UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DA DINÂMICA DO GERADOR DE INDUÇÃO AUTO-EXCITADO COM REGULADOR ESTÁTICO

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

JUAN EBEGARDO GUZMÁN CALDERÓN

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO - 1983.

UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DA
DINÂMICA DO GERADOR DE INDUÇÃO AUTO-EXCITADO
COM REGULADOR ESTÁTICO

JUAN EBEGARDO GUZMÁN CALDERÓN

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE

MESTRE EM ENGENHARIA

ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO

Prof. Renato Carlson
Orientador

Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA

Prof. Renato Carlson - Dr. Ing.

Prof. Sandoval Carneiro Jr. - P.HD.

Prof. Jean-Marie Farines - Dr. Ing.

Prof. Ivo Barbi - Dr. Ing.

Aos GUZMÁN

CALDERÓN

AGRADECIMENTOS

- Ao professor Renato Carlson, pelo apoio e a orientação.
- Aos colegas e funcionários do departamento de Engenharia Elétrica
- A CAPES pela ajuda financeira.
- A família GRIMM pelo apoio e colaboração.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA

f.e.m.	-	força eletromotriz
Leq	-	indutor equivalente
B	-	susceptância
G	-	condutância
β	-	ângulo de meia condução dos tiristores
ω	-	velocidade angular de rotação
P_1	-	potência entregue pelo gerador
I_1	-	corrente da armadura
$\bar{V}$	-	tensão terminal da máquina
η	-	rendimento
R_1	-	resistência ohmica do estator
R_2	-	resistência homica do rotor
x_1	-	reatância de dispersão do estator
x_2	-	reatância de dispersão do rotor
B_0	-	susceptância de exitação
G_0	-	condutância de exitação
ϕ_{max}	-	ângulo máximo de defasamente tensão corrente da carga
X_c	-	reatância de carga
R_L	-	resistência de carga
L_L	-	indutância da carga
E	-	gerador síncrono sem inércia
Q_c	-	potência reativa do capacitor
Q_1	-	potência reativa da máquina assíncrona
B_β	-	potência reativa do indutor chaveado
Q_1	-	potência reativa da carga

Q_{co} - potência reativa a vazio do capacitor

Q_o - potência reativa a vazio da máquina

$Q_{\beta o}$ - potência reativa a vazio do indutor

ω_o - velocidade angular a vazio

ω_r - velocidade angular do rotor

L_β - indutância do regulador estático de reator

C - capacitor do regulador estático de reator

λ - Entaxe de fluxo total

λ_m - fluxo de magnetização

ℓ_s - indutância de dispersão do estator

ℓ_r - indutância de dispersão do rotor

i_{sa} - corrente fase a do estator

i_{sb} - corrente fase b do estator

i_{sc} - corrente fase c do estator

i_{so} - corrente de seqüência zero do estator

i_{sd} - corrente do estator referida ao eixo direto do rotor

i_{sq} - corrente do estator referida ao eixo em quadratura

v_{sa} - tensão da fase a do estator

v_{sb} - tensão da fase b do estator

v_{sc} - tensão da fase c do estator

v_{so} - tensão de seqüência zero do estator

v_{sd} - tensão do estator referida ao eixo direto do rotor

v_{sq} - tensão do estator referida ao eixo esquerdo do rotor

λ_{sd} - fluxo do estator referida ao eixo direto do rotor

λ_{sq} - fluxo do estator referida ao eixo esquerdo do rotor

λ_{rd} - fluxo do rotor referido ao eixo direto do rotor

λ_{sq} - fluxo do rotor referido ao eixo esquerdo do rotor

i_{rd} - corrente do rotor referido ao eixo direto do rotor

i_{rq} - corrente do rotor referido ao eixo esquerdo do rotor

RESUMO

Neste trabalho apresenta-se um estudo por simulação digital do comportamento dinâmico de um gerador de indução excitado por capacitores em paralelo com indutores chaveados por tiristores. É apresentado o projeto de todos os elementos do dispositivo para uma dada máquina de indução. São dimensionados os capacitores de excitação e o indutor chaveado por tiristores; é fixada a carga máxima do gerador bem como seu fator de potência mínimo. O modelo matemático leva em conta o fenômeno de saturação magnético do núcleo, fundamental para a autoexcitação. Adotou-se uma transformação de variáveis que projeta as grandezas da armadura sobre dois eixos fixos no rotor. As equações de fluxo nos enrolamentos bem como as da carga e do dispositivo de regulação são resolvidas numericamente obtidas a cada passo resolvendo um sistema de quatro equações não lineares pelo método de Newton-Raphson. A simulação mostra o fenômeno de escorvamento do gerador com a evolução dos fluxos, correntes e tensões em função do tempo. Estuda-se o efeito dinâmico da aplicação súbita de plena carga, mostrando-se em particular em laço aberto mantendo fixo o ângulo de disparo dos tiristores. Finalmente verifica-se o efeito da variação do ângulo de disparo dos tiristores, com a máquina em plena carga, variando a excitação do mínimo ao máximo e suas conseqüências sobre os fluxos e tensões da máquina.

ABSTRACT

In this work the dynamic behavior of an induction generator excited by capacitors in parallel with thiristor--switched inductors is studied by means of digital simulation. The design of all elements of the system for a given induction machine is described. The excitation capacitors and the thiristor-switched inductors are dimensioned and the maximum charge of the generator is fixed, as well as its minimum power factor are estimated. The mathematical model takes into acount the magnetic saturation of the core, which is essential for the self-excitation. A transformation of variables was adopted, which projects the armature quantities upon two axes fixed to the rotor. The flux linkage equations, and also equations for the load and the regulation system are solved numerically by the fourth-order Runge-Kutta method and the currents at each step obtained by solving a system of four non-linear equations, following the Newton-Raphson method.

The simulation shows the generator buildup with the flux, currents and voltage evolution as a function of time. The dynamic effects of the sudden full load application is studied, particularly the voltage variations at the terminals. These investigations are carried out in open loop keeping the thiristors shoot angle constant.

Finally, the effects of varying the thiristor shoot angle upon the machine fluxes and voltages are described for the fully loaded machine.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO:

A máquina de indução é utilizada em todos os campos de atividade desde a vida doméstica, tanto no ambiente rural como urbano, até as esferas industriais. Nestas o volume de uso é consideravelmente majoritário.
A descoberta do funcionamento da máquina de indução como gerador auto-excitado deu-se por acaso em instalações industriais dotadas de bancos de capacitores para correção de fator de potência. Nestas instalações, um rompimento do suprimento de energia elétrica externo deixava as máquinas de indução girando por efeito da inércia de suas cargas e com capacitores carregados conectados aos seus terminais. Nestas condições a instalação era alimentada por um curto período por estas máquinas funcionando como geradores.

Este fenômeno é conhecido de longa data, tendo sido publicado em 1935[1] por BASSET e POTTER um artigo estabelecendo as condições básicas para o funcionamento do gerador de indução excitado por capacitores. Em 1963 DOXEY[3] expôs de forma mais detalhada a teoria e a aplicação do mesmo gerador.

Os maiores problemas do gerador de indução auto-excitado reside na regulação da tensão em seus terminais. Isto porque com capacitores fixos conectados aos seus terminais o gerador tem uma regulação de tensão muito pobre.

SANDOVAL e CALDAS (16,19) propuseram um sistema de regulação de tensão por chaveamento de um pequeno número de capacitores em diferentes combinações. Com isto obtiveram uma melhor regulação de tensão, porém muito irregular, ainda que satisfatória para a aplicação a que se destinava.

CARLSON e SCHNEIDER (17,20) propuseram outra alternativa que apresenta a vantagem de possibilitar uma regulação contínua da tensão. Esta alternativa consiste na utilização de um compensador estático de reativos como o construído por SCHNEIDER (15) em sua dissertação de mestrado.

Trata-se nesta Dissertação de Mestrado da análise do comportamento dinâmico do gerador de indução trifásico excitado por um regulador estático de reativos (Gerador de Indução com Regulador Estático).

Desenvolver-se-á um modêlo matemático para permitir a simulação dos principais fenomenos dinâmicos do gerador de indução auto-excitado com regulador estático de reativos. Dentre estes fenômenos selecionou-se três, quais sejam; escorvamento do gerador a vazio, aplicação de carga resistiva nominal com excitação fixa e variação brusca da excitação do gerador sob carga.

O sistema de regulação estática será tratado em malha aberta.

A figura I.1 mostra o esquema geral do dispositivo.

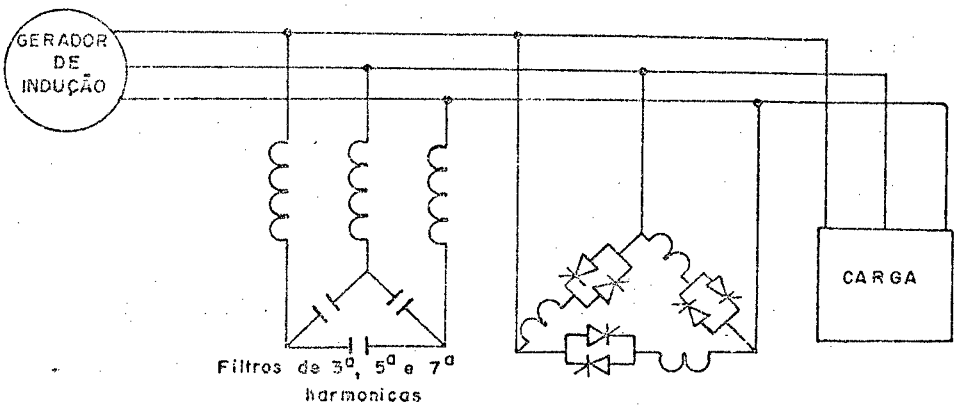


FIGURA I.1: Esquema Geral do G.I.R.E.

Este assunto foi abordado por DE MELO e HANNET (18) porém de uma forma mais adequada ao tratamento de máquinas síncronas e sem evidenciar as características inerentes à máquina assíncrona.

O trabalho aqui desenvolvido apresenta como limitação a consideração de que a velocidade de rotação será mantida constante. Torna-se difícil, a esta altura do desenvolvimento do trabalho, estimar as características da máquina primária de acionamento do gerador, bem como de seus dispositivos de regulação.

O Trabalho apresenta-se como segue:

No capítulo II far-se-á breves considerações sobre o funcionamento do gerador de indução auto-excitado.

No capítulo III far-se-á o projeto do GIRE, levando em conta os parâmetros de uma máquina assíncrona de laboratório.

No capítulo IV será desenvolvido o modelo matemático do GIRE visando a obtenção de suas características dinâmicas.

Finalmente, no capítulo V serão analisados os resultados de simulação digital do modelo utilizado.

O capítulo VI apresentará as conclusões do trabalho.

CAPÍTULO II

PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DO GERADOR DE INDUÇÃO AUTO-EXCITADO

II-1. Introdução

A excitação do gerador de indução pode ser feito de várias maneiras [3], entre elas:

- através de uma rede de energia elétrica à qual a máquina estiver conectada,
- através do chaveamento de capacitores;
- através do chaveamento de indutores em paralelo com um banco de capacitores.

As duas últimas formas tornam o gerador de indução auto-excitado, podendo funcionar em lugares distantes de uma rede de energia elétrica.

A excitação com reatores chaveados, além de ter a vantagem acima citada, supre o gerador de energia reativa de forma contínua.

II-2. Operação do Gerador Auto-excitado

Quando não se dispõe de uma rede de energia elétrica a energia reativa de excitação do gerador pode ser obtida de um banco de capacitores conectados aos terminais da máquina.

É necessário além disto que exista um fluxo remanente no circuito magnético do rotor da máquina.

Nestas condições, quando se fizer girar o rotor aparecerá nos terminais dos enrolamentos da armadura uma força eletromotriz induzida.

Esta f.e.m. aplicada aos terminais do banco de capacitores provocará a circulação de uma corrente adiantada em relação à mesma. Esta corrente por sua vez provocará o aumento do fluxo da máquina. Tem-se então o fenômeno de escorvamento, muito semelhante ao que ocorre em máquinas de corrente contínua com excitação em derivação.

O valor final da tensão nos terminais dos enrolamentos da armadura corresponde a interseção da curva de magnetização à vazio da máquina com a reta correspondente à reatância capacitiva conectada aos mesmos terminais, conforme mostra a figura II-3. na folha seguinte.

Observa-se do que acaba de ser descrito e do exame da figura II-3 que para ocorrer o escorvamento o valor da reatância capacitiva deve ser menor do que a reatância de magnetização da máquina não saturada.

Em vista disso e para melhorar a segurança de operação do dispositivo e possibilitar uma melhor regulação de tensão terminal o gerador assíncrono auto-excitado deve trabalhar mais saturado do que em operação normal como motor.

II-3. Freqüência Gerada

A freqüência gerada por um gerador de indução auto-excitado é proporcional à velocidade rotação menos o escorregamento (negativo neste caso).

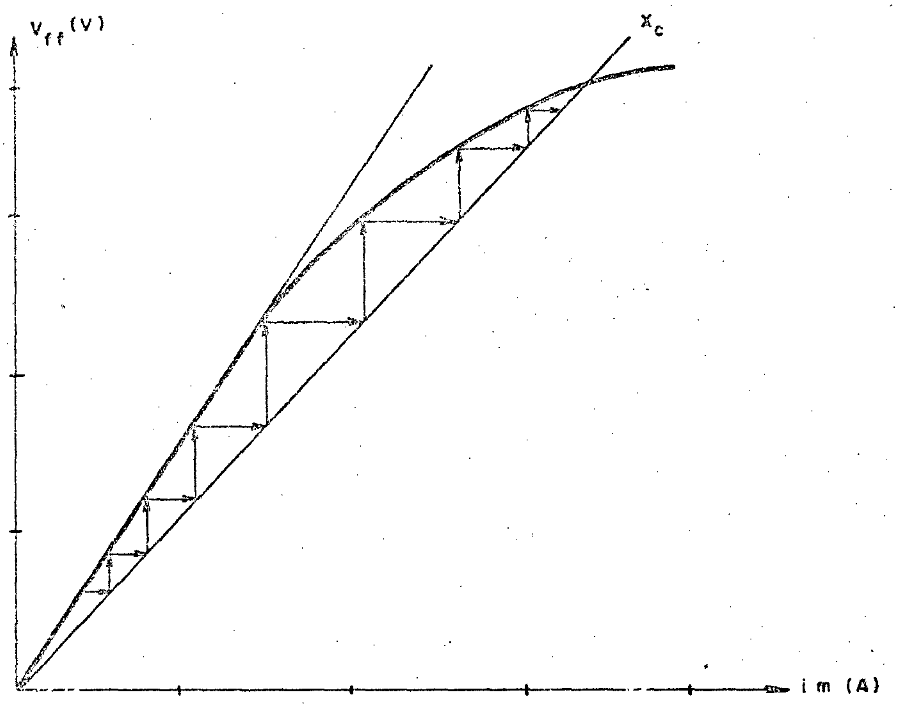


FIGURA II.1: Curva de Magnetização do Gerador Assíncrono.

A vazio, quando o escorregamento é praticamente nulo, a freqüência é diretamente proporcional à velocidade do rotor.

Como o escorregamento aumenta com a carga, para manter a freqüência constante a velocidade do rotor deve ser aumentada.

Normalmente regula-se a velocidade de rotação para que a mesma seja constante. Neste caso, pode-se fixar esta velocidade de tal forma que a freqüência nominal ocorra a 3/4 da carga nominal. Desta forma, em plena carga a freqüência seria ligeiramente inferior à nominal e a vazio um pouco maior do que esta.

II-4. Regulador Estático de Reativos[15]

Um indutor chaveado por tiristores em antiparalelo como é mostrado na figura II-2, sob o ponto de vista da fundamental, apresenta uma indutância equivalente expressa por:

$$Leq = \frac{\pi L}{2\beta - \text{sen } 2\beta} \tag{2.1}$$

(ver apêndice 1).

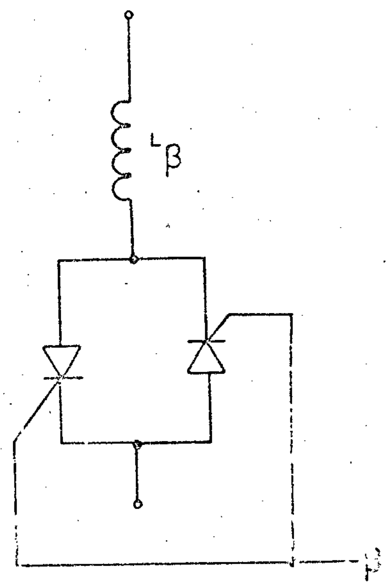


FIGURA II.2: Indutor Chaveado por Tiristores em Anti-Paralelo.

Sendo:

$$i_f = I_1 \cos \omega t$$

$$I_1 = -\frac{VM}{\pi\omega L}\ (2\beta - \text{sen } 2\beta)$$

O indutor equivalente varia de indutância em função do ângulo de meia-condução dos tiristores, de acordo com a relação acima.

Este dispositivo em paralelo com um capacitor (Figura II.3), apresenta uma susceptância B (capacitiva ou indutiva) cujo valor é dado por:

$$B = \omega C - \frac{2\beta - \text{sen } 2\beta}{\pi \omega L} \qquad (2.2)$$

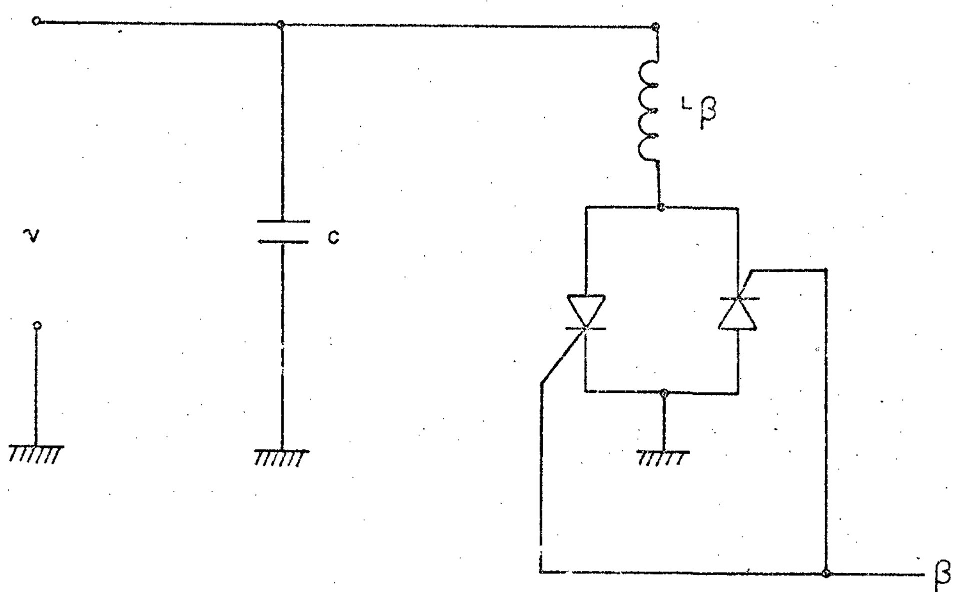


FIGURA II.3: Gerador Estático de Reativos

O dispositivo da Figura II.3 aplicado aos terminais do Gerador de Indução permitirá regular a tensão nos mesmos mediante uma ação sobre o ângulo β.

CAPÍTULO III

DESCRIÇÃO E PROJETO DO G.I.R.E.

III-1. Determinação dos Parâmetros do Gerador de Indução

Utilizou-se uma máquina assíncrona de rotor bobinado existente no Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência (L.A.M.E.P.) da UFSC.

As características da máquina são as seguintes:

- enrolamento da armadura conectado em estrela sem acesso ao neutro;
- rotor bobinado;
- quatro pólos;
- freqüência: 60 Hz;
- potência nominal: 3,74 kw
- velocidade de rotação nominal: 1715 rpm;
- tensão de linha nominal: 380 v eficazes;
- corrente nominal: 8A.

Ensaios clássicos com a máquina a vazio e com a máquina com rotor bloqueado forneceram os seguintes parâmetros:

$R_1 = 1,577\Omega$; $\quad x_1 = 3,265\Omega$

$R_2 = 1,731\Omega$; $\quad x_2 = 3,265\Omega$

$G_0 = 5$ [illegible] $2x10^{-4}$ $\quad B_0 = 19,958x10^{-3}$

Estes parâmetros correspondem ao circuito equivalente clássico da máquina assíncrona mostrado na figura III-1.

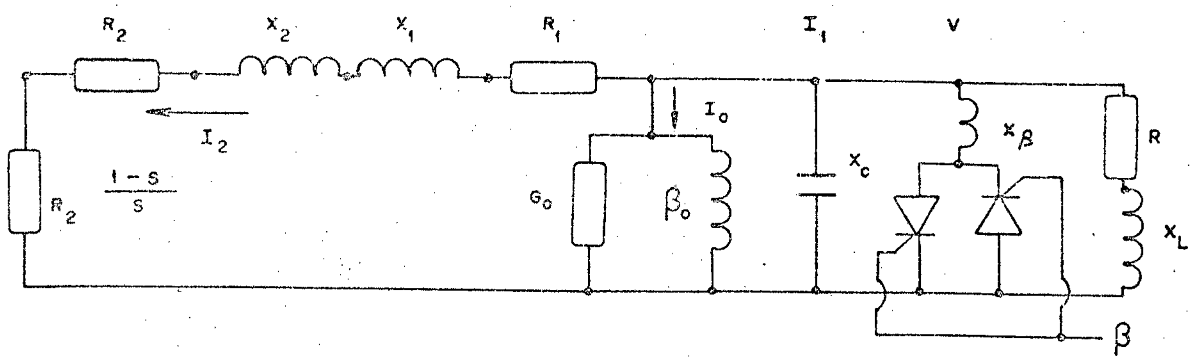


FIGURA III.1: Circuito Equivalente por Fase do G.I.R.E.

Do circuito equivalente pode-se obter a expressão da potência elétrica fornecida ao gerador pela máquina primária (2):

$$P = \frac{V_1^2 \, R_2}{\left(R_1 + \frac{R_2}{s} \right)^2 + \left(x_1 + x_2 \right)^2} \left(\frac{1-s}{s} \right) \qquad (3.1)$$

A máquina primária neste caso foi um motor de c.c., podendo obviamente ser uma turbina hudráulica ou um motor diesel.

É necessário considerar a potência P na expressão (3.1) como sendo negativa já que corresponde à energia que a máquina recebe energia através de seu eixo.

Fixou-se a freqüência à potência nominal em 60 Hz.

Conhecendo-se a potência nominal pode-se deduzir o escorregamento correspondente:

$$s^2\{V_1^2\,R_2 - |P|\,|R_1^2 + (x_1 + x_2)^2|\} - s|2|P|R_1R_2 + V_1^2R_2|$$

$$- \;|P|R_2^2 = 0 \qquad (3.2)$$

Fazendo:

$$A = -|P||R_1^2 + (x_1 + x_2)^2| + V_1^2\,R_2$$

$$B = -2|P|R_1R_2 - V_1^2\,R_2$$

$$C = -|P|R_2^2$$

tem-se:

$$As^2 + Bs + C = 0 \qquad (3.3)$$

Resolvendo esta equação tem-se:

$$s = -0{,}0296$$

A rotação da máquina correspondente à potência nominal é obtida da expressão (3.4).

$$s = \frac{\omega - \omega_r}{\omega} \qquad (3.4)$$

Onde: ω → velocidade angular síncrona (rad. eletr. por seg.)

ω_r → velocidade angular do eixo (rad. eletr. por seg.)

Sendo: $\omega \cong 377$ rad. eletr./s

então:

$\omega_r \cong 388,$ rad. eletr./s

ou $N_r \cong 1853$ r.p.m.

A corrente na armadura a plena carga é dada pela expressão[10] :

$$\bar{I}_1 = \bar{V} \left| (G_0 - jB_0) + \frac{1}{(R_1 + \frac{R_2}{s}) + j(x_1 + x_2)} \right| \quad (3.5)$$

Substituindo o escorregamento nominal e os parâmetros da máquina na expressão (3.5) obtém-se:

$$\bar{I}_1 = 7,43 \underline{\ -134,96}$$

Pode-se agora calcular a potência por fase entregue pelo gerador através de seus terminais:

$$P_1 = V_i I_1 \cos{}_1$$

ou

$$P_1 = -1155,7 \ W$$

Observe-se que o gerador trabalha nestas condições com um fator de potência igual a:

$$\cos\phi_1 = -0,707$$

O rendimento nestas condições é de:

$$\eta = 92,70 \ \%$$

III-2. Determinação dos Parâmetros da Carga

Tendo em vista a potência ativa nominal do gerador e o futuro projeto do Regulador Estático de Reativos, fixar-se-á o fator de potência da carga nominal em :

$$(\cos \phi)_{nom} = 0,707$$

ou seja:

$$\phi_{nom} = \text{arc } (\cos \phi)_{nom} = 45^0$$

ou ainda:

$$\text{arc tg } \frac{X_L}{R_L} = 45^0$$

Onde X_L e R_L representam a reatância e a resistência de cargas nominais, respectivamente.

Logo: $$\frac{X_L}{R_L} = 1$$

e

$$X_L = R_L$$

Para facilitar o desenvolvimento das expressões que permitirão o cálculo dos parâmetros da carga, esta será transformada em um circuito equivalente paralelo, como mostra a figura III.3

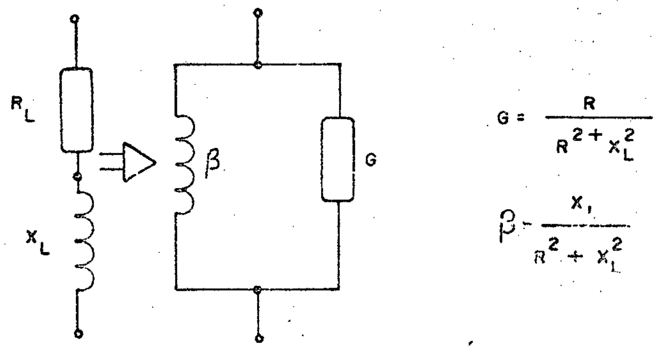


FIGURA III.3: Transformação Série-Paralelo da Carga.

Como: $$X_L = R_L$$

tem-se:

$$G = \frac{1}{2R_L}$$

e

$$B = \frac{1}{2X_L}$$

ou:

$$G = B = \frac{1}{2R_L}$$

A potência dissipada na carga é, então:

$$P_L = V_1^2 G = \frac{V_1^2}{2R_L}$$

Esta potência é igual à potência ativa fornecida pelo gerador. Logo:

$$V_1 I_1 \cos \phi_1 = \frac{V_1^2}{2R_L}$$

Logo:

$$R_L = \frac{V_1}{2 I_1 \cos \phi_1}$$

Resultam daí os valores nominais da resistência e da indutância da carga:

$$R_L = 20{,}94\ \Omega$$

$$L_L = 55{,}546\ \text{mH}$$

III-3. Determinação dos Parâmetros do Regulador Estático de Excitação

O indutor chaveado por tiristores será modelizado para fins de análise e simulação pelo circuito da figura III.4,[12,13] onde considera-se que a presença dos filtros de 3a. e 7a. harmônicas no sistema justifica que leve-se em conta apenas os componentes fundamentais de tensão e corrente.

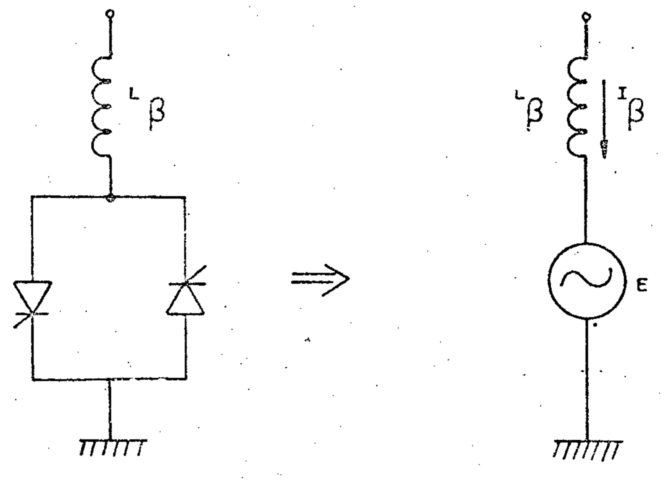


FIGURA III.4: Circuito Equivalente do Indutor Chaveado por Tiristores.

Nesta figura E representa um gerador síncrono ideal, sem inércia. A tensão E estará sempre em fase com V e relacionada a esta pela seguinte expressão:

$$E = V.f(\beta) \tag{3.5}$$

onde:

$$f(\beta) = 1 - \frac{2\beta - \text{sen } 2\beta}{\pi}$$

Assim:

$$V = \omega L_\beta \ I_\beta + E$$

ou:

$$I_\beta = \frac{1}{\omega L_\beta} (V-E) \tag{3.6}$$

ou ainda:

$$I_\beta = \frac{V}{\omega L_\beta} \left| 1 - f(\beta) \right| \tag{3.7}$$

No circuito do Regulador Estático de Reativos mostrado na figura III.1, terão que ser determinados o capacitor c e o indutor Lβ. Estes parâmetros serão calculados com base no balanço de energia reativa, para o qual concorrem todos os elementos do G.I.R.E.

Para tanto é necessário considerar a operação do sistema em seus dois extremos de funcionamento:

- a plena carga, quando o regulador deve fornecer o máximo de reativos;
- a vazio, quando o regulador deve fornecer o mínimo de reativos.

Os tiristores devem ser disparados, para atender as condições que acabam de ser fixadas, de tal forma que o seu ângulo de meia-condução varia entre 80° e 10°. Estes ângulos correspondem a operação a vazio e plena carga, respectivamente, e foram fixados nestes valores devido a considerações relativas ao circuito eletrônico de comando dos tiristores.

O balanço de potência reativa em plena carga permite escrever:

$$Q_c = Q_1 + Q_\beta + Q_L \tag{3.8}$$

onde:

Q_c → potência reativa do capacitor

Q_1 → potência reativa da máquina

Q_β → potência reativa do indutor chaveado

Q_L → potência reativa da carga

Sendo:

$$Q_c = V_1^2 \omega C \qquad (3.9)$$

$$Q_1 = V_1 I_1 \text{ sen } \phi_1 \qquad (3.10)$$

$$Q_\beta = \frac{V_1^2}{\omega L_\beta} |1 - f(\beta)|^2 \qquad (3.11)$$

e

$$Q_L = V_1 I_{RL} \text{ sen } (\phi_{max}) \qquad (3.12)$$

onde

$$I_{RL} = \frac{\sqrt{|P|}}{\sqrt{R_L}}$$

e

$$\beta = 10^0$$

Substituindo as expressões (3.9) a (3.12) em (3.8), tem-se:

$$V_1 \omega C = I_1 \text{ sen } \phi_1 + \frac{V_1}{\omega L \beta} \left|1 - f(\beta)\right|^2 + I_{RL} \text{ sen}(\phi_{max}) \qquad (3.13)$$

O balanço de potência reativa a vazio permite escrever:

$$Q_{co} = Q_o + Q_{\beta o} \qquad (3.14)$$

onde o índice 0 indica o regime a vazio.

As potências reativas a vazio são obtidas de forma análoga às de plena carga. Deve-se observar, entretanto, que a tensão V_1 e a velocidade de rotação são mantidas constantes e que o escorregamento é nulo.

Logo: $\omega_o = \omega_r = 388$ rad.eletr./s e:

$$Q_{co} = V_1^2 \omega_o C \qquad (3.15)$$

$$Q\beta_o = \frac{V_1^2}{\omega_o L\beta} \left| 1 - f(\beta_o) \right| \qquad (3.16)$$

$$Q_o = V_1 I_o \text{ sen } \phi_o \qquad (3.17)$$

onde $\beta_o = 80^0$

e $$I_o \angle \phi_o = \bar{V}_1 (G_o - j B_o) \qquad (3.18)$$

Logo:

$$V_1 \omega_o C = I_o \text{ sen } \phi_o + \frac{V_1}{\omega_o L\beta} \left| 1 - f(\beta_o) \right|^2 \qquad (3.19)$$

Das equações (3.13) e (3.19) pode-se obter os valores de C e L_β.

$$L_\beta = \frac{V_1 \{\omega_o^2 |1 - f(\beta)|^2 - \omega |1 - f(\beta_o)|^2\}}{\omega_o \omega \{\omega I_o \text{ sen } \phi_o - \omega_o I_1 \text{ sen } \phi_1 - \omega_o I_{RL} \text{ sen } \phi_{max}\}} \qquad (3.20)$$

e

$$C = \frac{I_o}{V_1 \omega_o} \text{ sen } \phi_o + \frac{1}{\omega_o^2 L\beta} \left| 1 - f(\beta_o) \right|^2 \qquad (3.21)$$

Resultam:

L_β = 59,49 mH

C = 107,70 μF

CAPÍTULO IV

MODELAGEM DO G.I.R.E.

IV-1. Introdução

Pode-se separar este capítulo em duas partes: uma que tratará da modelização da máquina assíncrona e outra que tratará da modelização do regulador estático de excitação.

IV-2. Modelização da Máquina Assíncrona

A literatura relativa a modelização das máquinas assíncronas (2,4,5,11) descreve várias possibilidades. Dentre as principais pode-se destacar aquelas baseadas na Transformação de Park.

Escolheu-se a transformação que refere todas as grandezas a dois eixos fixos no rotor. Além disso adotou-se uma transformação ortogonal com a vantagem de conservar a definição de potência.

Por definição, as grandezas trifásicas do estator são transformadas em grandezas cujo referencial move-se com o rotor. No caso das correntes, por exemplo:

$$i_{s(odq)} = P\, i_{s(abc)} \qquad (4.1)$$

onde define-se os vetores corrente:

$$i_{s(odq)} = \begin{vmatrix} i_{so} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{vmatrix} \quad e \quad i_{s(abc)} = \begin{vmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{vmatrix} \qquad (4.2)$$

e onde a transformação de Park (P) é definida como:

$$P = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \operatorname{sen}\theta & \operatorname{sen}(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \end{vmatrix} \tag{4.3}$$

com $\theta = \omega t$

Adotou-se uma representação sob a forma de equação de estado e escolheu-se como variáveis de estado os fluxos nos enrolamentos da máquina.

Esta escolha deveu-se ao fato de que o fenômeno de saturação do circuito magnético da máquina desempenha um papel fundamental ao funcionamento do gerador assíncrono auto-excitado, como viu-se no capítulo II.

Finalmente, adotou-se uma convenção 'gerador" para a escritura das equações de tensão da máquina. Isto significa de correntes positivas saem da máquina pelo terminal onde a polaridade da tensão é positiva.

Pode-se expressar as equações de tensão, de acordo com a convenção acima adotada:

$$v = ri - \dot{\lambda} \tag{4.4}$$

ou, de forma mais explícita:

$$\begin{vmatrix} v_{s(abc)} \\ 0 \end{vmatrix} = - \begin{vmatrix} R_{s(abc)} & 0 \\ 0 & RR(abc) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{s(abc)} \\ i_{R(abc)} \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} \dot{\lambda}_{s(abc)} \\ \dot{\lambda}_{R(abc)} \end{vmatrix} \tag{4.5}$$

Aplicando-se a Transformação de Park, obtém-se as equações de Tensão referidas a dois eixos fixos no rotor. O terceiro eixo deixa de ser representado tendo em vista que o centro da estrêla do enrolamento da armadura não é conectado à carga.

$$\begin{vmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = - \begin{vmatrix} r_s & & & \\ & r_s & & \\ & & r_R & \\ & & & r_R \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{Rd} \\ i_{Rq} \end{vmatrix} +$$

$$+ \begin{vmatrix} -\omega\lambda_{sq} \\ \omega\lambda_{sd} \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} \overset{0}{\lambda}_{sd} \\ \overset{0}{\lambda}_{sq} \\ \overset{0}{\lambda}_{Rd} \\ \overset{0}{\lambda}_{Rq} \end{vmatrix} \qquad (4.6)$$

Ou, colocando-se na forma de equação de estado:

$$\begin{vmatrix} \overset{0}{\lambda}_{sd} \\ \overset{0}{\lambda}_{sq} \\ \overset{0}{\lambda}_{Rd} \\ \overset{0}{\lambda}_{Rq} \end{vmatrix} = - \begin{vmatrix} r_s & & & \\ & r_s & & \\ & & r_R & \\ & & & r_R \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{Rd} \\ i_{Rq} \end{vmatrix}$$

$$
+ \begin{vmatrix} -\omega\,\lambda_{sq} \\ \omega\,\lambda_{sd} \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} \qquad (4.7)
$$

IV-3. Obtenção das correntes a partir dos fluxos[9]

O cálculo dos fluxos é feito por integração numérica utilizando o método de Runge-Kutta de quarta-ordem.

A obtenção das correntes a cada passo é feita a partir dos fluxos considerando que:

$$
i = (\lambda - \lambda m)/\ell \qquad (4.8)
$$

ou seja, que o enlace de fluxo total com um dado enrolamento (λ) é igual à soma do fluxo disperso (ℓ_i) ao fluxo magnetizante (λ_m) do mesmo enrolamento. Nesta expressão o valor do fluxo total (λ) é conhecido (obtido pela integração numérica das equações diferenciais 4.6).

Tem-se, assim, um sistema de quatro equações algébricas (uma para cada enrolamento da máquina) no qual a relação entre as correntes e os respectivos fluxos magnetizantes é não linear e dada pela curva de saturação a vazio.

A curva de saturação da máquina foi obtida a partir de ensaio a vazio e relaciona o enlace de fluxo magnetizante com a corrente de magnetização.

A figura IV.1 mostra a curva de saturação a vazio.

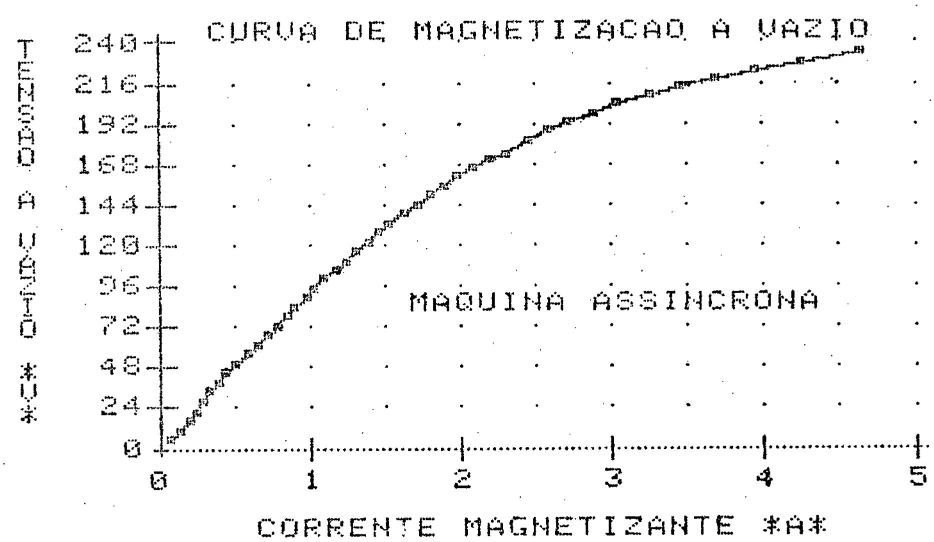


FIGURA IV.1

O fluxo magnetizante foi obtido a partir da tensão fase-neutro a vazio obtida do ensaio através da relação:

$$\lambda_m = \sqrt{3}Va(ef)/\omega \qquad (4.9)$$

e a corrente de magnetização pela relação:

$$i_m = \sqrt{3}\ ia(ef) \qquad (4.10)$$

Este fluxo e corrente desta forma foram referidos, também, aos sistemas de eixos fixos no rotor.

Escolheu-se representar a curva de magnetização por três segmentos de reta [7,8]. A figura IV.2 mostra estes segmentos superpostos à curva medida. Introduziu-se um valor de magnetismo remanente no sentido de permitir a simulação do fenômeno de escorvamento do gerador de indução.

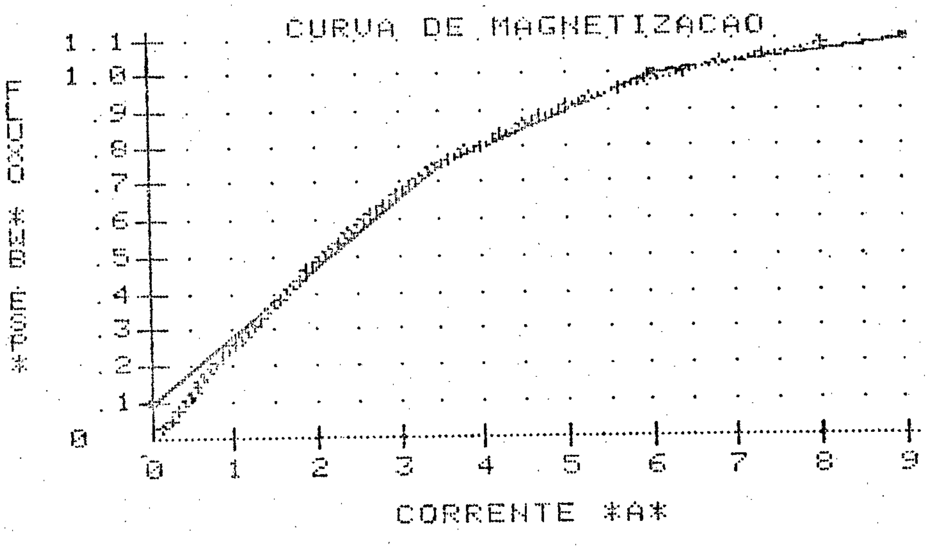


FIGURA IV.2

Em se tratando de uma máquina de rotor cilíndrico, o fenômeno de saturação está ligado ao valor do fluxo resultante no entreferro. Este fluxo sendo uma grandeza senoidal, será decomposto segundo os eixos d e q. O fluxo próprio de um enrolamento da máquina divide-se, como já mencionou-se, em um fluxo disperso cujo caminho principal situa-se no ar, e um fluxo útil que percorre o circuito magnético sujeito então à lei de variação da permeabilidade do material.

A figura IV.3 mostra a posição relativa da corrente de magnetização, e por via de conseqüência do fluxo magnetizante, em relação aos eixos de referência d e q.

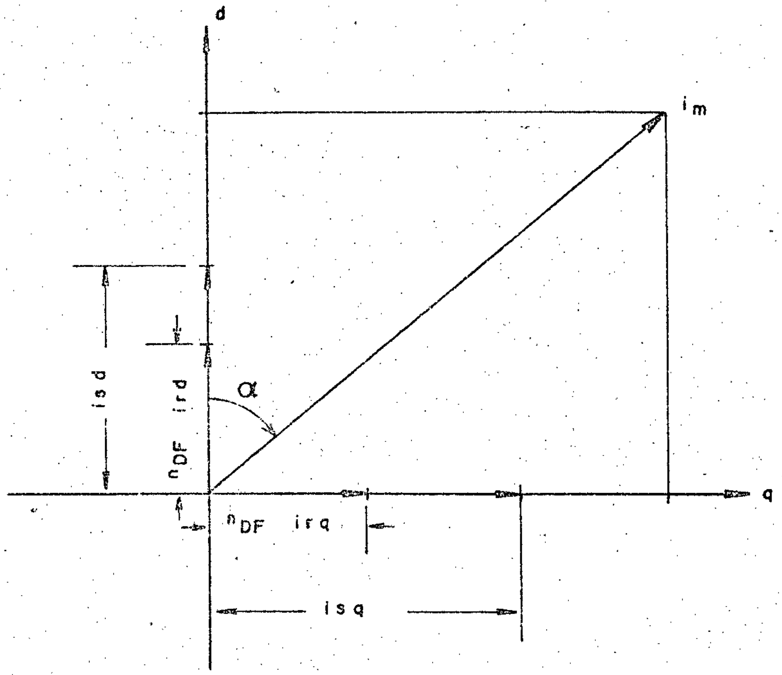


FIGURA IV.3: Diagrama de Forças Magnetomotrizes

A decomposição dos fluxos permite escrever (9):

$$\lambda_{sd} = \ell_s \; i_{sd} + \lambda m \cos \alpha$$

$$\lambda_{sq} = \ell_s \; i_{sq} + \lambda m \; \text{sen}\, \alpha \qquad (4.11)$$

$$\lambda_{Rd} = \ell_r \; i_{Rd} + n_{DF} \; \lambda m \cos\alpha$$

$$\lambda_{Rq} = \ell_r \; i_{Rq} + n_{DF} \; \lambda m \; \text{sen}\alpha$$

onde ℓ_s e ℓ_R representam as indutâncias de dispersão dos enrolamentos do estator e do rotor, respectivamente, e n_{DF} representa o coeficiente de equivalência de ampéres-espiras entre os enrolamentos do estator e do rotor.

Nestas condições pode-se escrever:

$$i_m = \sqrt{(i_{sd} + n_{DF} \; i_{Rd})^2 + (i_{sq} + n_{DF} \; i_{Rq})^2} \qquad (4.12)$$

com

$$\cos\alpha = \frac{i_{sd} + n_{DF}\, i_{Rd}}{i_m} \tag{4.13}$$

$$\operatorname{sen}\alpha = \frac{i_{sq} + n_{DF}\, i_{Rq}}{i_m} \tag{4.14}$$

A resolução do sistema de equações algébricas não-lineares 4.11 é feito utilizando o método de Newton-Raphson [6].

Este método reside na solução do sistema de equações abaixo:

$$\begin{vmatrix} Y_1 - f_1(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}, \ldots, x_n^{(0)}) \\ Y_2 - f_2(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}, \ldots, x_n^{(0)}) \\ Y_3 - f_3(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}, \ldots, x_n^{(0)}) \\ Y_4 - f_4(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}, \ldots, x_n^{(0)}) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1}{}_0 & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1}{}_0 & \cdots & \frac{f_2}{x_n} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1}{}_0 & \cdots & \frac{\partial f_3}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_4}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial f_4}{\partial x_n} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Delta x_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \Delta x_n \end{vmatrix} \tag{4.15}$$

ou

$$D = JC. \tag{4.16}$$

onde J é uma matriz jacobiana, Y é o valor do fluxo, as funções f são os fluxos nos eixos direto e quadratura, tanto rotóricas como estatóricas, os valores da matriz D e a matriz jacobiana J são calculados substituindo os valores das correntes x_i uma vez obtido Δx_i pode-se obter o novo vetor x_i com a seguinte expressão:

$$x_i^{(1)} = x_i^{(0)} + \Delta x_i \tag{4.17}$$

com este valor se procede novamente ao cálculo de D e J para logo encontrar um novo Δx_i até a convergência.

A solução do método interativo de Newton-Raphson e ilustrado com o fluxograma da figura IV.4:

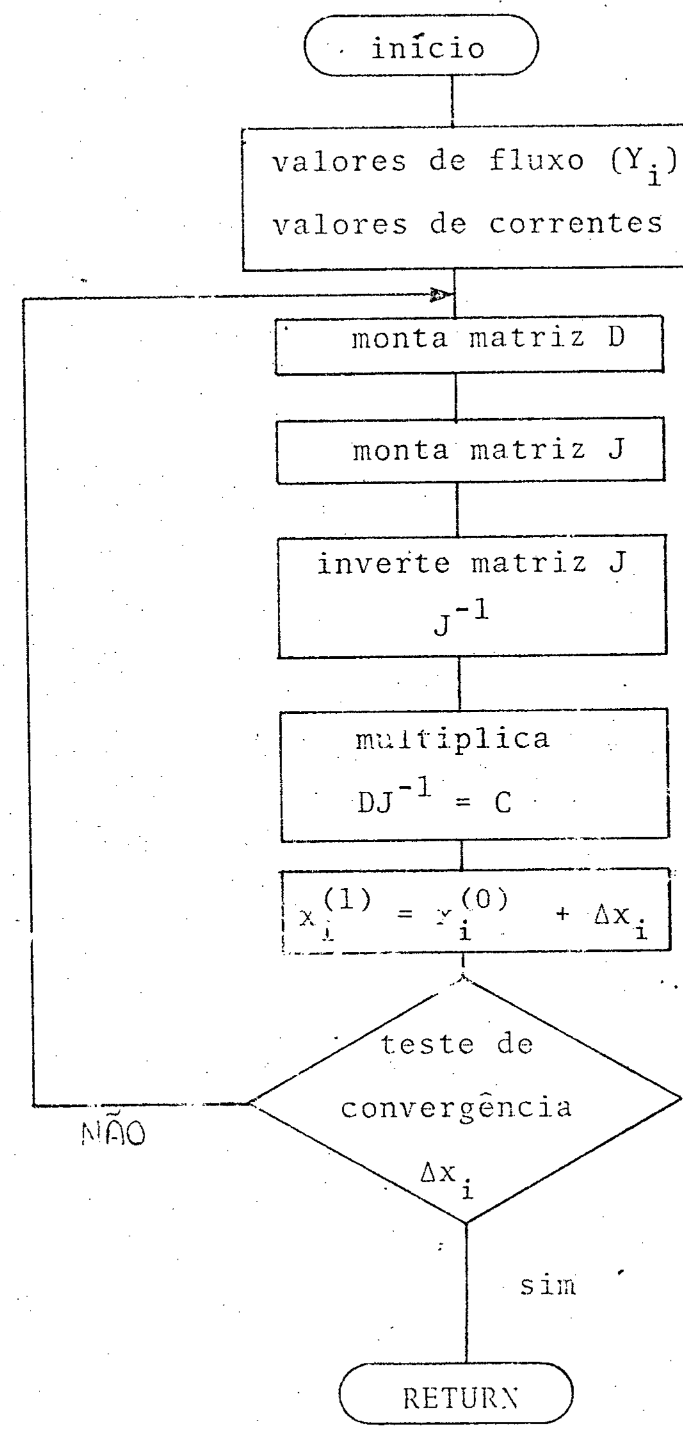


FIGURA IV.4: Fluxograma do Método Interativo de Newton-Raphson

MATRIZ D

Tendo-se um valor de fluxo proveniente da integração numérica de Runge-Kuta λ_{sd}, λ_{sq}, λ_{rd} e λ_{rq} os valores iniciais das correntes bem como as funções de fluxo em relação ao fluxo de magnetização já deduzidas nas expressões 4.11 podemos montar a matriz D da seguinte maneira:

$$D = \begin{vmatrix} \lambda_{sd} - (\ell_s\, i_{sd} + \lambda_m \cos \alpha_1) \\ \lambda_{sq} - (\ell_s\, i_{sq} + \lambda_m\, \mathrm{sen}\, \alpha_1) \\ \lambda_{rd} - (\ell_r\, i_{rd} \quad \lambda_m \quad \cos \alpha_1) \\ \lambda_{rq} - (\ell_r\, i_{rq} + n_{DF}\, \lambda_n\, \mathrm{sen}\, \alpha_1) \end{vmatrix} \qquad (4.18)$$

O fluxo de magnetização λ_m e as funções cos α_1 sen α_1 são obtidas previamente pelas expressões 4.9, 4.13 e 4.14 respectivamente.

MATRIZ J.

Sendo:

$$\begin{aligned} F_1 &= \ell_s\, i_{sd} + \lambda_m \cos \alpha_1 - \lambda_{sd} \\ F_2 &= \ell_s\, i_{sq} + \lambda_m\, \mathrm{sen}\, \alpha_1 - \lambda_{sq} \\ F_3 &= \ell_r\, i_{rd} + n_{DF}\, \lambda_m \cos \alpha_1 - \lambda_{rd} \\ F_4 &= \ell_r\, i_{rq} + n_{DF}\, \lambda_m\, \mathrm{sen}\, \alpha_1 - \lambda_{rq} \end{aligned} \qquad (4.19)$$

A matriz jacobiana

$$
J = \begin{vmatrix}
\dfrac{\partial F_1}{\partial I_{sd}} & \dfrac{\partial F_1}{\partial I_{sq}} & \dfrac{\partial F_1}{\partial I_{rd}} & \dfrac{\partial F_1}{\partial I_{rq}} \\[2ex]
\dfrac{\partial F_2}{\partial I_{sd}} & \dfrac{\partial F_2}{\partial I_{sq}} & \dfrac{\partial F_2}{\partial I_{rd}} & \dfrac{\partial F_2}{\partial I_{rq}} \\[2ex]
\dfrac{\partial F_3}{\partial I_{sd}} & \dfrac{\partial F_3}{\partial I_{sq}} & \dfrac{\partial F_3}{\partial I_{rd}} & \dfrac{\partial F_3}{\partial I_{rq}} \\[2ex]
\dfrac{\partial F_4}{\partial I_{sd}} & \dfrac{\partial F_4}{\partial I_{sq}} & \dfrac{\partial F_4}{\partial I_{rq}} & \dfrac{\partial F_4}{\partial I_{rq}}
\end{vmatrix} \qquad (4.20)
$$

onde:

$$\frac{\partial F_1}{\partial I_{sd}} = \ell_s + n_{FD} \left(\overset{0}{\lambda}_m \cos \alpha_1 + \frac{\lambda_m}{I_m} \operatorname{sen}^2 \alpha_1 \right)$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial I_{sq}} = n_{FD} \operatorname{sen} \alpha_1 \cos \alpha_3 \left(\overset{0}{\lambda}_m - \frac{\lambda_m}{i_m} \right)$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial I_{rd}} = \lambda_m \cos^2 \alpha_2 + \frac{\lambda_m}{i_m} \operatorname{sen}^2 \alpha_1$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial I_{rq}} = \operatorname{sen} \alpha_1 \cos \alpha_1 \left(\overset{0}{\lambda}_m - \frac{\lambda_m}{i_m} \right)$$

$$\frac{\partial F_2}{\partial I_{sd}} = n_{FD} \operatorname{sen} \alpha_1 \cos \alpha_1 \left(\overset{0}{\lambda}_m - \frac{\lambda_m}{i_m} \right)$$

$$\frac{\partial F_2}{\partial I_{sq}} = \ell_s \quad n_{FD} \left(\overset{0}{\lambda}_m \operatorname{sen}^2 \alpha_1 + \frac{\lambda_m}{i_m} \cos^2 \alpha_1 \right)$$

$$\frac{\partial F_2}{\partial I_{rd}} = \operatorname{sen}\alpha_1 \cos\alpha_1 (\overset{0}{\lambda}_m - \frac{\lambda_m}{i_m})$$

$$\frac{\partial F_2}{\partial I_{rq}} = \overset{0}{\lambda}_m \operatorname{sen}^2\alpha_1 + \frac{\lambda_m}{i_m} \cos^2\alpha_1$$

$$\frac{\partial F_3}{\partial I_{sd}} = \overset{0}{\lambda}_m \cos^2\alpha_1 + \frac{\lambda_m}{i_m} \operatorname{sen}^2\alpha_1$$

$$\frac{\partial F_3}{\partial I_{sq}} = \operatorname{sen}\alpha_1 \cos\alpha_1 (\overset{0}{\lambda}_m - \frac{\lambda_m}{i_m})$$

$$\frac{\partial F_3}{\partial I_{rd}} = \ell_r + n_{FD} (\overset{0}{\lambda}_m \cos^2\alpha_1 + \frac{\lambda_m}{i_m} \operatorname{sen}^2\alpha_1)$$

$$\frac{\partial F_3}{\partial I_{rq}} = n_{DF} \operatorname{sen}\alpha_1 \cos\alpha_1 (\overset{0}{\lambda}_m - \frac{\lambda_m}{i_m})$$

$$\frac{\partial F_4}{\partial I_{sd}} = \operatorname{sen}\alpha_1 \cos\alpha_1 (\overset{0}{\lambda}_m - \frac{\lambda_m}{i_m})$$

$$\frac{\partial F_4}{\partial I_{sq}} = \overset{0}{\lambda}_m \operatorname{sen}^2\alpha_1 + \frac{\lambda_m}{i_m} \cos^2\alpha_1$$

$$\frac{\partial F_4}{\partial I_{rd}} = n_{FD} \operatorname{sen}\alpha_1 \cos\alpha_1 (\overset{0}{\lambda}_m - \frac{\lambda_m}{i_m})$$

$$\frac{\partial F_4}{\partial I_{rq}} = \ell_r + n_{DF} (\overset{0}{\lambda}_m \operatorname{sen}^2\alpha_1 + \frac{\lambda_m}{i_m} \cos^2\alpha_1)$$

O método como foi apresentado até aqui permite a simulação das máquinas assíncronas em qualquer regime de funcionamento, levando em conta o fenômeno de saturação do circuito magnético.

Uma das vantagens deste método reside no fato de necessitar-se apenas de dados obtidos nos ensaios a vazio e de rotor bloqueado, facilmente realizáveis.

IV-4. Representação do Sistema Estático de Excitação e Regulação.

Devido a dificuldades de ordem numérica e computacional levaram a que se procurasse reduzir a ordem do sistema de equações diferenciais a resolver.

Uma das providências que foram tomadas com este objetivo foi a obtenção de um capacitor variável equivalente ao conjunto capacitor mais indutor chaveado do regulador estático.

O capacitor equivalente que obteve-se é aquele que produz a mesma energia reativa que o conjunto que ele substitui.

Da equação dos potenciais reativas, tem-se:

$$(Q_C)_{eq} = Q_C - Q_L$$

onde: $$(Q_C)_{eq} = \frac{V^2}{(X_C)_{eq}}$$

$$Q_C = \frac{V^2}{X_C}$$

$$Q_L = \frac{V^2}{X_L}$$

Ou seja:

$$C_{eq} = \frac{\omega^2 L_\beta C - |1 - f(\beta)|^2}{\omega^2 L_\beta} \qquad (4.21)$$

O capacitor equivalente tem assim sua capacitância expressa em função do ângulo de meia-condução dos tiristores e da freqüência.

Em condições de plena carga obtém-se o capacitor equivalente entrando na expressão (4.21) com $\omega = 377$ rad/s e $\beta = 10^0$. Já a vazio, ω = 388 rad/s e β = 80 .

Deve-se ter em mente, entretanto, que com isto perder-se-ã informações relativas ao comportamento de cada elemento individualmente e sua interação com os demais.

Além disso, a expressão obtida sõ é válida em regime permanente. Constatou-se, porém, que com a velocidade de rotação constante a variação da carga produz uma variação imediata da freqüência a qual permanece constante atê nova variação da carga. Assim, justifica-se a utilização do capacitor equivalente.

Para escrever-se as equações diferenciais referentes ao capacitor de excitação, considere-se a figura IV-5.

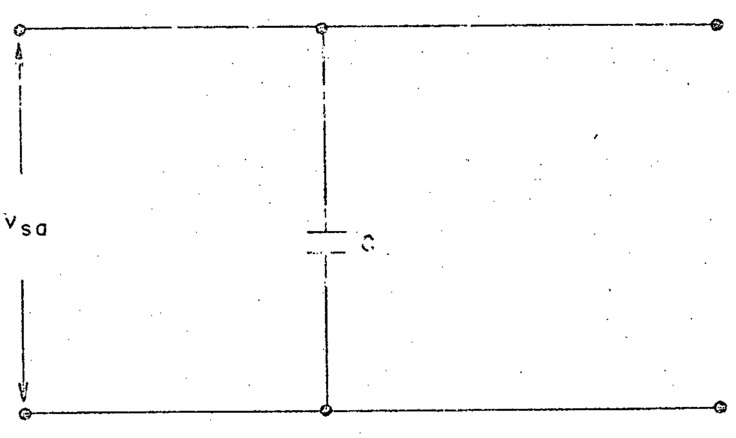


FIGURA IV-5: Gerador de Indução em paralelo com o capacitor de excitação, por fase.

Nesta figura v_{sa} representa a tensão nos terminais do gerador de indução correspondente ã fase a da armadura.

A observação desta figura permite escrever a equação de malha do circuito.

$$v_{sa} = \frac{1}{c} \int i_{sa}\, dt \qquad (4.22)$$

Pode-se generalizar esta equação para as três fases:

$$v_{sabc} = \frac{1}{c} \int i_{sabc}\, dt \qquad (4.23)$$

A derivação desta equação permite obter a equação diferencial que deseja-se:

$$\dot{v}_{sabc} = \frac{1}{c}\, i_{sabc} \qquad (4.24)$$

Aplicando-se a transformação da equação 4.3 refere-se as grandezas da expressão 4.24 a um par de eixos fixos no rotor.

Ou seja:

$$C^t \dot{v}_{sabc} = \frac{1}{c}\, U_3 C^t i_{sabc} \qquad (4.25)$$

onde:

$$U_3 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

Para obter-se o resultado da operação indicada no primeiro membro da eq. 4.25 parte-se da definição da transformação:

$$C^t\, v_{sabc} = v_{0dq} \qquad (4.26$$

derivando-se esta equação:

$$\dot{v}_{0dq} = \dot{C}^t\, v_{sabc} + C^t \dot{v}_{sabc}$$

ou: $C^t \dot{v}_{sabc} = \dot{v}_{0dq} - \dot{C}^t v_{sabc}$

$$C^t \dot{v}_{sabc} = \dot{v}_{0dq} - \dot{C}^t C v_{0dq} \qquad (4.27)$$

Demonstra-se que:

$$\dot{C}^t C v_{0dq} = \begin{vmatrix} 0 \\ -\omega v_{sq} \\ \omega v_{sd} \end{vmatrix} \qquad (4.28)$$

Logo:

$$v_{dq} = \frac{1}{C} i_{sdq} + \begin{vmatrix} -\omega v_{sq} \\ \omega v_{sq} \end{vmatrix} \qquad (4.29)$$

onde desprezou-se a componente de seqüência zero da tensão e da corrente.

As equações diferenciais referentes a este capacitor equivalente são, então:

$$\begin{aligned} \dot{v}_{sd} &= \frac{1}{C} i_{sd} - \quad v_{sq} \\ \dot{v}_{sq} &= \frac{1}{C} i_{sq} + \quad v_{sd} \end{aligned} \qquad (4.30)$$

IV-5. Representação da Carga

Mais uma vez, visando não aumentar a ordem do sistema e com isto reduzir o tempo de computação, optou-se por simular uma carga puramente resistiva.

As equações correspondentes a carga são deduzidas em base da figura IV-6 onde temos o gerador de indução em paralelo do capacitor equivalente de excitação e a carga

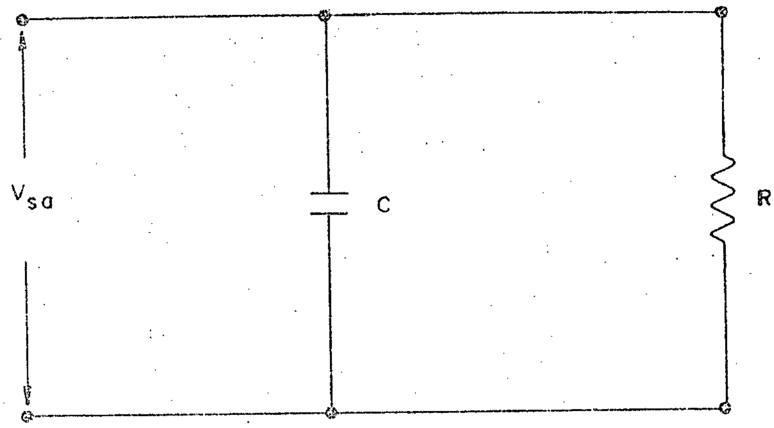


FIGURA IV-6: Gerador de indução em paralelo com o capacitor de excitação e a carga for fase.

Pode-se obter desta figura em base das equações das malhas a expressão for fase da tensão nos terminais da armadura dadas pela expressão 4.31.

$$\overset{0}{v}_{sabc} = \frac{1}{C} U_3 i_{sabc} - \frac{1}{CR} U_3 v_{sabc} \qquad (4.31)$$

aplicando-se nesta expressão a transformação 4.3 temos:

$$C^t \overset{0}{v}_{sabc} = \frac{1}{C} U_3 C^t i_{sabc} - \frac{1}{CR} U_3 C^t v_{sabc} \qquad (4.32)$$

com a expressão 4.27 podemos substituindo na expressão 4.31 obtemos a expressão 4.33.

$$\overset{0}{v}_{odq} - \overset{0}{C}{}^t C v_{odq} = \frac{1}{C} i_{odq} - \frac{1}{CR} v_{odq} \qquad (4.33)$$

Substituindo a expressão 4.28 obtemos

$$\overset{0}{v}_{odq} = \frac{1}{C} i_{sodq} + \begin{vmatrix} -\omega v_{sq} \\ \omega S_{sd} \end{vmatrix} - \frac{1}{CR} v_{sodq} \qquad (4.34)$$

Com isto, as equações que representam todos os elementos conectados aos terminais do gerador resumen-se à seguintes:

$$
\begin{aligned}
\overset{0}{v}_{sd} &= \frac{1}{C}\, i_{sd} - \omega\, v_{sq} - \frac{1}{RC}\, v_{sd} \\
\overset{0}{v}_{sq} &= \frac{1}{C}\, i_{sq} + \omega\, v_{sq} - \frac{1}{RC}\, v_{sq}
\end{aligned}
\qquad (4.35)
$$

onde R representa a resistência de carga e C o capacitor equivalente.

CAPÍTULO V

ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DINÂMICO DO G.I.R.E.

V-1. Introdução

Neste capítulo será feita a análise do comportamento do GIRE quando submetido a diferentes condições de operação.

As figuras aqui apresentadas foram obtidas a partir dos resultados da simulação digital apresentada nos capítulos anteriores.

Três são as situações que analisar-se-á:

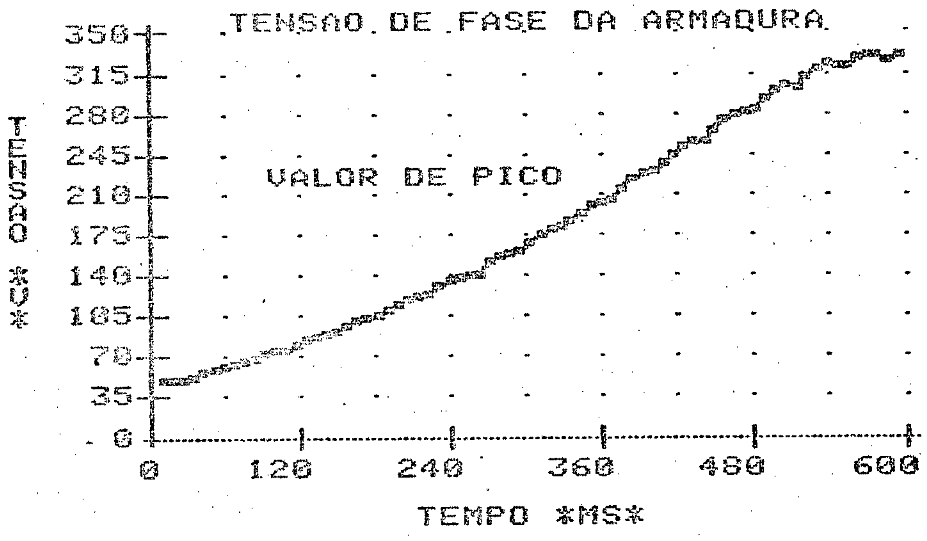
- Escorvamento
- Aplicação de carga
- Variação do ângulo de disparo dos tiristores do regulador estático.

V-2. Escorvamento

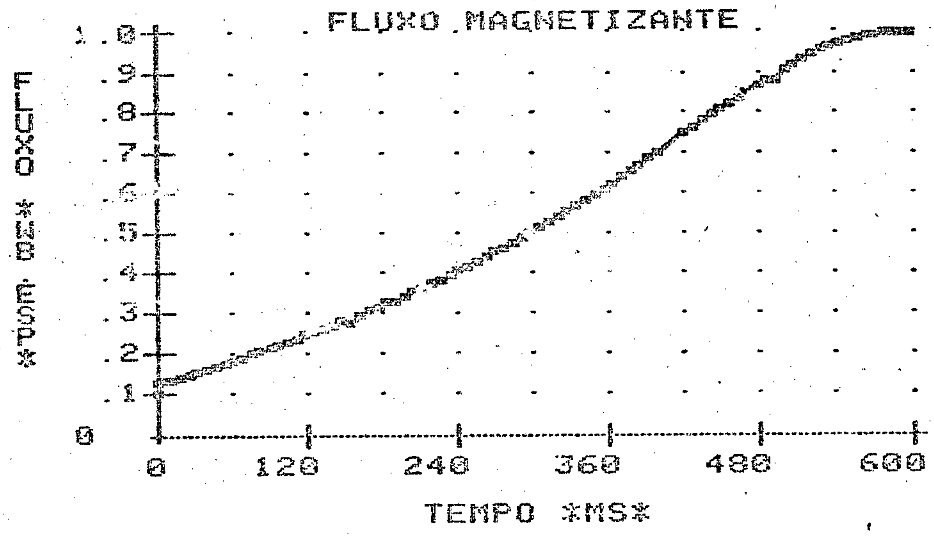
Neste item verificar-se-á o fenômeno de estabelecimento de uma tensão nos terminais do gerador por efeito de seu magnetismo remanente e em conseqüência da conexão de um capacitor aos seus terminais.

A figura V-1.a mostra a evolução no tempo dos valores de pico da tensão de uma fase da armadura do gerador.

Verifica-se nesta figura que são necessários cêrca de 30 ciclos de 60 Hz para o estabelecimento da tensão nominal nos terminais da armadura.



(a)



(b)

FIGURA V-1: Escorvamento do Gerador de Indução

Considerou-se, neste caso, um fluxo remanente de 0,1 weber. espira no eixo direto da máquina. Este fluxo remanente poderia ter sido obtido fazendo circular uma corrente contínua pelos enrolamentos da armadura.

A figura V-1.b mostra, nas mesmas condições, a evolução do fluxo magnetizante.

As figuras V-2.a e b mostram a evolução dos fluxos dos eixos direto e em quadratura dos enrolamentos do rotor e estator, respectivamente.

Como, nas condições desta simulação, a máquina encontra-se a vazio as grandezas referentes aos eixos d e q são contínuas. Isto verifica-se nas figuras acima comentadas.

Considerou-se aqui o capacitor equivalente decorrente da fixação em 80^0 do ângulo β de disparo dos tiristores do regulador estático. Este ângulo corresponde à máxima absorção de reativos por parte do regulador estático.

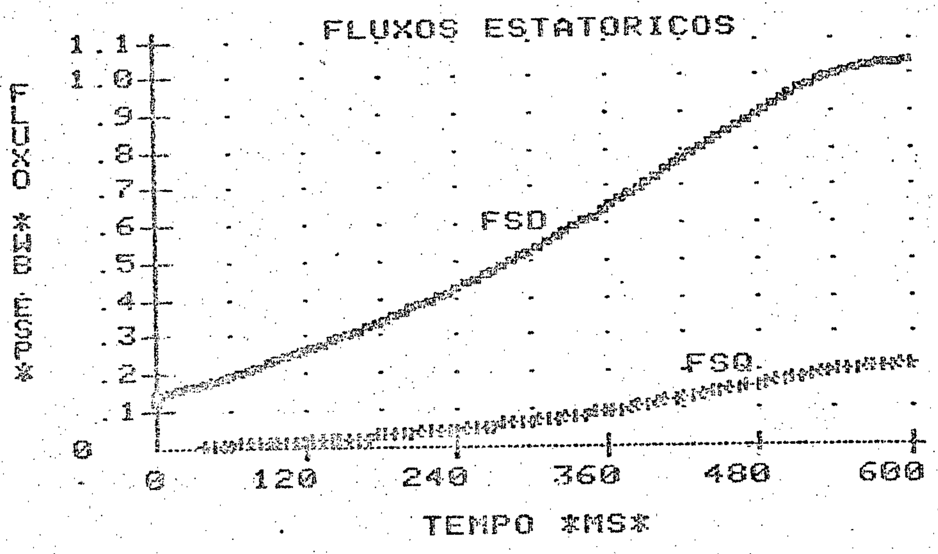
V-3. Aplicação de Carga Resistiva

Conforme foi explicado no item IV-5 simular-se-á somente a aplicação de uma carga resistiva pura aos terminais do gerador.

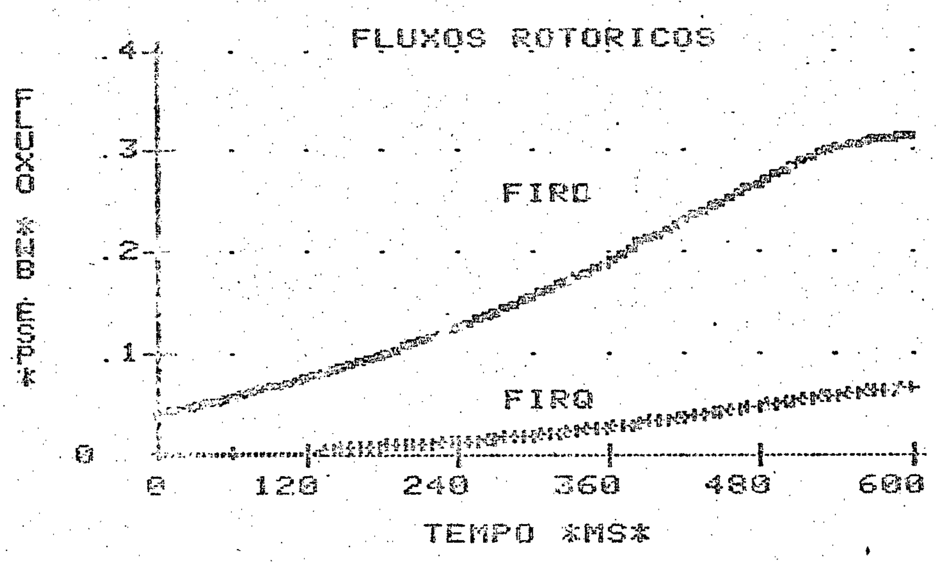
Escolhem-se para esta análise o caso da aplicação de uma carga resistiva correspondente à potência nominal do gerador.

A aplicação da carga é feita considerando o gerador devidamente excitado, com tensão nominal nos seus terminais.

O ângulo β de disparo dos tiristores do regulador estático é mantido fixo em 80^0, correspondendo à situação do gerador a vazio.



(a)



(b)

FIGURA V-2: Evolução dos fluxos estatóricos e rotóricos durante o escorvamento do Gerador de Indução.

A figura V-3.a mostra a queda da tensão nos terminais de uma fase da armadura em função do tempo. Esta queda de tensão representa 30% da tensão nominal. Entretanto cabe ressaltar que não se está atuando no regulador estático.

A figura V-3.b mostra a variação do fluxo magnetizante em decorrência da aplicação de carga.

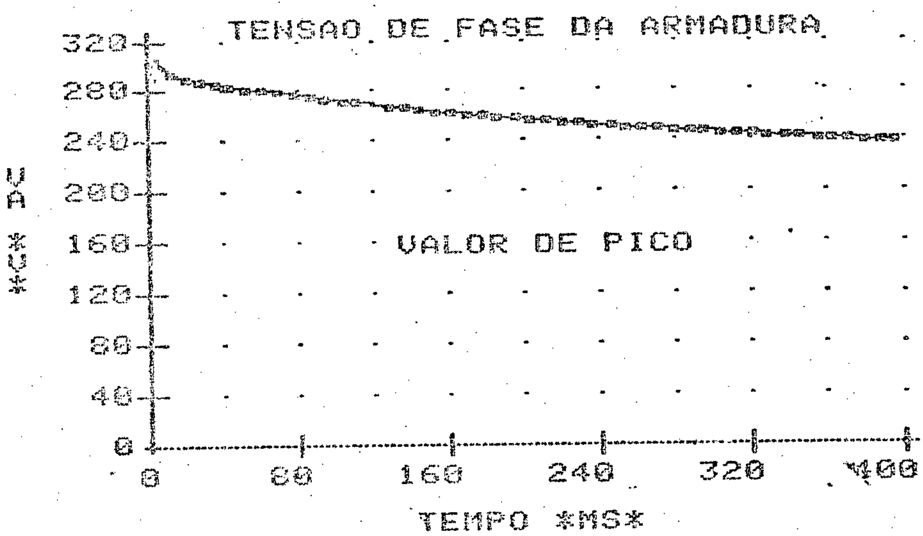
As figuras V-4.a e c mostram a variação das correntes rotóricas e estatóricas, respectivamente. Observa-se que estas correntes variam com uma freqüência de 1,89 Hz, aproximadamente, o que corresponde a um escorregamento de 3,15%, ou seja, praticamente o escorregamento correspondente à carga nominal da máquina. Este resultado é conseqüência da transformação de Park adotada que refere todas as grandezas a eixos fixos no rotor. Observa-se também que os valores de pico das diferentes correntes correspondem aos valores esperados para a carga aplicada.

As figuras V-4.b e d mostram com mais detalhe o transitório inicial das correntes tanto do estator como do rotor.

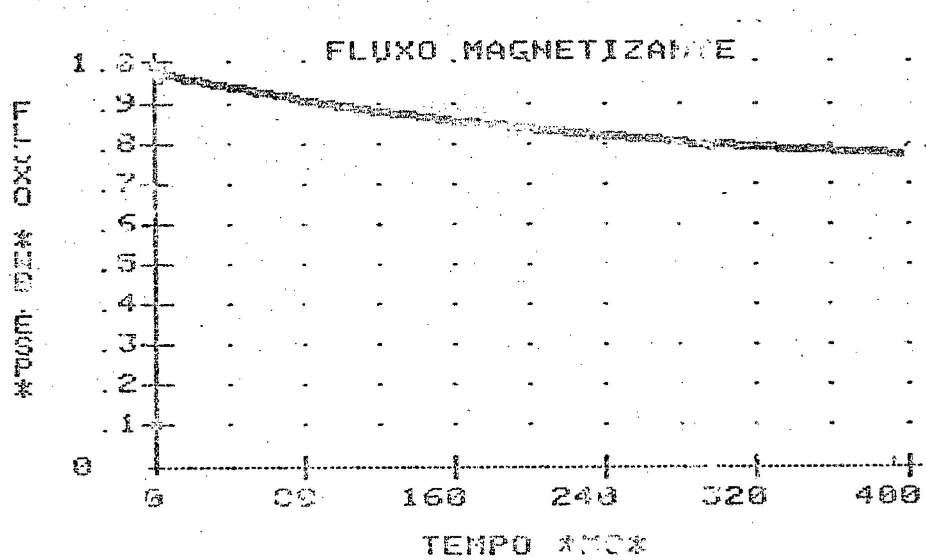
V-4. Variação do Ângulo de Disparo dos Tiristores do Regulador Estático

O objetivo da simulação que será apresentada aqui é permitir uma avaliação da capacidade de regulação do regulador estático.

As condições iniciais desta simulação correspondem às condições finais do caso anterior em que se aplicou carga ao gerador.

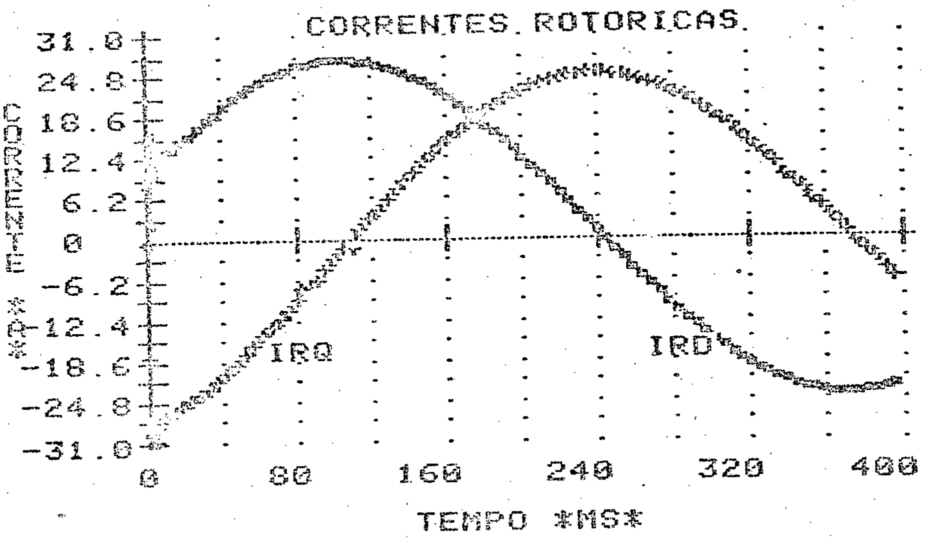


(a)

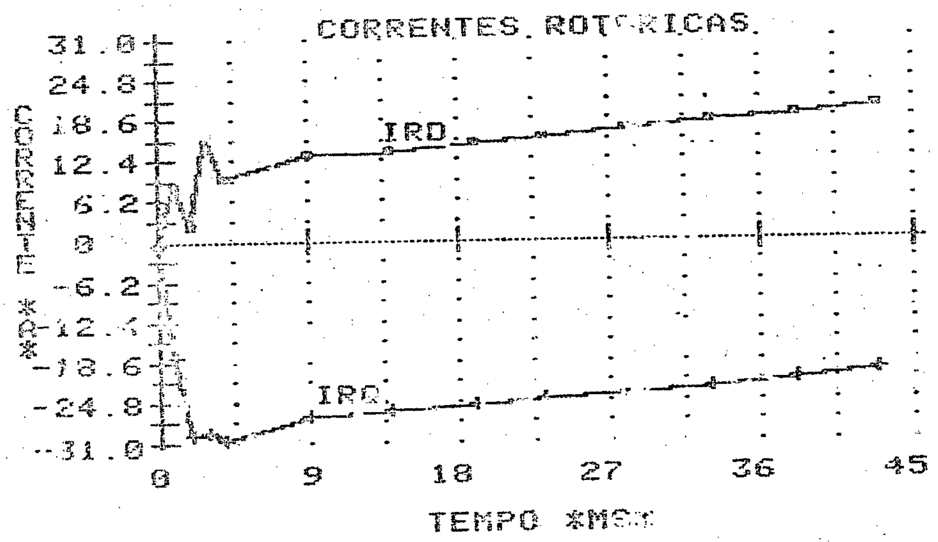


(b)

FIGURA V-3: Aplicação de Carga Resistiva Nominal.

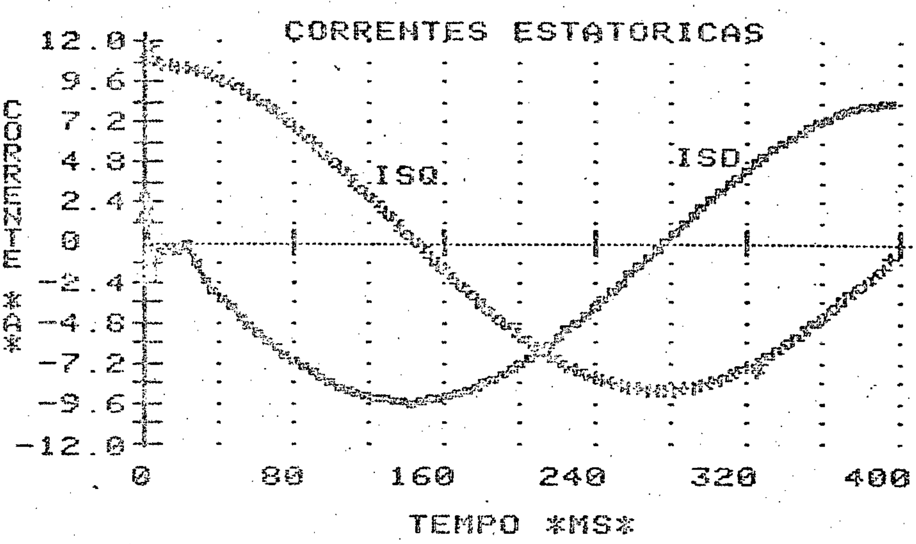


(a)

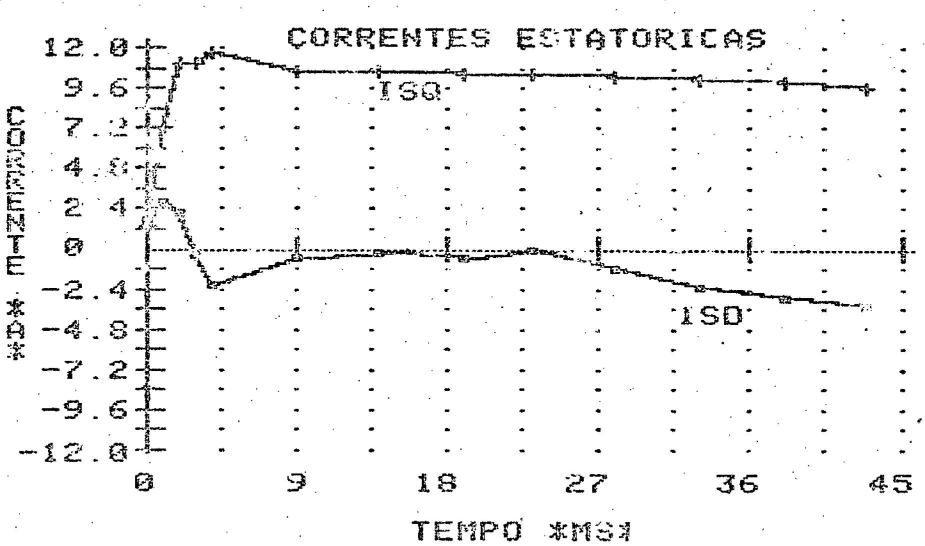


(b)

FIGURA V-4: Aplicação de Carga Resistiva Nominal.



(c)



(d)

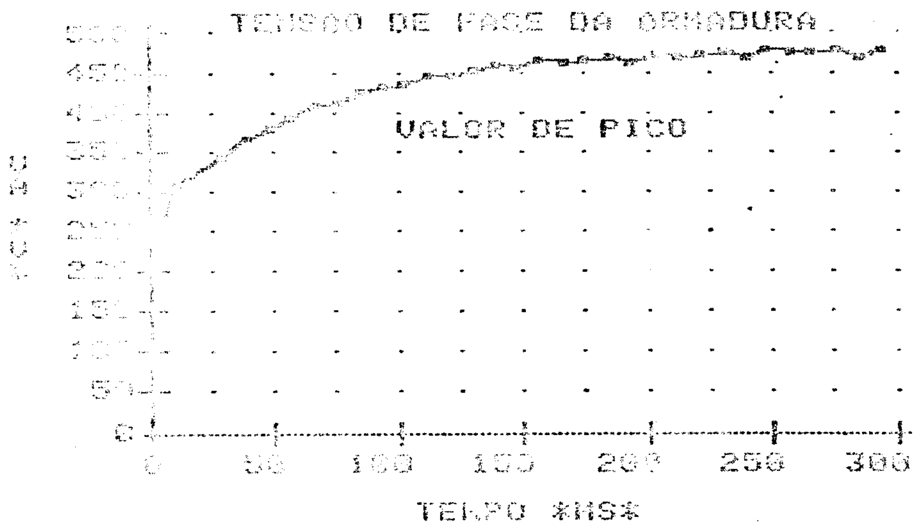
FIGURA V - 4: Aplicação de Carga Resistiva Nominal (cont.)

O ângulo β será variado de 80^0, correspondente à máxima absorção de reativos, para 10°, correspondente à mínima absorção de reativos.

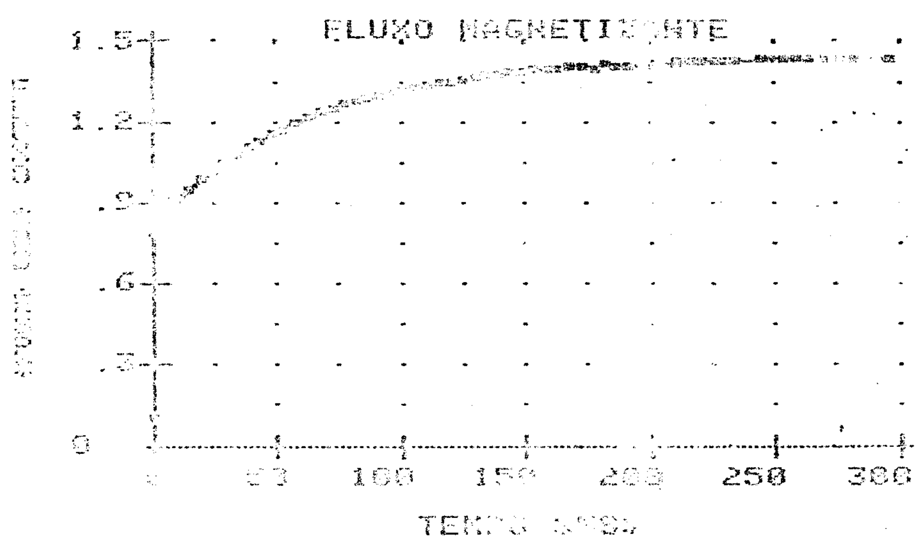
A figura V-5.a mostra a variação da tensão de uma fase da armadura. Esta tensão atinge seu valor final em cêrca de 14 ciclos de 60 Hz.

Observa-se também que a tensão que havia caído em 30% com a aplicação da carga, recuperou a tensão inicial em apenas 21 ms, ou seja pouco mais de um ciclo de 60 Hz após a variação brusca de β. Isto permite prever uma boa regulação através de uma ação sobre o ângulo de disparo dos tiristores.

A figura V-5.b mostra a variação do fluxo magnetizante em conseqüência desta variação de β.



(a)



(b)

FIGURA V-5: Efeito da variação do ângulo de disparo dos tiristores de 80° para [illegible].

CAPÍTULO VI

CONCLUSÃO

A robustez e simplicidade da máquina de indução fazem com que não necessite uma manutenção honerosa. Esta característica, mais as respostas das simulações realizadas neste trabalho, fazem com que seu uso como gerador auto-excitado tenha um futuro prometedor.

Dos resultados das simulações mostradas no capítulo anterior pode-se concluir que:

1 - Partindo de um pequeno magnetismo residual e em velocidade de rotação nominal, o gerador experimenta um fenômeno de escorvamento quando liga-se aos seus terminais um banco adequado de capacitores. Nestas condições, a tensão nominal a vazio é atingida em 500 ms.

2 - Com o gerador escorvado, a aplicação de carga resistiva nominal, com excitação fixa em seu valor mínimo, provoca uma queda de 30% da tensão nos terminais do gerador.
Esta queda de tensão processa-se em 400 ms.

3 - Nas condições do ítem 2, a variação da excitação do seu valor mínimo ($\beta = 80^0$) para seu valor máximo ($\beta = 10^0$) provoca um crescimento da tensão nos terminais do gerador. O valor máximo é atingido após 300 ms e corresponde a 475 volts.
A tensão nominal é atingida, nestas condições, em 21 ms, ou seja em pouco mais de um ciclo de 60 Hz.

Levando-se em conta que a tensão levou 400 ms para cair d

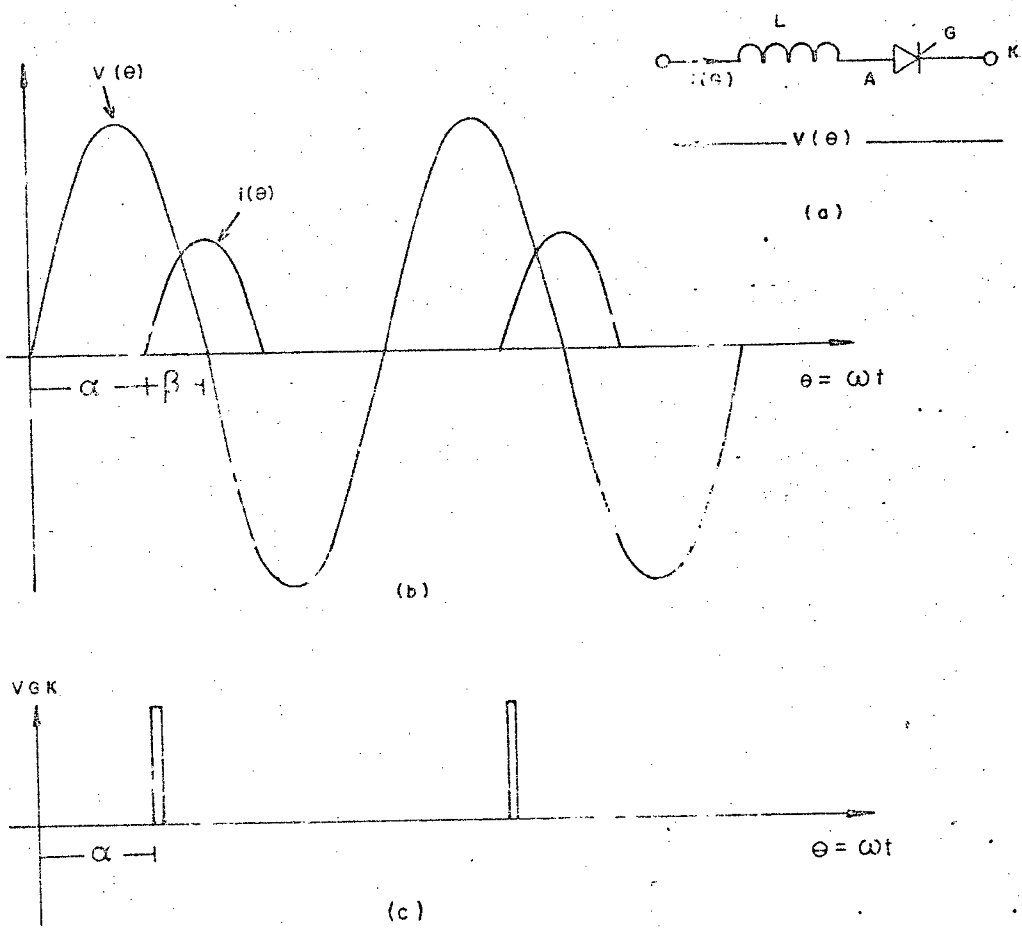
30% do valor nominal e que a partir deste ponto bastaram 20 ms para reestabelecê-la mediante uma ação sobre o dispositivo de excitação, conclui-se que o dispositivo apresenta boas possibilidades de regulação automática.

Os resultados da simulação oferecem subsídios para a identificação de um modelo linear aproximado a partir do qual seria possível estabelecer um contrôle em malha fechada da excitação da máquina.

O prosseguimento do trabalho consistiria em implementar um protótipo de laboratório que contasse com um contrôle de excitação em malha fechada. Este contrôle deveria ser introduzido no modêlo de simulação.

APÊNDICE

O tiristor permite a passagem unidirecional da corrente a partir do instante em que é aplicado um pulso de disparo ao seu gatilho, uma vez que o mesmo conduza só retornará ao estado de não condução quando a corrente que o percorre for inferior a sua corrente de manutenção (16)



$$i(\theta) = \frac{1}{\omega L} \int V(\theta) d$$

com $\theta = \omega t$

$\omega = 2\pi f$

Se $V(\theta) = V_M \operatorname{sen} \theta$

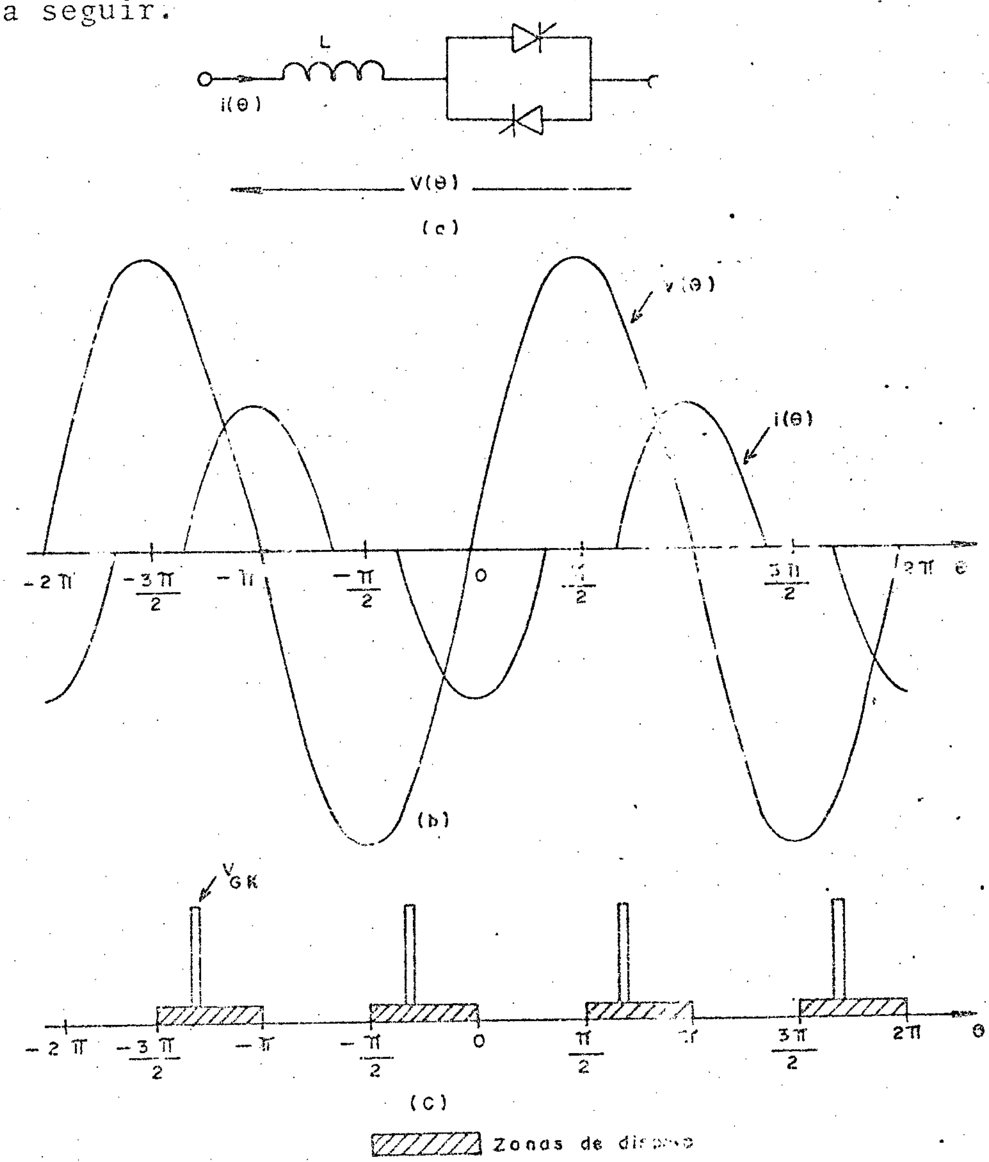
então

$$i(\theta) = \frac{V_M}{\omega_L} (\cos\alpha - \cos\theta) \qquad \text{se } \alpha \leq \theta \leq 2\pi - \alpha$$

ou

$$i(\theta) = -\frac{V_M}{\omega_L} (\cos\beta + \cos\theta) \qquad \text{se } \pi - \beta \leq \theta \leq \pi + \beta$$

A corrente controlada por tiristores em antiparalelo com ângulos de meia condução entre θ e $\pi/2$ rds., como mostram as figuras a seguir.



Na figura (c) acima são mostradas as zonas de disparo permicíveis, caso o ângulo de disparo não esteja nas regiões indicadas aparecerá uma componente contínua no indutor já que ocorrerá condução em apenas um dos tiristores.

Entretanto em casos práticos é interessante limitar um pouco mais a zona de disparo principalmente devido ao erro de fase que pode ocorrer na detenção da tensão da rede.

Determina-se a seguir, a decomposição do sinal de corrente em série de Jauvier

$$i(\theta) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos n\theta + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \operatorname{sen} n\theta$$

O ângulo de meia condução dos tiristores são iguais (ver figura), então:

$$I_0 = 0$$

$$I'_n = 0$$

pois $\quad i(\theta) = i(-\theta)$

Além disso a corrente apresenta a prioridade.

$$i(\theta) = i(\theta + \pi)$$

logo as harmônicas fases são nulas, isto é

$$I_{2n} = 0$$

A componente fundamental da corrente é determinado a partir de:

$$I_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(\theta) \cdot \cos \theta \; d\theta$$

com

$$i(\theta) = -\frac{V_M}{\omega_L} \quad (\cos\theta - \cos\beta) \qquad -\beta \leq \theta \leq \beta$$

$$i(\theta) = -\frac{V_M}{\omega_L} \quad (\cos\theta + \cos\beta) \qquad \pi - \beta \leq \theta \leq \pi + \beta$$

onde

$$\bar{I}_1 = -\frac{V_M}{\pi\omega_L} (2\beta - \operatorname{sen} 2\beta)$$

BIBLIOGRAFIA

1 - E. D. BASSETT, e F. M. POTTER, "Capacitive Excitation for Induction Generators", Electrical Engineering (AIEE Transaction) - Fevereiro de 1938.

2 - A. E. FITZGERALD, e C. KINGSLEY JR, "Electric Machinery" Mc Graw-Hill Company, INC - Segunda Edição, 1961.

3 - B. C. DOXEY, "Theory And Application of The Capacitor - Excited Induction Generator", The Engineering - Novembro de 1963 - Pags. 893 - 897.

4 - P. C. KRAUSE, e C. H. THOMAS, "Simulation of Symetrical Induction Machinery", IEEE Transactions on power apparatus and systens - Novembro de 1965 - Pägs. 1038-1053.

5 - C. V. JONES, "The Unified Theory of Electrical Machines", London Butterworths, 1967.

6 - G. W. STAGG, e A. H. EL-ABIAD, "Computer Methods in Power System Analysis", Mc Graw-Hill Book Company, 1968.

7 - F. C. TRUTT, e E. A. ERDELYI, e R. E. HOPKINS, "Representation of The Magnetization Characteristic of DC Machines for Computer Use", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systens, Março de 1968 - Págs. 665-669.

8 - G. REDDY, B. E. M. TECH, A. M. ALI, e C. V. JONES, "Computer -Aided Analysis of Saturated Systems", Proc. IEE, Dezembro de 1971, Págs. 1791-1799.

9 - G. ROJAT, "Machine Synchrone Autopilotée Alimentée par un Convertisseur Statique a Commutation Assistée", Tese de Docteur De Spécialité, Université Paul Sabatier de Toulouse (França), 1974.

10 - LANGSDORF, "Teoria De Las Maquinas De Corriente Alterna", Libros Mc Graw-Hill, 1977.

11 - P. M. ANDERSON, e A. A. FOUAD, "Power System Control And Stability" The Iowa State University Press, Ames, Iowa, U.S.A., 1977.

12 - A. E. HAMMAD, e R. M. MATHUR, "A New Generalized Concept For The Design of Thyristor Phase-Controlled Var Compensators Part I: Steady State Performance", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systens, Jan./Feb. de 1979 - Págs. 219-226.

13 - R. M. MATHUR, e A. E. HAMMAD, "A New Generalized Concept For The Design of Thyristor Phase-Controlled Var Compensators Part II: Transient Performance", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systens, Jan./Feb. de 1979 - Págs. 227-231.

14 - D. B. WATSON, J. ARRILLAGA, e T. DENSEN, "Controllable D.C. Power Supply From Wind-Driven Self-Excited Induction Machines," Proc. IEE Dezembro de 1979, Págs. 1245-1248.

15 - M. C. SCHNEIDER, "Compensador Estático de Energia Reativa e de Desequilíbrios de uma Instalação Trifásica", Dissertação de Mestrado, UFSC, Março de 1980.

16 - F. P. CALDAS, "Um Estudo do Gerador de Indução Autoexcitado e Aplicações", Dissertação de Mestrado, COPPE UFRJ, Agosto de 1980.

17 - R. CARLSON e M. C. SCHNEIDER, "Aproveitamento de Mini-Quedas d'Água Utilizando Geradores de Indução Excitados por Compensador Estático", Anais do II Congresso Brasileiro de Energia, Rio de Janeiro, Abril de 1981.

18 - F. P. MELLO, e L. N. HANNETT, "Large Scale Induction Generators For Power Systens", IEEE Transactions On Power Apparatus And Systens, Maio de 1981, Págs. 2610-2617.

19 - S. CARNEIRO JR., e F. P. CALDAS, "Utilização do Gerador de Indução em Usinas Hidroelétricas de Pequeno Porte", VI Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Balneário Camboriú - SC, Outubro de 1981.

20 - R. CARLSON e M. C. SCHNEIDER, "Aproveitamento de Mini-Quedas d'Água Utilizando Geradores de Indução Auto-Excitados", II Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Balneário Camboriú-SC, Outubro de 1981