono em computador analógico com controle digital. Isto exigiria um computador híbrido. O Centro Tecnológico da UFSC conta com um computador analógico e um digital, e parte do trabalho de interface entre os dois já foi realizado [28] .

Foi suposto que o gerador está conectado a uma barra infinita. Outra extensão possível para o trabalho é o estudo do papel de sinais adicionais para amortecer as oscilações de duas máquinas interligadas. O modelo matemático para duas máquinas interligadas está sendo utilizado em um trabalho sobre controle de frequência da carga ("load-frequency control") [29] .

Já se fez notar que é necessário o uso de um observador de estados para colocar em prática as estratégias sugeridas. Como o estágio atual da teoria sobre o observador de estados diz respeito a sistemas lineares e o modelo matemático para a máquina síncrona apresenta equações não-lineares, é necessário um estudo sobre a aplicação do observador a sistemas não-lineares . Este é o assunto de uma Tese de Mestrado em andamento [30] .

Finalmente, sugere-se um estudo sobre as possíveis influências da inclusão de sinais adicionais sobre o projeto da máquina síncrona .

APÊNDICE 1

EQUAÇÕES DO GERADOR E SISTEMA DE TRANSMISSÃO EM P.U.

1 - DEFINIÇÃO DE BASES [13]

Os subscritos "b", "br" e "n" nas equações abaixo indicarão respectivamente quantidades básicas do estator, quantidades básicas do rotor e valores nominais.

1.1 - Bases Comuns a Estator e Rotor

Velocidade angular:

$$w_b \overset{\Delta}{=} w_s = 2\pi f_n \quad \text{(rad/seg)} \tag{A1.1}$$

Tempo base:

$$t_b \overset{\Delta}{=} \frac{1}{w_b} = \frac{1}{2\pi f_n} \quad \text{(seg)} \tag{A1.2}$$

1.2 - Bases para o Estator

Corrente:

$$i_b \overset{\Delta}{=} \sqrt{2}\; i_n \quad \text{(kA)} \tag{A1.3}$$

Tensão:

$$e_b \overset{\Delta}{=} \sqrt{2}\; e_n \quad \text{(kV de fase)} \tag{A1.4}$$

Fluxo:

$$\lambda_b \overset{\Delta}{=} e_b / w_b \tag{A1.5}$$

Potência:

$$S_b \overset{\Delta}{=} 3/2\ e_b\ i_b \qquad (A1.6)$$

Impedância:

$$Z_b \overset{\Delta}{=} e_b/i_b \qquad (A1.7)$$

Indutância:

$$L_b \overset{\Delta}{=} Z_b/w_b \qquad (A1.8)$$

Torque:

$$T_b \overset{\Delta}{=} S_b/w_b \qquad (A1.9)$$

1.3 - Bases para o Rotor

Para definir as bases para o rotor, faz-se as seguintes hipóteses:

(a) Os fluxos gerador no entreferro pelas correntes básicas do estator e rotor são admitidos iguais em módulo;

(b) As potências básicas do estator e rotor são iguais.

De (II.39), admitindo $i_d = i_1 = 0$,

$$\lambda_d = L_{af}\ i_{br} \qquad (A1.10)$$

De (II.41), com $i_f = i_1 = 0$,

$$\lambda_f = -\frac{3}{2} L_{af}\ i_b \qquad (A1.11)$$

De (A1.10), (A1.11) e levando em conta (a):

$$i_{br} = \frac{3}{2}\ i_b \qquad (A1.12)$$

Definindo a potência base do rotor como

$$S_{br} \triangleq e_{br}\ i_{br} \tag{A1.13}$$

conclui-se, de (b), que

$$e_{br} = e_b \tag{A1.14}$$

As bases de impedância, indutância e fluxo para o rotor são:

$$Z_{br} \triangleq \frac{e_{br}}{i_{br}} = \frac{e_b}{\frac{3}{2} i_b} = \frac{2}{3} \cdot Z_b \tag{A1.15}$$

$$L_{br} \triangleq \frac{Z_{br}}{w_b} = \frac{\frac{2}{3} Z_b}{w_b} = \frac{2}{3} L_b \tag{A1.16}$$

$$\lambda_{br} = \frac{e_{br}}{w_b} = \frac{e_b}{w_b} = \lambda_b \tag{A1.17}$$

2 - EQUAÇÕES GENÉRICAS PARA UM GERADOR SÍNCRONO POR UNIDADE [13]

As equações para um gerador síncrono que foram deduzidas no Capítulo II serão agora escritas em p.u. O asterisco indica quantidade em p.u.

2.1 - Equações de Enlace de Fluxo

Dividindo a equação (II.39) por

$$\lambda_b = \frac{e_b}{w_b} = \frac{Z_b\ i_b}{w_b} = L_b\ i_b = \frac{Z_b \frac{2}{3} i_{br}}{w_b} = L_{br}\ i_{br}$$

$$\frac{\lambda_d}{\lambda_b} = - \frac{L_{dd}\, i_d}{L_b\, i_b} + \frac{L_{af}\, i_f}{L_{br}\, i_{br}} + \frac{L_{a1}\, i_1}{L_{br}\, i_{br}}$$

$$\lambda_d^* = - x_d^*\, i_d^* + x_{df}^*\, i_f^* + x_{d1}^*\, i_1^* \qquad \text{(A1.18)}$$

onde

$$x_d^* \stackrel{\Delta}{=} L_{dd}/L_b \qquad x_{df}^* \stackrel{\Delta}{=} L_{af}/L_{br} \qquad x_{d1}^* = L_{a1}/L_{br} \qquad \text{(A1.19)}$$

Do mesmo modo, para as equações (II.40) a (II.43)

$$\lambda_q^* = - x_q^*\, i_q^* + x_{q2}^*\, i_2^* \qquad \text{(A1.20)}$$

onde

$$x_q^* \stackrel{\Delta}{=} L_{qq}/L_b \qquad x_{q2}^* \stackrel{\Delta}{=} L_{a2}/L_{br} \qquad \text{(A1.21)}$$

$$\lambda_f^* = x_f^*\, i_f^* - x_{df}^*\, i_d^* + x_{f1}^*\, i_{d1}^* \qquad \text{(A1.22)}$$

onde

$$x_f^* \stackrel{\Delta}{=} L_{ff}/L_{br} \qquad x_{f1}^* \stackrel{\Delta}{=} L_{f1}/L_{br} \qquad \text{(A1.23)}$$

$$\lambda_1^* = - x_{d1}^*\, i_d^* + x_{f1}^*\, i_f^* + x_{11}^*\, i_1^* \qquad \text{(A1.24)}$$

onde

$$x_{11} \stackrel{\Delta}{=} L_{11}/L_{br} \qquad \text{(A1.25)}$$

$$\lambda_2^* = - x_{q2}^*\, i_q^* + x_{22}^*\, i_2^* \qquad \text{(A1.26)}$$

onde

$$x_{22} \stackrel{\Delta}{=} L_{22}/L_{br} \qquad \text{(A1.27)}$$

2.2 - Equações de Tensão

Dividindo a equação (II.49) por

$$e_b = Z_b\, i_b = w_b\, \lambda_b$$

$$\frac{e_d}{e_b} = - \frac{r_a \; i_d}{Z_b \; i_b} - \frac{w \; \lambda_q}{w_b \; \lambda_b} + \frac{1}{w_b} \frac{d}{dt} \frac{\lambda_d}{\lambda_b}$$

e lembrando que

$$w = w_s + \dot{\delta} = w_b + \dot{\delta} \qquad \text{(A1.28)}$$

obtém-se

$$e_d^* = - r_a^* \; i_d^* - \lambda_q^* - \frac{\dot{\delta}}{w_s} \lambda_q^* + \frac{1}{w_s} p \; \lambda_d^* \qquad \text{(A1.29)}$$

Do mesmo modo, para (II.50)

$$e_q^* = - r_a^* \; i_q^* + \lambda_d^* + \frac{\dot{\delta}}{w_s} \lambda_d^* + \frac{1}{w_s} p \; \lambda_q^* \qquad \text{(A1.30)}$$

Para a tensão e_f, deve-se dividir (II.51) por

$$e_{br} = Z_{br} \; i_{br} = w_b \; \lambda_{br}$$

obtendo-se

$$e_f^* = \frac{1}{w_s} p \; \lambda_f^* + r_f^* \; i_f^* \qquad \text{(A1.31)}$$

Adotando-se procedimento idêntico para (II.52) e (II.53), obter-se-ia

$$0 = \frac{1}{w_s} p \; \lambda_1^* + r_1^* \; i_1^* \qquad \text{(A1.31)}$$

$$0 = \frac{1}{w_s} p \; \lambda_2^* + r_2^* \; i_2^* \qquad \text{(A1.33)}$$

2.3 - Equações de Torque

Dividindo a equação (II.57) por

$$T_b = \frac{S_b}{w_b} = \frac{3}{2}\,\frac{e_b\, i_b}{w_b} = \frac{3}{2}\lambda_b\, i_b$$

resulta em

$$T^*_{elet} = \lambda^*_d\, i^*_q - \lambda^*_q\, i^*_d \qquad (A1.34)$$

Usando-se o mesmo procedimento para (II.58)

$$\frac{J\, w_s}{S_b}\,\frac{d^2\delta}{dt^2} + \frac{D\, w_s}{S_b}\,\frac{d\delta}{dt} = T^*_{mec} - T^*_{elet} \qquad (A1.35)$$

O primeiro termo da equação acima pode ser escrito como

$$\frac{J\, w_s}{S_b} = \frac{2}{w_s}\left(\frac{1/2\; J\, w_s^2}{S_b}\right) = \frac{1}{\pi f_n}\left(\frac{1/2\; J\, w_s^2}{S_b}\right)$$

Definindo a constante de inércia H como

$$H \triangleq \frac{\text{(energia cinética do rotor)}}{\text{(potência nominal do gerador)}} = \frac{\frac{1}{2}\, J\, w_s^2}{S_b}$$

e ainda

$$D^* \triangleq \frac{w_s\, D}{S_b}$$

é possível escrever (II.59) como

$$\frac{H}{\pi f_n}\,\frac{d^2\delta}{dt^2} + D^*\,\frac{d\delta}{dt} = T^*_{mec} - T^*_{elet} \qquad (A1.36)$$

3 - EQUAÇÕES DO SISTEMA DE TRANSMISSÃO EM P.U.

O procedimento utilizado para escrever as equações (II.72) e (II.73) em p.u. é o mesmo utilizado para (A1.28) e (A1.29), ou seja ,

$$\frac{e_d}{e_b} = \frac{r_t\ i_d}{Z_b\ i_b} - \frac{w\ L_t\ i_q}{w_b\ L_b\ i_b} + \frac{L_T}{w_b\ L_b}\ \frac{d}{dt}\ \frac{i_d}{i_b} + \frac{v_d}{e_b}$$

ou

$$e_d^* = r_t^*\ i_d^* - x_t^*\ i_q^* - x_t^*\ i_q^*\ \frac{\dot{\delta}}{w_s} + x_t^*\ \frac{1}{w_s}\ \frac{d\ i_d^*}{dt} + v_d^* \qquad \text{(A1.37)}$$

e, analogamente,

$$e_q^* = r_t^*\ i_q^* + x_t^*\ i_d^* + x_t^*\ i_d^*\ \frac{\dot{\delta}}{w_s} + x_t^*\ \frac{1}{w_s}\ \frac{d\ i_q^*}{dt} + v_q^* \qquad \text{(A1.38)}$$

Para a barra infinita, usando as equações (II.76a) e (II.76b), e considerando $V = e_b$

$$\frac{v_d}{e_b} = \frac{V\ \text{sen}\ \delta}{e_b}$$

$$v_d^* = \text{sen}\ \delta \qquad \text{(A1.39)}$$

$$\frac{v_q}{e_b} = \frac{V\ \cos\ \delta}{e_b}$$

$$v_q^* = \cos\ \delta \qquad \text{(A1.40)}$$

APÊNDICE 2

GERADOR SÍNCRONO EM REGIME NORMAL DE OPERAÇÃO

Neste apêndice serão desenvolvidos os cálculos das correntes, tensões, enlaces de fluxo, torques e ângulo de operação em condições normais de operação.

O diagrama fasorial de um gerador síncrono em regime é dado abaixo [18] :

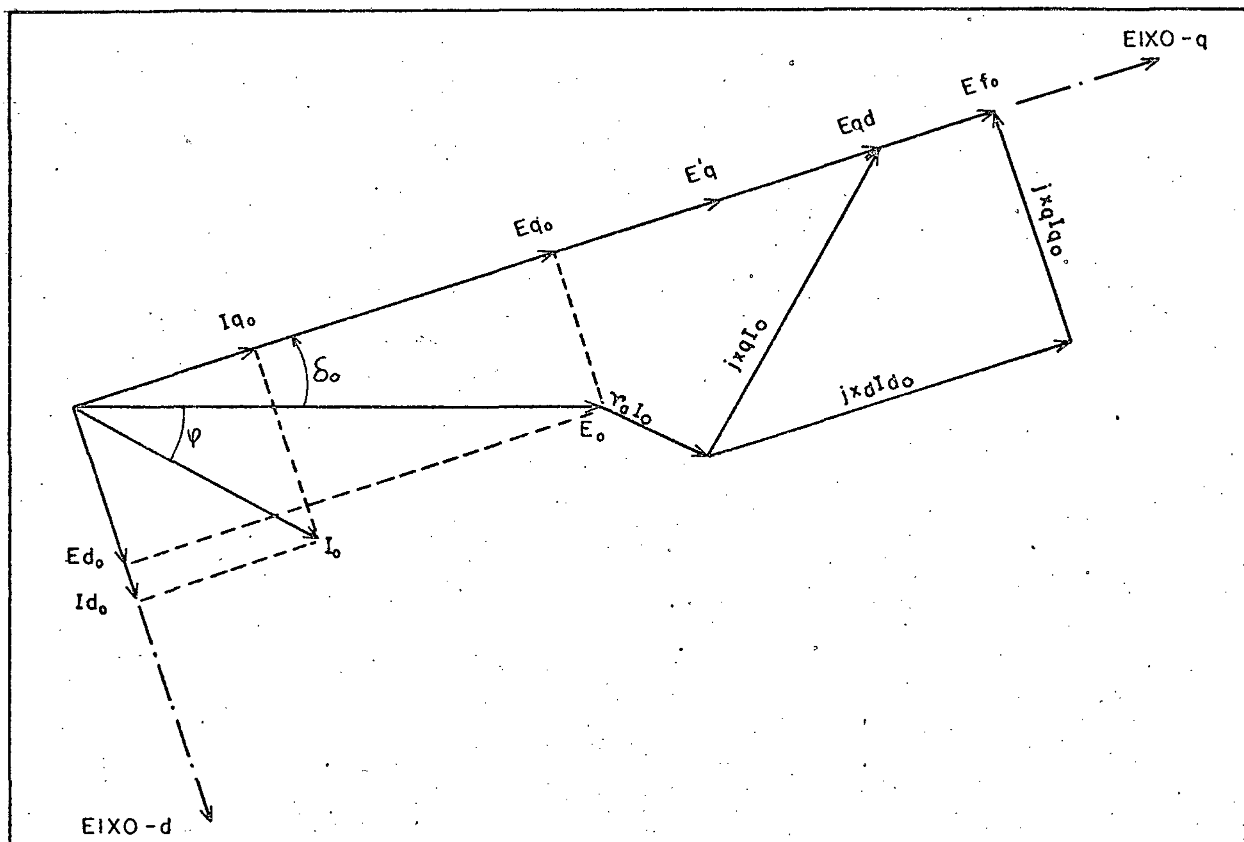


FIGURA A2.1

Na figura A2.1 , as letras maiúsculas indicam fasores, o índice "o" indica valores de regime, E_{fo} é a tensão de excitação proporcional à corrente de campo e E_{qd} é uma tensão fictícia sobre o eixo quadratura. O ângulo de fator de potência ϕ será considerado negativo quando corresponder a carga indutiva e E_o será tomado como fasor de referência. Assim,

$$E_o = |E_o| \angle 0^o \quad \text{(A2.1)}$$

$$I_o = |I_o| \angle -\phi \quad \text{(A2.2)}$$

1 - ÂNGULO DE TORQUE EM REGIME

Do diagrama fasorial da figura A2.1, a tensão E_{qd} será igual a

$$E_{qd} = |E_o| \angle 0^o + r_a |I_o| \angle -\phi + x_q |I_o| \angle 90^o - \phi$$

ou

$$E_{qd} = \Big[|E_o| + r_a |I_o| \cos\phi + x_q |I_o| \operatorname{sen}\phi \Big] + j \Big[x_q |I_o| \cos\phi - r_a |I_o| \operatorname{sen}\phi \Big] \quad \text{(A2.3)}$$

Considerando-se a equação (A2.1) e a figura (A2.1), é evidente que δ_o é o ângulo de fase de E_{qd}. Portanto,

$$\delta_o = tg^{-1} \left(\frac{x_q |I_o| \cos\phi - r_a |I_o| \operatorname{sen}\phi}{|E_o| + r_a |I_o| \cos\phi + x_q |I_o| \operatorname{sen}\phi} \right) \quad \text{(A2.4)}$$

2 - DETERMINAÇÃO DE E_{do}, E_{qo}, I_{do} e I_{qo}

Será considerado que o gerador está diretamente conectado a uma barra infinita. Tendo em vista este fato e considerando-se as equações (II.76a) e (II.76b) e a figura A2.1 :

$$\begin{aligned} |E_{do}| &= |V_{do}| = |V| \operatorname{sen}\delta_o \\ |E_{qo}| &= |V_{qo}| = |V| \cos\delta_o \\ |I_{do}| &= |I_o| \operatorname{sen}(\delta_o + \phi) \\ |I_{qo}| &= |I_o| \cos(\delta_o + \phi) \end{aligned} \quad \text{(A2.5)}$$

3 - DETERMINAÇÃO DE λ_{fo} , e_{fo} e i_{fo}

A tensão atrás da reatância transitória, E_q' , pode ser escrita como [18] :

$$| E_q' | = | E_{qo} | + r_a | I_{qo} | + x_d' | I_{do} | \qquad \text{(A2.6)}$$

Por definição, a reatância transitória de eixo direto x_d' é igual a [18]

$$x_d' \triangleq w L_d' = x_d - \frac{3}{2} \frac{x_{df}^2}{x_f} \qquad \text{(A2.7)}$$

Escrevendo (A2.7) de acordo com o sistema p.u. definido no Apêndice 1 ,

$$\frac{x_d'}{Z_b} = \frac{x_d}{Z_b} - \frac{3}{2} \frac{x_{df}^2}{x_f} \frac{2}{3 Z_{br}} = \frac{x_d}{Z_b} - \frac{x_{df}^2}{Z_{br}^2} \frac{z_{br}}{x_f}$$

ou

$$x_d'^{*} = x_d^{*} - \frac{(x_{df})^2}{x_f^{*}} \qquad \text{(A2.8)}$$

Por conveniência, será abandonada a convenção do asterisco que indica grandezas em p.u. na equação (A2.8). Por outro lado, E_q' é definida como [18]

$$| E_q' | = \frac{x_{df}}{x_f} \lambda_f \qquad \text{(A2.9)}$$

Substituindo (A2.8) e (A2.9) em (a2.6)

$$\frac{x_{df}}{x_f} \lambda_{fo} = | E_{qo} | + r_a | I_{qo} | + (x_d - \frac{x_{df}^2}{x_f}) | I_{do} |$$

Usando agora (A2.5)

$$\lambda_{fo} = \left[|E_o| \cos \delta_o + r_a |I_o| \cos(\delta_o+\phi) \frac{x_f}{x_{df}} \right] +$$

$$+ |I_o| \operatorname{sen}(\delta_o+\phi) . (\frac{x_d\ x_f}{x_{df}} - x_{df}) \qquad (A2.10)$$

(A2.10) permite o cálculo de λ_f . O valor de i_f em regime pode ser obtido da equação (II.61), lembrando que, nestas condições, $i_1 = 0$:

$$i_{fo} = \frac{1}{x_f} \lambda_{fo} - \frac{x_{df}}{x_f} i_{do} \qquad (A2.11)$$

Em regime, $p\lambda_f = 0$ e (II.66) possibilita o cálculo de e_{fo} :

$$e_{fo} = r_f\ i_{fo} \qquad (A2.12)$$

4 - CÁLCULO DOS FLUXOS EM REGIME PERMANENTE

Lembrando mais uma vez que, em regime,

$$i_1 = i_2 = 0$$

pode-se obter λ_{d_o}, λ_{q_o}, λ_{1_o} e λ_{2_o} das equações (II.59) a (II.63) :

$$\begin{aligned}
\lambda_{do} &= - x_d\ i_{do} + x_{df}\ i_{fo} \\
\lambda_{qo} &= - x_q\ i_{qo} \\
\lambda_{1_o} &= - x_{d1}\ i_{do} + x_{f1}\ i_{fo} \\
\lambda_{2_o} &= - x_{q2}\ i_{q_o}
\end{aligned} \qquad (A2.13)$$

5 - CÁLCULO DO TORQUE DA TURBINA EM REGIME

Em regime permanente, o torque mecânico deve ser igual ao torque eletromagnético, caso se despreze as perdas. Assim,

$$T^{o}_{mec} = T^{o}_{elet} = \lambda_{do} \mid I_{qo} \mid - \lambda_{qo} \mid I_{do} \mid \qquad (A2.14)$$

APÊNDICE 3

ESCALONAMENTO DAS EQUAÇÕES PARA O COMPUTADOR ANALÓGICO

O método adotado para o escalonamento das equações é o adimensional [19], que consiste em dividir todas as variáveis por seus valores máximos estimados.

1 - GERADOR

Para a simulação analógica, serão utilizadas as equações (II.59) a (II.70), que estão no sistema por unidade. A vantagem de se usar o sistema de bases definido no Apêndice 1 é a possibilidade de se fazer a velocidade síncrona igual à unidade. Isto evita a necessidade de se fazer escalonamento de tempo para o gerador.

Os valores máximos adotados para as variáveis do gerador são todos iguais a 10 [20]. São utilizados os valores de regime apresentados na tabela III.1, os parâmetros da tabela II.1 e faz-se w_s igual à unidade.

Equação (II.64):

$$p\,\lambda_d = \operatorname{sen}\delta + \lambda_q + \dot{\delta}\,\lambda_q + 0{,}0102\, i_d$$

Escalonando,

$$p\left(\frac{\lambda_d}{10}\right) = \frac{1}{10}\left[\operatorname{sen}\delta + 10\left(\frac{\lambda_q}{10}\right) + 10\left(\frac{\dot{\delta}}{10}\right)\times 10\left(\frac{\lambda_q}{10}\right) + 0{,}0102\times 10\times\left(\frac{i_d}{10}\right)\right]$$

$$p\left(\frac{\lambda_d}{10}\right) = 0{,}1\,\operatorname{sen}\delta + \left(\frac{\lambda_q}{10}\right) + 10\left(\frac{\dot{\delta}}{10}\right)\left(\frac{\lambda_q}{10}\right) + 0{,}0102\left(\frac{i_d}{10}\right) \qquad \text{(A3.1)}$$

Equação (II.65) :

Do mesmo modo,

$$p\left(\frac{\lambda_q}{10}\right) = 0{,}1\cos\delta - \left(\frac{\lambda_d}{10}\right) - 10\left(\frac{\dot{\delta}}{10}\right)\left(\frac{\lambda_d}{10}\right) + 0{,}0102\left(\frac{i_q}{10}\right) \qquad (A3.2)$$

A equação (II.66) pode ser escrita como

$$p\,\lambda_f = e_{f_o} - r_f\, i_f = 0{,}0115 - 0{,}0085\, i_f$$

Escalonando esta última equação,

$$P\left(\frac{\lambda_f}{10}\right) = \frac{1}{10}\left[0{,}0115 - 0{,}0085 \times 10\left(\frac{i_f}{10}\right)\right]$$

$$P\left(\frac{\lambda_f}{10}\right) = 0{,}00115 - 0{,}0085\left(\frac{i_f}{10}\right) \qquad (A3.3)$$

Explicitando $p\,\lambda_1$ em (II.67) e escalonando a equação resultante,

$$p\,\lambda_1 = -\,r_1\, i_1 = -\,0{,}0015\, i_1$$

$$p\left(\frac{\lambda_1}{10}\right) = \frac{1}{10}\left[-0{,}0015 \times 10\left(\frac{i_1}{10}\right)\right]$$

$$p\left(\frac{\lambda_1}{10}\right) = -\,0{,}0015\left(\frac{i_1}{10}\right) \qquad (A3.4)$$

Usando o mesmo procedimento para (II.68)

$$p\left(\frac{\lambda_2}{10}\right) = -\,0{,}029\left(\frac{i_2}{10}\right) \qquad (A3.5)$$

Para as equações (II.59) a (II.63) dos enlaces de fluxo, serão explicitadas as correntes correspondentes, seguindo se o escalonamento das equações resultantes. Para (II.59),

$$i_d = -\frac{\lambda_d}{x_d} + \frac{x_{df}}{x_d} i_f + \frac{x_{d1}}{x_d} i_1 = 0{,}625\lambda_d + 0{,}9106 i_f + 0{,}9106 i_1$$

$$\left(\frac{i_d}{10}\right) = -\,0{,}625\left(\frac{\lambda_d}{10}\right) + 0{,}9106\left(\frac{i_f}{10}\right) + 0{,}9106\left(\frac{i_1}{10}\right) \qquad \text{(A3.6)}$$

Equação (II.60) :

$$i_q = -\frac{\lambda_q}{x_q} + \frac{x_{q_2}}{x_q} i_2 = -\,0{,}6369\lambda_q + 0{,}9108\, i_2$$

$$\left(\frac{i_q}{10}\right) = -\,0{,}6369\left(\frac{\lambda_q}{10}\right) + 0{,}9108\left(\frac{i_2}{10}\right) \qquad \text{(A3.7)}$$

Equação (II.61) :

$$i_f = \frac{\lambda_f}{x_f} + \frac{x_{df}}{x_f} i_d - \frac{x_{f1}}{x_f} i_1 = 0{,}625\lambda_f + 0{,}9106\, i_d - 0{,}9106\, i_1$$

$$\left(\frac{i_f}{10}\right) = 0{,}625\left(\frac{\lambda_f}{10}\right) + 0{,}9106\left(\frac{i_d}{10}\right) - 0{,}9106\left(\frac{i_1}{10}\right) \qquad \text{(A3.8)}$$

Equação (II,62) :

$$i_1 = \frac{\lambda_1}{x_{11}} + \frac{x_{d1}}{x_{11}} i_d - \frac{x_{f1}}{x_{11}} i_f = 0{,}6623\,\lambda_1 + 0{,}9649\, i_d - 0{,}9649\, i_f$$

$$\left(\frac{i_1}{10}\right) = 0{,}6623\left(\frac{\lambda_1}{10}\right) + 0{,}9649\left(\frac{i_d}{10}\right) - 0{,}9649\left(\frac{i_f}{10}\right) \qquad \text{(A3.9)}$$

Equação (II.63) :

$$i_2 = \frac{\lambda_2}{x_{22}} + \frac{x_q}{x_{22}} i_q = 0,6623 \lambda_2 + 0,9470 i_q$$

$$\left(\frac{i_2}{10}\right) = 0,6623 \left(\frac{\lambda_2}{10}\right) + 0,9479 \left(\frac{i_q}{10}\right) \quad \text{(A3.10)}$$

Finalmente, substituindo a equação (II.69) em (II.70) e escalonando, obtém-se

$$2 H p \dot{\delta} = T_{mec} - (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) - D \dot{\delta}$$

ou

$$p \dot{\delta} = \frac{1}{6} \left[0,6993 - \lambda_d i_q + \lambda_q i_d - 0,04 \dot{\delta} \right]$$

$$p \left(\frac{\dot{\delta}}{10}\right) = 0,01165 - 10 \times 0,166 \left(\frac{\lambda_d}{10}\right) \left(\frac{i_q}{10}\right) +$$

$$+ 10 \times 0,166 \left(\frac{\lambda_q}{10}\right) \left(\frac{i_d}{10}\right) - 0,0066 \left(\frac{\dot{\delta}}{10}\right) \quad \text{(A3.11)}$$

2 - <u>SISTEMA DE EXCITAÇÃO</u>

Os valores máximos adotados para as variáveis do sistema de excitação da figura II.3 são os seguintes :

$$V_{R_{máx}} = 25$$

$$V_{FD_{máx}} = 250$$

$$V_{ST_{máx}} = 250$$

Segue-se o escalonamento das equações do sistema de excitação. Os ganhos e constantes de tempo são dados na tabela II.3.

Equação (II.77) :

$$P\left(\frac{V_R}{25}\right) = \frac{1}{25} \times 10 \left[-25 \times \left(\frac{V_R}{25}\right) + 25\ \varepsilon\right]$$

$$P\left(\frac{V_R}{25}\right) = 10\left[\varepsilon - \left(\frac{V_R}{25}\right)\right] \qquad \text{(A3.12)}$$

Equação (II.78) :

$$P\left(\frac{V_{FD}}{250}\right) = \frac{1}{250} \times 1{,}754 \left[-250 \times \left(\frac{V_{FD}}{250}\right) + 25\left(\frac{V_R}{25}\right)\right]$$

$$P\left(\frac{V_{FD}}{250}\right) = 1{,}754 \left[-\left(\frac{V_{FD}}{250}\right) + 0{,}1\left(\frac{V_R}{25}\right)\right] \qquad \text{(A3.13)}$$

Equação (II.79) :

$$P\left(\frac{V_{ST}}{250}\right) = \frac{1}{6x250}\left[-250\left(\frac{V_{ST}}{250}\right) + 0{,}15x250 \times p\left(\frac{V_{FD}}{250}\right)\right]$$

$$P\left(\frac{V_{ST}}{250}\right) = -\ 0{,}166\left(\frac{V_{ST}}{250}\right) + 0{,}025\ p\left(\frac{V_{FD}}{250}\right) \qquad \text{(A3.14)}$$

3 - GOVERNADOR DE VELOCIDADE E TURBINA

Tendo em vista a limitada disponibilidade do painel do computador analógico, fez-se a suposição de que o governador de velocidade atua sem atraso em relação à turbina. Isto equivale a ter um só bloco no controle de velocidade da figura II.4. Considerando portanto a equação (II.81) e os dados da tabela (II.4), além de

$$\Delta T_{mec_{máx}} = 10 \qquad \dot{\delta}_{máx} = 10$$

obtém-se

$$P\left(\frac{\Delta T_{mec}}{10}\right) = \frac{1}{3}\left[-\left(\frac{\dot{\delta}}{10}\right) - \left(\frac{\Delta T_{mec}}{10}\right)\right] \quad (A3.15)$$

APÊNDICE 4

PROGRAMA DIGITAL

```
LIST
1 DIM X(15),X0(15),F(15),I(7),K0(15),K1(15),K2(15),K3(15)
2 REM - TRACADO DE EIXOS
3 S1=1000\R=0
4 FOR I=0 TO 50\NEXT I
5 CALL "PLOT"(R,S1)
6 R=R+10\IF R<=2000 THEN 4
7 R=R-5
8 IF R<=0 THEN 11
10 CALL "PLOT"(R,S1)\GO TO 7
11 REM
12 REM - DADOS DO PROGRAMA
14 T1=500
15 H=2.00000E-03
16 T0=0
17 M3=6
19 L0=3
20 N=11
21 L7=0
24 K3=5
25 K1=3770\K2=50
26 REM - DADOS DA MAQUINA E SISTEMA
27 K8=1\T8=.5
28 D=.04
29 R=.1
30 FOR I=0 TO N\X0(I)=0\NEXT I
32 X0(5)=.5847
33 E9=.0123
34 P1=1
36 W0=2*3.14159*60
38 H1=3.06
40 K5=1
41 X1=.1
42 A=W0/(2*H1)
45 REM - SOLUCAO DAS EQUACOES DO MODELO DO TURBOGERADOR
48 T=T0
49 C7=10
50 FOR I=0 TO N\X(I)=X0(I)\NEXT I
55 J=1
56 REM -
57 P2=P1+X(8)\IF P2>=0 THEN 60
58 P2=0
60 I(0)=-5.535*X(0)+1.458*X(2)+3.9338*X(3)
65 I(1)=-4.6347*X(1)+4.389*X(4)
70 I(2)=-1.458*X(0)+5.535*X(2)-3.9338*X(3)
75 I(3)=-3.9338*X(0)-3.9338*X(2)+8.2538*X(3)
80 I(4)=-4.389*X(1)+4.819*X(4)
82 D0=-5.535*F(0)+1.458*F(2)+3.9338*F(3)
83 D1=-4.6347*F(1)+4.389*F(4)
85 E1=SIN(X(5))\E2=COS(X(5))
87 E3=E1+X1*D0/W0-X1*I(1)-X1*I(1)*X(6)/W0
88 E4=E2+X1*D1/W0+X1*I(0)*X(6)/W0+X1*I(0)
90 E=SQR(E3^2+E4^2)
100 F(0)=(E3+X(1)+X(1)*X(6)/W0+.0102*I(0))*W0
105 F(1)=(E4-X(0)-X(0)*X(6)/W0+.0102*I(1))*W0
```

```
110 F(2)=(E9+X(10)-0.50000E-03*I(2))*N0
115 F(3)=-1.50000E-03*I(3)*N0
120 F(4)=-.029*I(4)*N0
125 F(5)=X(6)
127 T7=X(0)*I(1)-X(1)*I(0)
130 F(6)=A*(P2-T7-D*X(6))
140 F(7)=10*(-K9*X(6)-X(7))
141 F(8)=T8*(X(7)-X(8))
142 Q1=F(6)\IF ABS(Q1)<=L6 THEN 144
143 Q1=SGN(Q1)*L7
144 Q=C7*Q1
145 F(9)=10*(K5*(R+Q-X(11))-X(9))
150 F(10)=1.754*(X(9)-X(10))
160 F(11)=-.1666*X(11)+.025*F(10)
170 IF J=1 THEN 190
175 IF J=2 THEN 200
180 IF J=3 THEN 210
185 IF J=4 THEN 220
190 FOR I=0 TO N\K0(I)=F(I)\X(I)=X0(I)+(K0(I)*H)/2\NEXT I
195 T=T0+H/2\J=2\GO TO 56
200 FOR I=0 TO N\K1(I)=F(I)\X(I)=X0(I)+(K1(I)*H)/2\NEXT I
205 J=3\GO TO 56
210 FOR I=0 TO N\K2(I)=F(I)\X(I)=X0(I)+(K2(I)*H)\NEXT I
215 J=4\T=T0+H\GO TO 56
220 FOR I=0 TO N\K3(I)=F(I)\
225 X0(I)=X0(I)+(K0(I)+2*(K1(I)+K2(I))+K3(I))*H/6\NEXT I
370 CALL "PLOT"(K1*T,1000+K2*X0(M3))
385 T0=T
390 IF T<=T1 THEN 40
5000 END

READY
```

APÊNDICE 5

EQUIPAMENTO UTILIZADO

Computador Analógico Telefunken RA-770.

Computador Analógico EAI TR-20.

Registrador Gráfico Hewlett Pachard 7004B X-Y.

Multímetro Digital System Donner modelo 7000 A.

Computador Digital D.E.C. PDP-11/40, com os seguintes periféricos:

- Leitora / Perfuradora de fita de papel D.E.C. PC05
- Teletipo DEC writer LA30-PB
- "Display" Tektronix VT01A.

R E F E R Ê N C I A S

1. NEUENSWANDER; J,R.- "Modern Power System" Scranton, International Textbook Co., 1971.

2. DE MELLO, F.P. e CONCÓRDIA, C. - "Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control". Trans. IEEE-PAS, 4(88):316-329, Abr. 1969.

3. BYERLY, R.T., KEAY, F.W., SKOOGLUND, J.W. - " Damping of Power Oscillations in Salient Pole Machines with Static Exciter ". Trans. IEEE - PAS, 6 (89) : 1009-1021, jul/ago, 1970.

4. DANDENO, KARAS e MCCLYMONT - "Effect of High Speed Rectifier Excitation System on Generator Stability Limits". Trans IEEE-PAS, 1(87) : 190 - 201 jan, 1968.

5. DE SARKAR, A.K., e DHARMA RAO, N. - "Stabilization of a Synchronous Machine Through Output Feedback Control". Trans. IEEE-PAS, 1(92):159-165, jan/fev, 1973.

6. RUNTZ, K.J., FARAG, A.S., HUBER, D.W., HOPE, G.S. e MALIK,O. P. - "Digital Control Scheme for a Generating Unit". Trans. IEEE-PAS, 2(92):478-483 mar/abr, 1973.

7. RAJAGOPALAN, A. e HARIHARAN, M.W. - "Bang-Bang Excitation Control", Trans. IEEE-PAS, 2(93):703-711 , mar/abr, 1974.

8. RAMAMOORTY, M. - Discussion of the "Bang-Bang Excitation Control", Trans IEEE-PAS, 2(93):710,mar / abr, 1974.

9. ELMETWALLY, M.M., RAO, N.D. e MALIK, O.P.- " Experimental Results on the Implementation of an Optimal Control for Synchronous Machines". IEEE - PAS, 4(94) : 1192-1200, jul/ago, 1975.

10. EYMAN, E.D. - "Analogue Computer Study of Some Fundamental Control Involving Alternators and Diesel Engines". Int. Jo. of Control, 3(7) : 201 - 220, mar, 1968.

11. FITZGERALD, A.E. e KINGSLEY, C. - "Electric Machinery" Tokyo, Mc Graw-Hill-Kogakusha, 1961.

12. ELGERD, O.I. - "Electric Energy Systems Theory : An Introduction", New York, Mc Graw-Hill, 1971.

13. BORBA, D. - "Simulação Digital de Máquinas Síncronas",Tese de Mestrado defendida na COPPE/UFRJ, 1971.

14. SHACKSHAFT, G. - "General Purpose Turbo-Alternator Model " , Proc. IEEE, 4(110) : 703-713, abr, 1963.

15. IEEE Committee - "Computer Representation of Excitation Systems ", Trans IEEE-PAS, 6(87):1460-1464, jun, 1968.

16. GISH, W.B., FILLENBERG, CLEMANS e GREENHALG - "A Thyristor Replacement for Rheostatic Voltage Regulator", Trans IEEE-PAS,5(90):2079-2083 , set/out,1971.

17. ALDRED, A.S. - "Electronic Analogue Computer Simulation of Multi-Machine Power System Networks" . Proc. IEE, 45(109) : 195-202, jun, 1962.

18. KIMBARK, E.W. - "Power System Stability: Synchronous Machines". New York, Dover Publications,1968.

19. HAUSNER, A. - "Analog and Analog/Hybrid Computer Programming" New Jersey, Prentice Hall , 1971.

20. RODRIGUES, A.P. - "Simulação Analógica de um Gerador Síncrono"; Tese de Mestrado defendida na UFSC em novembro, 1975.

21. Central Electricity Generating Board - "Modern Power Station Practice"; Londres, Pergamon Press, 1971.

22. BARRAL, A. - "Regulation des Alternateurs de Grande Puissance Excités par Alternateurs Inversés e Redresseurs Tournants" , Rev. Gen. de L' Electricité, 4(79) : 319 - 328, abr, 1970.

23. UNDRILL, J.M., DE MELLO, F.P., KOSTYNIAK,T e MILLS, R. - "Interactive Computation in Power System Analysis".Proc. IEEE, 7(62):1009-1018, jul , 1974.

24. "Special Issue on Computer-Aided Design", Proc IEEE, 11(51), nov, 1967.

25. ARUMUGAN, M. e RAMAMOORTY, M. " A Dynamic Observer for a Synchronous Machine". Int. J. Cont, 6(15): 1129-1136, jun, 1972.

26. HUBER, D.W., MALIK, O.P., e HOPE, G.S. - "A Digital Device to Measure Angular Speed and Torque Angle" Trans. IEEE Ind. Electron. Contr. Instr. , 2(IECl-22):186-188, maio, 1975.

27. ANDERSON, B.D.O., e MOORE, J.B. - "Linear Optimal Control ", New Jersey - Prentice Hall, 1971.

28. MARTINS, D.A. - " Interface entre um Minicomputador PDP 11/40 e um Computador Analógico RA 770" ; Tese de Mestrado defendida na UFSC em dezembro, 1975.

29. PIRES, A.S. - " Controle de Frequência da Carga de Sistemas Interligados"; Tese de Mestrado em elabora

ção na UFSC.

30. SOARES DA COSTA, N.V. - " Observador de Estados Dinâmico para Máquinas Síncronas"; Tese de Mestrado em elaboração na UFSC.

B I B L I O G R A F I A

1. KIRK, D.E. - " Optimal Control Theory "; New Jersey, Prentice Hall, 1970.

2. SAGE, A.P. - " Optimum Systems Control "; Englewood Cliffs, N. J., Prentice Hall, 1968.

3. NETUSHIL, A. - " Theory of Automatic Control "; Moscow, MIR Publishers, 1973.

4. FELDBAUM, A. - " Principes Théoriques des Systèmes Assevois Optimaux "; Moscow, Editions MIR, 1973.

5. STAGG, G.W. e EL-ABIAD, A. - " Computer Methods in Power System Analysis "; New York, Mc Graw Hill, 1968.

6. SMITH, O.J.M. - " Optimal Transient Removal in a Power System" Trans. IEEE-PAS, 3(84):361-374, maio,1975.

7. ALDRED, A.S. e SHACKSHAFT, G. - " The Effect of a Voltage Regulator on the Steady-State and Transient Stability of a Synchronous Generator". Proc. IEE, (105A) : 420-427, ago, 1958.