

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Este exemplar corresponde à redação
final de tese defendida por Mathens
Teodoro da Silva Filho e aprovada pela
Comissão Julgadora em 13 de maio de
1987.

Yas B. B.

UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO

DO GERADOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO AUTO-EXCITADO

Tese de Mestrado apresentada
à Universidade Estadual de
Campinas, como parte dos re-
quisitos para a obtenção do
título de Mestre em Engenha-
ria Elétrica.

Matheus Teodoro da Silva Filho

Abril de 1987

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

Aos meus pais:

Matheus e Gedalva

AGRADECIMENTOS

- ao Prof. Dr. Yaro Burian Júnior, pela orientação;
- ao Prof. Edson Bim, pela sua valiosa colaboração, na indicação de referências bibliográficas, nas atividades de laboratório e nas sugestões;
- ao Prof. Carlos Ferreira de Souza, pela indicação de referências bibliográficas;
- ao Departamento de Física e à Diretoria de Pesquisa e Pós-graduação da Universidade Estadual de Maringá, pelo apoio;
- aos meus pais, irmãs, parentes e amigos, pelo apoio;
- à minha mãe Gedalva, pelo especial apoio e incentivo durante todo o curso de Mestrado;
- a todos aqueles que, de alguma forma, contribuíram para que a realização deste trabalho se tornasse possível.

ÍNDICE

I - INTRODUÇÃO	1
II - MÁQUINAS DE INDUÇÃO MONOFÁSICAS E SEU CIRCUITO EQUIVALENTE	
1 - Introdução	4
2 - Campo girante de um motor polifásico	5
3 - Motores monofásicos de indução	
3.1 - Máquina monofásica pura - rotor parado; a teoria do duplo campo girante	6
3.2 - Motor monofásico com o rotor em movimento; circuito equivalente do motor monofásico puro	9
3.3 - Partida automática do motor de indução monofásico; motores de fase dividida	11
3.4 - Enrolamento de estator de uma máquina monofásica	13
4 - Um circuito equivalente para a máquina de indução monofásica	13
5 - Casos particulares do circuito equivalente da máquina monofásica	
5.1 - Enrolamento auxiliar em circuito aberto ..	20
5.2 - Enrolamento auxiliar em curto-circuito ...	23
III - MÁQUINA DE INDUÇÃO MONOFÁSICA DE FASE DIVIDIDA COM CAPACITOR PERMANENTE, OPERANDO COMO GERADOR	
1 - Auto-excitação do gerador de indução	26
2 - Quedas de frequência e de tensão; análise em carga	28
3 - Avaliação de desempenho do gerador a partir de seu circuito equivalente	
3.1 - O gerador de indução sob o ponto de vista de seu circuito equivalente	33
3.2 - Simulação da característica de carga	40
3.3 - Comparação dos valores teóricos e experimentais; análise de comportamento	42

4 - Gerador de indução monofásico funcionando com o enrolamento auxiliar em curto-circuito, com o capacitor	
4.1 - Simulação da característica de carga através do circuito equivalente	47
5 - Fornecimento de potência com capacitor em série com a carga; análise qualitativa; efeito de curto-circuito externo	56
6 - Regulação e rendimento	60
IV - RESUMO, COMENTÁRIOS E SUGESTÕES	62
Apêndice A - Características das máquinas utilizadas nos ensaios	67
Apêndice B - Ensaios para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente	
B.1 - Teste a vazio (máquina monofásica pura) ..	71
B.2 - Teste de rotor bloqueado (máquina monofásica pura)	73
B.3 - Os parâmetros da máquina de indução monofásica pura	75
B.4 - O cálculo e a influência da resistência de perdas no ferro, para efeito do circuito equivalente	77
B.5 - Ensaio a vazio (máquina de fase dividida)	80
B.6 - Ensaio a rotor bloqueado (máquina de fase dividida)	84
B.7 - Conclusões	88
Apêndice C - Resultado dos ensaios em carga	89
Apêndice D - Erros nos cálculos e na parte experimental	91
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	97
BIBLIOGRAFIA	99

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Em determinadas aplicações, a máquina de indução com rotor do tipo gaiola de esquilo é robusta em relação às máquinas síncrona e de corrente contínua, porque seu rotor não precisa ser excitado, e também dispensa o uso de comutador.

O rotor tipo gaiola de esquilo tem seus condutores colocados ou fundidos aproximadamente em paralelo ao eixo em ranhuras ou orifícios existentes no núcleo, que é laminado. O estator é idêntico ao de uma máquina síncrona.

Sua construção bastante simples conduz diretamente a um menor custo de fabricação, que, associado a uma manutenção mais fácil (apenas nos mancais) e à possibilidade de operação em severas condições de trabalho, faz com que esta máquina seja largamente difundida, como motor.

A operação da máquina de indução como gerador apresenta inconvenientes, justamente pelo fato de o rotor não ser excitado. Faz-se necessário que a máquina esteja permanentemente ligada ao barramento; ou, se trabalhando isoladamente, que exista um certo magnetismo residual no núcleo do

rotor, juntamente com capacitores adequados nos terminais do estator, para que seja possível iniciar o processo que levará a máquina a produzir sua tensão de saída nominal. É talvez por estas razões que, durante um tempo muito longo, desde que esta máquina foi idealizada (finais do século XIX), preferiu-se utilizar máquinas síncronas e de corrente contínua ao se falar em geração de potência elétrica.

Todavia, nas últimas décadas a utilização do gerador de indução voltou a merecer atenção, pois esta máquina pode converter energia mecânica em elétrica em larga faixa de velocidades do rotor, como se exige na transformação da energia fornecida pelos ventos.

Além disto, a eletrificação de propriedades rurais ou de pequenas comunidades isoladas requer investimentos de alto custo, e ainda implica em solicitação de energia elétrica gerada pelos meios convencionais. Contudo, a potência requerida é de pequena escala, justificando o emprego de uma máquina geradora de baixo custo e também, preferencialmente, de fácil operação e manutenção; isto salienta o emprego de geradores de indução.

No aspecto construtivo, o motor de indução trifásico convencional, simples e robusto, não difere do gerador, razão pela qual a sua aquisição é bastante fácil. Todavia, para potências de fração de HP até poucos HP's, a ligação de cargas monofásicas é mais comum, e eventualmente conduziria a uma operação desequilibrada do gerador de indução polifásico. Há, portanto, justificativa em estudar o emprego de uma máqui

na de indução monofásica atuando como gerador, para suprir potência a pequenas cargas monofásicas.

A máquina de indução monofásica é composta por um rotor do tipo gaiola de esquilo, e por dois enrolamentos no estator, o principal e o auxiliar.

A máquina de indução monofásica objeto deste trabalho, e que se quer conhecer a viabilidade de operar como gerador, é a de fase dividida com capacitor permanente. Uma vez em série com o capacitor, o enrolamento auxiliar permanecerá ligado em todas as regiões de funcionamento.

No Capítulo II, alguns tipos de máquina de indução monofásica serão discutidos, e apresentado um modelo matemático para aquela em estudo.

No Capítulo III serão abordadas as funções de cada enrolamento, e avaliado o desempenho do gerador do ponto de vista de carregamento, regulação e rendimento. Também será explorada a possibilidade de se melhorar alguns aspectos do funcionamento do gerador curto-circuitando-se o enrolamento auxiliar. E, os resultados experimentais serão comparados com os obtidos através do circuito equivalente, visando a sua comprovação.

Finalmente, no Capítulo IV, será apresentado um resumo do trabalho, com os respectivos comentários, e sugestões para futuras pesquisas.

CAPÍTULO II

MÁQUINAS DE INDUÇÃO MONOFÁSICAS E SEU CIRCUITO EQUIVALENTE

II.1 - INTRODUÇÃO

Antes de se tratar das máquinas monofásicas, brevemente se falará do campo girante de motores de indução polifásicos; após, as máquinas de indução serão abordadas como motor ^[1,2], seguindo-se à dedução do circuito equivalente proposto ^[3] para a máquina em estudo.

II.2 - CAMPO GIRANTE DE UM MOTOR POLIFÁSICO

Ao se aplicar três tensões trifásicas equilibradas ao estator de um motor de indução trifásico, cujos enrolamentos simétricos estão deslocados de 120° elétricos no espaço e no tempo, um campo magnético girante é produzido, com velocidade sincronizada com a frequência f_e da rede. A velocidade deste campo girante é dada por

$$n_s = \frac{120 f_e}{p} \quad (2.1)$$

onde p é o número de pólos por fase.

As correntes balanceadas que circularão pelo estator produzirão cada uma uma força magnetomotriz defasada de 120 graus elétricos em relação às outras duas, cuja resultante é

$$F = \frac{3}{2} F_{\max} \cos(\theta - \omega t) \quad (2.2)$$

sendo θ o ângulo entre o eixo da fase a e um ponto localizado na periferia do entreferro.

Portanto, a força magnetomotriz resultante tem amplitude constante, gira ao longo do entreferro com velocidade angular ω constante e tem um ângulo de fase espacial que é função linear do tempo.

Também se pode mostrar que uma máquina bifásica com entreferro uniforme, rotor polifásico simétrico e enrolamentos de estator idênticos, mediante a aplicação de tensões bifásicas equilibradas, produzirá campo girante de amplitude constante e demais características daquele trifásico. Isto se pode ver da transformação trifásico-bifásico [4,5], utilizada para simplificar o circuito equivalente da máquina trifásica e fazer-lhe um estudo dinâmico.

II.3 - MOTORES MONOFÁSICOS DE INDUÇÃO

II.3.1 - MÁQUINA MONOFÁSICA PURA - ROTOR PARADO; A TEORIA DO DUPLO CAMPO GIRANTE

Máquina monofásica pura é aquela que só tem um enrolamento de estator. Se este enrolamento é distribuído pelas diversas ranhuras, quando é alimentado por uma tensão senoidal, e o rotor da máquina está parado, uma força magnetomotriz resultante aproximadamente senoidal será produzida. Se as harmônicas espaciais são desprezadas, esta onda de força magnetomotriz pode ser escrita como:

$$F = F_{\text{pico}} \cos \theta \quad (2.3)$$

sendo: θ o ângulo elétrico espacial entre o eixo da bobina do estator e um ponto localizado na periferia do entreferro, (e)

F_{pico} o valor de pico da força magnetomotriz da bobina, que, proporcional à corrente do estator, varia senoidalmente com o tempo.

Então é verdade que:

$$F_{\text{pico}} = F_{\text{max}} \cos \omega t \quad (2.4)$$

$$F = F_{\text{max}} \cos \omega t \cos \theta \quad (2.5)$$

A equação (2.5) também pode ser escrita:

$$F = \frac{1}{2} F_{\max} [\cos(\theta - \omega t) + \cos(\theta + \omega t)] , \quad (2.6)$$

isto é, a onda estacionária pulsante de força magnetomotriz do estator pode ser decomposta em duas outras de meia amplitude, uma progressiva, que doravante será designada por $\underline{f}$, e outra retrógrada, que será designada por $\underline{b}$ (figura 2.1). O ângulo ωt significa que as ondas giram ao redor do entreferro com velocidade angular ω constante, uma no sentido de θ crescente, outra no sentido oposto.

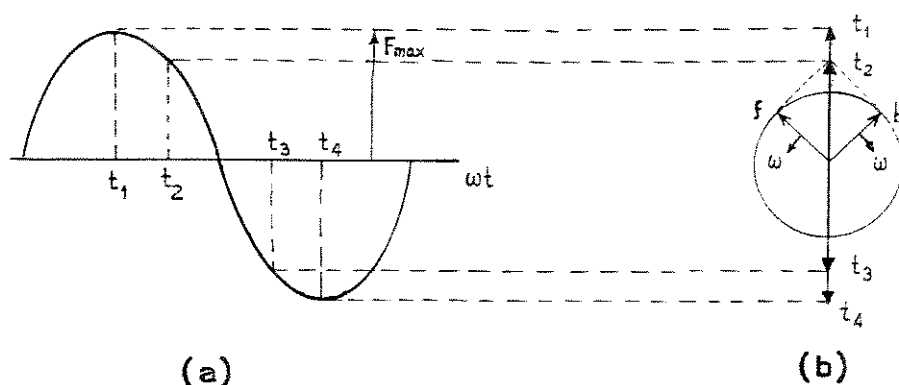


figura 2.1 - Onda de força magnetomotriz de um motor de indução monofásico (a) variando no tempo e (b) decomposta em duas componentes, representadas por fasores espaciais.

Cada uma destas componentes da onda de força magnetomotriz produz a ação de motor de indução, e torques no sentido horário e anti-horário (figura 2.2).

Com o rotor em repouso, as ondas de força magnetomotriz $\underline{f}$ e $\underline{b}$ são iguais, seus respectivos torques são iguais

e opostos, e nenhum conjugado de partida é produzido. Mas se o rotor é posto a girar em um dado sentido, continuará a girar neste mesmo sentido, devido ao torque resultante ser diferente de zero.

A descrição dada é chamada de teoria do duplo campo girante ^[1,2,6,8], e seus conceitos serão utilizados na dedução do circuito equivalente para a máquina em estudo.

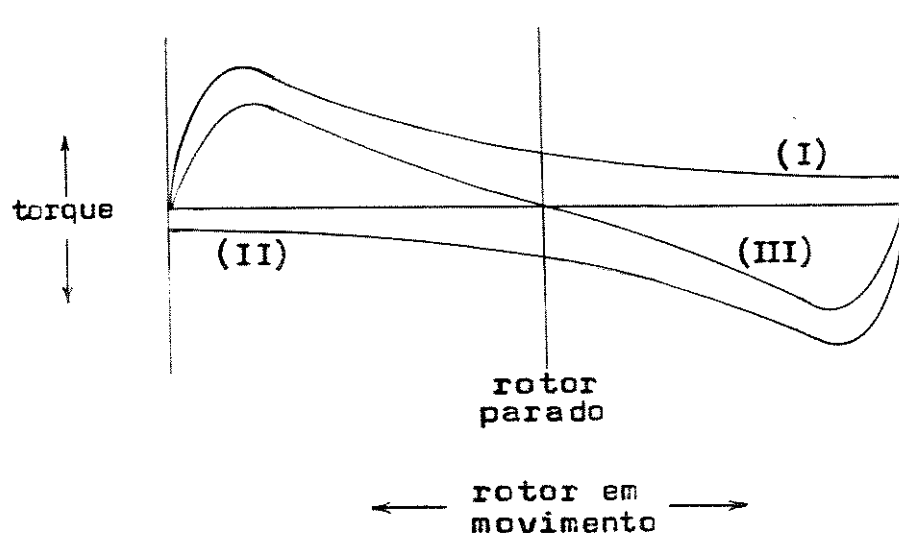


figura 2.2 - Curvas características de torque de um motor monofásico. (I) Torque devido a $\underline{f}$. (II) Torque devido a $\underline{b}$. (III) Torque resultante.

II.3.2 - MOTOR MONOFÁSICO COM O ROTOR EM MOVIMENTO; CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR MONOFÁSICO PURO

Se o rotor de um motor de indução monofásico gira à velocidade angular ω_m , o escorregamento s é definido da mesma maneira que para a máquina polifásica:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (2.7)$$

onde $\omega_s = \frac{2}{p} \omega_e$ é a velocidade síncrona angular para uma máquina de p pólos, e $\omega_e = 2\pi f_e$ é a frequência angular da corrente do estator.

Considere-se um motor monofásico puro, cujo rotor é acelerado, por meios externos, até a velocidade $(1 - s)\omega_s$, na direção do campo $\underline{f}$. Nos condutores do rotor são induzidas, pelo campo $\underline{f}$, correntes de frequência de escorregamento $s\omega_e$. As correntes do rotor produzem uma onda de força magnetomotriz que caminha para a frente, à velocidade de escorregamento relativamente ao rotor, e à velocidade síncrona, com relação ao estator. Uma vez que o campo $\underline{b}$ gira para trás, a velocidade do rotor relativa a este é $(2 - s)\omega_s$; a onda de força magnetomotriz produzida pelo campo $\underline{b}$ caminha para trás, à velocidade ω_s vista pelo estator, e a frequência das correntes por ele induzidas no rotor é $(2 - s)\omega_e$.

As forças magnetomotrizes produzidas pelos campos $\underline{f}$ e $\underline{b}$ no rotor geram forças contraeletromotrizes no estator, cujo efeito está representado no circuito equivalente do mo-

tor de indução monofásico puro $|^1|$, funcionando em regime com escorregamento $\underline{s}$ (figura 2.3). Uma dedução deste circuito será apresentada na seção II.5.1.

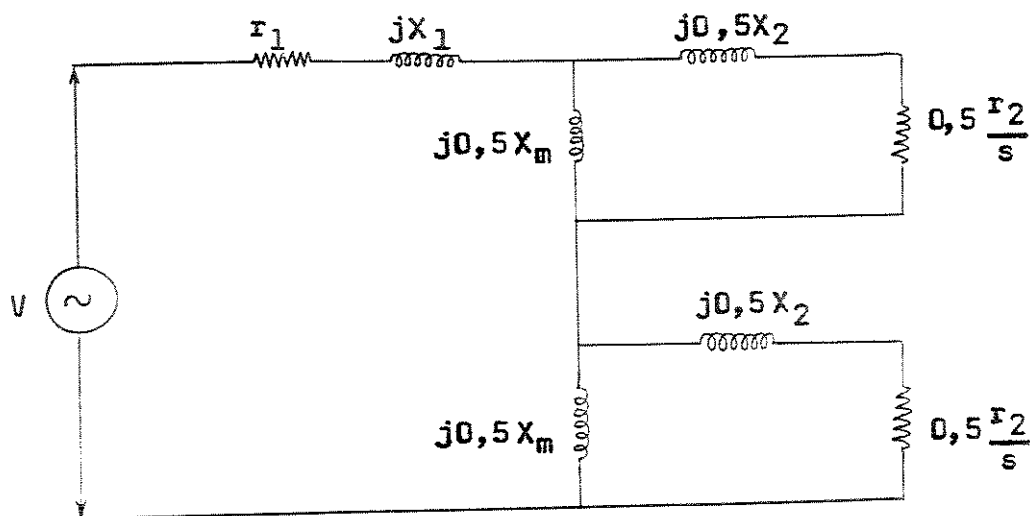


figura 2.3 - Circuito equivalente do motor monofásico puro, onde:

V - tensão aplicada

r_1 - resistência do estator

X_1 - reatância do estator

X_m - reatância de magnetização

r_2 - resistência do rotor, referida ao estator

X_2 - reatância do rotor, referida ao estator

Os fatores 0,5 provêm da decomposição da onda principal pulsante em duas componentes $\underline{f}$ e $\underline{b}$.

II.3.3 - PARTIDA AUTOMÁTICA DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO; MOTORES DE FASE DIVIDIDA

É inoperante partir o motor de indução monofásico por meios externos. Para tornar esta máquina mais independente, optou-se por modificá-la simulando uma máquina bifásica, dividindo o enrolamento do estator em dois outros deslocados no tempo e no espaço, e que serão ligados em paralelo à mesma tensão monofásica: o enrolamento principal, que permanecerá ligado na partida e com a máquina em operação, e o auxiliar, que tem função somente no instante da partida, podendo ser desligado quando o rotor atinge uma certa velocidade.

Busca-se defasar no tempo a corrente dos dois enrolamentos; no espaço já há o defasamento adequado, que é conseguido distribuindo convenientemente as espiras nas ranhuras do estator. A expressão $|^2|$

$$T_p = k \phi I_p \sin(\theta_s - \theta_r), \quad (2.8)$$

I_p - corrente do enrolamento auxiliar

θ_s - ângulo de defasagem entre I_p e a tensão aplicada

θ_r - ângulo entre a corrente do enrolamento principal e a tensão aplicada

estabelece que o torque de partida é proporcional ao seno do ângulo entre as correntes dos enrolamentos no instante da partida. Para obter as características desejadas, podem ser

projetados enrolamentos com diferentes números de espiras e diferentes impedâncias.

Os motores monofásicos de indução acima descritos são chamados de motores de fase dividida, sendo classificados e conhecidos de acordo com o método empregado na partida:

- a) motores-capacitor - têm um capacitor em série com o enrolamento auxiliar. Após a partida, o enrolamento auxiliar pode ser desligado, e o motor é especificado como de partida a capacitor; se contudo o enrolamento auxiliar permanece ligado, é dito como de capacitor permanente.
- b) motores com partida a resistência - têm uma resistência conectada em série com o enrolamento auxiliar, cujo papel é fundamental para aumentar a diferença de fase entre as correntes dos enrolamentos. Após a partida, o enrolamento auxiliar é desligado.

O motor-capacitor foi proposto pela primeira vez por Steinmetz, por volta de 1915: conectando-se um capacitor em série com o enrolamento auxiliar, pode-se obter um defasamento de até 90 graus entre as correntes dos dois enrolamentos. No motor de capacitor permanente, o capacitor é escolhido levando-se em conta as características de carga. Embora isto proporcione um baixo torque de partida, o torque em regime contínuo é razoavelmente uniforme e não pulsante, conduzindo a uma operação silenciosa. Além disto, o custo desta máquina é mais baixo, pois o projeto é mais simples e dispensa o uso de chaves automáticas para desligar o enrolamento auxiliar.

II.3.4 - ENROLAMENTO DE ESTATOR DE UMA MÁQUINA MONOFÁSICA

Em uma máquina trifásica as componentes harmônicas múltiplas de três são canceladas automaticamente pela contribuição da força magnetomotriz de cada enrolamento. Na máquina monofásica isto já não acontece: os harmônicos de ordem 3, 5, 7, etc. estão todos presentes.

Para reduzir o efeito destes harmônicos, deve-se trabalhar na escolha do melhor número de espiras para cada bobina, distribuídas adequadamente nas ranhuras. Assim, estas pequenas máquinas são projetadas com enrolamentos concêntricos no estator, os quais, além da economia de espaço e facilidade de construção ^[6], proporcionam também maior flexibilidade na distribuição do enrolamento.

II.4 - UM CIRCUITO EQUIVALENTE PARA A MÁQUINA DE INDUÇÃO MONOFÁSICA

As máquinas trifásicas têm enrolamentos simétricos, aos quais devem ser aplicadas tensões trifásicas equilibradas (funcionamento como motor). Os enrolamentos são, portanto, idênticos, e a máquina é representada pelo bem conhecido circuito equivalente, por fase Y.

As máquinas de indução monofásicas possuem dois enrolamentos, e um projeto de melhor desempenho pode requerer que eles tenham diferentes números de espiras. Supondo que

o entreferro é uniforme e que o rotor é simétrico, o estator vê o mesmo rotor pelos dois enrolamentos, a menos da diferença entre o número de espiras. A máquina não equilibrada é então representada:

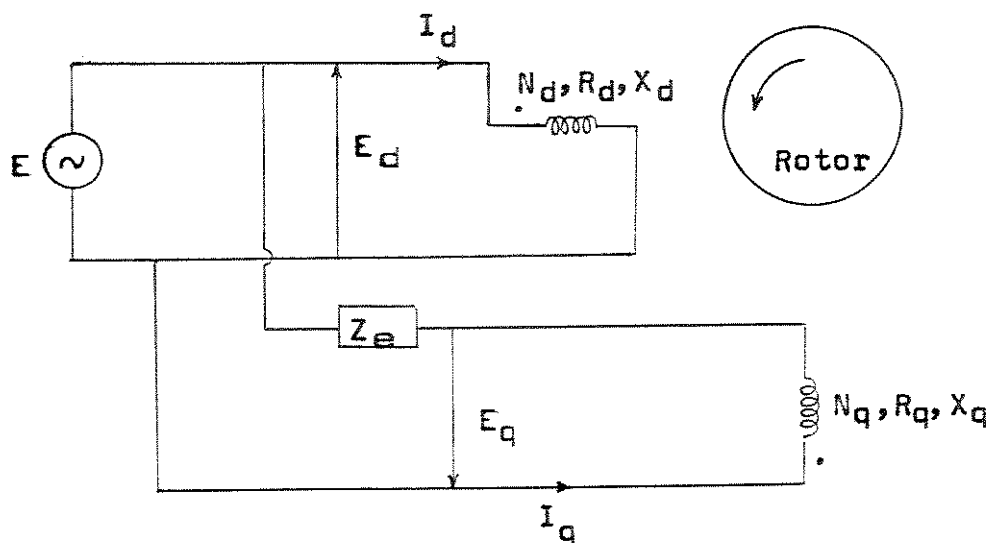


figura 2.4 - Máquina de indução monofásica, operando como motor,

onde o índice d (de eixo direto) representará os parâmetros relativos ao enrolamento principal, e o índice q (de eixo em quadratura), os relativos ao enrolamento auxiliar. Sendo assim:

- N_d, R_d, X_d são, respectivamente, o número de espiras, a resistência e a reatância do estator, do enrolamento principal;
- N_q, R_q, X_q , idem, idem, idem, do enrolamento auxiliar;
- E_d, I_d são a tensão e a corrente do enrolamento principal;
- E_q, I_q , idem, idem, do enrolamento auxiliar.

A impedância Z_e representa o resistor ou o capacitor inserido

em série com o enrolamento auxiliar, e $\underline{E}$ é a tensão aplicada à máquina.

Há uma particularidade que deve ser levada em conta: quando esta máquina opera como motor, sua direção de rotação para frente é do eixo $\underline{q}$ para o eixo $\underline{d}$ ^[6]. Convencionalmente se assume, na dedução de circuitos, que a rotação positiva é de $\underline{d}$ para $\underline{q}$. Mas neste caso, a corrente do enrolamento auxiliar (representada no eixo $\underline{q}$) está adiantada no tempo em relação à do enrolamento principal. Por esta razão, o maior dos campos girantes gira de $\underline{q}$ para $\underline{d}$, e o rotor girará nesta direção. No modelo, as tensões e correntes do enrolamento auxiliar têm sinais trocados, para representar este efeito.

Para fazer frente à diferença entre o número de espiras, os parâmetros do enrolamento auxiliar, bem como a impedância $\underline{Z}_e$, serão referidos para o enrolamento principal através de um transformador ideal, cuja relação de espiras é:

$$n = \frac{N_q}{N_d} \quad (2.9)$$

e o circuito equivalente fica, então, como na figura 2.5.

Os parâmetros do rotor são agora os mesmos, nos dois enrolamentos. Quanto à parte do estator, R_d não é igual a R_q/n^2 , e X_d não é igual a X_q/n^2 . No que se refere às resistências, os fios dos enrolamentos não terão seus comprimentos e diâmetros ajustados exatamente com o quadrado da relação de espiras. Relativamente às reatâncias, a indutância de cada enrolamento é aproximadamente proporcional ao quadrado do seu

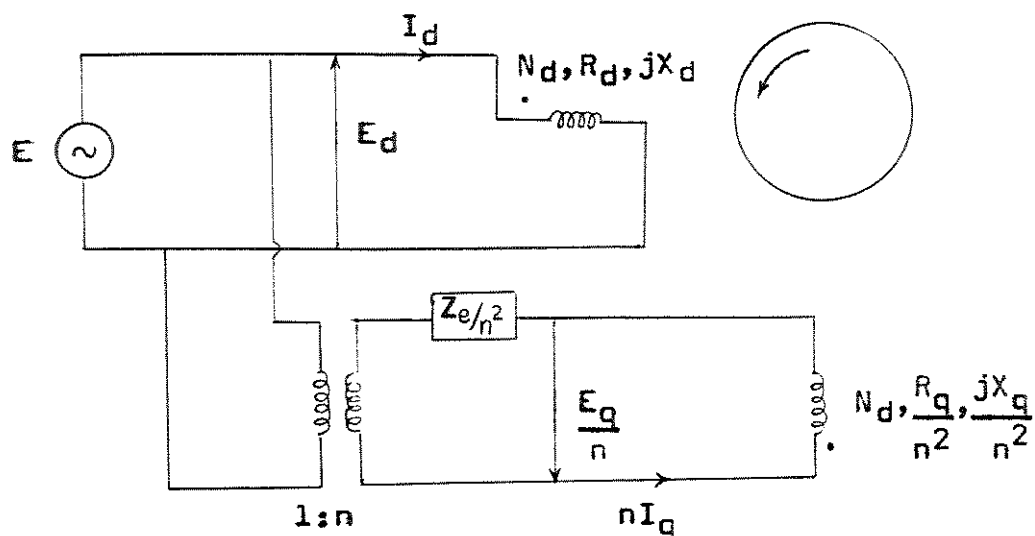


figura 2.5 - Máquina de indução com o enrolamento auxiliar refletido para o principal.

número de espiras; como não se poderá distribuir nas ranhuras espiras com esta exata proporção de um enrolamento para outro, daí surgirá diferença de indutância, e portanto, de reatância, do enrolamento auxiliar para o principal, mesmo após o primeiro ter sido referido ao último.

Somando e subtraindo os parâmetros do enrolamento principal a Z_e/n^2 , para formar uma impedância $\underline{Z}$ série:

$$Z = \frac{1}{n^2} (Z_e + R_q + jX_q) - (R_d + jX_d) \quad (2.10)$$

e fazendo:

$$I_q' = nI_q \quad (2.11)$$

$$E_q' = \frac{E_q}{n} - \left[\left(\frac{R_q}{n^2} - R_d \right) + j \left(\frac{X_q}{n^2} - X_d \right) \right] I_q' \quad (2.12)$$

vem:

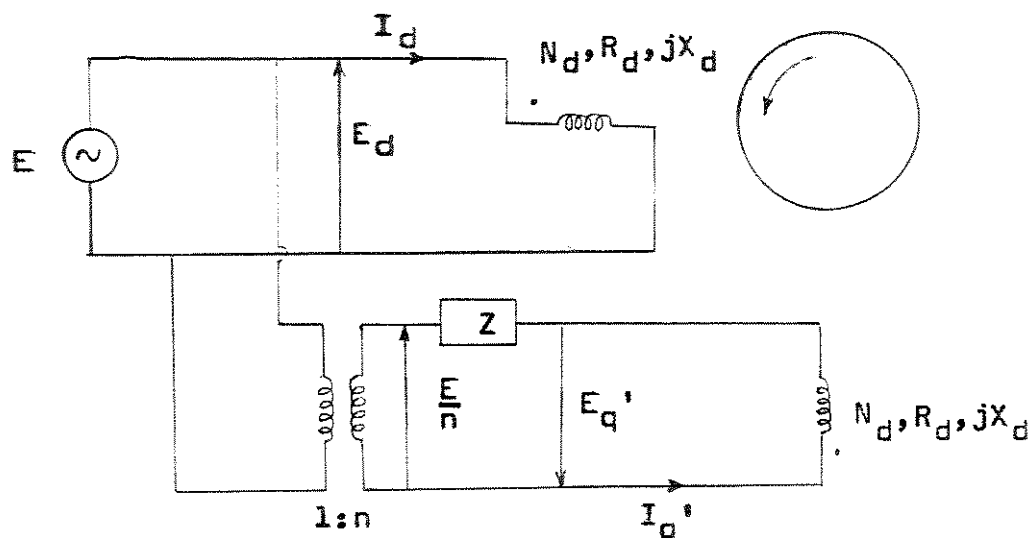


figura 2.6 - Motor de indução com idênticos enrolamentos de estator e de rotor.

A máquina já possui enrolamentos idênticos. Contudo, as tensões e correntes dos enrolamentos são desequilibradas. A teoria dos componentes simétricos [1,3,7], válida para sistemas lineares, ajuda a estudar melhor sistemas desequilibrados.

No caso presente, os componentes simétricos das tensões desequilibradas $\underline{E_d}$ e $\underline{E_{q'}}$ são:

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_d \\ E_{q'} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Mas, reportando-se à figura 2.6,

$$E_d = E \quad (2.14)$$

$$E_{q'} = - Z I_{q'} - \frac{E}{n} \quad (2.15)$$

As correntes dos enrolamentos, em termos de suas componentes simétricas:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_{q'} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Quanto ao escorregamento,

- para máquinas com tensões e correntes de seqüência positiva, a freqüência das tensões induzidas nos enrolamentos do rotor é $\omega_s - \omega_m$, onde ω_s e ω_m estão definidas em II.3.2, e, da mesma forma:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (2.7)$$

- para operação em seqüência negativa, a freqüência das tensões induzidas no rotor é $\omega_s + \omega_m$, também como citado em II.3.2. A quantidade correspondente ao escorregamento é

$$\frac{\omega_s + \omega_m}{\omega_s} = 2 - s \quad (2.17)$$

(2.13) e (2.16) são matrizes que conservam a potência invariante.

Substituindo a expressão (2.16) em (2.15) e depois na expressão (2.13), vem, finalmente:

$$E_1 = \frac{E}{\sqrt{2}} \left(1 - \frac{j}{n}\right) - \frac{Z}{2} (I_1 - I_2) \quad (2.18)$$

$$E_2 = \frac{E}{\sqrt{2}} \left(1 + \frac{j}{n}\right) + \frac{Z}{2} (I_1 - I_2) \quad (2.19)$$

E_1 e E_2 são as tensões que aparecem nos terminais da máquina equilibrada, e podem ser representadas pela interconexão dos circuitos equivalentes de seqüência positiva e negativa, incorporando também a parte do rotor, como mostra a figura 2.7.

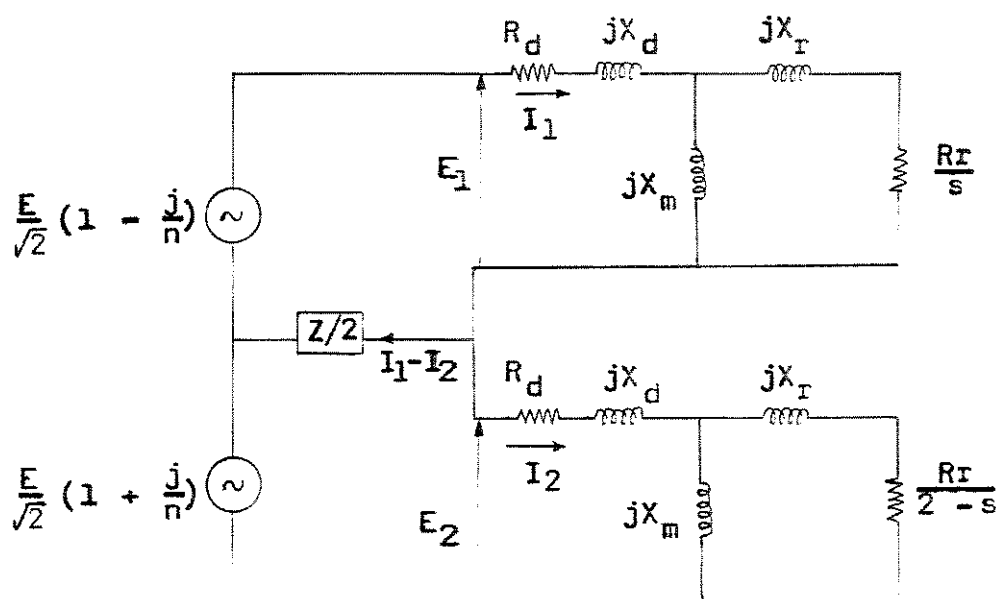


figura 2.7 - Circuito equivalente do motor de indução monofásico de fase dividida,

sendo R_r e X_r a resistência e a reatância do rotor referidas ao estator, e X_m a reatância de magnetização. Os demais termos já foram definidos anteriormente.

O circuito equivalente, como está na figura 2.7, po

de ser utilizado para avaliar, em regime permanente, máquinas de indução de fase dividida em operação quando os dois enrolamentos estão presentes, ou seja: na partida das máquinas monofásicas com partida a resistência ou a capacitor, e em todas as regiões de funcionamento da máquina monofásica de capacitor permanente.

Uma maneira de se analisar este circuito é determinar as impedâncias $Z_1 = E_1/I_1$ e $Z_2 = E_2/I_2$ para os valores de s de interesse, e em seguida obter as correntes I_1 e I_2 partindo-se das equações (2.18) e (2.19). Após, com o uso da equação (2.16), obtêm-se as correntes dos enrolamentos.

Convém notar as semelhanças entre este circuito e aquele da máquina monofásica pura (figura 2.3), decorrentes do uso dos mesmos conceitos para a obtenção de ambos, a partir da teoria do duplo campo girante.

II.5 - CASOS PARTICULARES DO CIRCUITO EQUIVALENTE DA MÁQUINA MONOFÁSICA

II.5.1 - ENROLAMENTO AUXILIAR EM CIRCUITO ABERTO

Se o enrolamento auxiliar é desligado, quando o rotor da máquina girar aparecerá ali uma tensão induzida. As restrições impostas ao circuito equivalente são, para as correntes:

$$I_q' = 0$$

(2.20)

Da expressão (2.16):

$$0 = -jI_1 + jI_2, \text{ ou } I_1 = I_2 \quad (2.21)$$

$$I_d = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_1 + I_2), \text{ ou } I_d = \sqrt{2} I_1 \quad (2.22)$$

E para as tensões, levando a equação (2.21) nas equações (2.18) e (2.19), vem:

$$E_1 = \frac{E}{\sqrt{2}} \left(1 - \frac{j}{n}\right) \quad (2.23)$$

$$E_2 = \frac{E}{\sqrt{2}} \left(1 + \frac{j}{n}\right) \quad (2.24)$$

ou seja, não passa corrente através de $\frac{Z}{2}$, como era de se esperar. Somando as equações (2.23) e (2.24), tem-se:

$$\sqrt{2} E = E_1 + E_2 \quad (2.25)$$

As equações (2.21) e (2.25) permitem reescrever o circuito equivalente:

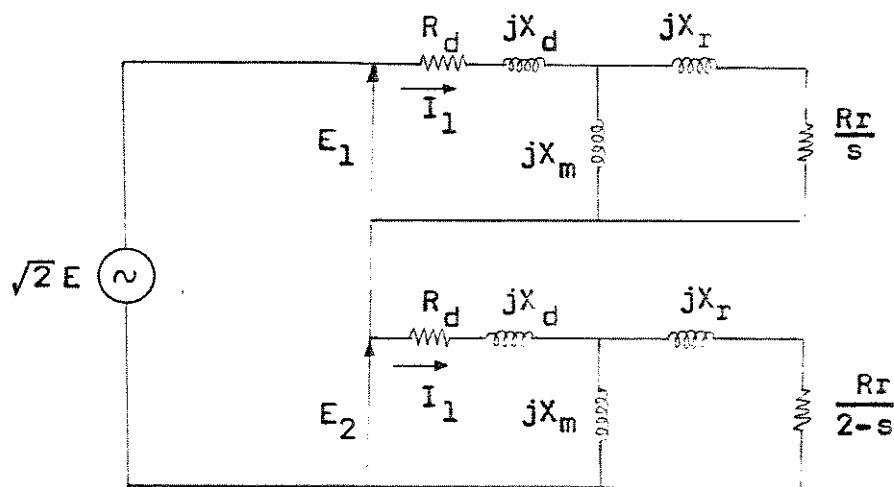


figura 2.8

Como os elementos do circuito estão em série, pode-se fazer:

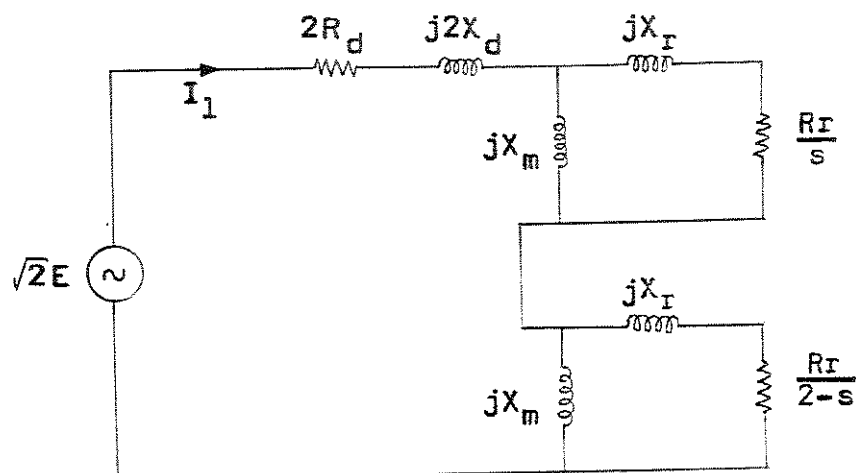


figura 2.9

Referindo-se esta máquina para outra que tem $\sqrt{2}$ vezes mais espiras, as impedâncias da nova máquina serão as da antiga divididas por 2, e

$$E' = \frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{2}} = E \quad (2.26)$$

$$I_1' = \sqrt{2} I_1 \quad (2.27)$$

resultando em:

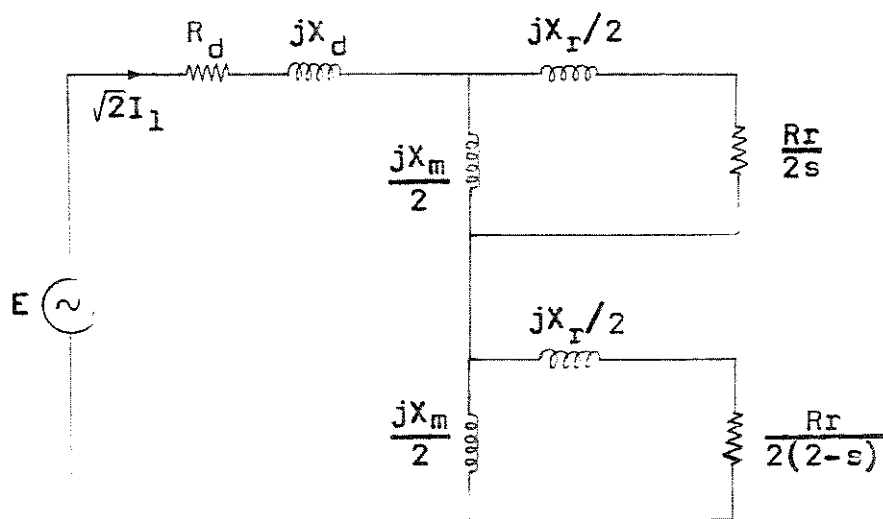


figura 2.3

que é o circuito equivalente da máquina monofásica pura.

II.5.2 - ENROLAMENTO AUXILIAR EM CURTO-CIRCUITO

Curto-circuitando o enrolamento auxiliar com o capacitor incluído, circulará por ali uma corrente, quando o rotor girar. Da figura 2.6 e da equação (2.15), a restrição é:

$$\frac{E}{n} = 0 \quad (2.28)$$

$$E_q' = - Z I_q' \quad (2.29)$$

Levando as equações (2.28) e (2.29) na equação (2.13):

$$E_1 = \frac{E}{\sqrt{2}} - \frac{Z}{2} (I_1 - I_2) \quad (2.30)$$

$$E_2 = \frac{E}{\sqrt{2}} + \frac{Z}{2} (I_1 - I_2) \quad (2.31)$$

que produzem o circuito equivalente mostrado na figura 2.10.

No Capítulo III, será abordada a atuação da máquina monofásica como gerador, em dois casos; no Apêndice B, os parâmetros da máquina em estudo são levantados. Isto permitirá a análise dos modelos apresentados, e a verificação de sua validade.

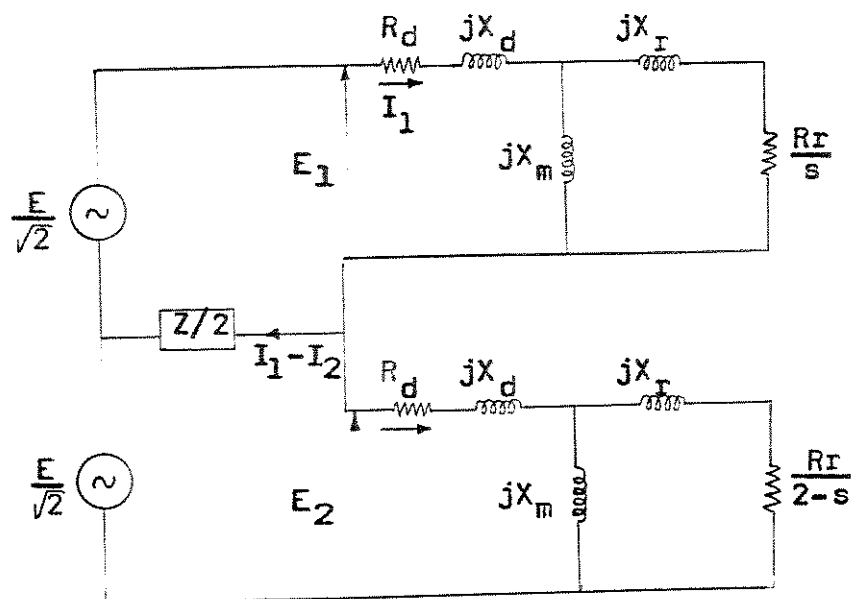


figura 2.10 - Circuito equivalente do motor de indução monofásico operando com o enrolamento auxiliar em curto-circuito, com o capacitor incluso.

CAPÍTULO III

MÁQUINA DE INDUÇÃO MONOFÁSICA DE FASE DIVIDIDA

COM CAPACITOR PERMANENTE, OPERANDO COMO GERADOR

III.1 - AUTO-EXCITAÇÃO DO GERADOR DE INDUÇÃO

Se potência mecânica for aplicada ao eixo do rotor de uma máquina de indução, sob determinadas condições se poderá obter potência elétrica dos terminais de seu estator.

Como se sabe, para a manutenção do fluxo magnetizante em um núcleo de ferro, requer-se uma componente de corrente que esteja atrasada de 90 graus em relação à tensão aplicada. No caso da máquina de indução, pelo fato do seu rotor não ser excitado, não se pode falar em geração de reativos para magnetizar a máquina. O gerador de indução depende de uma fonte externa de potência reativa para suprir a corrente de magnetização requerida para manter a tensão nos terminais de seu estator. Quando conectado a um sistema, o sistema deverá suprir essa potência reativa, bem como determinará a tensão e a frequência em seus terminais. Porém, quando isolado, capacitores deverão ser conectados à máquina para produzirem a

corrente de magnetização, e o nível da tensão e a frequência gerada vão depender desta capacitância, da velocidade do rotor, da corrente e do fator de potência da carga.

O fenômeno pelo qual o gerador de indução isolado e com capacitores em seus terminais parte do repouso e passa a gerar tensão e frequência de saída (nominais) é conhecido por auto-excitação.

Um rotor puro e simplesmente girando não pode induzir tensão no estator de um gerador de indução, a menos que esteja impregnado de uma pequena quantidade de magnetismo residual, resultante do uso anterior da máquina. Assim magnetizado o rotor, uma pequena força eletromotriz é induzida nos terminais do estator, a frequência proporcional à velocidade do rotor. A velocidade do rotor está subindo, pois este partiu do repouso. A máquina de indução, nestas condições, pode ser representada por um gerador síncrono, cujo rotor é um magneto permanente fraco ⁹.

Um capacitor conectado nos terminais de um gerador trifásico ou de um gerador monofásico puro, com a finalidade de produzir auto-excitação, pode ser considerado como uma carga capacitiva pura, pois está ligado em paralelo. Na máquina em estudo, o capacitor está em série com um de seus enrolamentos: a corrente do enrolamento auxiliar está adiantada da tensão gerada, e tem uma expressiva componente resistiva (a razão para isto será discutida mais adiante); o ângulo de defasagem não chega a 50°, e o caminho é fechado com o enrolamento principal. Se esta corrente tem uma componente capacitiva

capaz de suprir a de magnetização, pode-se dar a mesma explicação à auto-excitação dos três geradores.

Há, contudo, uma particularidade, no que tange ao valor final da tensão sobre o capacitor. Da figura 3.1:

$$\dot{E} = \dot{E}_d = \dot{E}_q + \dot{E}_c \quad (3.1)$$

$$\dot{E}_c = \dot{E}_d - \dot{E}_q$$

onde:

E_c - tensão sobre o capacitor

E_d - tensão sobre o enrolamento principal

E_q - tensão sobre o enrolamento auxiliar

Admitindo, em primeira aproximação, $\dot{E}_d$ e $\dot{E}_q$ em quadratura $|^{11,12}|$:

$$E_c = \sqrt{E_d^2 + E_q^2} \quad (3.2)$$

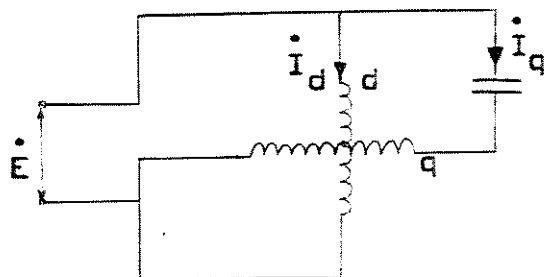


figura 3.1 - Esquema dos enrolamentos de estator de um motor-capacitor $|^{11}|$, sendo $\underline{d}$ o enrolamento principal e $\underline{q}$ o enrolamento auxiliar.

isto é, o ponto de operação não corresponde à tensão nominal da máquina sobre o capacitor, porque, de fato, a tensão é induzida pelo rotor nos dois enrolamentos da máquina, e o capacitor não está em paralelo com eles.

Voltando à explicação do fenômeno: por estar adiantada da tensão, a pequena corrente capacitiva que circula pelo estator produzirá um fluxo magnetizante de reação de armadura. Este fluxo se soma com aquele ora produzido no rotor, permitindo elevar-se o nível da tensão no estator e por conseguinte a corrente capacitiva. Isto perdura enquanto a tensão do estator puder ser elevada por reação de armadura, ou seja, até atingir um nível governado pela saturação do material magnético. Em outras palavras, à medida em que a máquina satura, a corrente capacitiva vai crescendo menos que aquela que seria necessária para estabelecer um fluxo capaz de gerar uma tensão que permita o seu aumento. Quando a corrente capacitiva pára de crescer, a tensão terminal se mantém constante.

III.2 - QUEDAS DE FREQUÊNCIA E DE TENSÃO; ANÁLISE EM CARGA

Para gerar potência, a máquina de indução monofásica (como a trifásica) deve ter o seu rotor girando acima da velocidade síncrona. Nestas condições, o escorregamento s (equação 2.7) é negativo.

Quando se solicita potência de um gerador de indução, a corrente do estator produzirá um fluxo que vai reagir com o principal, alterando-o em magnitude, e um torque resis-

tente no sentido contrário à rotação do rotor, diminuindo sua velocidade.

De acordo com a natureza da carga, a corrente do estator estará em adianto, em fase ou atrasada relativamente à tensão. Os fluxos possuem agora diferentes fases entre si, de modo que o resultante poderá ser maior ou menor que o principal. Isto é conhecido como reação de armadura. Se o fluxo resultante for maior que o principal (cargas capacitivas), o efeito é magnetizante e a tensão gerada subirá. Cargas resistivas produzem efeito parcialmente desmagnetizante e parcialmente magnetizante transversal $|^2|$, podendo haver aumento da tensão gerada, porém em menor escala. Para cargas indutivas, o efeito da reação de armadura é desmagnetizante, correspondendo a uma diminuição da tensão gerada.

Mantenha-se constante a velocidade do rotor, por ajustes no acionamento mecânico. A reação do rotor à carga é sempre no sentido de aumentar o movimento relativo entre seus condutores e o campo girante, para que maior potência mecânica seja convertida em elétrica. Uma vez que a velocidade do rotor é constante, a velocidade do campo girante diminui, correspondendo a uma queda da frequência gerada. Isto concorda com os dados obtidos experimentalmente (figura 3.2).

Se o fluxo concatenado com um dos enrolamentos do estator pode ser escrito:

$$\lambda = \lambda_{\max} \sin(\omega t + \beta) \quad (3.3)$$

então

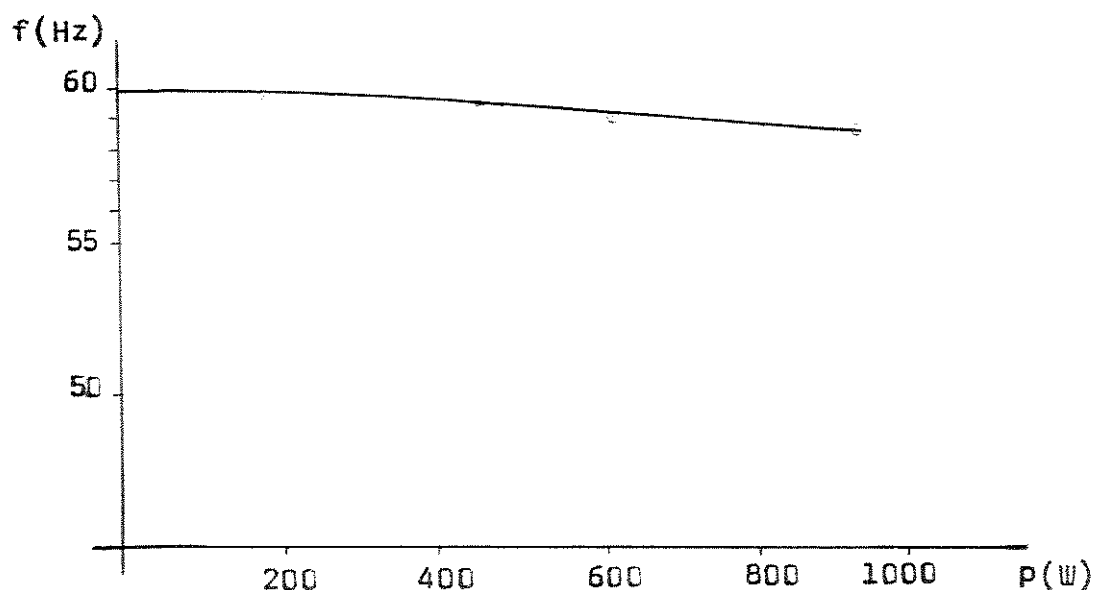


figura 3.2 - Variação da frequência com a potência, para o gerador alimentando carga resistiva ($\cos \phi = 1,0$) a velocidade constante (3600 rpm).

$$e = \frac{d\lambda}{dt} = \omega \lambda_{\max} \cos(\omega t + \beta) \quad (3.4)$$

isto é, uma diminuição da frequência produz também um decréscimo da tensão gerada.

Uma diminuição da frequência também altera os valores das reatâncias envolvidas na máquina. As variações mais expressivas envolvem a reatância capacitiva e a reatância de magnetização: a primeira aumenta com a queda da frequência, enquanto que a segunda diminui. Isto significa que a corrente capacitiva diminuirá, enquanto que a corrente solicitada sobre X_m será maior, implicando, portanto, em perda na excitação da máquina.

Por outro lado, a variação da tensão com a carga faz corresponder a diversos pontos na característica de magnetização do gerador. Curvas de magnetização de máquinas elétricas geralmente não são lineares, porque são projetadas para trabalharem com alta densidade de campo magnético no entreferro, e isto conduz à saturação à medida em que se eleva o nível de tensão. À tensão terminal nominal corresponde um ponto perto da saturação, e a indutância de magnetização respectiva será menor que aquela relativa à região não saturada (correspondente a valores decrescentes de tensão).

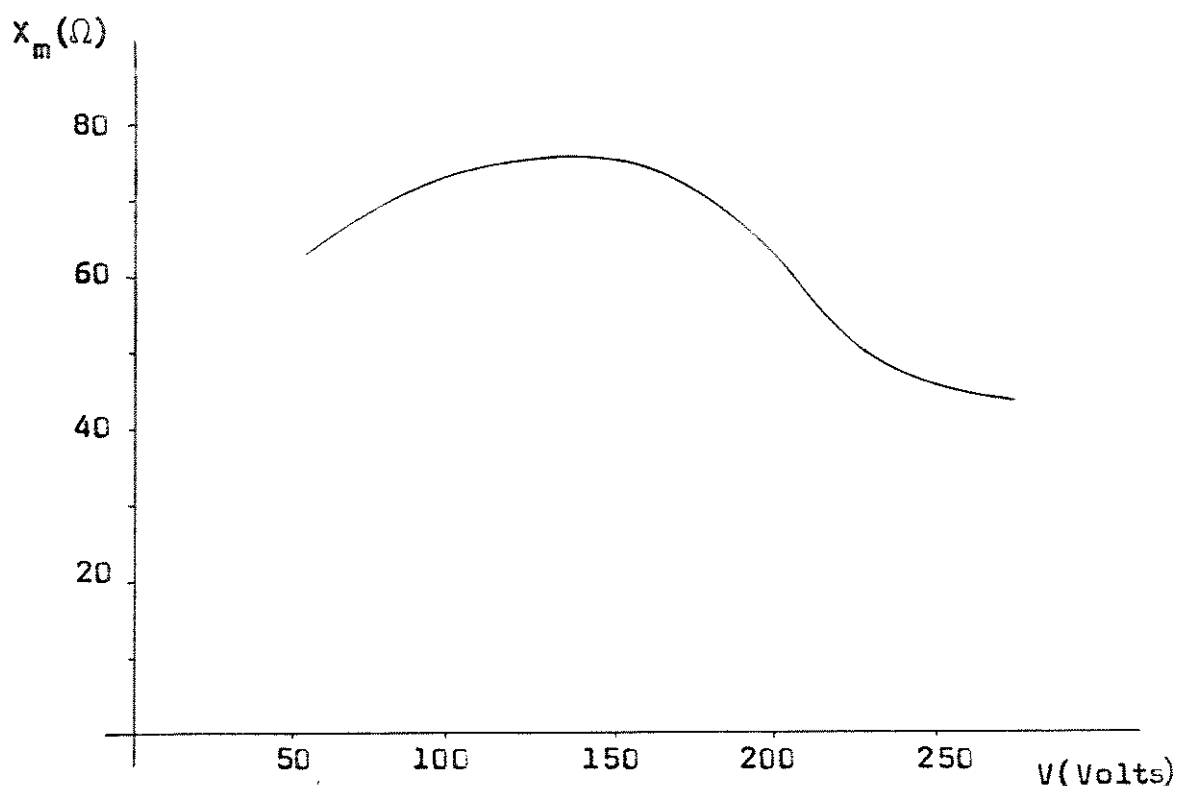


figura 3.3 - Variação da reatância de magnetização com a tensão, segundo o enrolamento principal (determinação experimental - tabela B.4 do Apêndice B).

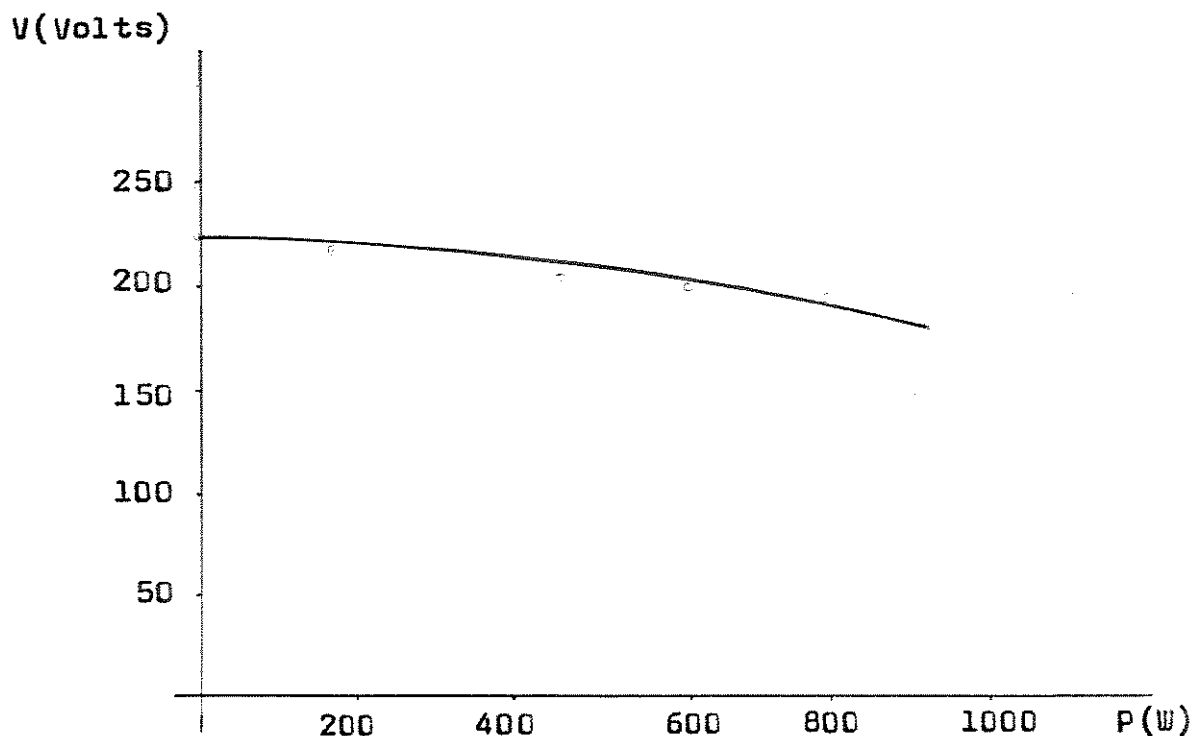


figura 3.4 - Curva tensão gerada x potência, para a máquina alimentando carga resistiva a velocidade de 3600 rpm (constante).

A figura 3.4 mostra a curva de carga do gerador em estudo, alimentando carga resistiva a velocidade constante. Observa-se que, mesmo podendo ser magnetizante transversal a reação de armadura, o efeito líquido é de queda de tensão por aumento de carga, causada pelos fatores já relatados, e ainda devido às perdas nas impedâncias do estator e do rotor, como de fato ocorre em qualquer gerador de corrente alternada.

Vê-se que o comportamento deste gerador monofásico é muito parecido com o do gerador trifásico ⁵ e com o do ge

rador monofásico puro $|^{10}|$. A diferença substancial é que, no primeiro, o capacitor está em série com um de seus enrolamentos permanentes; nos dois últimos, em paralelo com a máquina.

De fato, as condições não são muito diferentes: nos três geradores a corrente de excitação é fornecida pelo capacitor. Nos geradores trifásico e monofásico puro, a potência elétrica é retirada pelos terminais do estator. Naquele em estudo, a potência é retirada do enrolamento principal (vide tabela C.1 - Apêndice C), atendendo o enrolamento auxiliar aos requerimentos da excitação.

A corrente de excitação do gerador em estudo é grande (vide Apêndice B - ensaio a vazio). Circulando por dois enrolamentos e pelo rotor, introduz mais perdas nas resistências, fazendo surgir uma expressiva componente ativa de corrente que deve ser suprida pela máquina. Ao mesmo tempo, requer mais reativos para fazer frente às maiores perdas também nas reatâncias. Solicita-se, portanto, um capacitor que, para atender a estes requisitos, faz circular pela máquina uma alta corrente de excitação (tabela C.1 - Apêndice C).

III.3- AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO GERADOR A PARTIR DE SEU CIRCUITO EQUIVALENTE

III.3.1 - O GERADOR DE INDUÇÃO SOB O PONTO DE VISTA DE SEU CIRCUITO EQUIVALENTE

Olhando para o circuito equivalente da figura 2.7, um escorregamento menor que zero tornará negativa a resistência R_r/s , a qual se comportará como se fornecendo potência. Mas o que difere substancialmente os circuitos de seqüências positiva e negativa, para os pequenos escorregamentos da faixa de interesse, são os valores assumidos por $\frac{R_r}{s}$ e $\frac{R_r}{2-s} : \frac{R_r}{s}$ é muito maior que $\frac{R_r}{2-s}$, e varia sensivelmente com a mudança do escorregamento, enquanto que $\frac{R_r}{2-s}$ pouco se modifica. Devido à magnitude de $\frac{R_r}{s}$, a impedância Z_1 do circuito de seqüência positiva é da ordem de 10 vezes aquela Z_2 do circuito de seqüência negativa. Isto significa que a força contra-eletromotriz vista pelo estator do circuito de seqüência positiva é maior que a do outro, pois as magnitudes das correntes dos dois circuitos não diferem em ordem de grandeza.

Para avaliar o desempenho da máquina a partir de seu circuito equivalente, as resistências e reatâncias de estator e de rotor, bem como a reatância capacitiva, terão valores fixos, e o efeito de harmônicos espaciais será desprezado. A reatância de magnetização, o escorregamento e a impedância de carga são parâmetros que variam entre si, de acordo com a condição que se impõe ao gerador. No desenvolvimento matemático a seguir, buscar-se-á conhecer como se comportam dois destes parâmetros (s e X_m), variando o terceiro (impedância da carga).

A corrente de linha

$$I_L = I_d - \frac{I_{q'}}{n} \quad (3.5)$$

onde o sinal negativo é colocado porque o circuito equivalente produz esta corrente com sinal trocado (Seção II.4).

A expressão (2.16) em (3.5):

$$I_L = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[I_1 \left(1 + \frac{j}{n} \right) + I_2 \left(1 - \frac{j}{n} \right) \right]$$

$$\text{pondo } k_1 = 1 - \frac{j}{n} \quad \text{e} \quad k_2 = 1 + \frac{j}{n}, \quad (3.6)$$

$$I_L = \frac{1}{\sqrt{2}} (k_2 I_1 + k_1 I_2) \quad (3.7)$$

Nas equações (2.18) e (2.19),

$$E = Z_L I_L \quad (3.8)$$

onde Z_L é a impedância da carga, que deve ser introduzida com sinal negativo, porque I_L tem sinal negativo (máquina como gerador).

Logo:

$$E_1 = Z_1 I_1 = \frac{Z_L}{2} (k_2 I_1 + k_1 I_2) k_1 - \frac{Z}{2} (I_1 - I_2)$$

$$E_2 = Z_2 I_2 = \frac{Z_L}{2} (k_2 I_1 + k_1 I_2) k_2 + \frac{Z}{2} (I_1 - I_2)$$

que, desenvolvendo, resulta:

$$I_1 = \frac{(k_1^2 Z_L + Z) I_2}{(2Z_1 - k_1 k_2 Z_L + Z)} \quad (3.9)$$

$$I_2 = \frac{(k_2^2 Z_L + Z) I_1}{(2Z_2 - k_1 k_2 Z_L + Z)} \quad (3.10)$$

A substituição da equação (3.9) na equação (3.10) permite cancelar as correntes. Agrupando os termos semelhantes:

$$\begin{aligned} Z_L Z (k_1^2 + k_2^2 + 2k_1 k_2) &= \\ = 4Z_1 Z_2 - 2k_1 k_2 (Z_L Z_1 + Z_L Z_2) + 2Z (Z_1 + Z_2) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Mas

$$k_1^2 + k_2^2 + 2k_1 k_2 = 4$$

$$k_1 k_2 = 1 + n^{-2} = k_3$$

então:

$$Z_L (2Z + k_3 Z_1 + k_3 Z_2) - 2Z_1 Z_2 - Z (Z_1 + Z_2) = 0 \quad (3.12)$$

Por conveniência, os parâmetros do estator, no circuito equivalente da figura 2.7, serão referidos ao rotor¹³, resultando naquele mostrado na figura 3.5, no qual serão ainda introduzidas as seguintes simplificações:

- a) No circuito de sequência positiva, jX_m é grande, e como $\underline{s}$ é muito pequeno, $\frac{R_r}{s}$ também é grande. $R_d + jX_1$ têm valores

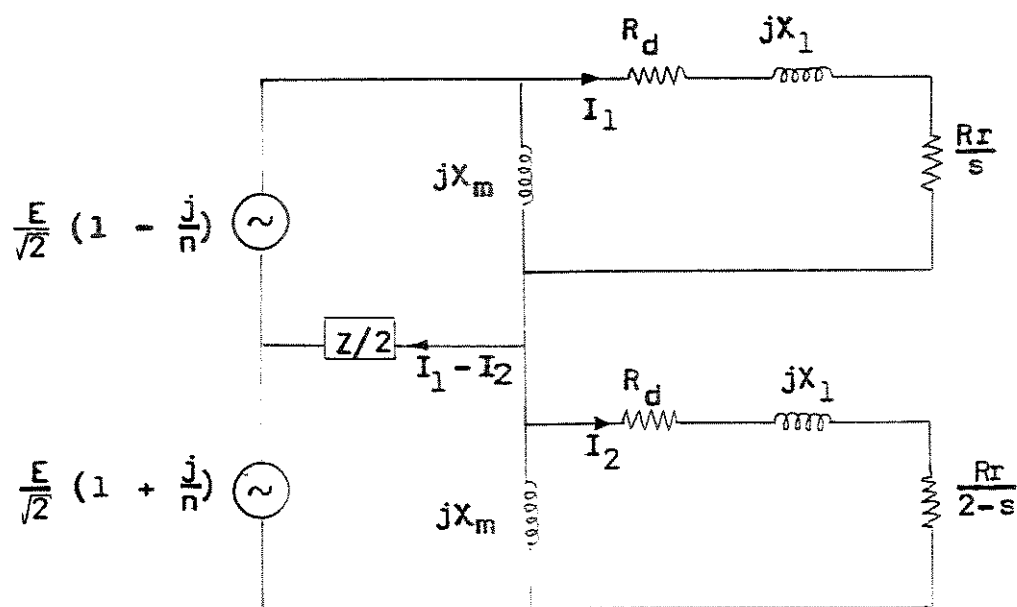


figura 3.5 - Circuito equivalente do gerador monofásico com os parâmetros referidos ao rotor,

onde $X_1 = X_d + X_r$.

pequenos, e serão considerados como em curto-circuito.

b) No circuito de sequência negativa $R_d + jX_1 + \frac{Rr}{2-s}$ é pequeno em comparação com jX_m . O uso de valores típicos permite estimar que a corrente que circula em jX_m é cerca de 10% de $I_2 |^{10}|$. Então jX_m será considerado como circuito aberto. Além disto, $\frac{Rr}{2-s} \approx \frac{Rr}{2}$ para pequenos valores de s .

c) Da expressão de Z (equação 2.10) é razoável supor que $\frac{1}{n^2} (R_q + jX_q) - (R_d + jX_d)$ é muito pequeno em comparação com $\frac{jX_c}{n^2}$. Serão, portanto, considerados como em curto-circuito.

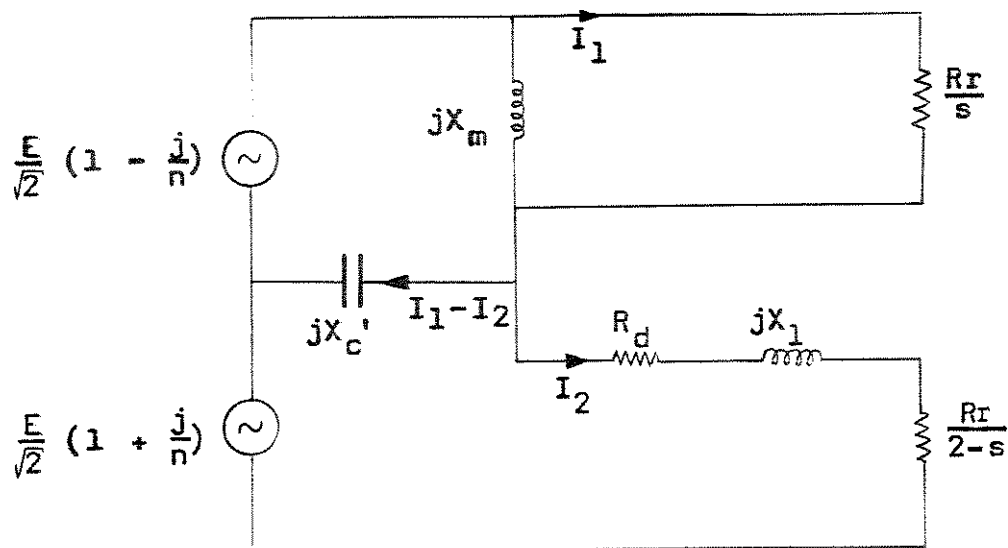


figura 3.6 - Circuito equivalente simplificado do gerador de indução monofásico.

O circuito equivalente simplificado é mostrado na figura 3.6, onde:

$$Z_1 = jX_m // \frac{Rr}{s} = \frac{jX_m}{1 + \frac{jX_m s}{Rr}} \quad (3.13)$$

$$Z_2 = R_d + \frac{Rr}{2} + jX_1 \quad (3.14)$$

$$Z = \frac{jX_c}{n^2} = jX_c' \quad (3.15)$$

Levando as expressões (3.13), (3.14) e (3.15) na expressão (3.12):

$$\begin{aligned}
& -2 \left[\frac{jX_m}{1 + \frac{jX_m s}{R_r}} (R_d + \frac{R_r}{2} + jX_1) \right] - Z \left[\frac{jX_m}{1 + \frac{jX_m s}{R_r}} + R_d + \right. \\
& \left. + \frac{R_r}{2} + jX_1 \right] + Z_L \left[j2X_c' + k_3 \left(\frac{jX_m}{1 + \frac{jX_m s}{R_r}} + R_d + \frac{R_r}{2} + jX_1 \right) \right] = 0
\end{aligned}
\tag{3.16}$$

Após o desenvolvimento, agrupam-se os termos semelhantes para resultar:

$$X_m(A + jB) + X_m Z_L(C + jD) + Z_L(F + jG) + M + jN = 0 \tag{3.17}$$

onde:

$$A = 2X_1 + X_c'(1 + \frac{R_d}{R_r} s + \frac{s}{2}) \tag{3.17a}$$

$$B = X_c' X_1 \frac{s}{R_r} - 2R_d - R_r \tag{3.17b}$$

$$C = \frac{s}{R_r}(-2X_c' - k_3 X_1) \tag{3.17c}$$

$$D = k_3(1 + \frac{R_d}{R_r} s + \frac{s}{2}) \tag{3.17d}$$

$$F = k_3(R_d + \frac{R_r}{2}) \tag{3.17e}$$

$$G = 2X_c' + k_3 X_1 \tag{3.17f}$$

$$M = X_c' X_1 \quad (3.17g)$$

$$N = X_c' \left(-R_d - \frac{RX}{2} \right) \quad (3.17h)$$

(3.17) é uma equação que pode ser desmembrada em duas outras, uma para a parte real, outra para a parte imaginária. Pondo $Z_L = R + jX$, resulta, finalmente:

$$X_m(A + RC - XD) = -RF + XG - M \quad (3.18)$$

$$X_m(B + XC + RD) = -RG - XM - N \quad (3.19)$$

que permitirão determinar $\underline{s}$ e $\underline{X_m}$ em função da impedância da carga.

III.3.2 - SIMULAÇÃO DA CARACTERÍSTICA DE CARGA

O caso em estudo é o fornecimento de potência a carga resistiva pura. Assim sendo, as equações (3.18) e (3.19) se reduzem a:

$$X_m(A + RC) = -RF - M \quad (3.20)$$

$$X_m(B + RD) = -RG - N \quad (3.21)$$

Para alguns valores de resistência de carga, o cál-

culo a partir das equações (3.19) e (3.20) produziu os resultados constantes da tabela III.1. Os parâmetros do estator e do rotor introduzidos nestas equações são aqueles determinados experimentalmente, e a reatância capacitiva, calculada à frequência nominal do gerador.

Resistência da carga (Ω)	$X_m(\Omega)$	s
2000	53,23	-0,00255
1000	53,22	-0,00312
800	53,21	-0,00340
600	53,21	-0,00387
400	53,20	-0,00481
242	53,19	-0,00665
150	53,23	-0,00949
94,5	53,39	-0,0138
70	53,65	-0,0179
48,5	54,36	-0,0247
30	56,79	-0,0379

Tabela III.1 - $\underline{s}$ e $\underline{X_m}$ determinados a partir do circuito equivalente.

O escorregamento é negativo, e seu módulo varia inversamente com a resistência da carga. A reatância de magnetização varia pouco com a carga, mantendo-se praticamente constante para valores de $\underline{R}$ acima de 150Ω e com tendência de cres

cimento com o carregamento.

Para utilizar o circuito equivalente (equações 2.18 e 2.19), falta ainda uma equação que relacione um dos parâmetros variáveis com a carga, da tabela III.1, com a tensão terminal. Esta equação é obtida da tabela B.4 - Ensaio a vazio: interpolando o valor de X_m calculado, obtém-se a tensão. Os resultados da simulação são mostrados na tabela III.2. A tensão terminal E sempre estará na referência (fase zero), para efeito do circuito equivalente.

III.3.3 - COMPARAÇÃO DOS VALORES TEÓRICOS COM OS EXPERIMENTAIS; ANÁLISE DE COMPORTAMENTO

Na figura 3.8 são comparadas as curvas de carga experimental (tabela C.1) e calculada (tabela III.2), e na figura 3.9, idem para a variação da frequência. Na tabela III.3, são comparadas as correntes dos enrolamentos da máquina, para alguns valores de resistência de carga.

NOTA: Nas figuras e tabelas do presente trabalho, as grandezas estão sendo representadas pelas seguintes unidades físicas: tensão, volts; corrente, ampères; impedâncias, ohms; potência ativa, watts; ângulos, graus.

E	R	enr. principal		enr. auxiliar		linha		pot. à carga
		$ I_D $	φ_d	$ I_q $	φ_q	$ I_L $	φ_L	
227	∞	4,98	40,5 + 180	5,22	37,8 + 180	0,336	-6,34 + 180	~ 76
227	242	6,17	33,3 + 180	5,33	38,7 + 180	0,993	2,99 + 180	225
226	94,5	7,53	28,6 + 180	5,43	39,8 + 180	2,44	2,99 + 180	551
224	48,5	9,68	24,5 + 180	5,57	41,3 + 180	4,64	4,13 + 180	1036
221	38	10,8	23,2 + 180	5,60	42,2 + 180	5,80	4,88 + 180	1277

Tabela III.2 - Simulação do carregamento com carga resistiva pura, onde φ representa o ângulo de defasagem entre as correntes e a tensão.

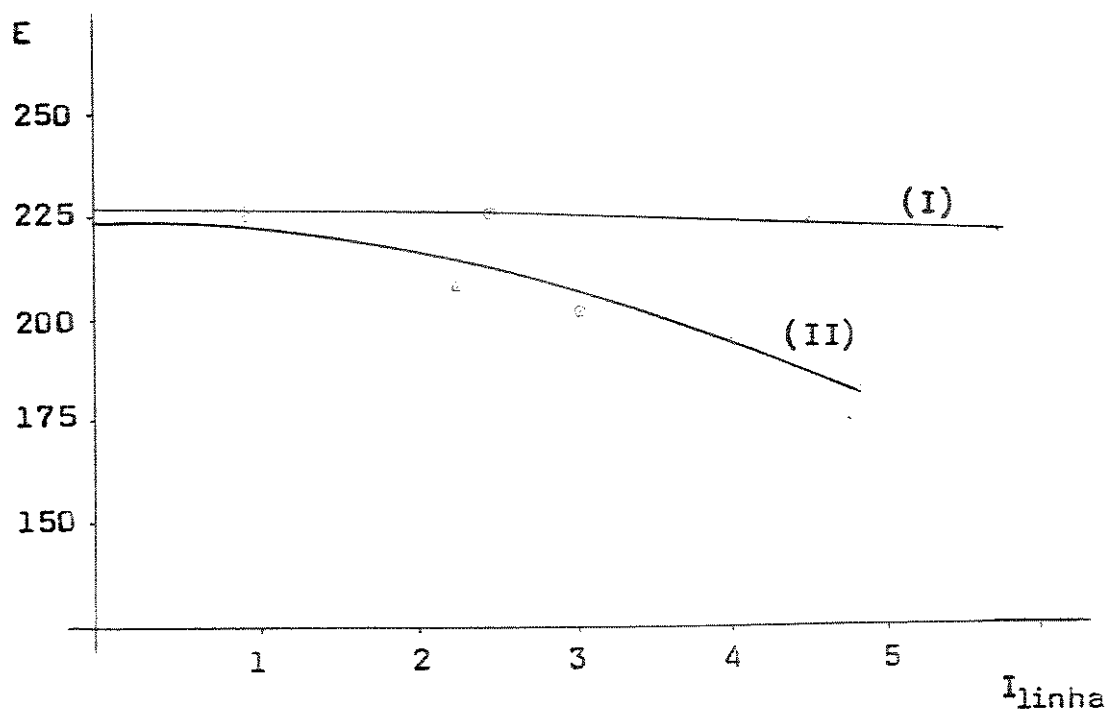


figura 3.8 - Curvas calculada (I) e medida (II)

E vs I_{linha} , do gerador de indução monofásico.

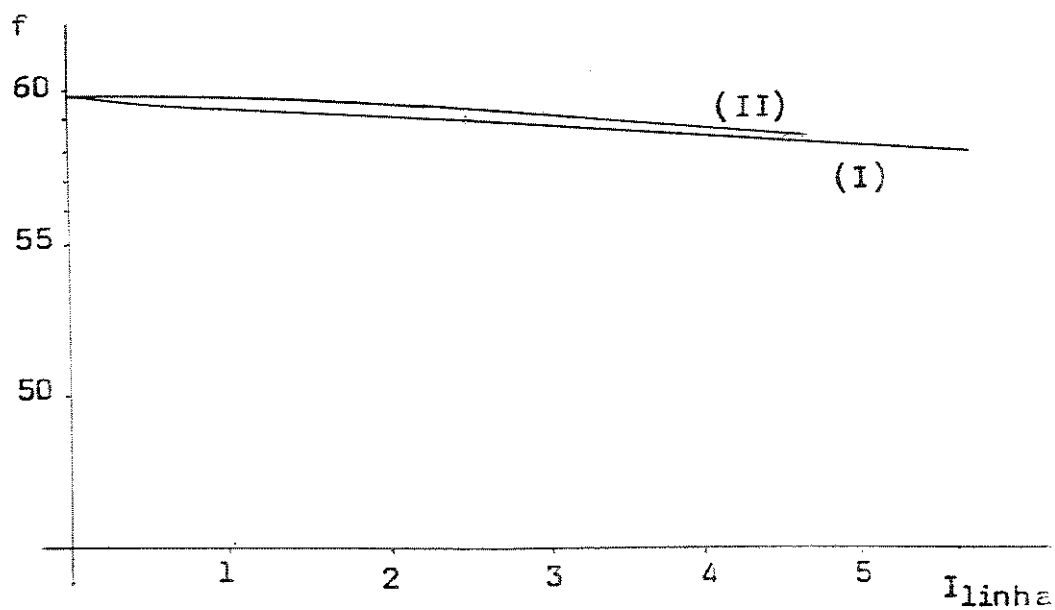


figura 3.9 - Curvas calculada (I) e medida (II)

da variação da frequência com a carga.

VALORES MEDIDOS						VALORES CALCULADOS						
R (Ω)	enr.principal		enr. auxiliar		linha		enr.principal		enr. auxiliar		linha	
	$ I_d $	φ_d	$ I_q $	φ_q	$ I_L $	φ_L	$ I_d $	φ_d	$ I_q $	φ_q	$ I_L $	φ_L
∞	5,15	38,7+180	5,10	39,6+180	0	180	4,98	40,5+180	5,22	37,8+180	0,336	-6,34+180
242	5,85	35,4+180	4,95	40,5+180	0,90	180	6,17	33,3+180	5,33	38,7+180	0,993	2,99+180
94,5	6,10	28,9+180	4,35	42,3+180	2,20	180	7,53	28,6+180	5,43	39,8+180	2,44	2,99+180
48,5	8,20	25,2+180	4,20	43,5+180	4,00	180	9,68	24,5+180	5,57	41,3+180	4,64	4,13+180
38	8,90	23,1+180	4,10	44,4+180	4,80	180	10,8	23,2+180	5,60	42,2+180	5,80	4,88+180

Tabela III.3 - Correntes da máquina, para alguns valores da resistência de carga

As curvas de carga calculada e medida estão razoavelmente próximas; a curva calculada está um pouco acima da medida, devido ao erro na inferência do valor da tensão.

Uma comparação melhor pode ser feita olhando-se para a tabela III.3. Os valores calculado e medido dos módulos e fases das correntes dos enrolamentos estão próximos, tendo as mesmas tendências de crescimento ou diminuição com o carregamento. Os módulos calculados são maiores que os medidos, devido aos valores maiores de tensão que foram introduzidos no circuito equivalente. As correntes de linha calculadas não deveriam ter fases (diferentes de 180°), pois a carga é resistiva. Mas estas fases permitem obter um fator de potência bem próximo da unidade. Da mesma forma, a vazão da corrente de linha deveria ser nula; o valor encontrado é praticamente desprezível, devendo-se aos erros que estão presentes nos cálculos.

Agora, uma justificativa física para o comportamento das correntes, frente ao carregamento do gerador:

- Com o aumento da carga, o fator de potência da corrente do enrolamento principal aumenta. De fato, se este enrolamento é o que fornece potência ativa, elevando-se a componente ativa da corrente, sua fase diminui.
- Com o carregamento, o módulo da corrente do enrolamento auxiliar diminui, e sua fase aumenta. Se o aumento de carga desfavorece a excitação, as componentes resistiva e capacitiva da corrente devem diminuir. O que ocorre é que a primeira decresce em maior proporção que a última, resultando

na leitura de um fator de potência mais baixo.

III.4 - GERADOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO FUNCIONANDO COM O ENROLAMENTO AUXILIAR EM CURTO-CIRCUITO, COM O CAPACITOR

III.4.1 - SIMULAÇÃO DA CARACTERÍSTICA DE CARGA, ATRAVÉS DO CIRCUITO EQUIVALENTE

Curto-circuitando-se o enrolamento auxiliar com o capacitor, o circuito equivalente do gerador de indução monofásico passa a ser aquele representado pela figura 2.10.

Para simular o carregamento alimentando carga resistiva, as considerações e aproximações são as mesmas da seção III.3.1.

Partindo-se das equações (2.30) e (2.31), e com o uso das equações (3.7) e (3.8), vem:

$$I_1(2Z_1 - k_2Z_L + Z) = I_2(k_1Z_L + Z) \quad (3.22)$$

$$I_2(2Z_2 - k_1Z_L + Z) = I_1(k_2Z_L + Z) \quad (3.23)$$

Substituindo a equação (3.22) na equação (3.23) para cancelar as correntes, resulta em:

$$\begin{aligned} & - 2Z_1Z_2 - Z(Z_1 + Z_2) + Z_L(k_1Z_1 + k_2Z_2 + k_1Z + k_2Z) = \\ & = 0 \end{aligned} \quad (3.24)$$

Desenvolvendo analogamente ao mostrado na seção III.3.1, chega-se a:

$$X_m(A + jB) + X_m Z_L(T + jU) + Z_L(W + jY) + M + jN = 0 \quad (3.25)$$

onde:

$$A = 2X_1 + X_c'(1 + \frac{R_d}{R_r} s + \frac{s}{2}) \quad (3.17a)$$

$$B = X_c' X_1 \frac{s}{R_r} - 2R_d - R_r \quad (3.17b)$$

$$T = -\frac{X_1}{R_r} s - k_4(R_d + \frac{R_r}{2}) \frac{s}{R_r} + k_4 - 2X_c' \frac{s}{R_r} \quad (3.25a)$$

$$U = \frac{R_d}{R_r} s + \frac{s}{2} - k_4 X_1 \frac{s}{R_r} + 1 \quad (3.25b)$$

$$W = R_d + \frac{R_r}{2} - k_4 X_1 \quad (3.25c)$$

$$Y = X_1 + k_4(R_d + \frac{R_r}{2}) + 2X_c' \quad (3.25d)$$

$$M = X_c' X_1 \quad (3.17g)$$

$$N = X_c' (-R_d - \frac{R_r}{2}) \quad (3.17h)$$

$$k_4 = \frac{1}{n}$$

Desmembrando (3.25) em duas equações reais, e pondo $Z_L = R + jX$, vem:

$$X_m(A + RT - XU) = -RW + XY - M \quad (3.26)$$

$$X_m(B + XT + RU) = -RY - XM - N \quad (3.27)$$

que se reduzem ainda a:

$$X_m(A + RT) = -RW - M \quad (3.28)$$

$$X_m(B + RU) = -RY - N \quad (3.29)$$

para o caso em estudo, possibilitando a determinação de $\underline{s}$ e $\underline{X_m}$ em função da resistência de carga $\underline{R}$.

Para alguns valores de $\underline{R}$, $\underline{s}$ e $\underline{X_m}$ calculados a partir das equações supra são mostrados na tabela III.4.

$\underline{X_m}$ calculado varia pouco com a carga, tendendo a elevar-se com o carregamento. Os valores de $\underline{X_m}$ calculados são superiores ao maior valor obtido experimentalmente, que corresponde a um valor de tensão em torno de 150 volts. Mas a diferença é pequena. Embora não seja normal para esta espécie de máquina manter uma tensão de saída constante para várias condições de carga, "a priori" não há como supor, para este caso particular, como as variações ocorrerão. Por esta razão, as correntes serão calculadas para o valor de tensão obtido. Os resultados são mostrados na tabela III.5, e as comparações

entre os valores calculados e medidos são feitas nas figuras 3.10 e 3.11 e na tabela III.6.

Resistência da carga	X_m	s
2000	79,53	-0,0210
1200	79,49	-0,0213
800	79,43	-0,0218
400	79,29	-0,0231
216	79,11	-0,0253
93	79,00	-0,0316
70	79,24	-0,0352
52	79,90	-0,0401
42	80,88	-0,0446
30	84,09	-0,0538

Tabela III.4 - $\underline{s}$ e $\underline{X_m}$ calculados para vários valores de carga resistiva a partir do circuito equivalente, com o gerador operando com o enrolamento auxiliar em curto-circuito.

E	R	enr. principal		enr. auxiliar		linha		pot. à carga
		$ I_d $	φ_d	$ I_q $	φ_q	$ I_L $	φ_L	
150	∞	0,186	-56,9	2,73	-3,21 + 180	2,84	-6,23	-424
150	216	3,59	7,45 + 180	2,86	4,56 + 180	0,754	18,5 + 180	107
150	93	4,54	8,94 + 180	2,88	6,56 + 180	1,66	13,1 + 180	243
150	52	5,83	10,7 + 180	2,91	9,26 + 180	2,91	12,1 + 180	427
150	42	6,51	11,5 + 180	2,93	10,7 + 180	3,58	12,2 + 180	525

Tabela III.5 - Simulação do carregamento com carga resistiva -

- enrolamento auxiliar em curto-circuito.

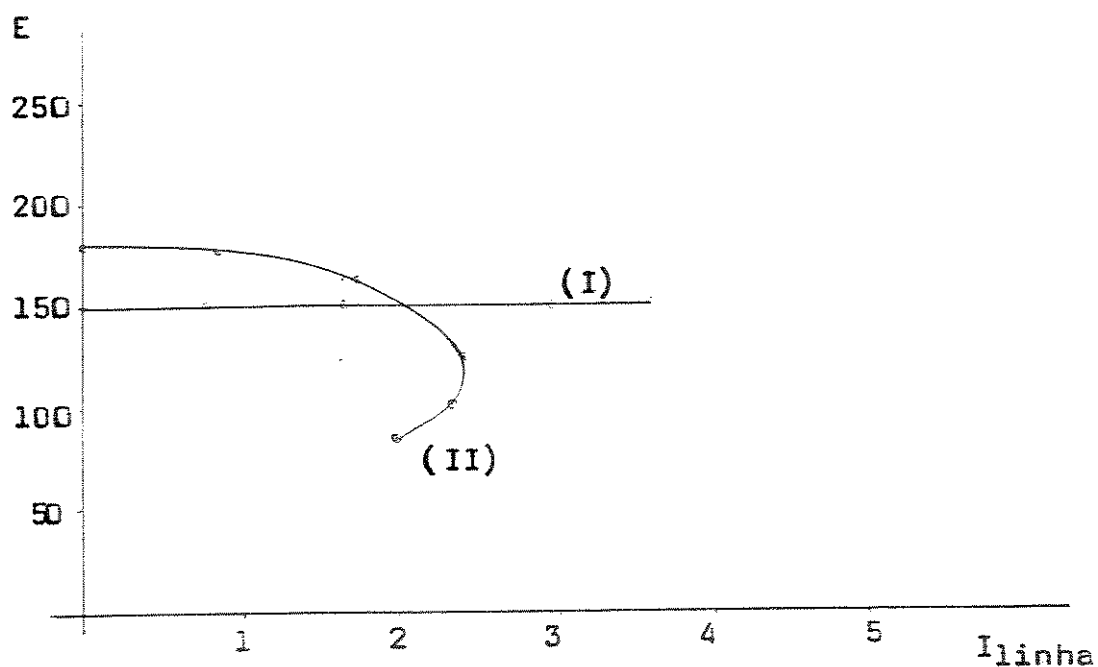


figura 3.10 - Curvas calculada (I) e medida(II) do carregamento com carga resistiva - enrolamento auxiliar e m curto-circuito.

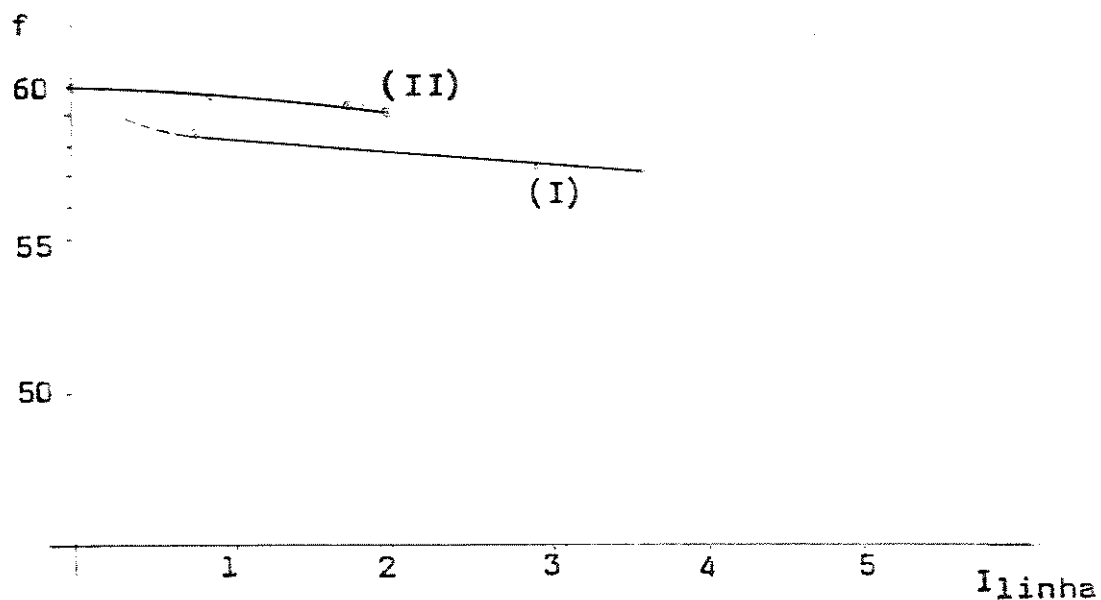


figura 3.11 - Curvas calculada(I) e medida(II) da variação da frequência - carregamento com o enrolamento auxiliar em curto-circuito.

	VALORES CALCULADOS						VALORES MEDIDOS					
	enr. principal		enr. auxiliar		linha		enr. princ.		enr. aux.		linha	
	$ I_d $	φ_d	$ I_q $	φ_q	$ I_L $	φ_L	$ I_d $	φ_d	$ I_q $	φ_q	$ I_L $	φ_L
R												
∞	0,186	-56,9	2,73	-3,21+180	2,84	-6,23	0	180	3,35	180	0	180
216	3,59	7,45+180	2,86	4,56+180	0,754	18,5+180	0,85	180	3,30	180	0,82	180
93	4,54	8,94+180	2,88	6,56+180	1,66	13,1+180	1,85	180	3,05	180	1,75	180
52	5,83	10,7+180	2,91	9,26+180	2,91	12,1+180	2,45	180	2,40	180	2,40	180
42	6,51	11,5+180	2,93	10,7+180	3,58	12,2+180	2,05	180	1,75	180	2,00	180

Tabela III.6 - Comparação das correntes de máquina, para alguns valores de resistência de carga - enrolamento auxiliar em curto-circuito.

A comparação das curvas da figura 3.10 mostra que os valores de tensão introduzidos no circuito equivalente estão um pouco distantes de seus valores reais, razão pela qual se obteve pelo cálculo correntes também diferentes. O que ficou próximo de seus valores reais é a fase das correntes, cujo fator de potência é unitário.

As correntes calculadas para o enrolamento principal nem sequer se aproximaram de seus valores verdadeiros. O mesmo para a corrente de linha a vazio. É que o circuito equivalente não desacopla as correntes dos enrolamentos. No caso real, a corrente de excitação não circula pelo enrolamento principal, mas apenas pelo auxiliar. Ao enrolamento principal caberá exclusivamente o fornecimento de potência à carga, que no caso é resistiva e tem fase zero. O circuito equivalente, ao combinar as correntes dos enrolamentos para produzir a corrente de linha, não conhece isto. E, sendo não nula a corrente do enrolamento auxiliar a vazio, resulta em corrente de linha diferente de zero.

Mesmo com as correntes do enrolamento principal (calculadas) não correspondendo à realidade, o circuito equivalente parece funcionar, para s diferente de zero e sendo-lhe introduzido o valor adequado de tensão. Em verdade, o circuito equivalente mostrou-se sensível à variação da tensão com a carga, quando produziu uma reatância de magnetização maior que aquela calculada na seção anterior (gerador com ligações normais). Efetivamente, se os valores de X_m calculados resultassem próximos daqueles determinados experimentalmente, se-

riam obtidas curvas calculadas mais próximas daquelas medidas. Isto implica na presença de erros no ensaio a vazio (vide Apêndice D). Mas se os demais parâmetros representam fielmente as condições da máquina, o circuito equivalente deveria ser sensível também a ponto de produzir valores de X_m variáveis como aqueles da tabela B.4. Somando com a diferença entre os escorregamentos medidos e calculados (figuras 3.9 e 3.11), conclui-se que erros também estão presentes no cálculo de X_m e s pelas equações (3.17) e (3.25).

Finalmente, uma explicação física para as correntes dos enrolamentos terem fator de potência unitário: uma vez em curto-circuito o enrolamento auxiliar, não há mais ligação física entre os enrolamentos; a corrente de excitação circulará somente pelo enrolamento auxiliar. Quando a máquina estava ligada normalmente, a tensão sobre o capacitor era maior que as tensões individuais dos enrolamentos (equação 3.1). Com o curto-circuito, o capacitor fica submetido à mesma tensão que o enrolamento auxiliar, portanto, a tensão menor que na condição normal. Conseqüentemente, a corrente capacitiva será diminuída, acarretando perda na excitação e queda da tensão terminal. A reatância de magnetização é maior, porém a corrente capacitiva não supre toda a corrente de magnetização exigida. Mais ainda, toda a componente capacitiva se cancela com a indutiva, resultando daí o fator de potência unitário.

O que foi dito explica o fornecimento de menor potência à carga. E, se o carregamento do gerador leva mais rápido à condição de máxima transferência de potência (ponto da

curva $P \times E$ em que $\frac{dP}{dE}$ é zero), segue-se à perda da excitação.

III-5 - FORNECIMENTO DE POTÊNCIA COM CAPACITOR EM SÉRIE COM A CARGA; ANÁLISE QUALITATIVA; EFEITO DE CURTO-CIRCUITO EXTERNO

Este tipo de gerador de indução monofásico não é autoprotégido contra curto-circuitos externos, como o é o gerador trifásico. Se (com os enrolamentos ligados normalmente) um curto-circuito é dado nos terminais da carga, o enrolamento auxiliar será imediatamente submetido à tensão do capacitor. O gerador respondeu com um violento tranco, chegando até mesmo a desalinhar-se de sua posição original (a correia de transmissão não se rompeu). Isto significa que a corrente transitória resultante do curto-circuito produziu a ação de freio.

Do ponto de vista prático, isto é altamente inconveniente, pois poderá danificar o meio de transmissão da potência mecânica (engrenagens e/ou polias dentadas).

Capacitores são ligados em série e em paralelo com a carga de geradores de indução trifásicos, com a finalidade de melhorar a regulação ⁵. Isto motivou um estudo de comportamento do gerador em pauta, com um capacitor ligado em série com a carga, com o objetivo específico de reduzir os inconvenientes de um curto-circuito externo.

O capacitor para tal fim deve permitir a passagem da corrente nominal da máquina, porém não deve ser grande a ponto de estabelecer uma corrente que danifique os enrolamentos por dissipação de potência, nem submeter a máquina a elevada sobretensão por reação de armadura.

Os resultados do ensaio em carga com um capacitor de $66\mu\text{F}$ ligado em série são mostrados na tabela III.7. Observa-se que a maior potência transferida à carga não chegou à metade da nominal do gerador. É que, à medida em que se carrega o gerador, aumenta também a queda de tensão no capacitor. Embora seja magnetizante o efeito da reação de armadura, o acréscimo na tensão gerada não eleva apreciavelmente a potência transferida à carga. Além disto, verificou-se aumento do nível de ruído com o carregamento do gerador acima de sua corrente nominal.

Com a carga em curto-circuito, o capacitor de $66\mu\text{F}$ fez circular pelo enrolamento principal uma corrente duas vezes maior que a nominal, além de produzir sobretensão tanto na saída quanto no capacitor da máquina. Isto requer que o gerador seja compensado para suportar tensão e corrente extra. Um capacitor maior poderia possibilitar o fornecimento de maior potência à carga, mas o ensaio não foi efetuado, por razão de segurança.

A conexão de capacitor em série limita o carregamento com cargas indutivas, pois o efeito ressonante pode estabelecer uma corrente alta a ser suprida pelo gerador, conduzindo-o à perda da excitação por excesso de carga.

M Á Q U I N A						C A R G A					
E	Hz ger.	enr. principal		enr. auxiliar		V s/ Capacitor	I	ϕ	Watts a carga	Volts s/ Capacitor serie	
		I _D	% _a	I _Q	% _q					carga	
220	59,5	6,4	34,9+180	5,1	39,2+180	460	1,3	8,11	268	208	52
224	59,5	7,5	35,4+180	5,2	39,2+180	465	2,4	25,8	410	190	100
229	59,4	8,3	36,9+180	5,3	39,6+180	475	3,0	31,8	460	180	120
238	59,2	9,6	41,8+180	5,6	41,0+180	485	4,2	44,8	448	150	170
250	59,2	10,2	47,2+180	5,8	42,3+180	510	5,2	56,6	330	115	215
275	59,5	10,2	65,8+180	5,8	42,7+180	520	7,4	89,5	0	0	285

Tabela III-7 - Gerador suprido potência a uma carga resistiva com um capacitor de 66 μ F conectado em série com a carga, até curto-circuitá-la. Velocidade constante (3600rpm).

Mas o capacitor em série pode, realmente, conter um curto-circuito externo, seja por acidente ou por carregamento excessivo. Após removido, a máquina volta a funcionar normalmente. Do que foi visto também se pode intuir que capacitores ligados em série e/ou em paralelo com a carga, objetivando melhorar sua regulação, terão, em curto-circuito, valor equivalente maior que $66\mu F$, implicando em sobrecorrente no enrolamento principal.

O ensaio também possibilita avaliar o comportamento do gerador alimentando uma carga capacitiva:

- A corrente do enrolamento principal se eleva em módulo e tem mais baixo fator de potência. - A componente resistiva da corrente se eleva na medida em que mais potência ativa é transferida à carga. Se uma componente capacitiva está presente e cresce mais que a outra, o fator de potência diminui.
- A corrente do enrolamento auxiliar cresce em módulo, e sua fase se comporta como se a máquina estivesse fornecendo potência a carga resistiva pura. - A corrente cresce em módulo porque a tensão sobre o capacitor da máquina também se eleva em consequência da reação de armadura. Isto possibilita fluir mais corrente em adianto no enrolamento auxiliar, a baixando o fator de potência.
- Com a carga capacitiva pura conectada nos terminais do gerador, as componentes ativas das correntes dos enrolamentos têm valores muito próximos daqueles quando a máquina está a vazio.

III.6 - REGULAÇÃO E RENDIMENTO

A tensão deste gerador em vazio é ligeiramente menor que a nominal, à velocidade de 3600 rpm (a velocidade especificada é de 3640 rpm). Suprindo potência a uma carga resistiva pura, a regulação da tensão ficou em torno de 25%, e a da frequência, 2,2%.

Em tais condições, o gerador presta-se muito bem ao fornecimento de potência a cargas que não dependam de tensão constante. Caso contrário, um estabilizador de tensão deverá ser empregado.

Cargas que requeiram frequência constante geralmente estão associadas a fatores de potência diferentes da unidade. O controle da frequência é obtido por ajuste da velocidade do rotor, o que não é muito prático para a pequena quantidade de potência envolvida.

A regulação para uma carga com fator de potência 0,71 capacitivo é de -7% para a tensão e 1,4% para a frequência (tabela III.7). O comportamento da tensão e da frequência com a natureza da carga mostrou-se muito semelhante ao dos geradores trifásico e monofásico puro. A ausência de dados quantitativos não impede concluir que a pior regulação será obtida com o fornecimento de potência a cargas indutivas, como se pode constatar revendo a seção III.2.

Quanto ao rendimento, considerando constantes as perdas por atrito e ventilação, é baixo para cargas leves, aumentando à medida em que se eleva o carregamento. As perdas

Condição	P E R D A S				Pot. gerada	η
	atrito &vent.	enr. principal	enr. auxiliar	totais		
meia carga	198	133	145	476	455	49%
plena carga	198	279	129	606	925	60%

Tabela III.8 - Perdas e rendimento do gerador monofásico suprimindo potência a carga resistiva (nas perdas de cada enrolamento está incluída a parte relativa ao rotor).

e o rendimento a meia e plena carga são mostrados na tabela III.8.

A explicação do baixo rendimento deve-se à alta corrente de excitação: para fornecer a potência nominal, circula pelo enrolamento principal uma corrente de cerca de duas vezes a nominal; além disto, há corrente permanentemente no enrolamento auxiliar.

CAPÍTULO IV

RESUMO, COMENTÁRIOS E SUGESTÕES

No presente trabalho foi efetuado um estudo do gerador de indução monofásico de fase dividida com capacitor permanente, quando ligado isolado de um sistema de potência. Esta máquina difere das demais de fase dividida, por manter conectado o seu enrolamento auxiliar quando em funcionamento contínuo. Alimentando carga resistiva, observou-se que a potência é fornecida somente pelo enrolamento principal, e a excitação é provida pelo enrolamento auxiliar.

A presença de dois enrolamentos e a alta corrente de excitação fazem com que o rendimento deste gerador seja um pouco menor que o do gerador monofásico puro.

O comportamento deste gerador quanto às variações de tensão e de frequência com a carga e quanto à auto-excitação é semelhante ao dos geradores trifásico e monofásico puro. Atende muito bem ao suprimento de potência a cargas que não dependam da constância da frequência e da tensão.

Os geradores de indução são econômicos por sua construção robusta e facilidade de manutenção. Este em estudo é, dos monofásicos, o de mais baixo custo, justificando o empre-

go de um regulador de tensão para estender sua faixa de aplicações.

Curto-circuitando-se o enrolamento auxiliar, o desempenho do gerador não é melhor que quando ele está ligado normalmente. Isto se deve à redução da corrente de excitação pelo curto-circuito, que conduz à queda mais acentuada e mais rápida da tensão terminal.

Um curto-circuito externo leva o rotor a parar, penalizando a fonte de potência mecânica. A conexão de capacitor em série com a carga reduz os inconvenientes do curto-circuito, porém aquele capacitor utilizado limitou a potência fornecida à carga.

Na figura 4.1 são apresentadas, para efeito comparativo, as curvas E_{linha} dos três casos de carregamento estudados.

Quanto à utilização do modelo matemático, além dos erros das aproximações, há aqueles dos procedimentos experimentais, que se devem às más condições do laboratório de ensaios, e que afetaram os resultados de maneira não desprezível no que tange à sua confiabilidade.

O circuito equivalente das máquinas de indução monofásicas de fase dividida é mais complexo do que o das outras já citadas, no sentido de que os cálculos de parâmetros (pelos ensaios de determinação) e correntes (simulação) envolvem mais operações. Como os erros se propagam, aumentam com o número de operações efetuadas. Isto evidencia a necessidade de se empregar medidores de boa precisão e equipamentos de con-

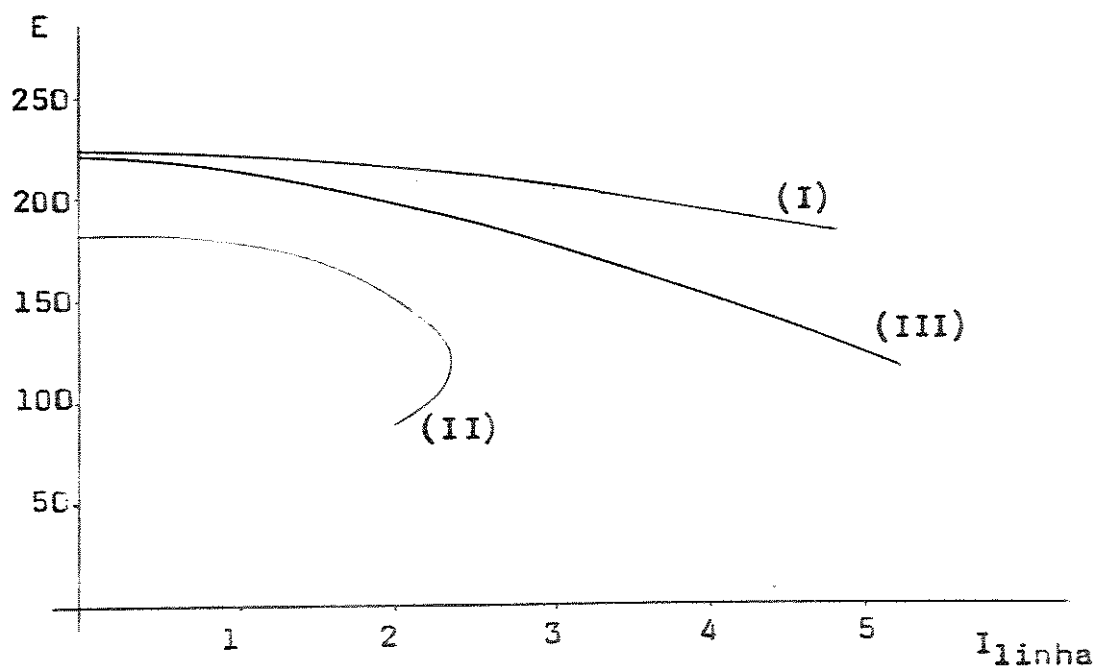


figura 4.1 - Curvas experimentais do gerador de indução monofásico alimentando carga resistiva à velocidade constante de 3600 rpm: (I) ligações normais dos enrolamentos; (II) enrolamento auxiliar em curto-circuito; (III) ligada normalmente, com um capacitor de $66\mu F$ em série com a carga. Em (III) está sendo considerada a tensão sobre a carga.

fiabilidade nos ensaios, para que, nos resultados, a parcela que cabe aos erros seja, de fato, daqueles que não podem ser eliminados.

Na simulação do carregamento com os enrolamentos ligados normalmente, os valores calculados se aproximaram dos medidos com precisão razoável. O mesmo não se pode dizer da simulação com o enrolamento auxiliar em curto-circuito. Em ambos os casos, a discrepância entre os valores calculado e

medido se deve fundamentalmente à pouca sensibilidade da equação em que uma reatância de magnetização calculada com erros (pelas equações 3.17 e 3.25) é comparada com outra determinada experimentalmente (também com erros) para se obter o valor de tensão a ser introduzido no circuito equivalente. Mas a análise dos resultados permite a constatação de que o modelo apresentaria sempre valores calculados próximos dos medidos, com a introdução do valor adequado de tensão. Conclui-se, portanto, que o modelo matemático é válido, desde que com uma equação $E \propto X_m$ precisa.

Há ainda a citar que a indisponibilidade de melhores equipamentos não permitiu a execução de ensaios tais como o carregamento até a perda da excitação, bem como o suprimento de potência a cargas indutivas.

Finalmente, sugere-se, para trabalhos futuros:

- O estudo da influência dos harmônicos neste gerador, cujo cancelamento não é automático e requer a compensação pela disposição adequada dos enrolamentos ⁶.
- Os geradores de indução dependem da existência de uma certa quantidade de magnetismo residual em seu rotor, resultante do uso anterior da máquina, para se auto-excitarem. Existem fatores que causam a redução deste magnetismo, impedindo a auto-excitação. Sugere-se pesquisar como estes fatores atuam, visando buscar formas de recompor automaticamente este magnetismo remanente.
- Estudar a possibilidade de regular a tensão de saída da máquina e atenuar os efeitos de curto-circuitos externos, por

chaveamento de capacitores no enrolamento auxiliar e/ou em série/paralelo com a máquina. É importante verificar a conveniência de se manter um capacitor sempre conectado ao enrolamento auxiliar, pois a ligação é em série. Sugere-se um controle eletrônico, que pode proporcionar resposta em menor tempo.

À medida em que se desenvolvem formas de melhorar o seu controle, as máquinas de indução monofásicas passam a ter mais importância como fontes alternativas para fornecimento de energia. Isto justifica a elaboração de normas técnicas específicas para a operação como gerador, tratando também dos parâmetros de seu circuito equivalente. É o que se sugere às competentes autoridades.

APÊNDICE A

CARACTERÍSTICAS DAS MÁQUINAS UTILIZADAS NOS ENSAIOS

A.1 - CARACTERÍSTICAS

A máquina utilizada no presente trabalho é um gerador de indução monofásico de 2 pólos, de fase dividida, isto é, com um enrolamento principal e outro auxiliar, ligados à mesma tensão. O enrolamento auxiliar tem um capacitor conectado em série, e não é desligado após a máquina ter sido posta em funcionamento.

O enrolamento principal contém 3 bobinas de 22, 25 e 27 espiras, 2 grupos por fase, e o enrolamento auxiliar, 3 bobinas com 31, 36 e 38 espiras, idem. Isto permite obter a relação de espiras: 1,419.

A máquina foi primeiramente acionada por um motor de corrente contínua, mas devido às suas limitações, este foi, quando possível, substituído por um motor síncrono de 4 pólos.

O acoplamento das duas máquinas foi efetuado através de polias dentadas de relação 2x1 e correia dentada.

A.2 - DADOS DE PLACA

A.2.1 - GERADOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

Fabricante: WEG

Potência: 1 kVA

Tensão Nominal: 230V

Frequência: 60 Hz

Corrente: 4,5 A

Velocidade de operação: 3640 rpm

Capacitor: $30\mu\text{F} \pm 10\%$, 380V

A.2.2 - MOTOR SÍNCRONO

Fabricante: Eletromáquinas Anel S/A.

Tipo: GT2-6A-B 3/4

Fases: 3

Potência: 2 kVA

Volts: 230/133

Ampères: 5/8,8

Hertz: 60

Rpm: 1800

Campo: 230V, 0,6 A

Ano de fabricação: 1971

A.2.3 - MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

Fabricante: Eletromáquinas Anel S/A.

Tipo: MC1-4-B 3/4

Potência: 1,8/2,2 kW

Volts: 230

Ampères: 10/12

Rpm: 1500/1800

Campo: 230 V

Ano de fabricação: 1971

APÊNDICE B

ENSAIOS PARA A DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE

As normas consultadas e disponíveis^{15,16,17} não trazem métodos para a determinação dos parâmetros da máquina em estudo.

A princípio, os parâmetros foram obtidos ensaiando cada um dos enrolamentos do gerador, o que corresponde à conexão como máquina monofásica pura. Os ensaios executados foram o teste a vazio e o teste a rotor bloqueado, semelhantes ao da máquina trifásica, porém com algumas restrições impostas pelo circuito equivalente respectivo^{13,14}.

Constatou-se que o teste a vazio não conduziu da melhor forma aos parâmetros do gerador em pauta (no caso, a reatância de magnetização). Todavia, o referido teste será relatado e seguir tal qual foi proposto pela primeira vez, para a exploração dos conceitos envolvidos e no final se comparar.

As resistências dos enrolamentos do estator são os únicos parâmetros diretamente acessíveis, medidas por um método CC (corrente contínua).

B.1 - TESTE A VAZIO (MÁQUINA MONOFÁSICA PURA)

Consiste em fazer o rotor girar à sua velocidade síncrona, aplicando ao estator do enrolamento sob ensaio vários valores de tensão, à frequência nominal. O outro enrolamento deverá permanecer desligado. Mede-se a potência elétrica de entrada e a corrente no estator. Nestas condições, as perdas por atrito e por ventilação estão sendo supridas pela fonte de potência mecânica aplicada ao rotor. Além disto, o escorregamento é nulo, pois $\omega_m = \omega_s$ (equação 2.7).

O circuito equivalente da máquina monofásica pura para $s = 0$ é mostrado na figura B.1.

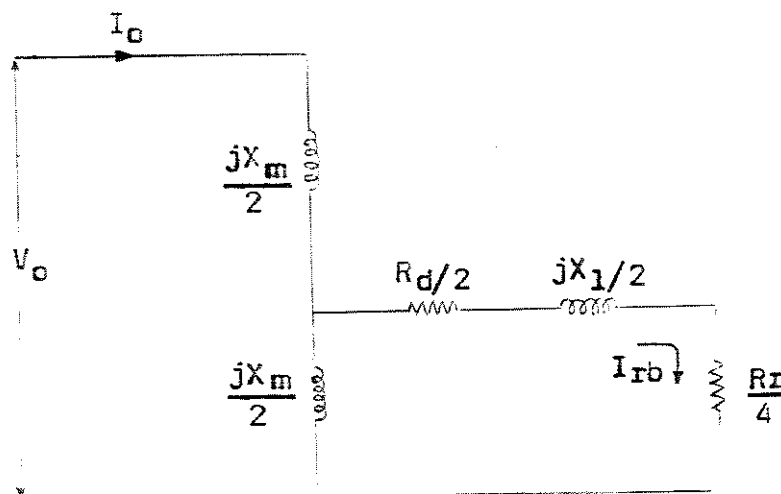


figura B.1 - Máquina monofásica pura a vazio, com

$s = 0$.

Para $s = 0$ não há corrente no rotor de uma máquina trifásica, porque não há movimento relativo entre os condutores do rotor e o campo girante. O mesmo ocorre com a máquina monofásica, na parte do rotor relativa ao campo $\underline{f}$. O campo $\underline{b}$ gira à velocidade síncrona, mas na direção oposta à do rotor. Segue que circulará corrente não desprezível na parte do rotor relativa ao campo $\underline{b}$, pois há reação de armadura, devida à corrente $\underline{I_{rb}}$ que flui ali ^[14].

Usualmente, $\frac{X_m}{2}$ é grande em comparação com $\frac{R_d}{2} + \frac{R_r}{4} + \frac{jX_l}{2}$. O uso de valores típicos permite estimar que a corrente que circula em $\frac{X_m}{2}$ é cerca de 10% de $\underline{I_{rb}}$ ^[10]. Assim, $\underline{I_{rb}}$ é cerca de duas vezes a corrente de magnetização. Pondo $\underline{I_{rb}} = I_0$, o circuito equivalente é simplificado:

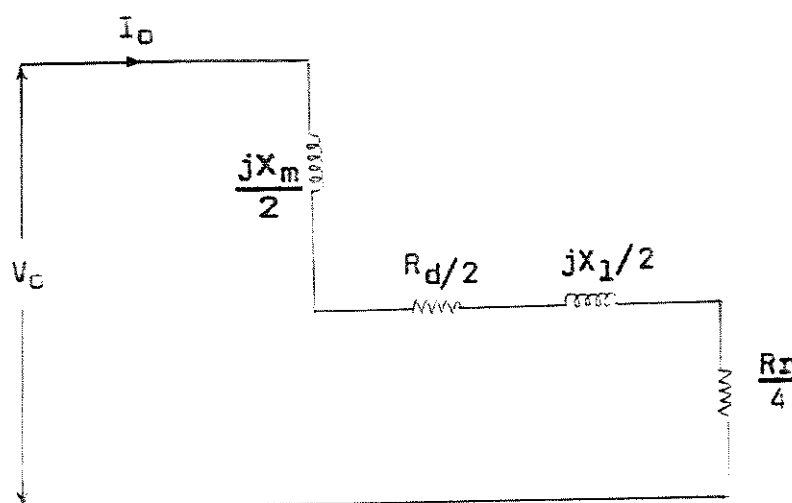


figura 8.2 - Circuito equivalente simplificado da máquina monofásica pura, a vazio.

A potência que entra na máquina deverá suprir as perdas em $\frac{R_d}{2}$ e $\frac{R_r}{4}$.

O valor da reatância de magnetização é calculado, de acordo com a figura B.2:

$$X = \frac{X_m}{2} + \frac{X_1}{2} = \sqrt{\left(\frac{V_o}{I_o}\right)^2 - \left(\frac{R_d}{2} + \frac{R_r}{4}\right)^2} \approx \frac{V_o}{I_o}, \quad (B.1)$$

$$\text{porque } \left(\frac{R_d}{2} + \frac{R_r}{4}\right)^2 \ll \left(\frac{V_o}{I_o}\right)^2$$

$$X_m = 2X - X_1 \quad (B.2)$$

R_r e X_1 são calculados a partir do ensaio de rotor bloqueado.

B.2 - TESTE DE ROTOR BLOQUEADO (MÁQUINA MONOFÁSICA PURA)

Neste ensaio, aplica-se tensão de frequência nominal, gradativamente ao enrolamento sob ensaio, até que por ele circule sua corrente nominal. Mede-se a potência absorvida e a corrente de entrada. Como o motor monofásico puro não possui torque de partida, o rotor permanecerá em repouso e não precisará ser travado. Nestas condições, o escorregamento é unitário e o circuito equivalente fica como mostrado na figura B.3.

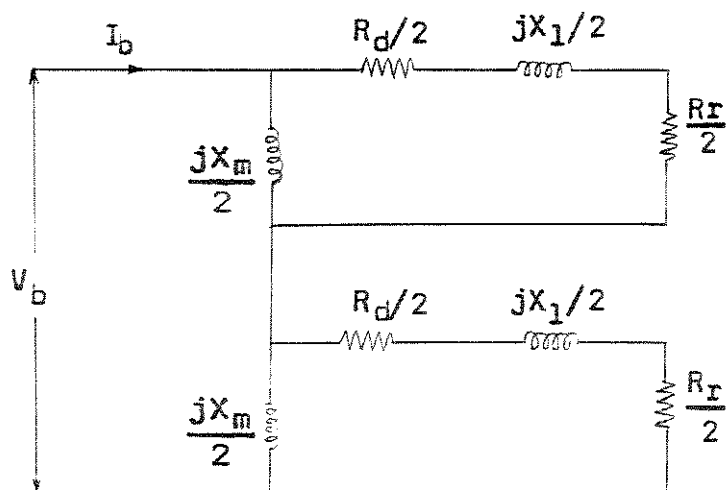


figura B.3 - Circuito equivalente da máquina monofásica pura com o rotor bloqueado ($s = 1$).

A malha de seqüência positiva é igual à de seqüência negativa, e o circuito pode ser manipulado:

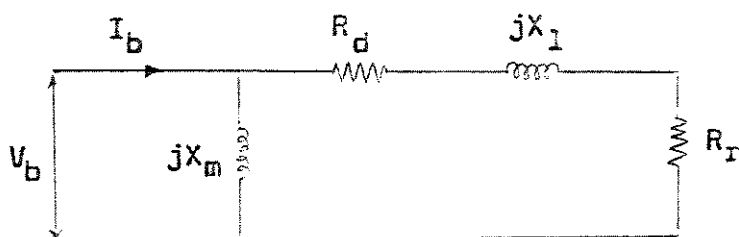


figura B.4

resultando idêntico ao da máquina trifásica.

Quanto a X_m , cuja determinação depende das quantidades obtidas neste ensaio, seu valor aqui é maior que aquele a vazio, e a tensão aplicada ao enrolamento é pequena, propiciando uma baixa e desprezível corrente de magnetização.

Partindo para os cálculos:

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} \quad (B.3)$$

$$R_r + R_d = \frac{P_b}{I_b^2} \quad (B.4)$$

$$X_1 = X_d + X_r = \sqrt{Z_b^2 - (R_d + R_r)^2} \quad (B.5)$$

B.3 - OS PARÂMETROS DA MÁQUINA DE INDUÇÃO MONOFÁSICA PURA

As resistências dos enrolamentos do estator, medidas por um método CC, são:

$$R_d = 1,09 \Omega \text{ (enrolamento principal)}$$

$$R_q = 2,38 \Omega \text{ (enrolamento auxiliar)}$$

As resistências do rotor e as reatâncias do estator e do rotor são:

$$R_r = 2,73 \Omega \text{ (enrolamento principal)}$$

$$R_{rq} = 5,27 \Omega \text{ (enrolamento auxiliar)}$$

$$X_1 = 7,43 \Omega \text{ (enrolamento principal)}$$

$$X_{1q} = 13,41 \Omega \text{ (enrolamento auxiliar)}$$

A reatância de magnetização para os dois enrolamentos, calculada pelo teste a vazio, é apresentada nas tabelas B.1 e B.2, para as várias condições em que se realizou o en-

saio.

tensão aplicada	corrente de entrada	potência de entrada	X_m calculada
30	0,41	4	139
60	0,95	10	119
90	1,50	20	113
120	2,05	32,5	110
140	2,55	43	102
160	3,00	55	99,2
180	3,55	70	94,0
200	4,15	90	88,9
220	4,90	115	82,3
240	6,0	150	72,5
260	7,9	220	58,4
280	10,2	300	47,4

Tabela B.1 - Curva de magnetização da máquina segundo o enrolamento principal.

tensão aplicada	corrente de entrada	potência de entrada	X_m calculada
30	0,22	1	259
60	0,46	3	247
90	0,73	7,5	233
120	1,08	20	209
160	1,45	30	207
200	1,85	40	203
220	2,05	50	201
240	2,28	60	197
260	2,55	71	190
280	2,82	82	185

Tabela B.2 - Curva de magnetização segundo o enrolamento auxiliar.

B.4 - O CÁLCULO E A INFLUÊNCIA DA RESISTÊNCIA DE PERDAS NO FERRO, PARA EFEITO DO CIRCUITO EQUIVALENTE

Os circuitos equivalentes das máquinas de indução têm um parâmetro que representa as perdas no ferro por histerese e por correntes de Foucault, sob a forma de uma resistência R_p , que é colocada em paralelo com a reatância de magnetização.

Esta resistência é cerca de 10 vezes maior em magnitude que a reatância de magnetização; portanto, a corrente que desce sobre ela é muito pequena. Até o momento não foi considerada, porque a sua influência no circuito equivalente não justifica o trabalho adicional ao se fazer os cálculos.

Aqui será mostrada uma maneira de se calcular R_p , com os dados do ensaio a vazio do enrolamento principal, para no final se apurar se desprezá-la conduz a um erro significativo.

O circuito equivalente simplificado representando também R_p é mostrado na figura B.5.

Agora, a potência de entrada P_o é igual às perdas em $\frac{R_d}{2}$ e $\frac{R_r}{4}$ (P_{cobre}), mais as perdas no material magnético da máquina (P_{ferro}).

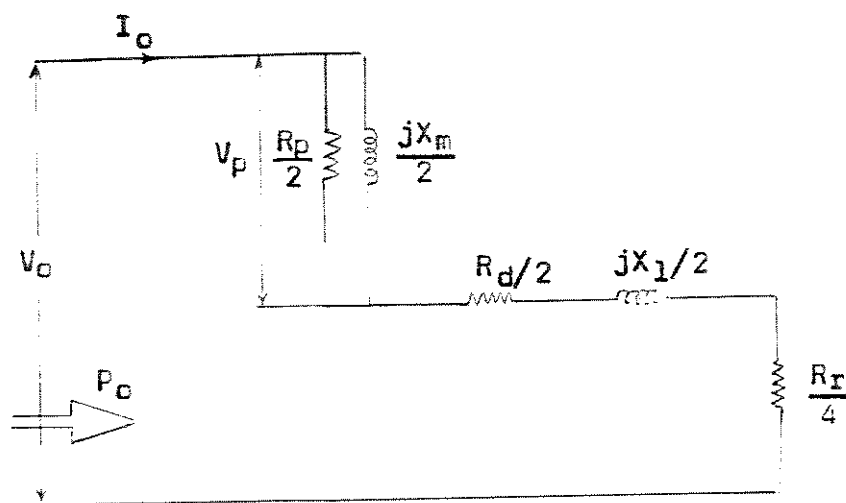


figura B.5 - Circuito equivalente a vazio, contendo a resistência de perdas no ferro R_p .

Então,

$$P_{\text{ferro}} = P_o - P_{\text{cobre}} = P_o - \left(\frac{R_d}{2} + \frac{R_r}{4} \right) I_o^2 \quad (B.6)$$

A tensão $\underline{V_p}$ sobre $\frac{R_p}{2}$ e $\frac{jX_m}{2}$ deve ser conhecida:

$$\dot{V}_p = \dot{V}_o - \left(\frac{R_d}{2} + \frac{jX_1}{2} + \frac{R_r}{4} \right) \dot{i}_o \quad (B.7)$$

onde $\dot{V}_o$ tem fase zero, e $\dot{i}_o$ tem fase φ_o dada por:

$$\varphi_o = \cos^{-1} \frac{P_o}{V_o I_o} \quad (B.8)$$

O cálculo de (B.7) produzirá uma tensão $\dot{V}_p$ de ângulo de fase ligeiramente diferente de zero, mas que pode ser admitida como tendo fase zero, uma vez que o ângulo φ_o é negativo e da ordem do ângulo de $\frac{R_d}{2} + \frac{R_r}{4} + \frac{jX_1}{2}$, que é positivo.

Finalmente, calcula-se R_p :

$$R_p = \frac{2V_p^2}{P_{\text{ferro}}} \quad (B.9)$$

Com o cálculo de R_p , o valor de X_m será ligeiramente modificado, uma vez que I_o terá uma parcela desviada sobre a primeira. Os resultados destes cálculos são mostrados na tabela B.3, para alguns pontos da tabela B.1, da qual se pode

concluir que a contribuição da resistência de perdas no ferro ao circuito equivalente é de fato inexpressiva.

tensão aplicada	corrente de entrada	potência de entrada	X_m calculada	R_p calculada
30	0,41	4	141	425
90	1,50	20	112	822
160	3,00	55	99,0	1001
200	4,15	90	88,7	982
220	4,90	115	82,0	944
240	6,0	150	72,2	888
260	7,9	220	58,0	734
280	10,2	300	47,1	671

Tabela B.3 - Determinação da reatância de magnetização e da resistência de perdas no ferro, através do ensaio a vazio (enrolamento principal).

B.5 - ENSAIO A VAZIO (MÁQUINA DE FASE DIVIDIDA)

A tabela B.1 poderia constituir-se na equação $E \times X_m$ necessária para simular a característica de carga do gerador de indução. Contudo, os valores de X_m calculados resultaram menores que os determinados experimentalmente. O valor de t_{en}

são correspondente está próximo de 265 volts, portanto na região saturada, mesmo com carregamento nominal. Isto está distante da realidade.

O circuito equivalente da figura 3.5 permite que a reatância de magnetização seja determinada para a máquina ligada normalmente, impondo-lhe as mesmas condições que em B.1. Para $s = 0$, o circuito equivalente é mostrado na figura B.6.

Medem-se as correntes $\underline{I_d}$ e $\underline{I_q}$ dos enrolamentos, e da equação 2.16 (inversa) calcula-se as correntes $\underline{I_1}$ e $\underline{I_2}$ do circuito equivalente. Como $\underline{Z}$ e $\underline{E}$ são conhecidas, podem ser determinadas a queda de tensão em $\frac{\underline{Z}}{2}$ e a tensão $\underline{E_1}$ sobre $\underline{jX_m}$. Em seguida, simplesmente:

$$\underline{Z_1} = \underline{jX_m} = \frac{\dot{\underline{E_1}}}{\dot{\underline{I_1}}} \quad (\text{B.10})$$

Os resultados do ensaio a vazio pelo circuito equivalente da figura B.6 são mostrados na tabela B.4.

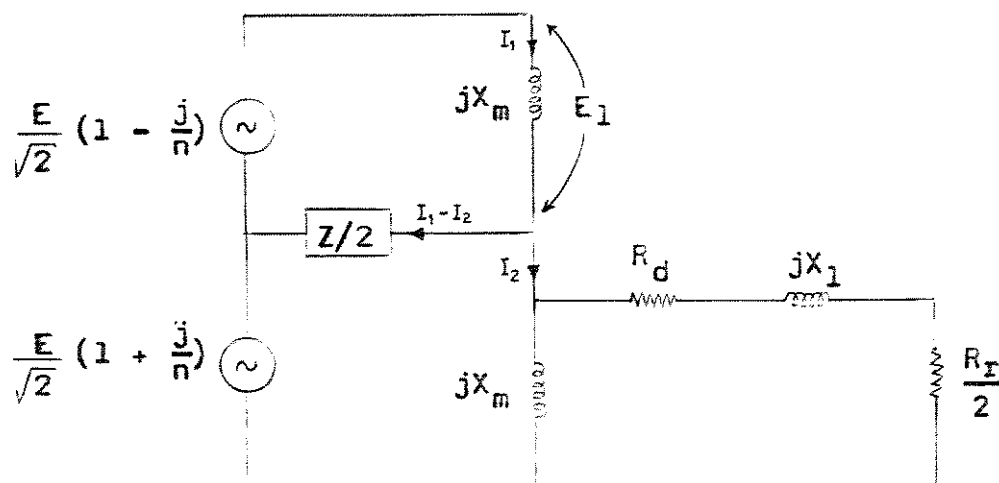


figura B.6 - Máquina de fase dividida, para $s = 0$.

C Á L C U L O S													
MEDIDAS EXPERIMENTAIS													
V aplic.	enr.princ.		enr.auxiliar		W entr.	i ₁		i ₂		Ė ₁		Z ₁ = jX _m	
	I _d	cos% _a	I _q	cos%		I ₁	fase	I ₂	fase	Ė ₁	fase	X _m	fase
259	-6,5	0,430	-6,2	0,640	425	8,60	-71,0	6,76	178,6	376	12,7	43,7	83,7
250	-5,80	0,495	-6,0	0,650	370	7,90	-71,2	6,62	177,0	359	12,6	45,4	83,8
240	-5,10	0,540	-5,85	0,655	310	7,32	-70,1	6,43	172,8	349	12,7	47,7	82,9
235	-4,55	0,595	-5,70	0,675	305	6,85	-70,3	6,27	168,3	345	11,7	50,3	82,0
220	-3,70	0,735	-5,45	0,700	260	5,94	-70,5	6,18	160,6	331	11,0	55,8	81,6
210	-3,20	0,840	-5,25	0,725	240	5,33	-71,1	6,11	154,9	323	10,0	60,5	81,1
200	-2,90	0,895	-5,10	0,750	250	5,00	-72,0	5,98	150,8	315	9,16	63,1	81,1
180	-2,60	0,980	-4,70	0,790	185	4,23	-75,1	5,77	144,4	295	7,48	69,7	82,6
150	-2,25	1,00	-3,90	0,865	165	3,41	-83,7	4,91	136,4	256	2,70	75,3	86,5
120	-2,00	1,00	-3,20	0,930	90	3,00	265,5	3,96	131,0	217	0,75	72,5	95,3
80	-1,50	1,00	-2,30	0,970	60	2,29	257,4	2,76	125,9	157	-5,33	68,2	97,3
50	-1,00	1,00	-1,50	0,980	32	1,53	254,5	1,79	124,3	101	-6,61	66,3	98,9

Tabela B.4 - Reatância de magnetização calculada pelo circuito equivalente da máquina monofásica de fase dividida.

O valor de Z_1 está bem próximo do de uma reatância indutiva, como era de se esperar. As fases de Z_1 diferentes de 90° refletem os erros existentes no procedimento experimental, o que será comentado no Apêndice D. Note-se que a máquina com escorregamento (suposto) nulo gera potência, porém não toda a requerida para suprir as perdas nas resistências dos enrolamentos. Sendo assim, a potência de entrada é positiva. Este comportamento tem a ver com o valor do capacitor em série com o enrolamento auxiliar, que é diferente daquele para a operação como motor.

Mas se o circuito equivalente da máquina monofásica pura foi deduzido a partir do da máquina de fase dividida (Seção II.5.1), os valores de X_m calculados na tabela B.1 deveriam ser válidos. E de fato o são, pelo menos para uma certa faixa. Ocorre que na tabela B.1 a tensão E_1 sobre X_m foi considerada aproximadamente igual à aplicada. Isto não representa a realidade do circuito equivalente da máquina de fase dividida. Em verdade, os valores de X_m da tabela B.1 estão associados mais à tensão E_1 que à aplicada. Observe-se que, para tensões próximas de 250 V (sobre X_m) os valores das reatâncias de magnetização das duas tabelas não estão muito diferentes, sendo os da tabela B.1 um pouco menores devido às aproximações que foram feitas lá. É prudente desconsiderar os três últimos cálculos da tabela B.4, pois aí a imprecisão das medidas atuou mais significativamente, a julgar pelas fases de I_d (difíceis de medir) e de Z_1 .

Note-se, finalmente, que o método proposto não ne-

cessita de aproximações, uma vez que $\underline{Z}$ (equação 2.10) seja determinada usando-se os parâmetros obtidos pelo ensaio de rotor bloqueado, e que $\underline{R}_D$ seja desprezada.

B.6 - ENSAIO A ROTOR BLOQUEADO (MÁQUINA DE FASE DIVIDIDA)

Com o rotor travado, o circuito equivalente da máquina monofásica de fase dividida é aquele mostrado na figura B.7.

A impedância $\underline{Z}$ depende dos parâmetros que ora estão sendo determinados; por conseguinte, a forma aproximada da equação (3.15) deve ser utilizada, e só será possível obter os

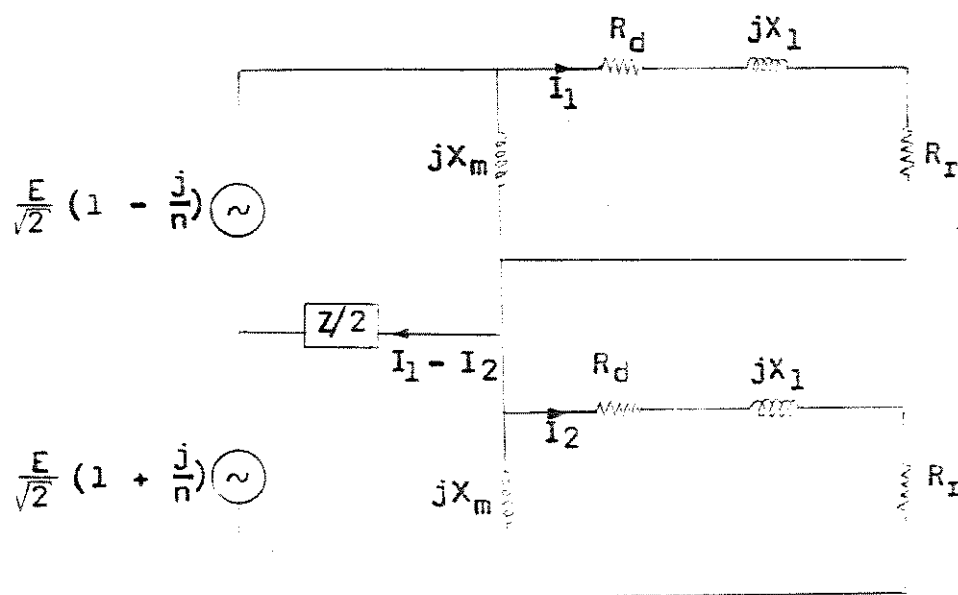


figura B.7 - Máquina de indução monofásica de fase dividida, com o rotor bloqueado ($s = 1$).

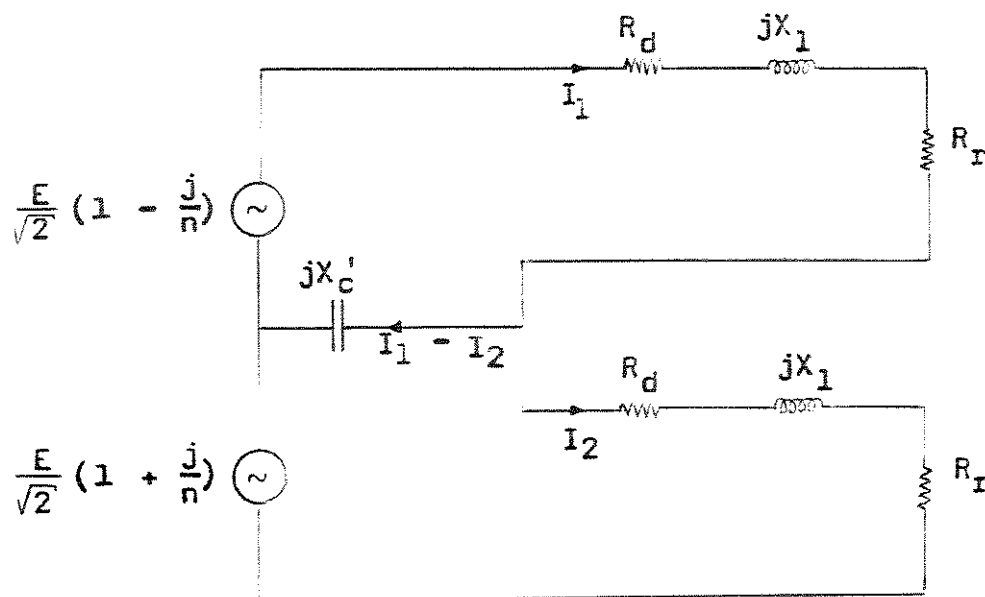


figura B.8 - Circuito equivalente simplificado da máquina monofásica de fase dividida, com $s = 1$.

parâmetros do enrolamento principal. Adotando também as aproximações efetuadas em B.2, o circuito equivalente fica como na figura B.8, e se tem então:

$$Z_1 = \frac{\dot{E}_1}{\dot{I}_1} = Z_2 = \frac{\dot{E}_2}{\dot{I}_2} = R_d + R_r + jX_1 \quad (\text{B.11})$$

Na execução do ensaio, mantém-se a metodologia empregada em B.2, porém com a seguinte ressalva: devido à alta corrente de excitação, a corrente nominal a ser considerada para o enrolamento principal é de cerca de duas vezes aquela de placa, para que corresponda ao funcionamento à plena carga, tal qual nas máquinas trifásica e monofásica pura.

Para a máquina em estudo, seguindo o método propos-

to obtém-se, para uma corrente de 9,0 ampères no enrolamento principal:

	módulo	fase
I_D (medido)	9,0	- 58,0
I_Q (medido)	0,84	78,5
I_1	6,97	- 53,0
I_2	5,82	- 64,0
E_1	50,9	6,89
E_2	36,2	- 9,72
Z_1	7,31	59,9
Z_2	6,23	54,3

Portanto:

- $R_r = 2,58$; $X_1 = 6,32$, segundo o circuito de seqüência positiva;
- $R_r = 2,54$; $X_1 = 5,06$, segundo o circuito de seqüência negativa.

E, ensaiando a máquina como se fosse monofásica pura, os parâmetros determinados são mostrados na tabela B.5.

Nota-se que os valores calculados pelo primeiro método estão muito próximos daqueles correspondentes ao último. Os cálculos pelos circuitos de seqüências positiva e negativa deveriam produzir os mesmos resultados, o que indica a presença de erros no procedimento experimental. Considerando ainda a derivação do circuito da máquina monofásica pura na seção II.5.1, conclui-se que os parâmetros desta são os mesmos da de fase dividida, sem dúvidas conceituais.

enrolamento	corrente	tensão aplicada	Pot. de entrada	resist. rotor	reatância X_1
principal	9,0	62	285	2,43	5,92
	8,0	57,5	223	2,39	6,29
	7,0	52	174	2,46	6,54
	6,0	48	129	2,49	7,12
	5,0	42	90	2,51	7,59
auxiliar	5,0	75	190	5,22	12,93
	4,5	69,5	155	5,27	13,41
	4,0	64	127	5,56	13,89

Tabela B.5 - Resistência referida do rotor e reatância do rotor e do estator, determinadas pelo ensaio de rotor bloqueado para vários valores de corrente, segundo o circuito equivalente da máquina monofásica pura.

O cálculo pelo circuito equivalente da máquina de fase dividida é mais trabalhoso - envolve maior número de operações matemáticas - e por isto está sujeito a produzir resultados com mais erros (esta constatação será evidenciada no Apêndice D). Do ponto de vista prático, é preferível empregar o método convencional, pela sua simplicidade.

B.7 - CONCLUSÕES

A respeito da determinação de quantidades que representem a máquina por seu modelo matemático, conclui-se:

- que a determinação dos parâmetros deve levar em conta o circuito equivalente da máquina ensaiada;
- que o teste a rotor bloqueado da máquina trifásica (normalizado) pode ser empregado para determinar os parâmetros das máquinas monofásica pura e de fase dividida, devido à equivalência de seus modelos matemáticos nesta condição;
- que o teste a vazio deve ser específico para cada máquina, quando se pretende determinar a sua reatância de magnetização; todavia, empregar o mesmo método da máquina trifásica (normalizado) à máquina monofásica pura não introduz erros significativos.

APÊNDICE C

RESULTADOS DOS ENSAIOS EM CARGA

E	Hz gerado	à carga:		enr. princ.		enr. aux.		V s/ Capac.	s
		I	W	I _d	cos φ	I _q	cos φ		
224	59,9	0	0	-5,15	0,780	-5,10	0,770	455	-0,002
218	59,75	0,90	175	-5,85	0,815	-4,95	0,760	450	-0,004
208	59,5	2,20	455	-6,1	0,875	-4,35	0,740	445	-0,008
202	59,25	3,00	615	-7,5	0,890	-4,25	0,735	435	-0,013
194	59,0	4,0	800	-8,2	0,905	-4,20	0,725	430	-0,017
182	58,75	4,8	925	-8,9	0,920	-4,10	0,715	410	-0,021

Tabela C.1 - Gerador de indução monofásico suprindo
potência a carga resistiva, a velocidade constante (3600 rpm)
- ligações normais dos enrolamentos.

E	Hz gerado	à carga:		enr. princ.		enr. aux.		s
		I	Watts	I_d	$\cos \varphi$	I_q	$\cos \varphi$	
179	60	0	0	0	-	-3,35	1,0	0
177	59,75	0,82	140	-0,85	1,0	-3,30	1,0	-0,004
162	59,5	1,75	240	-1,85	1,0	-3,05	1,0	-0,008
103	59,25	2,30	240	-2,35	1,0	-2,05	1,0	-0,013
124	59,25	2,40	295	-2,45	1,0	-2,40	1,0	-0,013
84	59,25	2,00	158	-2,05	1,0	-1,75	1,0	-0,013

Tabela C.2 - Gerador de indução monofásico suprindo potência a carga resistiva, a velocidade constante (3600 rpm) - enrolamento auxiliar em curto-circuito.

APÊNDICE D

ERROS NOS CÁLCULOS E NA PARTE EXPERIMENTAL

A discrepância entre os valores calculados e medidos para o escorregamento e a reatância de magnetização é evidência de que erros estão presentes nos cálculos e/ou na parte experimental. Se os parâmetros determinados representam as quantidades físicas da máquina, era de se esperar que X_m e s calculados se aproximassem mais daqueles medidos. Mais ainda, X_m calculado deve estar próximo o suficiente daquele medido, para permitir a obtenção do valor adequado de tensão a ser introduzido no circuito equivalente.

Os erros são classificados, quanto à natureza, em | 25,27 | :

- ERROS GROSSEIROS - Devem-se à imperícia do operador, tais como enganos de escala, de leitura, etc.
- ERROS SISTEMÁTICOS - São os erros devidos a fatores que agem sempre da mesma maneira, afetando os resultados sempre no mesmo sentido, isto é, sistematicamente para mais ou para menos. Exemplos: erros na calibração dos instrumentos, erros de paralaxe (leituras que dependam da posição do observador), erros devidos à aplicação de fórmulas aproximadas,

ou erros devidos à influência de fatores que são desprezados.

- **ERROS ACIDENTAIS** - São aqueles que variam de uma medida para a seguinte, realizadas sob condições idênticas, distribuindo-se ora no sentido positivo, ora no sentido negativo, em torno do valor médio da grandeza. Exemplos: erros devidos a flutuações da rede de energia elétrica, interferência de ruídos e vibrações que perturbem os instrumentos, como atritos em seus mancais, desgastes e variações nas pilhas.

Nos ensaios para a determinação dos parâmetros, erros grosseiros não foram cometidos. Nos testes de rotor bloqueado, as variações de leitura de uma medida para outra foram tão pequenas que os possíveis erros devidos a este fator podem ser desprezados. O mesmo já não ocorreu na determinação de X_m : o transformador que alimentava a máquina de corrente contínua não mantinha sua tensão de saída constante, o que afetava a velocidade do rotor, fazendo oscilarem todos os valores de corrente. Erros deste tipo podem ser diminuídos pela reiteração das medidas, porém não era prático fazê-lo nas condições em que se encontravam os equipamentos do laboratório. Desta forma, optou-se por efetuar três medidas de cada corrente, atribuindo-se-lhe o valor médio, e penalizar cada medida com erro porcentual de 3,0% do fundo de escala dos aparelhos (sua classe de precisão é 1,5), mais 2,0% devido ao erro na medida do fator de potência.

E os erros sistemáticos presentes na determinação dos parâmetros são os seguintes:

- a) influência de fatores que foram desprezados: os ensaios não levam em conta as variações de frequência e o efeito de harmônicos;
- b) o uso de fórmulas aproximadas, utilizadas para simplificar e facilitar os cálculos;
- c) a imprecisão dos instrumentos de medidas (considerando que eles não forneçam medidas inexatas).

O cálculo de erros pode ser efetuado adotando-se as regras aproximadas abaixo, se as grandezas são independentes:

- a) para somas e subtrações, os erros absolutos se somam.
- b) para produtos e divisões, os erros relativos se somam.

Somando-se os erros, os resultados podem contê-los em excesso. A regra mais exata seria extrair a raiz quadrada da soma das variâncias²⁵.

Para exemplificar:

- se $A = X + Y$,

$$\Delta A = \Delta X + \Delta Y \quad (D.1)$$

- se $B = X/Y$,

$$\frac{\sigma_B}{B} = \sqrt{\frac{\sigma_X^2}{X^2} + \frac{\sigma_Y^2}{Y^2}} \quad (D.2)$$

onde Δ é o desvio, σ é o erro e σ^2 a variância (definições não rigorosas).

Considerando somente a precisão das medidas, o erro percentual de $\underline{R_r}$ e $\underline{X_l}$ (9,0A) e X_m (235V), obtidos experimentalmente, é mostrado a seguir:

- $\underline{R_r}$ e $\underline{X_l}$ obtidos do ensaio correspondente à conexão como máquina monofásica pura:

$$\Delta V = \pm 1,5V \text{ (escala 100V)}$$

$$\Delta A = \pm 0,15A \text{ (escala 10A)}$$

$$\Delta W = \pm 3 W \text{ (escala 240W)}$$

$$\varepsilon \%(R_r) = \pm 2,9\%$$

$$\varepsilon \%(X_l) = \pm 4,0\%$$

- $\underline{R_r}$ e $\underline{X_l}$ obtidos pelo ensaio como máquina de fase dividida:

$$\Delta V = \pm 1,5V \text{ (escala 100V)}$$

$$\Delta A = \pm 0,36A \text{ (escala 12A)} \text{ e } \pm 0,036A \text{ (escala 1,2A)}$$

$$\varepsilon \%(R_r) = \pm 25\%$$

$$\varepsilon \%(X_l) = \pm 17\%$$

- Reatância de magnetização, determinada pelo teste a vazio da máquina de fase dividida:

$$\Delta V = 3,8V \text{ (escala 250V)}$$

$$\Delta A = 0,30A \text{ (escala 6,0A)}$$

$$\varepsilon \%(X_m) = \pm 10\%$$

Notar as magnitudes dos erros de $\underline{R}_r$, $\underline{X}_1$ e $\underline{X}_m$ (máquina de fase dividida), em cujos cálculos foram efetuadas grande quantidade de operações matemáticas. Embora estes erros tenham sido agravados pelos altos desvios das medidas, das expressões (D.1) e (D.2) se pode ver que eles se propagam e aumentam se um número maior de operações está envolvido.

Quanto à equação $E_X X_m$, há ainda a considerar os erros que estão contidos no cálculo de $\underline{X}_m$ pela simulação, que inclui as aproximações, além dos desvios das grandezas lá utilizadas. Em resumo, todos estes erros comprometerão de maneira expressiva a sensibilidade daquela equação.

Nos cálculos são admitidos valores fixos para os parâmetros, quando na realidade eles variam para condições de carga diferentes (tabela B.5). E ainda, a reatância capacitiva cresce mais que 10% com o carregamento (tabela C.1). A reatância capacitiva tem papel importante no cálculo pelas equações (3.17) e (3.25), pois difere em ordem de grandeza dos demais parâmetros. Quantidades não exatas não conduzem a resultados mais exatos, contudo as variações mencionadas não são conhecidas para efeito de simulação.

Conclui-se, para o caso:

- que os ensaios para determinação dos parâmetros da máquina necessitam de aprimoramento relativamente à precisão dos resultados; se na etapa inicial as grandezas determinadas já são afetadas de incerteza não desprezível, isto não contribuirá da melhor forma para o julgamento mais adequado dos resultados;

- que a simulação da característica de carga sofre prejuízo por não (ter como) considerar as variações de parâmetros da máquina, e talvez a influência de harmônicos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- | ¹ |. FITZGERALD, A. E., KINGSLEY Jr., C., KUSKO, A. - Máquinas Elétricas. Editora McGraw-Hill do Brasil Ltda., Brasil, 1975.
- | ² |. KOSOW, I. L. - Máquinas Elétricas e Transformadores - 5a. Edição, Editora Globo, Porto Alegre-RS.
- | ³ |. SLEMON, G. R. - Equipamentos Magnetelétricos. Livros Técnicos e Científicos Editora S/A., Rio de Janeiro, 1975.
- | ⁴ |. BARBI, I.- Teoria Fundamental do Motor de Indução - Editora da UFSC/Eletobrás, Santa Catarina, 1985.
- | ⁵ |. BIM, E. - Contribuição ao Estudo do Gerador de Indução Auto-Excitado. Tese de Mestrado, UNICAMP, 1981.
- | ⁶ |. ALGER, P. L. - Induction Machines. 2nd. Ed., Gordon and Breach Science Publishers, U.S.A., 1970.
- | ⁷ |. STEVENSON Jr., W.D. - Elementos de Análise de Sistemas de Potência. McGraw-Hill/MEC-FENAME, 1978.
- | ⁸ |. MORRIL, W. J. - The Revolving Field Theory of the Capacitor Motor. Transactions A.I.E.E., U.S.A., April/1929, pág. 614-632.
- | ⁹ |. ELDER, J. M., BOYS, J.T. - The Process of Self Excitation in Induction Generators. IEE Proc., Vol.130, Pt.B, nº 2, Março de 1983, págs. 103-108.

- | 10 |. NASCIMENTO, J. L. - Um Estudo do Gerador de Indução Auto-Excitado. Tese de Mestrado, COPPE/UFRJ, 1983
- | 11 |. KOSTENKO, M., PIOTROVSKI, L. - Máquinas Elétricas. Edições Lopes da Silva, Porto, 1979, vol. 2.
- | 12 |. VEINDOTT, C.G. - Fractional and Subfractional Horsepower Electric Motors, 3a. Ed., McGraw-Hill Book Co., 1970.
- | 13 |. SLEMON, G. R., STRAUGHEN, A. - Electric Machines. Addison-Wesley Publishing Company, 1980.
- | 14 |. LIWSCHITZ-GARIK, M., WHIPPLE, C.C. - Alternating Current Machines, 2a. Ed., D. Van Nostrand Co. Inc., 1966.
- | 15 |. NBR 5383/82 - Máquinas Elétricas Girantes - Máquina de Indução. Determinação das Características. ABNT.
- | 16 |. Std. 114-1969 - IEEE Test Procedure for Single-Phase Induction Motors. ANSI-IEEE.
- | 17 |. Publication 34 - Rotating Electrical Machines - Part 12: Starting Performance of single-speed three-phase cage induction motors for voltages up to and including 660V. IEC, 1980.
- | 18 |. WEST, H. R. - The Cross-Field Theory of Alternating-Current Machines. Transactions AIEE, 1926 - págs.466-74
- | 19 |. SPECHT, H. C. - The Fundamental Theory of the Capacitor Motor. Transactions A.I.E.E., abril de 1929, págs. 607-613.
- | 20 |. PUCHSTEIN, A. F., LLOYD, T.C. - The Cross-Field Theory of The Capacitor Motor - A.I.E.E. Transactions, vol.60, 1941 - págs. 58-62.

- |²¹| . BARKLE, J.E., FERGUSON, R.W. - Induction Generator - Theory and Application - AIEE Trans., vol.73, 1954, págs.12-19
- |²²| . SLEMON, G.R. - Equivalent Circuit for Single-Phase Motors. AIEE Transactions, vol.74, 1955, Pt.I, págs.1335-1343
- |²³| . CHANG, S.S.L. - The Equivalent Circuit of the Capacitor Motor. AIEE Transactions, vol.66, 1947, págs. 631-640.
- |²⁴| . SMITH, I. R., SHIHARAN, S. - Transients in Induction Machines with Terminal Capacitors. Proc. IEE, vol. 115, nº 4, abril de 1968, págs. 519-527.
- |²⁵| . HENNIES, C.E., GUIMARÃES, W.O.N., ROVERSI, J.A. - Problemas Experimentais em Física. Editora da Unicamp, 1986.
- |²⁶| . MEINERS, H. F., EPPENSTEIN, W., MOORE, R. H. - Laboratory Physics. John Wiley and Sons, U.S.A., 1972.
- |²⁷| . Apostila Teoria dos Erros - Departamento de Física, Universidade Estadual de Maringá.

BIBLIOGRAFIA

- |²⁸| . ARILLAGA, J., WATSON, D. B. - Static Power Conversion from Self-excited Induction Generators. Proc. IEE, vol. 125, nº 8, agosto de 1978, págs. 743-746.
- |²⁹| . DOI, B. T., DAVID, R. A. - Induction-Generator/Synchro-nus-Condenser System for Wind-turbine Power. Proc. IEE, vol. 126, nº 1, janeiro de 1979, págs. 69-74.

- | 30 | . MURTHY, S.S., TANDON, A. K., BERG, G. J. - Steady State Analysis of Capacitor Self-Excited Induction Generators IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-103, nº 3, março de 1984 - págs. 612-617.
- | 31 | . OUAZENE, L., McPHERSON, G. - Analysis of the Isolated Induction Generator. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, nº 8, agosto de 1983 - - págs. 2793-2798.
- | 32 | . WAGNER, C. F. - Self-Excitation of Induction Motors - A.I.E.E. Transactions, vol. 58, 1939 - págs. 47-51.
- | 33 | . McCONNELL, H. M. - A Self-excited Induction Generator with Regulated Voltage. A.I.E.E. Transactions, vol. 73, 1954, págs. 288-294.
- | 34 | . TSAO, T. C., TSANG, N. F. - The Squirrel-Cage Induction Generator for Power Generation . Electrical Engineering, novembro de 1951, págs. 793-795.
- | 35 | . KOYAKUMARU, Y. - Fundamental Characteristics of Single-Phase Induction Generator Excited with an Inverter - Electrical Engineering in Japan, vol. 97, nº 1, 1977, págs. 86-93.
- | 36 | . KOYAKUMARU, Y. - A Study about Utilization of Single-Phase Induction Generator Excited by an Inverter -Electrical Engineering in Japan, vol.101, nº 5, 1981, págs. 54-61.
- | 37 | . ALGER, P. L. - The Dilemma of Single-Phase Induction Motor Theory. AIEE Trans., vol.77, 1958 - págs. 1045-1055.