

LYRA, ANA CRISTINA (Mestre)
 BURIAN Jr., YARO (Ph.D.)
 Departamento de Engenharia Elétrica
 Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP
 13100 - Campinas - SP - Brasil

RESUMO

A regulação de tensão ou controle de reativos em máquina síncrona afeta a sua estabilidade de duas maneiras: há um resultado favorável traduzido pela curva estática potência-ângulo que passa a admitir valores maiores de potência e de ângulo, por outro lado pode ser introduzido amortecimento negativo.

Neste trabalho se analisa o controle de reativos de uma máquina ligada a uma barra infinita, com ênfase na influência dos diversos parâmetros sobre as condições de estabilidade. A máquina síncrona com seu regulador de tensão é modelada por um sistema de equações diferenciais não lineares. Após análise estática, é feita linearização local e estudada a natureza dos pontos de equilíbrio. São definidas fronteiras de estabilidade no plano P-δ. A solução das equações diferenciais não lineares é obtida através de métodos numéricos e é analisado o comportamento destas equações próximas às fronteiras de estabilidade. As simplificações feitas possibilitam uma visão dos fenômenos físicos envolvidos, com conclusões a respeito da influência, ao menos qualitativa, dos parâmetros.

INTRODUÇÃO

No estudo da máquina síncrona têm sido abordados com frequência dois pontos de vista extremos: ou se estudam propriedades básicas - em nível de cursos de graduação - com utilização de uma matemática simples, ou se estudam modelos de grande complexidade, apenas abordáveis por simulação numérica, no estudo, por exemplo, de estabilidade de sistemas de energia elétrica. Um tratamento intermediário, com simplificações no modelo que permitam ainda conclusões analíticas, pode ser muito interessante ao possibilitar a visualização dos fenômenos físicos envolvidos, com conclusões a respeito da influência, ao menos qualitativa, dos parâmetros.

A regulação de tensão ou controle de reativos na máquina síncrona afeta a sua estabilidade de duas maneiras conflitantes [1,2,3]: por um lado, aumentando o ângulo δ máximo possível e a potência que pode ser fornecida em regime permanente [1,3], melhora a chamada "estabilidade estática" (definida por potência função crescente do ângulo); por outro lado, ao reduzir ou mesmo anular o amortecimento [2], piora a "estabilidade dinâmica". Existem técnicas de compensação já bastante conhecidas [2,4], que eliminam este efeito negativo.

Este estudo apresenta uma análise simplificada do controle de reativos na máquina síncrona. Apresenta e esclarece as curvas "estáticas" P-δ com regulação que aparecem na bibliografia [1,3]. A máquina síncrona com seu controle de reativos é modelada, após trans-

formação, por um sistema de equações diferenciais não lineares de quinta ordem [5]. Desprezando-se as resistências do estator, é possível se fazer integração direta de duas destas equações, reduzindo-se o modelo para um sistema de equações diferenciais não lineares de terceira ordem. É feita linearização local e estudada a natureza dos pontos de equilíbrio. São estabelecidas as fronteiras de estabilidade no plano P-δ. As equações dinâmicas são integradas numericamente e são estudadas situações próximas às fronteiras de estabilidade.

1.- MODELO DA MÁQUINA

Tendo em vista a finalidade do estudo, faz-se as seguintes hipóteses simplificadoras, que qualitativamente não afetam a análise:

- ausência de saturação dos circuitos magnéticos (ou linearidade dos circuitos magnéticos)
- ausência dos enrolamentos amortecedores (tendo em vista que a própria resistência do enrolamento de campo provê amortecimento [6])
- funcionamento trifásico balanceado
- ausência de resistência de estator
- polos lisos (tendo em vista que as expressões da máquina de polos salientes são mais complicadas sem, no entanto, acrescentar qualitativamente uma modificação ao problema analisado)
- máquinas de 2 polos

Com estas hipóteses, a máquina síncrona trifásica ligada a uma barra infinita é descrita pelas equações diferenciais, escritas na seguinte forma matricial e utilizando converção receptor:

$$\underline{v} = [R] \underline{i} + \frac{d}{dt} \{ [L] \underline{i} \} \quad (1)$$

onde são definidas as matrizes:

$$\underline{v} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \cos \omega t \\ V \cos (\omega t - 120^\circ) \\ V \cos (\omega t + 120^\circ) \\ v_r \end{bmatrix}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad \underline{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_r \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_1 & -L_3 & -L_3 & M \sin \theta \\ -L_3 & L_1 & -L_3 & M \sin(\theta-120^\circ) \\ -L_3 & -L_3 & L_1 & M \sin(\theta+120^\circ) \\ M \sin \theta & M \sin(\theta-120^\circ) & M \sin(\theta+120^\circ) & L_r \end{bmatrix}$$

A transformação de variáveis:

$$\underline{v}_G = [G] \underline{v}$$

$$\underline{i}_G = [G] \underline{i}$$

onde

$$G = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} -\sin \omega t & -\sin(\omega t-120^\circ) & -\sin(\omega t+120^\circ) & 0 \\ \cos \omega t & \cos(\omega t-120^\circ) & \cos(\omega t+120^\circ) & 0 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{3/2} \end{bmatrix}$$

coloca a equação (1) na forma:

$$\underline{v}_G = [G] [R] [G]^{-1} \underline{i}_G + [G] \frac{d}{dt} \{ [L] [G]^{-1} \} \underline{i}_G + [G] [L] [G]^{-1} \frac{d}{dt} \underline{i}_G \quad (2)$$

com

$$\underline{v}_G = \begin{bmatrix} v_{Im} \\ v_{Re} \\ v_0 \\ v_r \end{bmatrix} \quad \underline{i}_G = \begin{bmatrix} i_{Im} \\ i_{Re} \\ i_0 \\ i_r \end{bmatrix}$$

Efetuada os cálculos necessários e levando em consideração que:

$$\theta = \omega t + \delta$$

onde ω é a velocidade angular síncrona e δ é a medida da posição do rotor em relação a referência síncrona; escrevendo

$$L_e = L_1 + L_3$$

onde L_e é a indutância do estator, usualmente denominada de indutância síncrona, a equação (2) pode ser escrita na seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{3/2} V \\ 0 \\ v_r \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} + \right.$$

$$\left. \begin{bmatrix} 0 & \omega L_e & 0 & \delta \sqrt{3/2} M \sin \delta \\ -\omega L_e & 0 & 0 & \delta \sqrt{3/2} M \cos \delta \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \delta \sqrt{3/2} M \sin \delta & \delta \sqrt{3/2} M \cos \delta & 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_{Im} \\ i_{Re} \\ i_0 \\ i_r \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} L_e & 0 & 0 & -\sqrt{3/2} M \cos \delta \\ 0 & L_e & 0 & \sqrt{3/2} M \sin \delta \\ 0 & 0 & (L_1 - 2L_3) & 0 \\ -\sqrt{3/2} M \cos \delta & \sqrt{3/2} M \sin \delta & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Im} \\ i_{Re} \\ i_0 \\ i_r \end{bmatrix} \quad (3)$$

O torque elétrico é dado por:

$$T_e = \frac{1}{2} \underline{i}^T \frac{d[L]}{d\theta} \underline{i}$$

que colocada em termos das variáveis transformadas resulta em:

$$T_e = \frac{1}{2} \underline{i}_G^T [G] \frac{d[L]}{d\theta} [G]^{-1} \underline{i}_G$$

Efetuada os cálculos:

$$T_e = \sqrt{3/2} M i_r [i_{Im} \sin \delta + i_{Re} \cos \delta] \quad (4)$$

As equações do estator em (3) podem ser integradas diretamente e como i_0 é desacoplada de todas as demais variáveis e não influi no torque, explicitam-se, a seguir, as correntes i_{Im} e i_{Re} .

$$\begin{bmatrix} i_{Im} \\ i_{Re} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_e} \begin{bmatrix} -3/2 V/\omega \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -K_1 \sin \omega t - K_2 \sin(\omega t-120^\circ) - K_3 \sin(\omega t+120^\circ) \\ K_1 \cos \omega t + K_2 \cos(\omega t-120^\circ) + K_3 \cos(\omega t+120^\circ) \end{bmatrix} - \sqrt{2/3} \frac{1}{L_e} \begin{bmatrix} -3/2 M \cos \delta \\ 3/2 M \sin \delta \end{bmatrix} i_r$$

Os termos contendo as constantes K_1 , K_2 e K_3 vão corresponder a oscilações rápidas de torque, de valor médio nulo e podem ser desprezados. Resulta, então:

$$\begin{bmatrix} i_{Im} \\ i_{Re} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3/2}}{L_e} \left\{ \begin{bmatrix} -V/\omega \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -M \cos \delta \\ M \sin \delta \end{bmatrix} i_r \right\} \quad (5)$$

A equação do rotor, já substituindo os valores de corrente i_{Im} e i_{Re} dados por (5), resulta:

$$v_r = [R_r + L_r' p] i_r - \left(\frac{3}{2} \frac{M V}{\omega L_e} \sin \delta \right) p \delta \quad (6)$$

onde $p = \frac{d}{dt}$

$$L_r' = L_r - \frac{3}{2} \frac{M^2}{L_e}$$

A equação dinâmica do rotor, também chamada de equação de "swing", já substituídas as correntes (5) na expressão de torque elétrico, é dada por:

$$J p^2 \delta = T_m - \frac{3}{2} \frac{MV}{\omega L_e} i_r \text{ sen } \delta \quad (7)$$

2.- CONTROLE DE REATIVOS

A potência reativa da máquina é dada por:

$$Q = v_{Im} i_{Re} - v_{Re} i_{Im}$$

Como a variável transformada v_{Im} é igual a zero:

$$Q = -v_{Re} i_{Im}$$

O controlador de potência reativa mais simples possível seria o da Fig. 1. É um controlador proporcional: compara corrente em quadratura com uma referência e procura corrigir o erro atuando no enrolamento de rotor (enrolamento de campo).

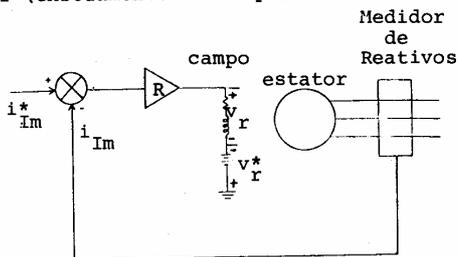


Fig. 1. - Controlador de reativos proporcional

A utilização desse controlador de reativos para estudar a dinâmica do controle de reativos na máquina síncrona é adotada pelo fato de que um controlador proporcional não leva a ordem do sistema de equações a ser estudado. Por outro lado, os reguladores ultra-rápidos modernos podem ser visualizados, numa boa aproximação, como simplesmente possuindo um ganho, ou seja, equivalente ao regulador proporcional.

Considerando uma situação de referência, de finida por exemplo, por potência P^* e ângulo δ^* (sem atuação do regulador de reativos), é possível se obter todas as demais variáveis nesta situação:

$$i_r^* = -P^* \frac{2}{3} \frac{L_e}{VM} \frac{1}{\text{sen } \delta^*}$$

$$v_r^* = R_r i_r^*$$

$$i_{Im}^* = -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V}{\omega L_e} + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{M}{L_e} i_r^* \cos \delta^*$$

$$i_{Re}^* = -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{M}{L_e} i_r^* \text{ sen } \delta^*$$

$$Q^* = \frac{3}{2} \frac{V^2}{\omega L_e} - \frac{3}{2} \frac{VM}{L_e} i_r^* \cos \delta^*$$

A atuação do regulador proporcional de potência reativa será descrita pela equação:

$$v_r = v_r^* + R[i_{Im}^* - i_{Im}]$$

onde R é o ganho do regulador.

Substituindo v_r^* e i_{Im}^* na equação do regulador, vem:

$$v_r = R_r i_r^* + \frac{R\sqrt{3/2}}{L_e} M (i_r^* \cos \delta^* - i_{Im} \cos \delta) \quad (8)$$

3.- REGIME PERMANENTE DA MÁQUINA SÍNCRONA COM CONTROLE DE REATIVOS

A máquina síncrona com controle de reativos é representada pelas equações (6), (7) e (8) Rearranjando essas equações:

$$\left(\frac{3}{2} \frac{MV}{\omega L_e} \text{ sen } \delta \right) i_r + (J p^2) \delta = T_m \quad (9)$$

$$[R_r (1 + e \cos \delta) + L_r' p] i_r + \left[\left(\frac{3}{2} \frac{MV}{\omega L_e} \text{ sen } \delta \right) p \right] \delta = \\ = R_r i_r^* (1 + e \cos \delta^*) \quad (10)$$

onde

$$e = \frac{R \sqrt{3/2} M}{R_r L_e}$$

A partir destas equações se encontra a posição de equilíbrio do sistema que representa o regime permanente:

$$T_m = -T_e = \frac{3}{2} \frac{MV}{\omega L_e} (\text{sen } \delta) i_r \quad (11)$$

$$i_r = i_r^* \frac{(1 + e \cos \delta^*)}{(1 + e \cos \delta)} \quad (12)$$

Substituindo em (11) i_r , dado em (12), e levando em conta que ω é aproximadamente constante, se tem, para a potência:

$$P_e = -P_0^* \frac{(1 + e \cos \delta^*)}{(1 + e \cos \delta)} \text{ sen } \delta \quad (13)$$

onde

$$P_0^* = \frac{3}{2} \frac{\omega MV}{\omega L_e} i_r^*$$

A equação (13) representa a família de curvas "estáticas" $P-\delta$ para diferentes valores de ganhos estáticos e . Observe-se que, se $e = 0$ (curva não regulada), resulta a curva estática

$$\frac{P}{P_0^*} = -\text{sen } \delta$$

já bastante conhecida na bibliografia [3,7, 8].

A Fig. 2 representa uma família de curvas estáticas para $\delta^* = 0$.

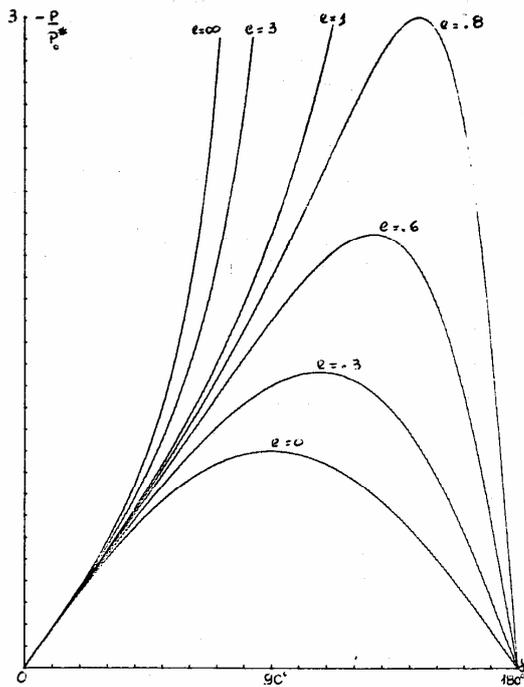


Fig. 2. - Família de Curvas P-δ para δ* = 0°

4.- ESTABILIDADE LOCAL DA MÁQUINA SÍNCRONA COM CONTROLE DE REATIVOS

A estabilidade local da posição de equilíbrio (11) e (12) pode ser estudada a partir da linearização das equações dinâmicas (9) e (10) em torno desta posição.

Chamando:

$$\delta = \delta_0 + \Delta\delta$$

$$i_r = i_{r0} + \Delta i_r$$

onde δ₀ e i_{r0} são os valores de regime permanente.

Todos os cálculos feitos, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} \frac{MV}{X} \sin \delta_0 & \frac{3}{2} \frac{MV}{X} i_{r0} \cos \delta_0 + J p^2 \\ R_r (1 + e \cos \delta_0) + L_r p & -R_r e i_{r0} \sin \delta_0 + \frac{3}{2} \frac{MV}{X} \sin \delta_0 p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_r \\ \Delta \delta \end{bmatrix} = 0$$

onde

$$x = \omega L_e$$

$$i_{r0} = i_r^* \frac{(1 + e \cos \delta^*)}{(1 + e \cos \delta_0)}$$

A equação característica do sistema linearizado em torno da posição de equilíbrio é:

$$\left[L_r^2 J \right] \lambda^3 + J R_r (1 + e \cos \delta_0) \lambda^2 + \left[L_r^2 \frac{3}{2} \frac{MV}{X} i_{r0} \cos \delta_0 + \left(\frac{3}{2} \frac{MV}{X} \sin \delta_0 \right)^2 \right] \lambda + R_r \frac{3}{2} \frac{MV}{X} i_{r0} (\cos \delta_0 + e) = 0 \quad (14)$$

Pelo critério de Routh-Hurwitz [9], as condições de estabilidade para a equação característica do 3º grau do tipo

$$a\lambda^3 + b\lambda^2 + c\lambda + d = 0$$

são dadas por:

$$b > 0$$

$$d(bc - ad) > 0$$

Para a equação (14) essas condições se resumem em:

$$\frac{(1 + e \cos \delta_0)}{e(1 + e \cos \delta^*)} > F \quad (15)$$

onde
$$F = \frac{2}{3} \frac{L_r^2 X i_r^*}{MV}$$

e
$$\cos \delta_0 > -e \quad (16)$$

A fronteira de estabilidade (15) é do "tipo oscilatória" - isto é, quando esta fronteira é cruzada no sentido da instabilidade, a parte real das raízes complexas conjugadas da equação característica passa a ser positiva. A fronteira de estabilidade (16) é do "tipo exponencial" - isto é, quando esta fronteira é cruzada no sentido da instabilidade, a raiz real da equação característica passa a ser positiva.

A Fig. 3 mostra a fronteira de estabilidade (15) para vários valores de F e a Fig. 4 mostra a fronteira de estabilidade (16), ambas considerando δ* = 0°.

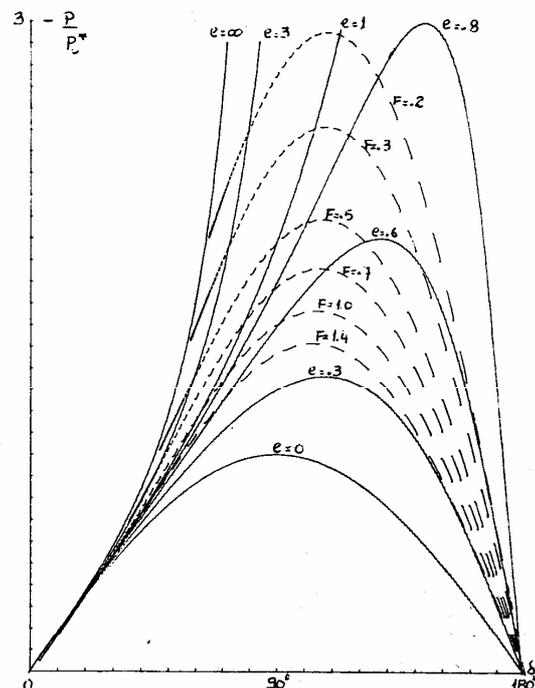


Fig. 3.- Curva P-δ para a fronteira de estabilidade $\frac{(1 + e \cos \delta_0)^2}{e(1 + e \cos \delta^*)} = F$ com δ* = 0°

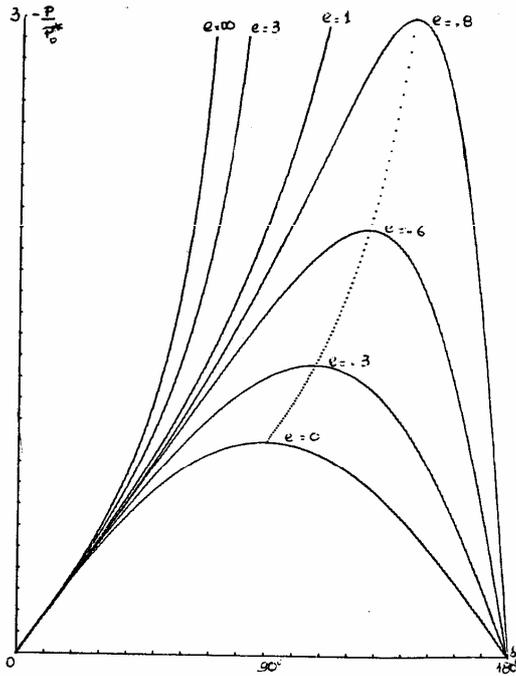


Fig. 4.- Curva P-δ para a fronteira de estabilidade $\cos \delta_0 > -e$ com $\delta^* = 0$

5.- INTEGRAÇÃO NUMÉRICA DAS EQUAÇÕES DINÂMICAS

As equações dinâmicas (6), (7) e (8) escritas na forma normal são:

$$\begin{aligned} \frac{d\delta}{dt} &= y \\ \frac{dy}{dt} &= \frac{3}{2} \frac{MV}{XJ} (i_r^* \sin \delta^* - i_r \sin \delta) \\ \frac{di_r}{dt} &= \frac{3}{2} \frac{MV}{XL_r'} y \sin \delta + \\ &+ \frac{R_r}{L_r'} [i_r^* (1 + e \cos \delta^*) - i_r (1 + e \cos \delta)] \end{aligned}$$

Estas equações são integradas numericamente através do método trapezoidal [10] para alguns casos representativos. A Fig. 5 mostra as curvas estáticas P-δ com as fronteiras de estabilidade. Nelas estão marcadas as situações estudadas. Os parâmetros utilizados neste estudo foram retirados da referência [11].

As situações 1 e 2 representam condições consideradas normais na operação de máquina síncrona com ângulos entre 30° e 40° . Estas duas situações permitiram observar o efeito do regulador de reativos. Na primeira, que se inclui como referência, não há regulação. Na segunda, a máquina está nas mesmas condições de potência da situação 1, porém com atuação do regulador estático de ganho $e = 3$. Nestes casos, onde o valor de reativos da condição de operação é $-(Q^* + V^2/X)/P^* = 1$, é possível verificar nas curvas dinâmicas de potência reativa em função do tempo que

realmente o controle aproxima o reativo para a condição de operação inicial, ou seja, tenta manter a potência reativa constante. Em adição, a oscilação de potência reativa é mais baixa na situação controlada (situação 2), mas o amortecimento desta oscilação é mais fraco.

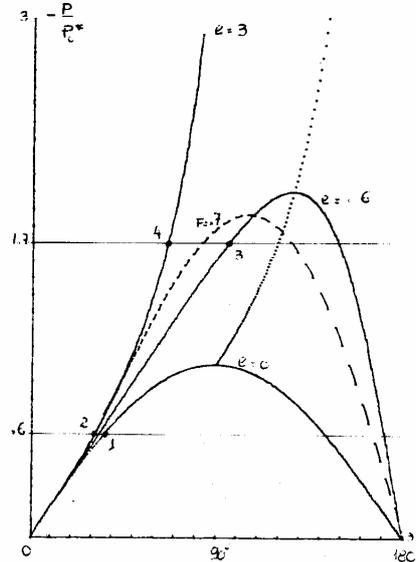


Fig. 5.- Curvas P-δ com situações analisadas

As Figs. 6 e 7 representam as curvas dinâmicas para as situações 1 e 2, respectivamente.

As situações 3 e 4 mostram, por um lado, o funcionamento estável da máquina com ângulo maior que 90° e, por outro lado, com um aumento do ganho do regulador ($e = 3$), apesar de diminuir este ângulo de operação, a situação se torna instável.

As Figs. 8 e 9 representam as curvas dinâmicas para as situações 3 e 4, respectivamente.

CONCLUSÕES

A aplicação do controle proporcional de reativos no modelo da máquina, já simplificado, permitiu chegar-se a resultados bastante importantes para a compreensão estática e dinâmica do controle de reativos e a sua influência na estabilidade da máquina:

REGIME PERMANENTE:

os resultados traduzidos pelas curvas estáticas P-δ (Fig. 2) confirmam, quantificam e generalizam as afirmações a respeito da máquina síncrona com controle de reativos (ou tensão) existentes na bibliografia [1,2,3]: "com relação à curva estática potência-ângulo, aumenta tanto a potência máxima quanto o ângulo quando é empregado regulador de tensão" (ou reativos).

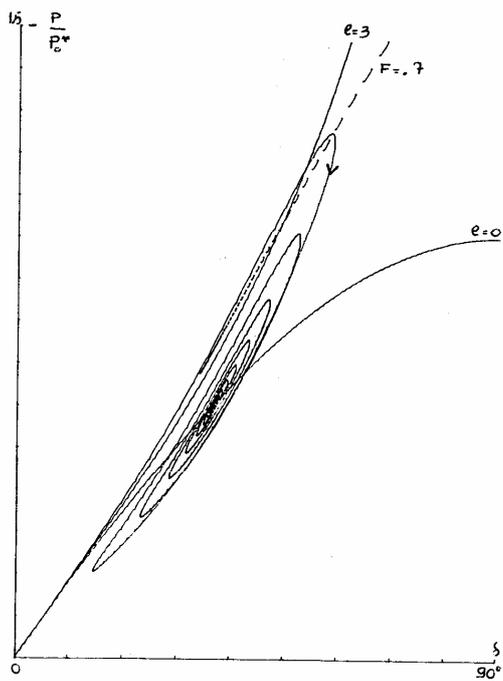


Fig. 6.a - Curva Potência ativa-ângulo (P-δ) para situação 1

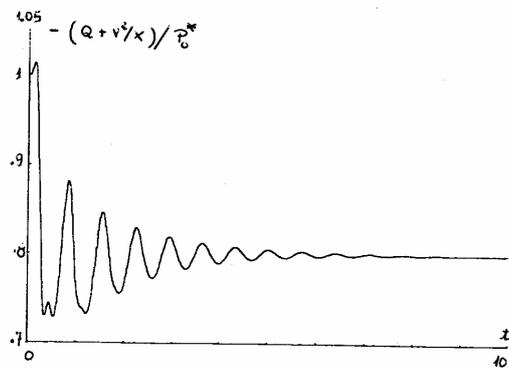


Fig. 6.c - Curva Potência reativa-tempo (Q-t) para situação 1

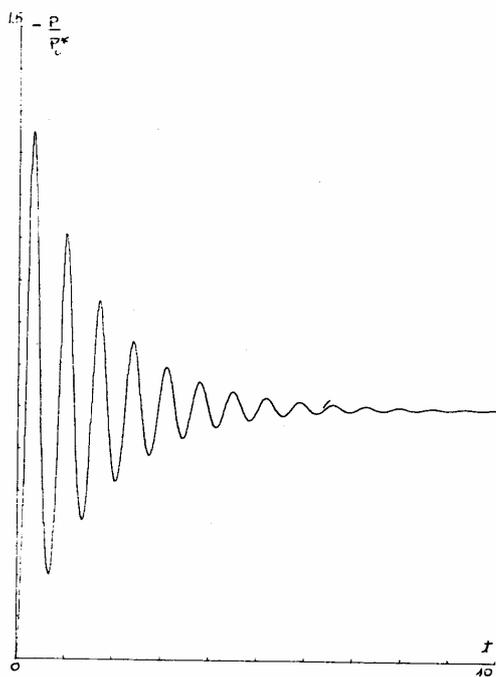


Fig. 6.b - Curva Potência ativa-tempo (P-t) para situação 1

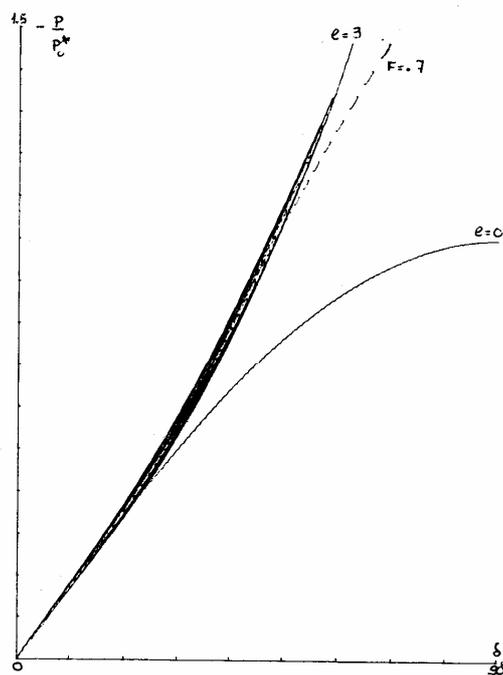


Fig. 7.a - Curva Potência ativa-ângulo (P-δ) para situação 2

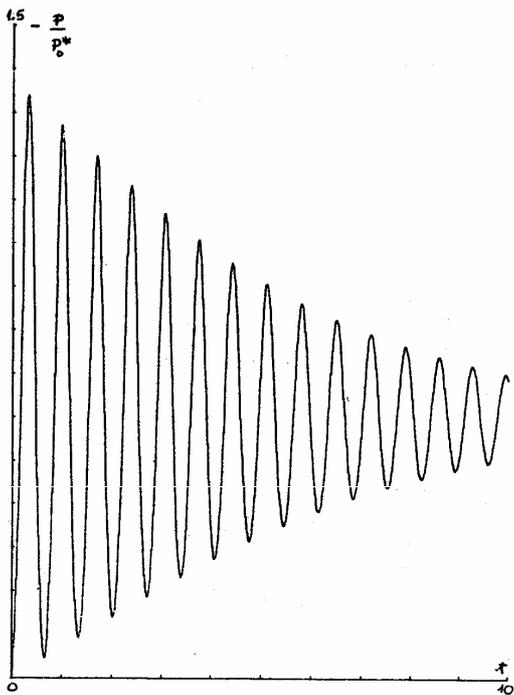


Fig. 7.b - Curva Potência ativa-tempo (P-t) para situação 2

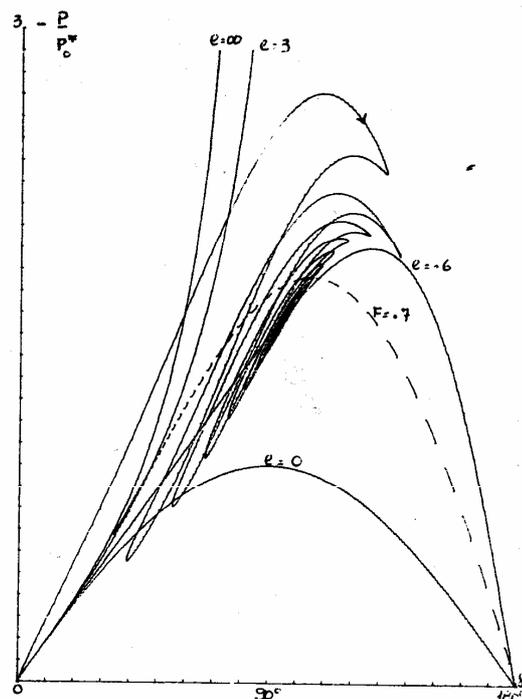


Fig. 8.a - Curva Potência ativa-ângulo (P-δ) para situação 3

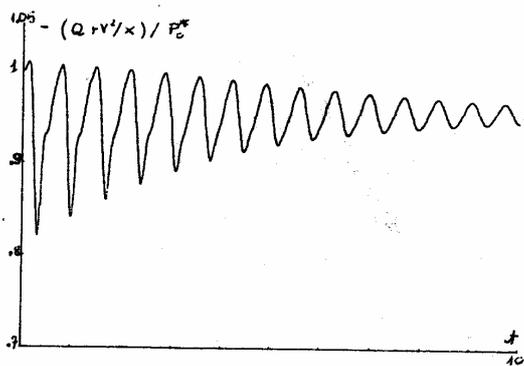


Fig. 7.c - Curva Potência reativa-tempo (Q-t) para situação 2

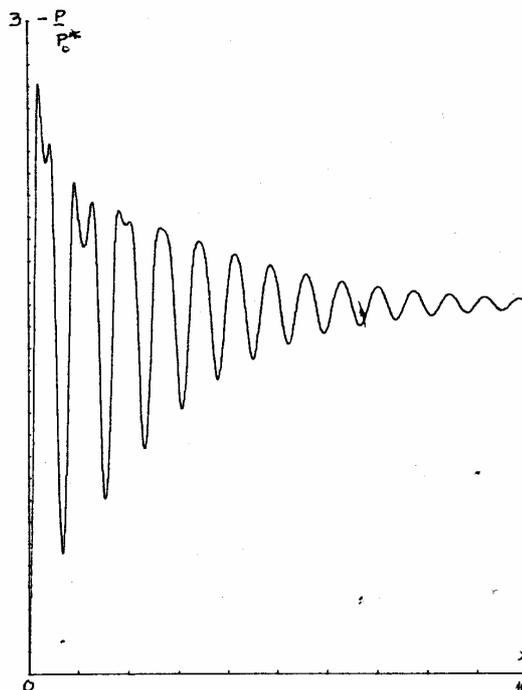


Fig. 8.b - Curva Potência ativa-tempo (P-t) para situação 3

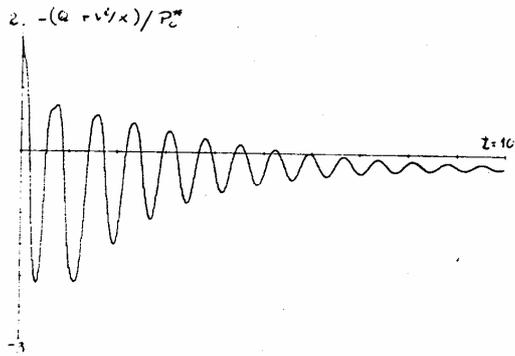


Fig. 8.c - Curva Potência reativa-tempo (Q-t) para situação 3

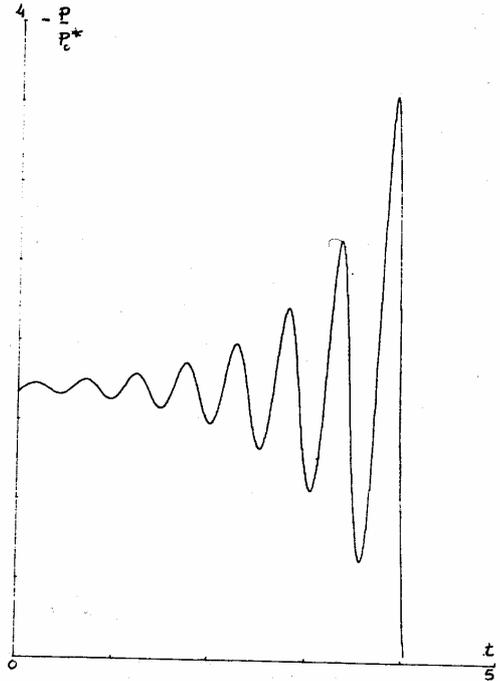


Fig. 9.b - Curva Potência ativa-tempo (P-t) para situação 4

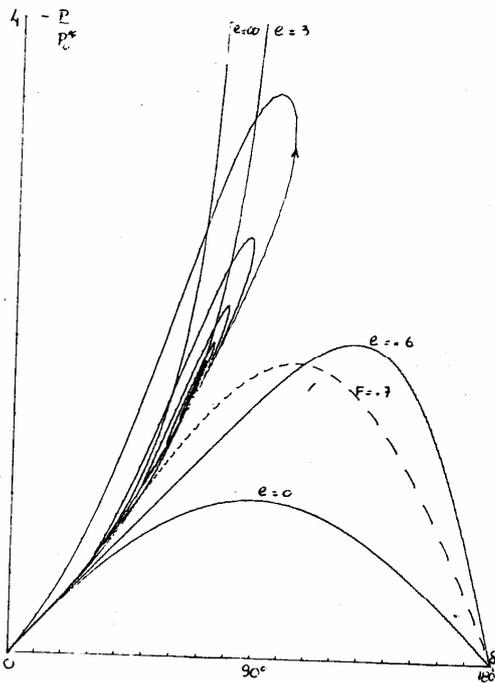


Fig. 9.a - Curva Potência ativa-ângulo (P-δ) para situação 4

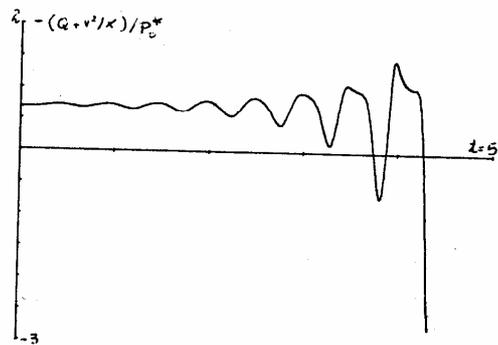


Fig. 9.c - Curva Potência reativa-tempo (Q-t) para situação 4

É bom notar que o aumento de potência está ligado a um aumento de corrente de campo.

LINEARIZAÇÃO LOCAL:

por linearização local em torno da posição de equilíbrio, se chegou às fronteiras de estabilidade local teóricas e estas fronteiras puderam ser colocadas nas curvas estáticas P- δ . Com essas fronteiras definidas (Fig. 3 e Fig. 4), é possível confirmar e quantificar as afirmações a respeito do aspecto negativo do controle de tensão [2] (ou reativos): "com o controle de tensão na máquina síncrona pode ocorrer um cancelamento de amortecimento", ou seja, pode ocorrer instabilidade, inviabilizando a operação, mesmo no trecho ascendente da curva potência - ângulo. Neste caso a instabilidade é caracterizada por raízes complexas conjugadas da equação característica com parte real positiva, e a instabilidade é oscilatória. O ângulo a partir do qual ocorre este tipo de instabilidade depende da relação i/V ou, em outras palavras, da excitação da máquina.

DINÂMICA:

partindo da visualização dos limites de estabilidade da curva estática P- δ , através da linearização local, foi possível escolher alguns pontos de operação e testar as condições de estabilidade. Para os pontos localmente estáveis foram testadas condições iniciais longe do ponto de operação, dando resultado estável. Para os pontos instáveis foram testadas condições iniciais bem próximas do ponto de operação e após algum tempo, a máquina perdeu o sincronismo.

nos casos testados próximos à fronteira de estabilidade (15), definida por F, se visualiza com bastante clareza o amortecimento fraco.

com base na curva estática com as fronteiras de estabilidade, traduzidas pelas Fig. 3 e Fig. 4, ao fazer uma simulação dinâmica de um ponto de operação na região estável e próxima da fronteira de estabilidade F, já se deve utilizar métodos de integração numérica poderosos e passos de integração bem pequenos para evitar instabilidades numéricas. Nestas regiões de amortecimento muito fracos, estas instabilidades numéricas são prováveis de ocorrer.

AGRADECIMENTO

Os autores gostariam de agradecer ao engenheiro e industrial alagoano Carlos Lyra Neto pelo apoio dado na fase inicial deste trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] C. Condordia, "Steady-State Stability of Synchronous Machines as Affected by Voltage-Regulator Characteristics", AIEE Transaction, Vol. 63, pp. 215-220, May 1944.
- [2] F.P. de Mello e C. Condordia, "Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control", IEEE Trans., PAS 88, pp. 316-29, 1969.

[3] E.W. Kimbark, "Power System Stability: Synchronous Machines", Dover Publications Inc., New York, 1956.

[4] R.M.G. Alcoforado, "Estudo da Compensação de um Gerador Síncrono Através de Sinais Realimentados no Regulador de Tensão", Tese de Mestrado no Instituto Tecnológico da Aeronáutica (ITA), Brasil, 1975.

[5] A.C.C. Lyra, "Controle de Reativos na Máquina Síncrona", Tese de Mestrado na Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Brasil, 1984.

[6] M.B. de Paiva Guazelli, "Estudo da Estabilidade de uma Máquina Síncrona", Tese de Mestrado na UNICAMP, Brasil, 1977.

[7] O.I. Elgerd, "Electric Energy System Theory: An Introduction", Mc-Graw Hill, USA, 1971.

[8] A.E. Fitzgerald, C. Kingsly, Jr., "Electric Machinery", McGraw-Hill, Tokyo, 2nd edition.

[9] A. Netushil, "Theory of Automatic Control", Mir Publishers, Moscow, 1978.

[10] R.A. Rohrer, "Circuit Theory an Introduction to the State Variable Approach", McGraw-Hill, USA, 1970.

[11] P.M. Anderson e A.A. Fouad, "Power System Control and Stability", Vol. I. The Iowa State University Press, Iowa, 1977.



ANA CRISTINA CAVALCANTI LYRA - Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Pernambuco em 1974. Foi engenheira da Companhia Hidro - Elétrica do São Francisco (CHESF) de 1975 a 1979. Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP) em 1984. É atualmente professora assistente do Departamento de Engenharia Elétrica da UNICAMP, Brasil.



YARO BURIAN JUNIOR - Engenheiro Eletrônico pelo Instituto Tecnológico da Aeronáutica (ITA) em 1962. Mestre em Ciências pelo ITA em 1964. Docteur d'Etat pela Faculdade de Ciências da Universidade de Toulouse - França em 1968. Foi professor no ITA de 1963 a 1971. Atualmente é professor titular do Departamento de Engenharia Elétrica da UNICAMP, Brasil. Autor dos livros "Osciladores Eletrônicos", Editora Almeida Neves, 1971 e "Circuitos Elétricos", Editora Almeida Neves, 1977. Orientou mais de uma dezena de teses de mestrado e doutorado entre as áreas de eletrônica, controle e máquinas elétricas.