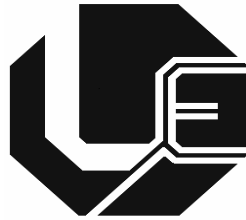


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO



ANÁLISE TEÓRICO-EXPERIMENTAL DO GERADOR  
DE INDUÇÃO TRIFÁSICO DIRETAMENTE  
CONECTADO À REDE DE DISTRIBUIÇÃO ELÉTRICA

MARCEL WU

UBERLÂNDIA

2009

MARCEL WU

ANÁLISE TEÓRICO-EXPERIMENTAL DO  
GERADOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO  
DIRETAMENTE CONECTADO À REDE DE  
DISTRIBUIÇÃO ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO APRESENTADA POR MARCEL  
WU À UNIVERSIDADE FEDERAL DE  
UBERLÂNDIA, PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO  
DE MESTRE EM CIÊNCIAS.

APROVADA EM 06 DE NOVEMBRO DE 2009 PELA SEGUINTE BANCA EXAMINADORA:

PROF. LUCIANO MARTINS NETO, DR. (ORIENTADOR) – UFU  
PROF. DÉCIO BISPO, DR. – UFU  
PROF. RUI VAGNER RODRIGUES DA SILVA, DR. – CEFET-GO  
PROF. DARIZON ALVES DE ANDRADE, PhD – UFU

UBERLÂNDIA  
2009

## Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

---

W95a Wu, Marcel.

Análise teórico-experimental do gerador de indução trifásico diretamente conectado à rede de distribuição elétrica / Marcel Wu. - 2010.

87 f. : il.

Orientador: Luciano Martins Neto

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui bibliografia.

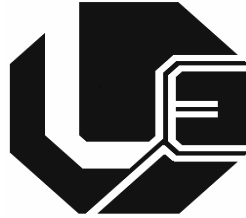
1. Máquinas elétricas - Teses. 2. Máquinas elétricas de indução - Teses. I. Martins Neto, Luciano. II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU:

621.313

---

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO



ANÁLISE TEÓRICO-EXPERIMENTAL DO GERADOR  
DE INDUÇÃO TRIFÁSICO DIRETAMENTE  
CONECTADO À REDE DE DISTRIBUIÇÃO ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO APRESENTADA POR MARCEL WU À UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM CIÊNCIAS.

---

PROF. DR. LUCIANO MARTINS NETO  
ORIENTADOR

---

PROF. ALEXANDRE CARDOSO  
COORDENADOR DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

# AGRADECIMENTOS

Agradeço,

Ao Professor Luciano Martins Neto pela confiança e atenção despendidas, e por toda a sua experiência e conhecimento, que tornam a sua orientação única e inestimável.

À minha Mãe Maili Kaarina Saari Wu por toda a sua dedicação, amor, paciência e sabedoria.

Ao meu pai, Wu Yuan Fei (*in memorium*).

Ao meu irmão Michael Wu pela amizade, por toda a força, aconselhamento e preocupação.

Às minhas irmãs Mônica e Marianne Wu pelo apoio e influência.

Ao Professor Darizon Alves de Andrade pelo incentivo, pelos conselhos e por toda a sua dedicação aos alunos da UFU.

À Yara Mello e à Márcia Aparecida Zanardo pelo acolhimento e convivência enriquecedora.

Aos amigos e colegas de pós-graduação André Luiz Gontijo, Arthur Fernando Bonelli, Aylton José Alves, Daniel Dorça de Azevedo, Fernanda Hein, Henrique José Avelar, João Barbosa de Souza Filho, Júlio Cezar Ferreira, Rogério Franco e Wesley Pacheco Calixto por todo auxílio e companheirismo.

Aos demais Professores e funcionários da FEELT, em especial ao Prof. Luciano Coutinho Gomes, Rubens Aparecido Assunção e Cinara Fagundes por todo o suporte e colaboração.

À todos aqueles que estão ao meu lado, me guiando nesta jornada.

# RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo sobre a máquina de indução, operando como gerador ligado diretamente à rede de distribuição de energia elétrica. Uma das principais características de operação de um gerador, é trabalhar fora da faixa de sua potência nominal, alimentando cargas que frequentemente mudam, demandando diferentes valores de potência do gerador e, portanto, obrigando o mesmo a trabalhar em pontos de operação distantes da nominal.

O gerador de indução, quando operando na região de saturação, gera correntes com formas de ondas distorcidas.

No intuito de analisar tais distorções, é empregada uma modelagem computacional adequada da máquina, a qual inclui a saturação magnética. Desequilíbrios na alimentação e testes foram realizados numa bancada, com o gerador operando em diversas faixas de potência, para fins de confrontação teórico – experimental.

Para cada faixa de potência gerada, as correntes, tensões, potências e velocidades são analisadas, revelando as características de operação da máquina de indução empregada como gerador.

## **Palavras-chave:**

Geradores de indução, saturação magnética, terceiro harmônico, modelagem.

# ABSTRACT

This paper presents an analysis study about the induction machine, operating as a generator directly connected to the electrical power grid. One of the main characteristics of the generator operation is to work in zones distinctly from its rated power, supplying a variety of loads with different demands of power.

When working on the saturation region, the induction machine generates currents with distorted wave forms.

Intending to analyze such distortions, an adequate computational modeling, considering the magnetic saturation effects is employed. Experimental tests were made with a real machine for theoretical-experimental confrontation purposes.

For a wide band of operation and generate power, the currents, voltages, power and velocity are analyzed, revealing the operational characteristics of the generator induction machine.

**Keywords:**

Induction Generators, magnetic saturation, third harmonic, modeling.

# SUMÁRIO

## CAPÍTULO I

<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	1
1.2 – OBJETIVOS E JUSTIFICATIVAS.....	3
1.3 – ESTRUTURAÇÃO DO TRABALHO .....	4

## CAPÍTULO II

<b>MODELAGEM DA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA .....</b>	<b>6</b>
3.1 – CONSIDERAÇÕES GERAIS .....	6
3.2 – MODELO MATEMÁTICO .....	9
3.2.1 – CONCATENAMENTOS DOS FLUXOS MAGNETIZANTES.....	9
3.2.2 – EQUAÇÕES CIRCUITAIS.....	11
3.2.3 – EQUAÇÕES DE CONJUGADO .....	16
3.3 – IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL DO MODELO MATEMÁTICO .....	19

## CAPÍTULO III

<b>LEVANTAMENTO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS E CARACTERÍSTICAS MAGNÉTICAS DA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA .....</b>	<b>23</b>
2.1 – MÁQUINA DE INDUÇÃO UTILIZADA NOS ENSAIOS.....	23
2.2 – CURVA DE MAGNETIZAÇÃO .....	24

## **CAPÍTULO IV**

<b>RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS.....</b>	<b>29</b>
4.1 – MODELO EXPERIMENTAL.....	29
4.2 – ANÁLISES SOBRE OS TESTES EXPERIMENTAIS E SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL .....	32
4.2.1 – METODOLOGIA PARA A AVALIAÇÃO DOS DADOS .....	32
4.2.2 – RESULTADOS OBTIDOS .....	35
4.2.3 – ANÁLISE DO TORQUE.....	44

## **CAPÍTULO V**

<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>47</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>49</b>
<b>APÊNDICE</b>	
<b>OPERAÇÃO DO GERADOR DE INDUÇÃO ISOLADO DA REDE.....</b>	<b>52</b>

# LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Curva de magnetização e reta que acompanha a sua região linear .....	6
Figura 2.2 – Curva de magnetização e reta que corta o ponto de operação nominal.....	7
Figura 2.3 – Curva de magnetização representada por duas funções lineares.....	8
Figura 2.4 – Distribuição espacial de força magnetomotriz e densidade de campo magnético .....	10
Figura 2.5 – Esquema ilustrativo da geometria de uma máquina de indução .....	16
Figura 2.7 – Intersecção entre a reta e a curva de magnetização.....	21
Figura 3.1 – Circuito equivalente da máquina de indução (rotor em velocidade síncrona).....	24
Figura 3.2 – Curva da componente fundamental de fluxo magnetizante .....	27
Figura 3.3 – Curva da componente de terceiro harmônico de fluxo magnetizante .....	28
Figura 4.1 – Esquema da montagem para testes experimentais .....	30
Figura 4.2 – Foto da bancada experimental utilizada.....	30
Figura 4.3 – Gráfico de tensão da rede e sua componente fundamental.....	34
Figura 4.4 – Tensões Trifásicas nos Terminais do Gerador (1800 rpm).....	35
Figura 4.5 – Correntes Trifásicas Simuladas (1800 rpm).....	35
Figura 4.6 – Correntes Trifásicas Experimentais (1800 rpm).....	35
Figura 4.7 – Tensões Trifásicas nos Terminais do Gerador (1805 rpm).....	36
Figura 4.8 – Correntes Trifásicas Simuladas (1805 rpm).....	36
Figura 4.9 – Correntes Trifásicas Experimentais (1805 rpm).....	36
Figura 4.10 – Tensões Trifásicas nos Terminais do Gerador (1815 rpm).....	37
Figura 4.11 – Correntes Trifásicas Simuladas (1815 rpm).....	37
Figura 4.12 – Correntes Trifásicas Experimentais (1815 rpm).....	37
Figura 4.13 – Tensões Trifásicas nos Terminais do Gerador (1835 rpm).....	38
Figura 4.14 – Correntes Trifásicas Simuladas (1835 rpm).....	39

Figura 4.15 – Correntes Trifásicas Experimentais (1835 rpm).....	39
Figura 4.16 – Tensões Trifásicas nos Terminais do Gerador (1845 rpm).....	40
Figura 4.17 – Correntes Trifásicas Simuladas (1845 rpm).....	40
Figura 4.18 – Correntes Trifásicas Experimentais (1845 rpm).....	40
Figura 4.19 – Tensões Trifásicas nos Terminais do Gerador (1870 rpm).....	41
Figura 4.20 – Correntes Trifásicas Simuladas (1870 rpm).....	41
Figura 4.21 – Correntes Trifásicas Experimentais (1870 rpm).....	41
Figura 4.22 – Gráfico comparativo entre potências ativa e reativa.....	42
Figura 4.23 – Gráfico - fator de potência x velocidade.....	42
Figura 4.24 – Gráfico mostrando a defasagem entre a tensão de alimentação do gerador e as correntes em faixas de potência distintas.....	43
Figura 4.25 – Gráfico do torque simulado com modelo que inclui a saturação magnética (potência nominal). .....	45
Figura 4.26 – Gráfico do torque simulado com modelo linear (potência nominal).....	45
Figura 4.27 – Gráfico do torque simulado com modelo que inclui a saturação magnética (20% de sobrecarga).....	46
Figura 4.28 – Gráfico do torque simulado com modelo linear (20% de sobrecarga).....	46

# LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Dados de placa da máquina de indução utilizada .....	23
Tabela 3.2 – Parâmetros elétricos da máquina de indução.....	24
Tabela 4.1 – Resultados Teóricos (1800 RPM).....	35
Tabela 4.2 – Resultados Experimentais (1800 RPM).....	35
Tabela 4.3 – Resultados Teóricos (1805 RPM).....	36
Tabela 4.4 – Resultados Experimentais (1805 RPM).....	36
Tabela 4.5 – Resultados Teóricos (1815 RPM).....	37
Tabela 4.6 – Resultados Experimentais (1815 RPM).....	37
Tabela 4.7 – Resultados Teóricos (1835 RPM).....	38
Tabela 4.8 – Resultados Experimentais (1835 RPM).....	38
Tabela 4.9 – Resultados Teóricos (1845 RPM).....	39
Tabela 4.10 – Resultados Experimentais (1845 RPM).....	39
Tabela 4.11 – Resultados Teóricos (1870 RPM).....	40
Tabela 4.12 – Resultados Experimentais (1870 RPM).....	40

# LISTA DE SÍMBOLOS

**B**: densidade de fluxo magnético

**B<sub>h</sub>**: amplitude da componente harmônica de ordem *h* da densidade de campo magnético

**e<sub>n</sub>**: força eletromotriz induzida na fase *i* em valores instantâneos

**E<sub>n</sub>**: é a força eletromotriz eficaz induzida na fase *n*

**$\overline{FM}$** : amplitude máxima de força magnetomotriz resultante

**F<sub>h</sub>( $\overline{FM}$ )**: função harmônica magnética de ordem *h*

**F<sub>1</sub>**: amplitude máxima da componente fundamental de fluxo magnetizante

**F<sub>3</sub>**: amplitude máxima da componente de terceiro harmônico de fluxo magnetizante

**f( $\lambda$ )**: fluxo total concatenado

**fmm**: força magnetomotriz.

**FP**: fator de potência

**h**: ordem da componente harmônica

**I<sub>rms</sub>**: corrente em valor eficaz

**i<sub>n</sub>**: corrente instantânea no terminal da fase *n*

**i<sub>mn</sub>**: corrente de magnetização por fase

**i<sub>pn</sub>**: corrente referente às perdas no núcleo magnético por fase

**L<sub>r</sub>**: Indutância de dispersão do rotor, referida ao estator

**L<sub>s</sub>**: Indutância de dispersão do estator

**n**: índice de fase

**p**: número de pólos magnéticos da máquina

**P<sub>fei</sub>**: potência de perdas no núcleo magnético

**P**: potência ativa média.

**Q<sub>var</sub>**: potência reativa

**R<sub>m</sub>**: resistência representativa das perdas no ferro

**R<sub>r</sub>**: Resistência de fase do rotor

**R<sub>s</sub>**: Resistência de fase do estator

**S**: Potência aparente

**T<sub>m</sub>**: torque magnético.

**v<sub>n</sub>**: tensão instantânea no terminal da fase *n*

**U<sub>rms</sub>**: tensão em valor eficaz.

$W_r$ : velocidade média do rotor

$X_s$ : reatância de dispersão do estator

$X_r$ : reatância de dispersão do rotor

$\alpha$ : posição angular da força magnetomotriz

$\theta_n$ : ângulo de fase  $n$

$\theta_r$ : posição angular do rotor

$\lambda_n$ : concatenamento total de fluxo na fase  $n$

$\lambda_{m_n}$ : fluxo magnetizante na fase  $n$

$\omega_r$ : velocidade angular mecânica do rotor (em rad/s)

# CAPÍTULO I

---

## INTRODUÇÃO

### 1.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Em sistemas de geração de baixa potência, mostra-se vantajosa a aplicação do gerador de indução [1] a [3], quando comparado com os geradores síncronos, por exemplo, principalmente devido a fatores econômicos [4] como custos reduzidos da máquina (40% menor em média), ausência de fontes DC e reduzida manutenção. E também, por fatores operacionais como alta densidade de potência (W/kg), resultando em reduzido tamanho da máquina, autoproteção contra sobrecarga e curtos-circuitos e dispensa de elementos sincronizantes de rede, esta última em função da excitação do gerador ser fornecida para o seu próprio estator. Quanto ao fornecimento desta energia de excitação, existem dois tipos de geradores, o auto-excitado e aquele conectado diretamente a uma rede elétrica previamente energizada.

O gerador de indução autoexcitado é uma das formas mais estudadas [5] a [8] de aplicação da máquina de indução como gerador (Apêndice). Nesta configuração, a energia reativa necessária a sua excitação, é suprida por capacitores ligados em paralelo aos terminais da máquina, sendo o carregamento inicial dos capacitores feito através do campo magnético remanescente em seu rotor. No entanto, a baixa regulação e a dificuldade em se manter o referido campo remanescente, exigem o emprego de controladores, que deixam a operação do gerador um tanto complexa, encarecendo a sua instalação e tornando o uso da máquina de indução como gerador ainda pouco atrativo.

Já a operação do gerador de indução em paralelo com a rede elétrica, dispensa o emprego de sistemas de controle de tensão e frequência, uma vez que os mesmos ficam definidos pela rede interligada, que define a frequência e mantém a regulação da tensão. Porém como a máquina passa a consumir potência reativa da rede, fica pendente o ajuste do fator de potência [9] e [10].

Um efeito físico, entre vários, que embora esteja presente a todas as máquinas elétricas, em particular para o gerador de indução deve ser analisado sob um ponto de vista diferente, é a saturação magnética. Uma máquina elétrica é projetada para operar e atender as demandas nominais, e justamente neste ponto de operação, o projetista otimiza a relação custo-benefício do ferro e do cobre que irão compor a sua estrutura eletromagnética. Esta otimização, seguramente ocorre em um ponto de transição entre a região linear e a plenamente saturada, da curva de magnetização normal da máquina. Dessa forma, a máquina elétrica operando na sua condição nominal tem certo efeito de saturação magnética. A máquina elétrica funcionando como gerador, tem a sua condição de operação em função da demanda da carga, portanto ela não permanece funcionando sempre na condição nominal, uma vez que geralmente a demanda da carga é dinâmica. Assim sendo, a máquina elétrica funcionando como gerador tem uma variação de potência probabilisticamente muito mais intensa que a mesma máquina funcionando como motor.

É comum analisar o funcionamento de um motor através do seu circuito equivalente, principalmente com parâmetros constantes, o que proporciona uma análise linear. Este fato não significa desprezar integralmente o efeito de saturação. Pode-se, e normalmente se faz a inclusão do efeito de saturação magnética na reatância de magnetização, por exemplo, no caso do motor de indução. Esta inclusão é automática quando se obtém os parâmetros do circuito equivalente de forma experimental. Porém, neste caso, não se está considerando todo o efeito da saturação magnética, como por exemplo, a parcela do efeito que distorce a forma de onda da corrente.

No caso do gerador, ao representá-lo pelo circuito equivalente igual ao do motor, seria necessário alterar o valor da reatância de magnetização em função da carga solicitada. Novamente neste caso, o efeito distorcivo na corrente não está sendo considerado. É comum na bibliografia verificar a análise do gerador através do circuito equivalente, porém da mesma forma que se faz para o motor, ou seja, parâmetros constantes independentes da sua condição de carga.

Percebe-se, portanto, que fazer uma análise do gerador de indução, considerando a sua saturação magnética de uma forma mais geral, ou seja, levando-se em consideração a sua condição de carga e também o efeito distorcivo da corrente é uma contribuição não apenas científica, mas também de aplicação prática. O objetivo desta dissertação é direcionado para este enfoque.

## **1.2 – OBJETIVOS E JUSTIFICATIVAS**

Entre as conseqüências provenientes da operação da máquina na região de saturação, está a distorção das correntes geradas por ela. Distorções na forma de onda, alteram o seu valor eficaz, resultando em erros e falhas nos equipamentos de medição. Estes equipamentos poderão ser de proteção, de análise e principalmente de controle da máquina. Tais erros podem levar à medições que não condizem com a realidade, e dessa forma, valores que deveriam indicar o real estado de operação da máquina, criam problemas como: perda da noção de potência que está sendo gerada em condições impróprias, geração de potências distintas das desejadas, perda de controle do fluxo de potência que está sendo requerida pela carga, etc.

No intuito de superar os problemas acima citados, uma modelagem que inclui a saturação magnética é empregada, com conseqüente melhora de exatidão dos valores de medição das grandezas da máquina.

Na literatura pertinente, vários são os modelos matemáticos existentes, e muitos com abordagens que consideram a saturação magnética da máquina de

indução, [13] a [15]. No entanto, a maioria delas é feita tomando-se como base, uma modelagem em eixos “dq0”, onde as tensões e correntes de fase são transformadas em tensões e correntes de eixo direto e em quadratura. Esta transformação, embora simplifique os cálculos da modelagem, também compromete a fidelidade de representação da máquina, pois nesta transformação, são consideradas tensões e correntes perfeitamente equilibradas e senoidais, desconsiderando harmônicos espaciais presentes nas *fmm*'s da máquina, ou desequilíbrios existentes na alimentação da mesma. Um caso ideal que se distancia de situações reais de operação da máquina. Ademais, a maioria das modelagens existentes para a máquina de indução, consideram a máquina operando apenas em regime permanente, em sua potência nominal. Fato este que impossibilita sua aplicação para a operação da máquina como gerador, uma vez que o gerador trabalha em vários pontos fora de sua potência nominal, dependendo da potência que a carga demandar, como comentado anteriormente.

Portanto, é imprescindível uma modelagem que inclua não apenas a saturação magnética, mas que contemple todas as exigências necessárias para se obter resultados os mais próximos possíveis do gerador de indução real. Neste trabalho, a modelagem a ser utilizada foi desenvolvida pela referência [17] e comprovada experimentalmente não só em [17], mas também em [16] e [18].

### **1.3 – ESTRUTURAÇÃO DO TRABALHO**

Inicialmente, o capítulo 2 trata dos aspectos teóricos da modelagem aplicada e testada neste trabalho. As equações matemáticas que representam a máquina são desenvolvidas, iniciando pelas tensões nos terminais da máquina, passando pelos fluxos e conjugados magnéticos internos e terminando no eixo da mesma, com expressões que relacionam torque magnético e mecânico. Após o desenvolvimento das equações, são descritos os passos para a implementação computacional da modelagem.

O capítulo 3 apresenta a metodologia utilizada para a obtenção dos parâmetros eletromagnéticos de uma máquina de indução trifásica. Um levantamento da curva de magnetização da máquina é realizado, sendo esta curva constituída pelo fluxo total de magnetização  $F_h(\overline{FM})$ , em função de sua força magnetomotriz total  $\overline{FM}$ .

No capítulo 4, inicialmente é apresentado o esquema do modelo experimental empregado para os testes. Também os procedimentos para a avaliação dos resultados obtidos do modelo teórico simulado e do modelo experimental são descritos. Prosseguindo, são apresentados os resultados numa comparação teórico-experimental.

Por fim, são feitas as conclusões sobre o trabalho e sugestões de propostas para trabalhos posteriores.

## CAPÍTULO II

# MODELAGEM DA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA

### 2.1 – CONSIDERAÇÕES GERAIS

Em modelagens que não consideram o efeito da saturação da máquina, os chamados modelos lineares, há aqueles que utilizam a região linear da curva de magnetização da máquina, para definir uma função linear que substitua a curva real. Este artifício torna a modelagem simples e de fácil execução. Considerando a curva normal de magnetização de uma máquina, por exemplo, de indução, como a indicada na figura 2.1, pode-se observar que, quando ela estiver operando com a potência nominal, ou nas suas proximidades, fica evidente que o erro cometido poderá ser alto.

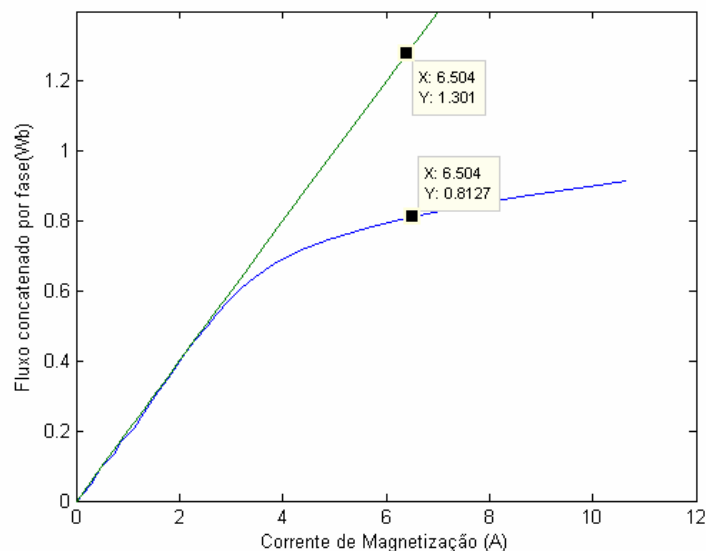


Figura 2.1 – Curva de magnetização e reta que acompanha a sua região linear.

Uma alternativa é ilustrada pela figura 2.2. Nesta modelagem a função linear empregada tem como referência, o ponto de operação nominal da máquina.

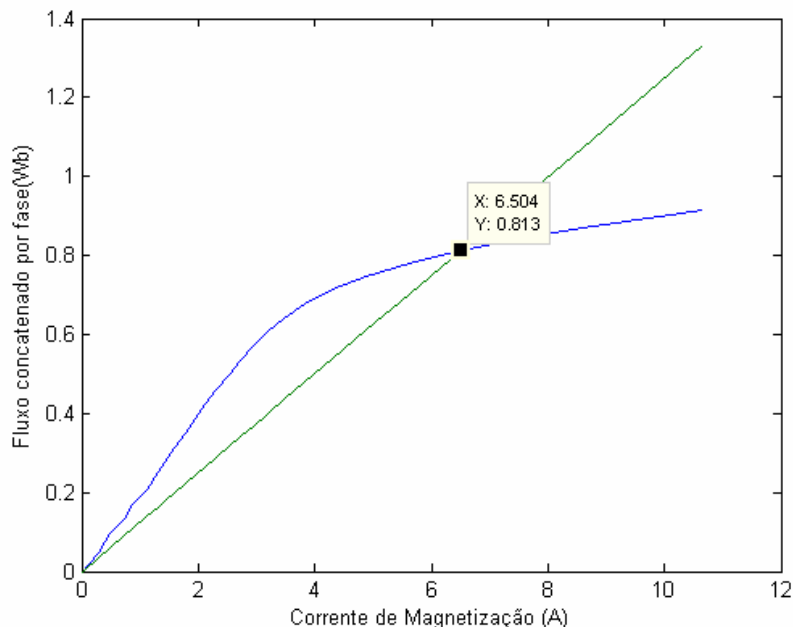


Figura 2.2 – Curva de magnetização e reta que corta o ponto de operação nominal.

Este modelo é o mais comum, visto que para a grande maioria das aplicações da máquina operando como motor, por exemplo, apenas as regiões nas proximidades do ponto de operação nominal possuem real relevância. É a modelagem mais simples de ser executada, uma vez que utiliza apenas um ponto de magnetização, o qual é obtido por meio de um ensaio a vazio, com a máquina alimentada em sua tensão nominal e com o rotor girando livremente, ou seja, com ausência de carga mecânica. Este também é o modelo que corresponde ao circuito equivalente da máquina, largamente utilizado na bibliografia. Um modelo linear, e que, portanto, não introduz as distorções harmônicas nas formas de onda de corrente ou de tensão.

Uma terceira alternativa seria utilizar duas retas, uma mais inclinada que coincide com a região linear da curva de magnetização, e outra de inclinação

menor, que prossegue a partir de um ponto onde a saturação da curva se torna evidente figura 2.3.

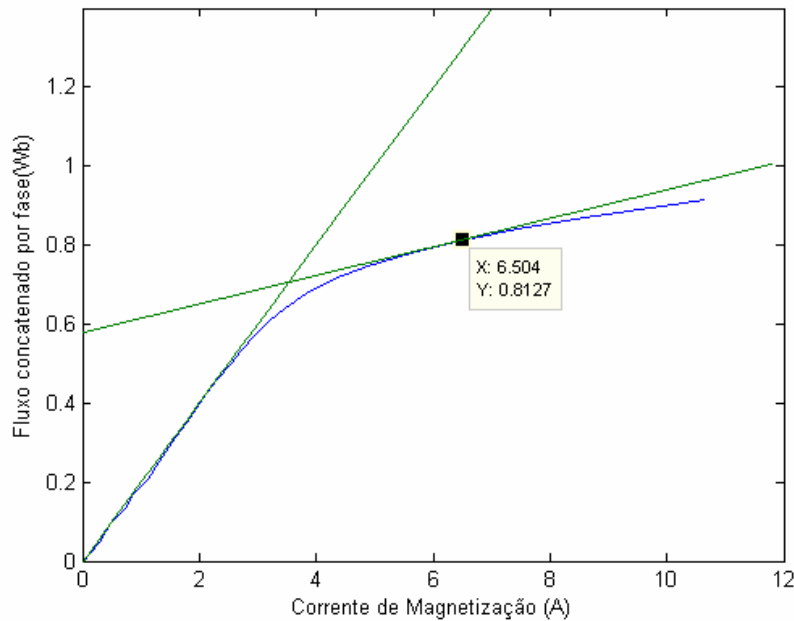


Figura 2.3– Curva de magnetização representada por duas funções lineares.

Esta opção introduz as distorções harmônicas, pois o modelo se torna não linear. Entretanto, ela ainda não inclui de forma razoavelmente precisa, os efeitos da saturação magnética, pelo fato da não linearidade ser contemplada de uma forma que não acompanha com boa precisão a curva de magnetização.

A modelagem para a simulação do gerador de indução, aplicada neste trabalho, é desenvolvida no domínio do tempo. Seu princípio fundamental se encontra na análise e manipulação dos fluxos concatenados pelos enrolamentos das fases da máquina, a fim de se obter a resultante do fluxo total concatenado, que por sua vez, varia conforme a potência fornecida pelo gerador para a carga. Destacam-se os fluxos concatenados, que são as variáveis de estado da modelagem e são mantidas nas fases abc do estator e do rotor da máquina.

Inicialmente, deve-se levantar a curva de magnetização da máquina a ser modelada, para que o fluxo de magnetização da mesma seja calculado e desta forma, o nível de saturação presente seja identificado.

O fluxo concatenado resultante é dado pela soma dos fluxos concatenados de magnetização e de dispersão, sendo este último adotado com um comportamento linear, ou seja, sem saturação. Dessa forma, as correntes das fases poderão ser obtidas, aplicando-se um método de integração numérica nas equações que relacionam as tensões e as correntes, tanto no estator como no rotor.

Esse modelo foi desenvolvido pela referência [17] e aplicado com sucesso nas referências [16] e [18]. Apenas a título didático, a seguir transcreve-se o modelo tal como desenvolvido em [17].

## **2.2 – MODELO MATEMÁTICO**

### **2.2.1 – CONCATENAMENTOS DOS FLUXOS MAGNETIZANTES**

Considerando uma fase genérica  $n$ , chamando de  $\lambda_{m_n}$ , o concatenamento dos fluxos magnetizantes com a referida fase, utilizando o modelo tradicional de se concentrar todas as  $fmm$ 's produzidas pelas fases na circunferência formada pelos pontos médios do entreferro,  $\lambda_{m_n}$  pode ser calculado relacionando a  $fmm$  resultante com a curva de magnetização normal da máquina. A figura 2.4 ilustra tal procedimento.

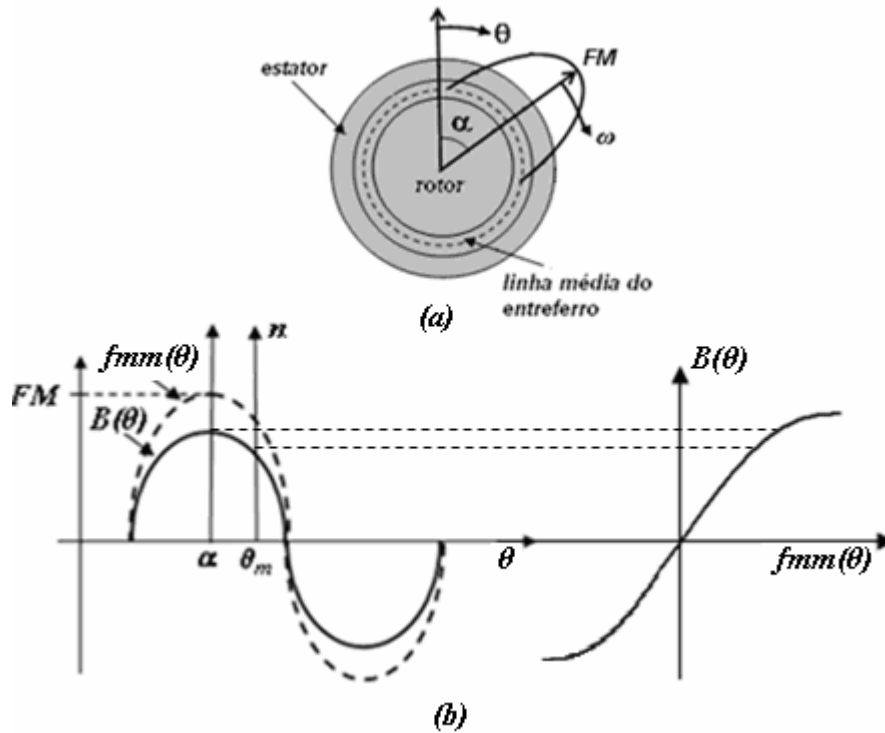


Figura 2.4 – Distribuição espacial de força magnetomotriz e densidade de campo magnético.

(a) Corte transversal da máquina elétrica e  $fmm$  no entreferro.

(b) Linearização da linha média do entreferro e relação não linear entre  $fmm$  e  $B(\theta)$ .

Pela figura 2.4, considerando o eixo do enrolamento da fase genérica  $n$  em  $\theta_n$ , o concatenamento de fluxo  $\lambda m_n$  pode ser obtido por (2.1), referência [17].

$$\lambda m_n = \sum_h F_h(\overline{FM}) \cos[h(\alpha - \theta_n)] \quad (2.1)$$

A expressão (2.1) não considera os harmônicos espaciais de enrolamento da fase  $n$ . A decomposição que aparece em (2.1) provém da série de Fourier aplicada na distribuição espacial de  $B$  da figura 2.4 devido apenas ao efeito da saturação magnética.

### 2.2.2 - EQUAÇÕES CIRCUITAIS

Considere um enrolamento referente a uma das  $n$  fases do estator e do rotor da máquina, de resistência  $R_n$  e com uma corrente  $i_n$  circulando nele. O valor instantâneo da tensão  $V_n$  nos terminais deste enrolamento pode ser expresso por (2.2).

$$V_n = R_n i_n + \frac{d\lambda_n}{dt} \quad (2.2)$$

Onde  $i_n$  é o valor instantâneo da corrente na fase  $n$ , e  $\lambda_n$  é o valor instantâneo do concatenamento total de fluxo da fase  $n$ . Assim,  $\lambda_n$  corresponde a soma dos concatenamentos dos fluxos de magnetização  $\lambda m_n$  e de dispersão  $L_n$ , tal como expresso em (2.3).

$$\lambda_n = \lambda m_n + L_n i_n \quad (2.3)$$

Para o fluxo de dispersão é desprezado o efeito de saturação, e reordenando (2.3) tem-se:

$$i_n = \frac{\lambda_n - \lambda m_n}{L_n} \quad (2.4)$$

Uma vez definida a corrente de fase do estator e do rotor, é possível calcular a distribuição espacial de força magnetomotriz resultante. Entretanto, devido às características construtivas da máquina, esta distribuição de  $fmm$  resultante apresentará distorções espaciais, [20] e [21], que através de uma

decomposição por série de Fourier, neste modelo toma-se apenas sua componente fundamental, resultando em (2.5):

$$fmm(\theta) = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} 2K_n i_n \cos(\theta - \theta_n) = FM \cos(\theta - \alpha) \quad (2.5)$$

$$fmm(\theta) = FM \cos(\theta - \alpha) \quad (2.6)$$

O ângulo  $\theta$  é a varredura espacial que posiciona qualquer ponto do entreferro,  $\theta_n$  corresponde ao ângulo que localiza o eixo da fase  $n$ , e  $\alpha$  o ângulo de deslocamento do eixo de  $fmm(\theta)$ , dependente da frequência de alimentação do estator. O termo  $2K_n$  contém os fatores de passo e de distribuição dos enrolamentos, o número de espiras e o coeficiente de Fourier da componente fundamental.

Considerando os enrolamentos trifásicos balanceados, e as grandezas do rotor referidas ao estator, tem-se um mesmo valor  $K$  para  $K_n$ . Portanto de (2.5) tem-se (2.7).

$$\frac{FM}{2K} \cos(\theta - \alpha) = \sum_{i=a,b,c,A,B,C} i_n \cos(\theta - \theta_n) \quad (2.7)$$

Chamando  $\frac{FM}{2K} = \overline{FM}$  e utilizando a representação complexa da equação (2.7) tem-se (2.8).

$$\overline{FM} \angle -\alpha = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} i_n \angle -\theta_n \quad (2.8)$$

Substituindo (2.4) em (2.8) tem-se (2.9).

$$\overline{FM} \angle -\alpha = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{\lambda_n - \lambda m_n}{L_n} \angle -\theta_n \quad (2.9)$$

A equivalente de (2.9) na notação cartesiana torna-se (2.10).

$$\overline{FM} \cos(\alpha) - j\overline{FM} \text{sen}(\alpha) = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \left( \frac{\lambda_n - \lambda m_n}{L_n} \cos(\theta_n) - j \frac{\lambda_n - \lambda m_n}{L_n} \text{sen}(\theta_n) \right) \quad (2.10)$$

Nomeando os termos de (2.10), como em (2.11) à (2.16), tem-se (2.17) e (2.18).

$$FR = \overline{FM} \cos(\alpha) \quad (2.11)$$

$$FI = \overline{FM} \text{sen}(\alpha) \quad (2.12)$$

$$f_R(\lambda) = \sum_n \frac{\lambda_n}{L_n} \cos \theta_n \quad (2.13)$$

$$f_I(\lambda) = \sum_n \frac{\lambda_n}{L_n} \text{sen} \theta_n \quad (2.14)$$

$$fm_R = \sum_n \frac{\lambda m_n}{L_n} \cos \theta_n \quad (2.15)$$

$$fm_I = \sum_n \frac{\lambda m_n}{L_n} \text{sen} \theta_n \quad (2.16)$$

$$FR = f_R(\lambda) - fm_R \quad (2.17)$$

$$FI = f_I(\lambda) - fm_I \quad (2.18)$$

Substituindo  $\lambda m_n$  em (2.15) e (2.16) por (2.1) tem-se (2.20) e (2.21).

$$fm_R = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \sum_h \frac{F_h(\overline{FM})}{L_n} \cos(h(\alpha - \theta_n)) \cdot \cos \theta_n \quad (2.20)$$

$$fm_I = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \sum_h \frac{F_h(\overline{FM})}{L_n} \cos(h(\alpha - \theta_n)) \cdot \text{sen} \theta_n \quad (2.21)$$

Considerando apenas as componentes fundamental (h=1) e de terceiro harmônico (h=3) em (2.20) e (2.21), desenvolvendo a somatória para  $n = a, b, c, A, B, C$  para enrolamentos trifásicos balanceados, e aplicando propriedades trigonométricas adequadas tem-se (2.22) e (2.23), onde  $L_S$  e  $L_R$  são as indutâncias de dispersão por fase do estator e do rotor, respectivamente.

$$fm_R = \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[ \frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \cos(\alpha) \quad (2.22)$$

$$fm_I = \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[ \frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \text{sen}(\alpha) \quad (2.23)$$

É oportuno observar que os termos que multiplicam  $F_3(\overline{FM})$ , resultaram nulos.

Substituindo, (2.11) e (2.12) em (2.22) e (2.23), tem-se (3.24) e (2.25).

$$fm_R = \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[ \frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \frac{FR}{\overline{FM}} \quad (2.24)$$

$$fm_I = \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[ \frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \frac{FI}{\overline{FM}} \quad (2.25)$$

Substituindo, (2.24) e (2.25) em (2.17) e (2.18), tem-se (2.26) e (2.27)

$$FR = f_R(\lambda) - \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[ \frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \frac{FR}{\overline{FM}} \quad (2.26)$$

$$FI = f_I(\lambda) - \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[ \frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \frac{FI}{\overline{FM}} \quad (2.27)$$

Ou, ainda:

$$f_R(\lambda) = \left[ 1 + A \frac{F_1(\overline{FM})}{\overline{FM}} \right] FR \quad (2.28)$$

$$f_I(\lambda) = \left[ 1 + A \frac{F_1(\overline{FM})}{\overline{FM}} \right] FI \quad (2.29)$$

Onde:

$$A = \frac{3}{2} \left( \frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right) \quad (2.30)$$

Como (2.28) e (2.29) representam as partes reais e imaginárias de uma grandeza complexa pode-se obter seu módulo como em (2.31).

$$f_R^2(\lambda) + f_I^2(\lambda) = \left[ 1 + A \frac{F_1(\overline{FM})}{\overline{FM}} \right]^2 \overline{FM}^2 \quad (2.31)$$

De (2.31) tem-se (2.32).

$$F_1(\overline{FM}) = \frac{1}{A} f(\lambda) - \frac{1}{A} \overline{FM} \quad (2.32)$$

### 2.2.2 – EQUAÇÕES DE CONJUGADO

A figura 2.5 representa uma máquina elétrica típica, onde as medidas  $l$  e  $d$  correspondem respectivamente ao comprimento da máquina e ao diâmetro da linha média do entreferro.

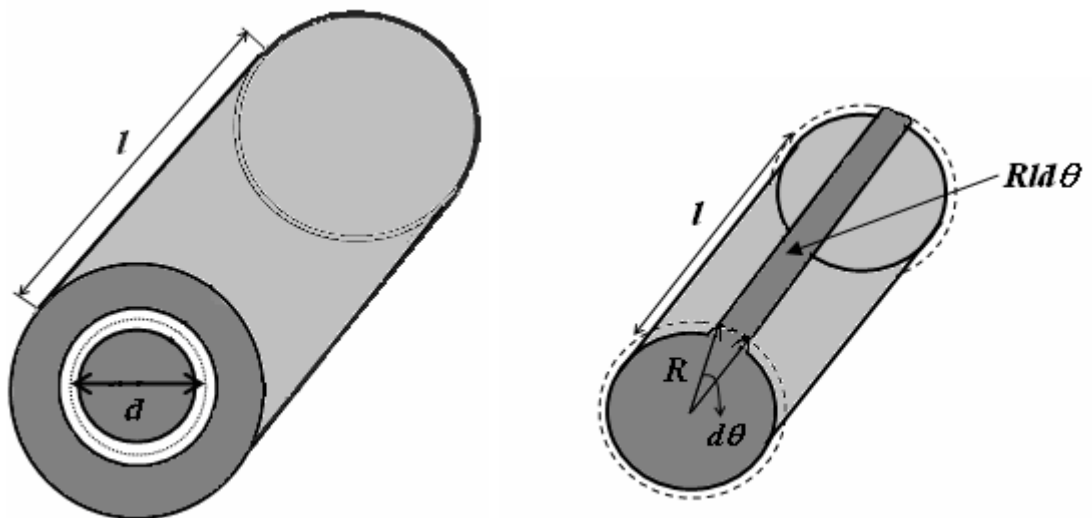


Figura 2.5 – Esquema ilustrativo da geometria de uma máquina de indução.

Tomando um filete elementar  $lRd\theta$  atravessado pela densidade de fluxo magnético  $B(\theta)$  temos que a energia do campo magnético é dada por (2.33), [17].

$$dW_{campo} = \eta h_n(\theta) i_n B(\theta) lRd\theta \quad (2.33)$$

Sendo  $\eta h_n(\theta)$  o número de condutores em função do ângulo  $\theta$  e  $i_n$  a corrente de fase que circula os enrolamentos do rotor, e considerando uma distribuição senoidal dos enrolamentos do rotor:

$$\eta h_n(\theta) = K_{hn} \text{sen}(h(\theta - \theta_i)) \quad (2.34)$$

e

$$K_{hn} = \frac{4}{\pi} \frac{N K_{ph} K_{dh}}{h} \quad (2.35)$$

Onde:  $N$  - número máximo de espiras dos enrolamentos;

$h$  – ordem harmônica;

$K_{dh}$  – fator de distribuição dos enrolamentos;

$K_{ph}$  – fator de passo.

Considerando que os enrolamentos do estator também são distribuídos, de forma que a  $fmm$  resultante se torne senoidal, o vetor densidade de fluxo magnético é dado por (2.36).

$$B(\theta) = B_h \cos(h(\theta - \alpha)) \quad (2.36)$$

Substituindo (2.35) e (2.36) em (2.33), tem-se (2.37).

$$dW_{campo} = RlB_h K_h i_n \cos(h(\theta - \alpha)) \text{sen}(h(\theta - \theta_n)) d\theta \quad (2.37)$$

Empregando o teorema da soma para senos, e aplicando a integral ao longo da linha média do entreferro, obtêm-se a energia magnética total armazenada (2.38).

$$W_{campo} = \int_0^{2\pi} RlB_h K_h i_n [\text{sen}(h(2\theta - \alpha - \theta_n)) + \text{sen}(h(\alpha - \theta_n))] d\theta \quad (2.38)$$

Resultando em (2.39).

$$W_{campo} = RlB_h K_h i_n \cos(h(\alpha - \theta_n)) \quad (2.39)$$

Uma vez calculado a energia total, o torque pode ser obtido, pela diferencial desta energia em relação ao ângulo de cosseno (2.40).

$$T_m = \frac{dW_{campo}}{d\theta} \quad (2.40)$$

Ainda, substituindo  $RlB_h K_h$  por  $F_h(\overline{FM})$ , tem-se (2.41).

$$T_n = \frac{P}{2} \sum_h F_h(\overline{FM}) h i_n \text{sen}(h(\alpha - \theta_n)) \quad (2.41)$$

Por fim, somando-se a contribuição de cada uma das fases e pólos da máquina (2.42), tem-se (2.43).

$$T_m = T_A + T_B + T_C \quad (2.42)$$

$$T_m = \frac{P}{2} \sum_h h F_h(\overline{FM}) \left[ \begin{array}{l} i_A \text{sen}[h(\alpha - \theta_R)] + i_B \text{sen}[h(\alpha - \theta_R - 120^\circ)] + \\ + i_C \text{sen}[h(\alpha - \theta_R + 120^\circ)] \end{array} \right] \quad (2.43)$$

Onde  $\theta_R$  é o ângulo de defasamento entre os campos magnéticos do rotor e do estator.

De acordo com a segunda lei de Newton aplicada na dinâmica da rotação dos corpos, a diferença entre o torque desenvolvido pela turbina  $T_b$  e o torque magnético  $T_m$ , subtraído uma parcela de atrito viscoso da máquina, será igual ao momento de inércia do rotor, multiplicado pela sua aceleração angular (2.44).

$$(2.44)$$

$$T_b - T_m - D\varpi_R = J \frac{d\varpi_R}{dt}$$

E a velocidade do rotor é dada pela derivada de sua posição angular (2.45).

$$\varpi_R = \frac{d\theta_R}{dt} \quad (2.45)$$

### 2.3 – IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL DO MODELO MATEMÁTICO

De posse dos parâmetros da máquina, juntamente com as suas curvas características de magnetização, é realizada a simulação computacional da máquina.

O corpo da modelagem computacional é constituído por uma matriz composta de oito equações diferenciais ordinárias (2.46). Um método numérico é aplicado na resolução das equações, tendo como domínio o tempo. Dessa forma, um intervalo de tempo é adotado para a simulação, assim como um passo de integração adequado.

As seis primeiras linhas da matriz são formadas pelas equações (2.2) e (2.4) que envolvem as tensões, correntes e fluxos totais concatenados nos enrolamentos de cada fase a, b e c do estator e A, B e C do rotor. As equações (2.44) e (2.45) de velocidade e posição do rotor, formam as duas últimas linhas da matriz.

$$\begin{bmatrix} d\lambda_a \\ d\lambda_b \\ d\lambda_c \\ d\lambda_A \\ d\lambda_B \\ d\lambda_C \\ d\omega_r \\ d\theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a + \frac{Rs}{Ls} \lambda m_a \\ V_b + \frac{Rs}{Ls} \lambda m_b \\ V_c + \frac{Rs}{Ls} \lambda m_c \\ \frac{Rr}{Lr} \lambda m_A \\ \frac{Rr}{Lr} \lambda m_B \\ \frac{Rr}{Lr} \lambda m_C \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{Rs}{Ls} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{Rs}{Ls} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{Rs}{Ls} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{Rr}{Lr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{Rr}{Lr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{Rr}{Lr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{p}{2} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \\ \frac{Tb + Tm}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Para cada iteração, ou seja, para cada incremento no intervalo de tempo da simulação, a resolução das equações que compõem a matriz, fornecerão as variáveis de estado  $\lambda_n$ , a velocidade  $\omega_r$  e a posição  $\theta_r$ , cujos valores iniciais são supostos zeros.  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$  são as tensões de alimentação da máquina, possuindo valores pré-determinados. Os valores de  $\lambda_n$  encontrados pela resolução, são substituídos nas equações (2.12) e (2.12), fornecendo o valor de  $f(\lambda)$  e  $\alpha$ .

A outra parte da modelagem consiste em encontrar o ponto de operação da máquina, através da intersecção entre a curva de magnetização e a reta dada pela equação (2.32).

Com o valor de  $f(\lambda)$  encontrado, o coeficiente linear da reta pode ser determinado.

Uma interpolação é feita com os pontos da curva de magnetização, figura (3.3) obtendo-se a sua função polinomial  $F_1(\overline{FM})$ . Da resolução do sistema composto pela curva e a reta, são obtidos os valores de  $\overline{FM}$  e  $F_1$ .

A figura 2.6 ilustra a intersecção entre a curva e a reta, para a máquina operando com a sua carga nominal.

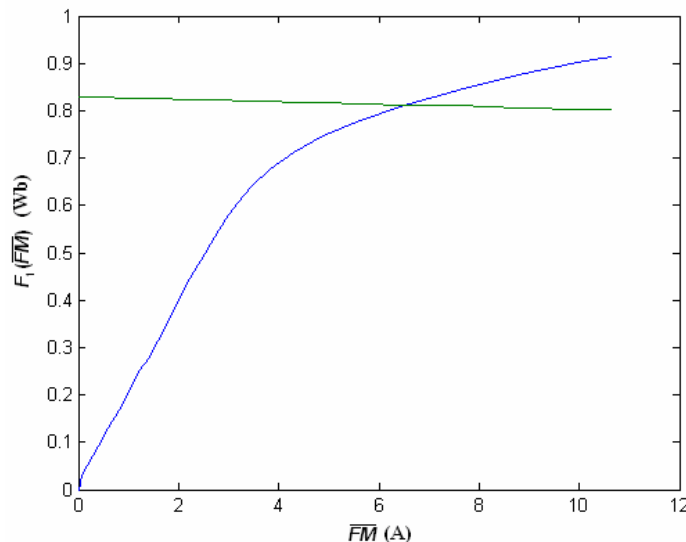


Figura 2.7 – Intersecção entre a reta e a curva de magnetização.

Uma segunda interpolação é necessária para os pontos da curva  $F_3(\overline{FM})$ , figura (3.4), obtendo-se a sua função polinomial. A substituição do valor de  $\overline{FM}$

na função  $F_3(\overline{FM})$ , fornecerá o valor de  $F_3$ , correspondente ao nível de terceiro harmônico presente na magnetização da máquina.

Com os valores de  $F_1$ ,  $F_3$  e  $\alpha$ , o fluxo magnetizante por fase pode ser determinado pela equação (2.1). Que para as fases do estator resulta em (2.47).

$$\lambda m_n = F_1(\overline{FM}) \cos(\alpha - \theta_n) + F_3(\overline{FM}) \cos(3(\alpha - \theta_n)) \quad (2.47)$$

E para as fases do rotor (2.48):

$$\lambda m_n = F_1(\overline{FM}) \cos(\alpha - \theta_n) + F_3(\overline{FM}) \cos(3(\alpha - \theta_n - \theta_R)) \quad (2.48)$$

As correntes são obtidas pela equação (2.4), e o torque é calculado substituindo  $F_1$ ,  $F_3$  e  $\theta_R$  na equação (2.41), resultando em (2.43):

Os valores recém calculados do fluxo magnetizante por fase  $\lambda m_n$ , as correntes de fase  $i_n$ , os valores atuais de  $Va$ ,  $Vb$  e  $Vc$ , mais o torque magnético  $Tm$ , são inseridos na matriz, numa nova iteração, fechando o ciclo da simulação.

## CAPÍTULO III

---

### LEVANTAMENTO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS E CARACTERÍSTICAS MAGNÉTICAS DA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA

#### 3.1 – MÁQUINA DE INDUÇÃO UTILIZADA NOS ENSAIOS

A máquina de indução trifásica utilizada nos ensaios possui os seguintes dados de placa:

	Potência (kw)/(cv)	Velocidade (rpm)	Corrente $\Delta/Y$ -(A)	Tensão $\Delta/Y$ -(V)	Frequência (Hz)
Valores Nominais	1.5 / 2.0	1720	4.0/6.90	220/380	60

Tabela 3.1 – Dados de placa da máquina de indução utilizada

A obtenção dos parâmetros do circuito equivalente da máquina em teste foi feita de forma tradicional, ou seja, através dos ensaios com a máquina à vazio e com o rotor bloqueado, e medição da resistência do estator por fase. Destes ensaios serão obtidas as resistências e as reatâncias de dispersão. Por utilizar os ensaios de forma tradicional e largamente conhecidos, julga-se desnecessário, e até redundante, a apresentação nesta redação, de tais ensaios, limitando-se, portanto à apresentação dos resultados obtidos para as resistências de estator e rotor,  $R_s$  e  $R_r$ , respectivamente e para as reatâncias de dispersão de rotor bloqueado,  $X_s$  e  $X_r$ , respectivamente.

Os valores encontrados estão listados na tabela 3.2.

$R_s$ ( $\Omega$ )	$R_r$ ( $\Omega$ )	$X_s$ ( $\Omega$ )	$X_r$ ( $\Omega$ )
3,662	3,509	2,865	2,865

Tabela 3.2 – Parâmetros elétricos da máquina de indução.

### 3.2 – CURVA DE MAGNETIZAÇÃO

Por meio de um motor de corrente contínua, aciona-se o rotor da máquina de indução, mantendo-o em sua velocidade síncrona. Nessa condição, alimenta-se o estator da máquina com tensões trifásicas balanceadas, variando-se gradualmente os seus valores eficazes. Dessa forma, as tensões são elevadas até que a máquina de indução atinja pontos de operação que apresentem saturação magnética, sendo que o limite de elevação das tensões foi fixado em aproximadamente 20% acima da sua tensão nominal. Tanto as tensões, como as correntes de cada fase, são registradas através de um sistema de aquisição de dados, ponto a ponto, para que as formas de onda possam ser analisadas com as devidas distorções harmônicas.

Para fins de representação da máquina de indução, considera-se o circuito equivalente da figura 3.1:

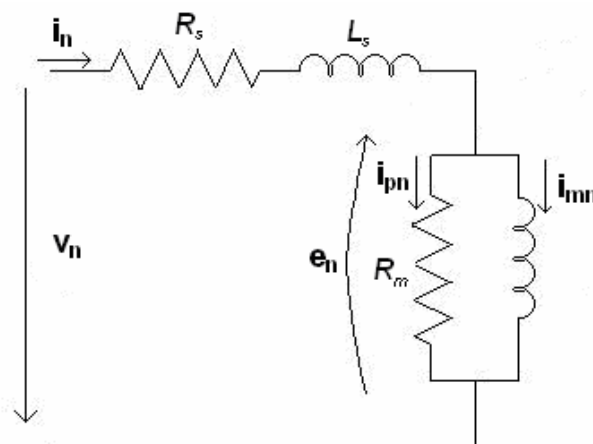


Figura 3.1 – Circuito equivalente da máquina de indução (rotor em velocidade síncrona).

As grandezas indicadas na figura 3.2 são:

$e_n$  - valor instantâneo da força eletromotriz induzida no enrolamento da fase  $n$  genérica;

$v_n$  - valor instantâneo da tensão por fase nos terminais do estator;

$R_s$  - Resistência do estator por fase;

$L_s$  - indutância de dispersão do estator por fase;

$i_n$  - valor instantâneo da corrente na fase  $n$ ;

$i_{mn}$  - valor instantâneo da corrente de magnetização na fase  $n$ ;

$i_{pn}$  - valor instantâneo da corrente correspondente às perdas no ferro para a fase  $n$ ;

$R_m$  - resistência equivalente às perdas no ferro por fase;

Do circuito, é inferido que a tensão no ramo magnetizante  $e_n$  pode ser escrita na forma:

$$e_n = v_n - R_s i_n - L_s \frac{di_n}{dt} \quad (3.1)$$

Enquanto os termos  $R_s$  e  $L_s$ , foram previamente calculados por meio do ensaio de rotor bloqueado,  $i_n$  é a corrente registrada juntamente com as tensões  $v_n$ , pelo sistema de aquisição. No entanto, como o objetivo é encontrar as características de magnetização da máquina, é a corrente de magnetização  $i_{mn}$  que deve ser encontrada. Para tanto, se tem (3.2).

$$i_{mn} = i_n - i_{pn} \quad (3.2)$$

Onde  $i_{pn}$  pode ser encontrada por (3.3).

$$i_{pn} = \frac{e_n}{R_m} \quad (3.3)$$

Sendo  $R_m$  um valor fixo, o mesmo deve ser calculado através do valor eficaz da tensão  $e_n$ , dividido pelas perdas no ferro (3.4).

$$R_m = \frac{e_{efn}^2}{P_{fen}} \quad (3.4)$$

E as perdas no ferro, são calculadas pela diferença entre a potência ativa de entrada, e as perdas no cobre (efeito joule) do enrolamento do estator, cuja corrente  $I_{efn}$ , corresponde ao valor eficaz de  $i_n$ . Assim, tem-se (3.5).

$$P_{fen} = P_n - R_s (I_{efn})^2 \quad (3.5)$$

Como  $P_n$  pode ser calculado pela sua definição, tem-se (3.6).

$$P_n = \frac{1}{T} \int_0^T v_n i_n dt \quad (3.6)$$

Uma vez encontrada a corrente  $i_{mn}$ , a mesma é decomposta pela série de Fourier, tendo a sua componente fundamental separada para que o coeficiente de Fourier correspondente ao valor máximo de sua amplitude da onda, constitua a grandeza  $\overline{FM}$ . E  $\overline{FM}$  como produz a  $fmm$  resultante das três fases do estator, tem-se (3.7).

$$\overline{FM} = \frac{3}{2} I_{mn} \quad (3.7)$$

Se de um lado tem-se a  $\overline{FM}$  produzindo a resultante, do outro tem-se o concatenamento total de fluxo magnetizante, da fase genérica  $n$ , calculado por (3.8).

$$\frac{d\lambda m_n}{dt} = v_n - R_s i_{mn} \quad (3.8)$$

O concatenamento de fluxo magnetizante encontrado pela integração da equação (3.8) pode ser decomposto, obtendo-se a componente fundamental  $F_1(\overline{FM})$  e a componente de terceira harmônica  $F_3(\overline{FM})$ , componentes estas apresentadas na modelagem.

As figuras 3.2 e 3.3 apresentam as curvas levantadas de  $F_1(\overline{FM})$  e  $F_3(\overline{FM})$ .

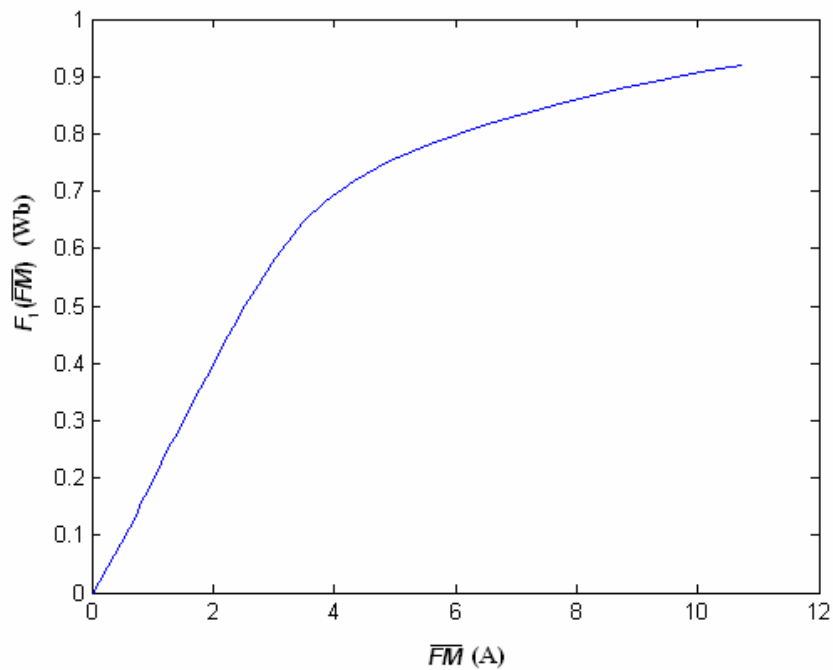


Figura 3.2 – Curva da componente fundamental de fluxo magnetizante concatenado.

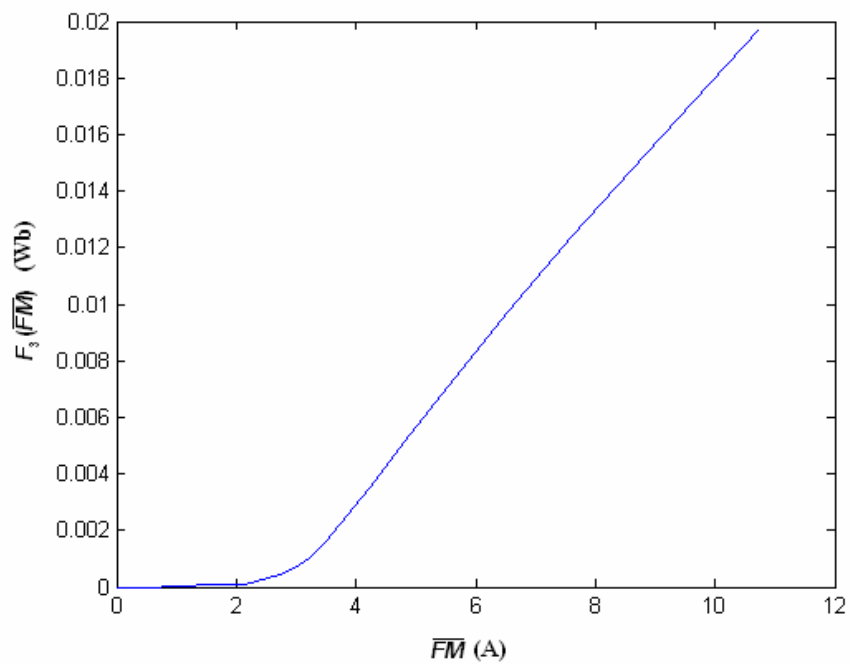


Figura 3.3 – Curva da componente de terceiro harmônico de fluxo magnetizante concatenado.

## **CAPÍTULO IV**

---

# **RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS**

### **4.1 – MODELO EXPERIMENTAL**

Os testes experimentais foram realizados com uma máquina de indução trifásica, diretamente conectada à rede de distribuição elétrica. Os dados de placa da máquina utilizada estão na tabela 3.1.

Para acionar a máquina de indução de modo que a mesma operasse como gerador, foi empregada uma máquina de corrente contínua, simulando uma turbina. A máquina CC possui uma potência maior do que a da máquina de indução, e teve seu campo e armadura alimentadas independentemente, proporcionando um fácil controle de sua velocidade, através da variação de sua corrente de campo.

Para realizar a captação das correntes e tensões trifásicas, foi utilizado um sistema de aquisição de dados composto de transdutores de tensão e corrente, conjuntamente com uma placa de aquisição de dados que transmite os dados diretamente para um computador.

A velocidade angular do rotor é captada através de um medidor de rpm ótico (tacômetro).

O sistema todo está representado no esquema abaixo, na figura 4.1 e mostrado na figura 4.2:

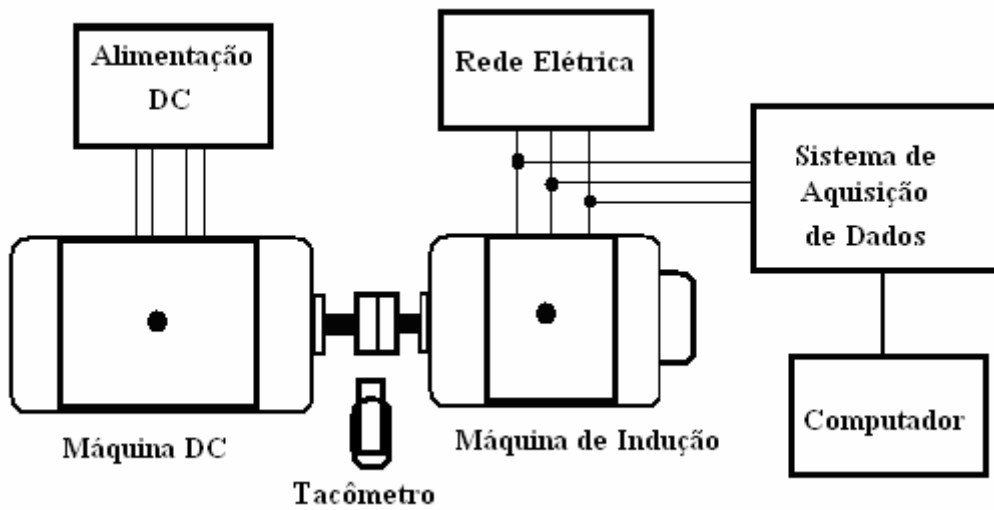


Figura 4.2 – Esquema da montagem para testes experimentais.

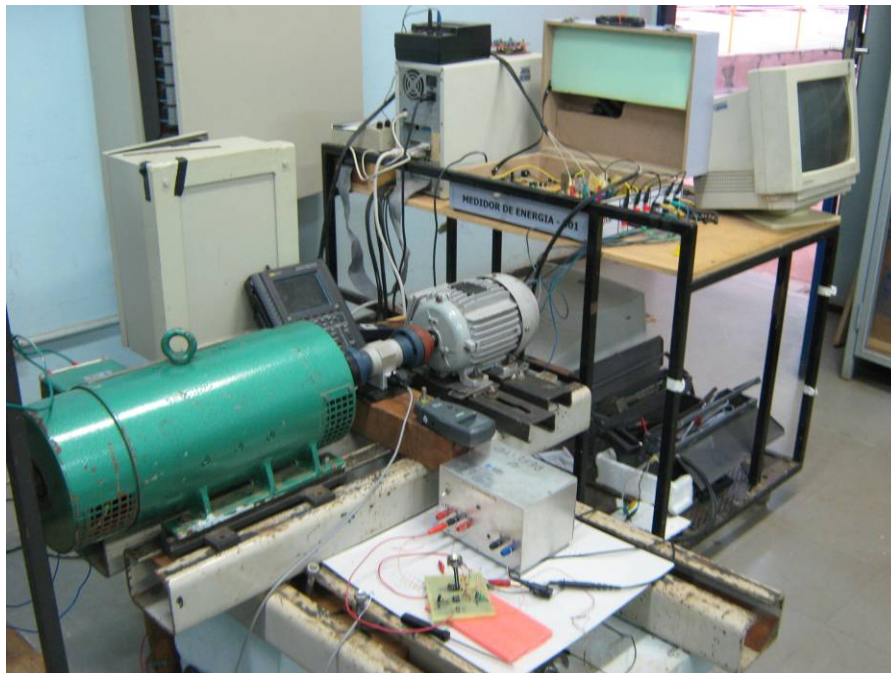


Figura 4.2 – Foto da bancada experimental utilizada

Conectado à rede de distribuição por um disjuntor trifásico, a máquina de indução tem o seu rotor acionado pela máquina de corrente contínua, até que a mesma atinja a sua velocidade síncrona de 1800 rpm. O disjuntor então é fechado. Para a velocidade síncrona, a máquina apenas consumirá uma potência

reativa que alimenta os seus enrolamentos trifásicos e magnetiza seu núcleo, e uma parcela de potência ativa que é dissipada pelas resistências dos enrolamentos (perdas no cobre) e pelos efeitos de correntes de Foucault e histerese (perdas no ferro).

Aumentando a velocidade da máquina acima de 1800 rpm, a máquina começa a gerar potência. Na medida em que a velocidade do rotor da máquina é incrementada, mais potência é gerada. Para que a potência gerada seja injetada na rede, primeiramente, esta deve suprir a potência consumida pelo próprio gerador em suas perdas. Para a análise, a velocidade foi aumentada gradualmente em 10 rpm aproximadamente, de 1800 até 1870 atingindo o equivalente à 20% de sobrecarga de corrente tendo como parâmetro a corrente nominal da máquina, de forma a não danificar a isolação de seus enrolamentos. Os dados adquiridos para cada velocidade e potência de operação da máquina serão apresentados no item seguinte, juntamente com os resultados da modelagem computacional.

Para fins de comparação entre as correntes coletadas experimentalmente e as correntes obtidas pela simulação computacional, de forma que haja o correto correlacionamento entre as mesmas, deve-se efetuar a subtração das parcelas de perdas no ferro das correntes experimentais, uma vez que tais parcelas foram retiradas no processo de levantamento das características de magnetização da máquina, cujos resultados foram utilizados na simulação.

Analogamente ao procedimento descrito no capítulo 3, utilizando o mesmo circuito equivalente da figura 3.1, porém invertendo o sentido da corrente numa configuração para gerador, a equação (3.1) torna-se:

$$e_n = v_n + R_s i_n + L_s \frac{di_n}{dt} \quad (4.1)$$

Dessa forma, para cada ponto de operação testado, tem-se a tensão  $e_n$  no ramo em que está inserida a resistência equivalente de perdas no ferro  $Rm$ .

Esta resistência pode ser obtida através da equação para a máquina operando a vazio síncrono. Como seus valores são obtidos para cada ponto de magnetização da máquina, uma vez definido o valor de  $F_1(\overline{FM})$  correspondente ao grau de magnetização para um determinado ponto de operação do gerador, por interpolação com a curva de magnetização  $F_1(\overline{FM}) \times \overline{FM}$  figura 3.2, é inferido o valor de  $Rm$  para este mesmo ponto de operação.

Com o valor da tensão  $e_n$  e a resistência equivalente  $Rm$ , a corrente resultante da subtração perdas no ferro, é calculada através da equação (3.2).

## 4.2 – ANÁLISES SOBRE OS TESTES EXPERIMENTAIS E SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

### 4.2.1- METODOLOGIA PARA A AVALIAÇÃO DOS RESULTADOS

Para a avaliação tanto dos dados coletados dos testes experimentais como dos dados oriundos da simulação computacional, uma metodologia tradicional foi empregada, utilizando as equações abaixo [22], onde o índice  $n$  indica cada fase  $a$ ,  $b$  e  $c$  da máquina:

$$P_n = \frac{1}{T} \int_0^T v_n i_n dt \quad (4.2)$$

$$Urms_n = \frac{1}{T} \sqrt{\int_0^T v_n^2 dt} \quad (4.3)$$

$$I_{rms_n} = \frac{1}{T} \sqrt{\int_0^T i_n^2 dt} \quad (4.4)$$

Essas equações devem ser empregadas para o cálculo dos valores eficazes de potência, corrente e tensão, devido às distorções presentes em suas formas de ondas, pois constituem a forma correta de se calcular tais parâmetros conforme o próprio conceito teórico do qual eles proveem.

Os valores de potência aparente, potência reativa e fator de potência, de cada fase, são calculados a partir dos valores eficazes de tensão e corrente e da potência ativa.

$$S = U_{rms_n} \cdot I_{rms_n} \quad (4.5)$$

$$Q_{VAR} = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (4.6)$$

$$F.P = \frac{P}{S} \quad (4.7)$$

Também a velocidade do rotor do gerador  $Wr$  é calculada em termos de velocidade média, uma vez que ela apresenta distorções, as quais serão comentadas no capítulo precedente. A velocidade  $Wr$  é calculada portando através de:

$$Wr = \frac{1}{T} \int_0^T wr dt \quad (4.8)$$

Como poderá ser observado nos gráficos, as tensões utilizadas nas simulações são as mesmas tensões coletadas experimentalmente. Esta estratégia foi empregada, devido às distorções presentes nas formas de onda das tensões da

rede de distribuição, no ponto de conexão da máquina, provenientes pelo efeito da saturação dos enrolamentos do próprio transformador que alimenta o laboratório.

O gráfico abaixo apresenta a forma de onda da tensão com apenas a sua componente fundamental de 60Hz, plotada juntamente com a onda real de tensão, demonstrando a diferença entre elas.

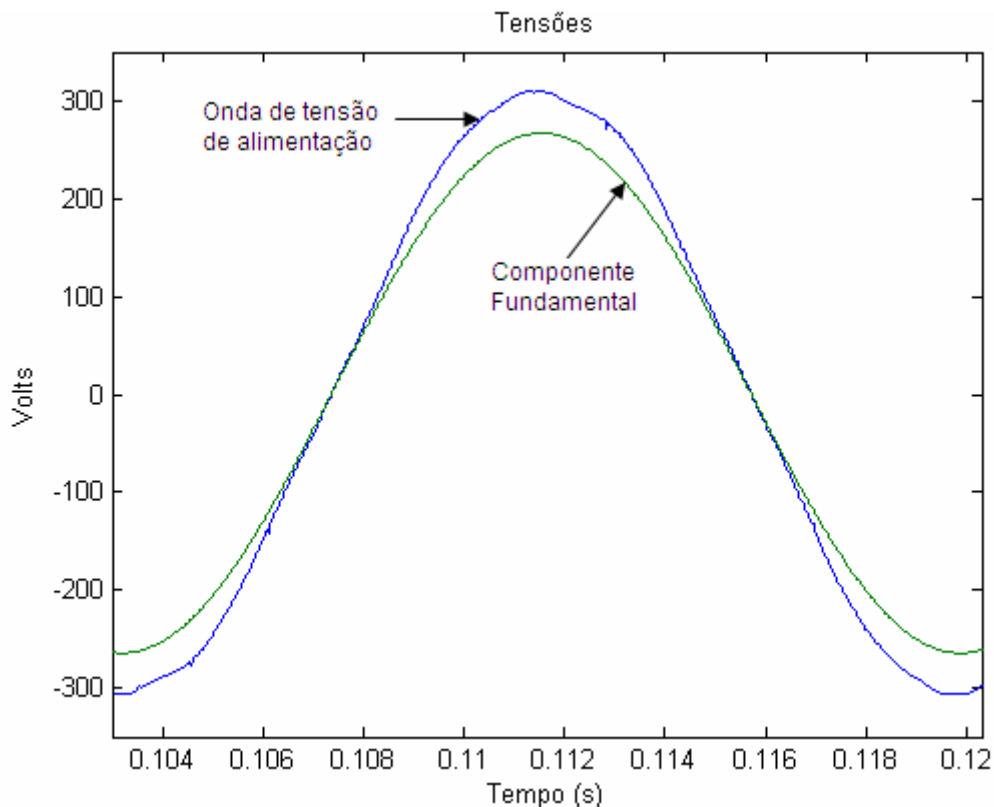


Figura 4.3 – Gráfico de tensão da rede e sua componente fundamental

Inicialmente foi empregada para a simulação, uma fonte de tensão AC, senoidal, porém, os resultados obtidos para os valores das potências, apresentaram erros consideráveis de até 10% quando comparados aos valores de potência coletados experimentalmente, justificando o uso da onda de tensão real que é composta de uma série de componentes harmônicas.

## 4.2.2 – RESULTADOS OBTIDOS

No primeiro teste realizado, a máquina foi mantida em sua rotação síncrona de 1800 rpm e portanto, sem ainda estar gerando potência, mas apenas consumindo potência reativa necessária à sua magnetização, mais uma parcela de potência ativa que é dissipada pela resistência dos enrolamentos (perdas no cobre).

Tabela 4.1 – Resultados Teóricos (1800 RPM)

Urms [V]	223.4034
Irms [A]	3.2015
FP	0.0528
Qvar [VAR]	2142.5
P <sub>3φ</sub> [W]	113.2
ω <sub>r</sub> [RPM]	1800

Tabela 4.2 – Resultados Experimentais (1800 RPM)

Urms [V]	223.2872
Irms [A]	3.2118
FP	0.0506
Qvar [VAR]	2143.1
P <sub>3φ</sub> [W]	108.9
ω <sub>r</sub> [RPM]	1800

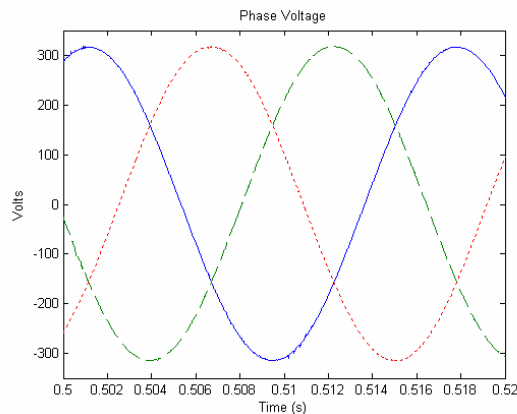


Figura 4.4 – Tensões Trifásicas nos Terminais do gerador (1800 rpm)

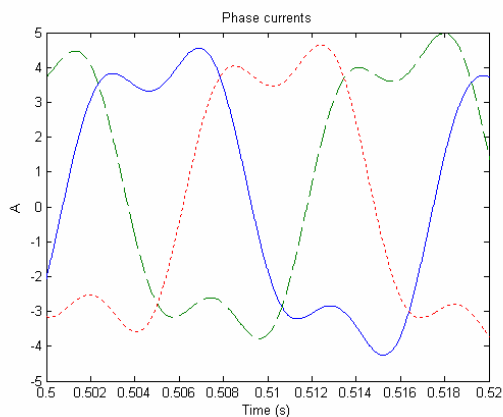


Figura 4.5 – Correntes Trifásicas Simuladas (1800 rpm)

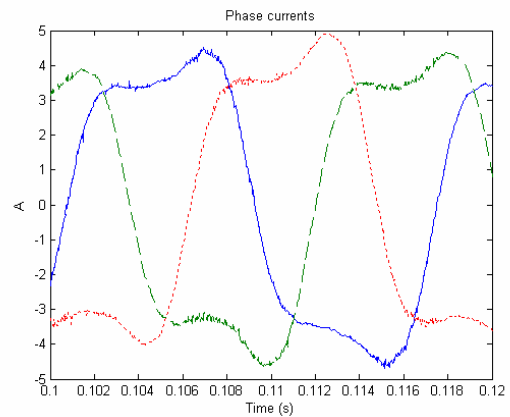


Figura 4.6 – Correntes Trifásicas Experimentais (1800 rpm)

No segundo teste, pode-se observar a regeneração da potência ativa. O gerador está acima de sua velocidade síncrona e portanto, gerando energia. Estando a corrente gerada  $180^\circ$  defasada da corrente referente à potência ativa consumida pelo gerador, as mesmas se anulam, causando uma pequena diminuição na corrente de fase, e dessa forma, o fator de potência aproxima-se de zero.

Tabela 4.3 – Resultados Teóricos (1805 RPM)

Urms [V]	221.9632
Irms [A]	3.1677
FP	0.00063
Qvar [VAR]	2108.9
$P_{3\phi}$ [W]	-0.4094
$\omega_r$ [RPM]	1805

Tabela 4.4 – Resultados Experimentais (1805 RPM)

Urms [V]	221.8381
Irms [A]	3.1614
FP	0.0012
Qvar [VAR]	2103.8
$P_{3\phi}$ [W]	1.5768
$\omega_r$ [RPM]	1805

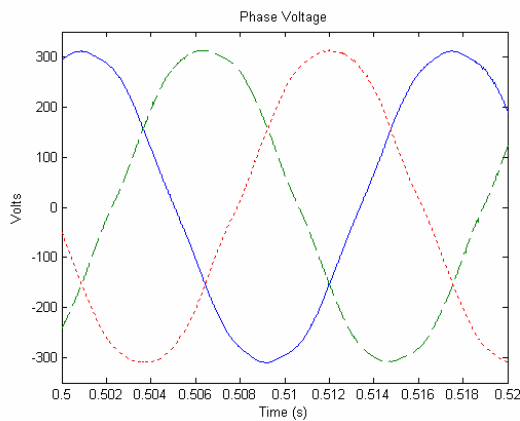


Figura 4.7 – Tensões Trifásicas nos Terminais do gerador (1805 rpm)

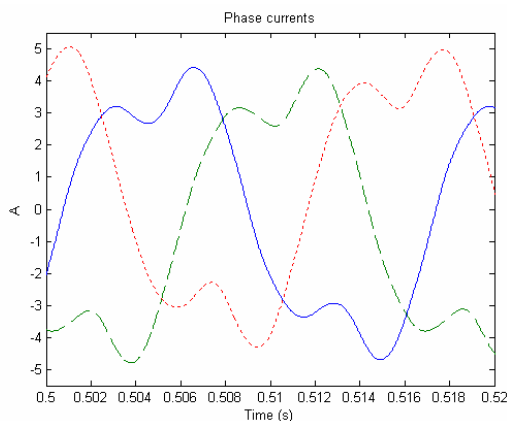


Figura 4.8 – Correntes Trifásicas Simuladas (1805 rpm)

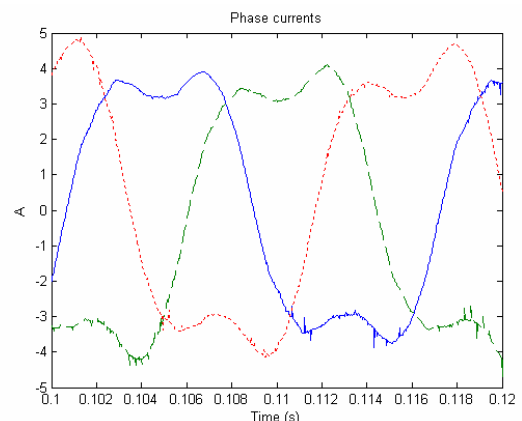


Figura 4.9 – Correntes Trifásicas Experimentais (1805 rpm)

Nos resultados abaixo, verifica-se a completa inversão de sentido do fluxo de potência. O sinal negativo da potência ativa, representa a inversão, evidenciando que a máquina está fornecendo à rede uma energia maior do que a consumida.

Tabela 4.5 – Resultados Teóricos (1815 RPM)

Urms [V]	220.8701
Irms [A]	3.2250
FP	-0.0943
Qvar [VAR]	2197.2
$P_{3\phi}$ [W]	-200.9 W
$\omega_r$ [RPM]	1815

Tabela 4.6 – Resultados Experimentais (1815 RPM)

Urms [V]	220.7437
Irms [A]	3.2906
FP	0.0926
Qvar [VAR]	2208.6
$P_{3\phi}$ [W]	-206.9
$\omega_r$ [RPM]	1815

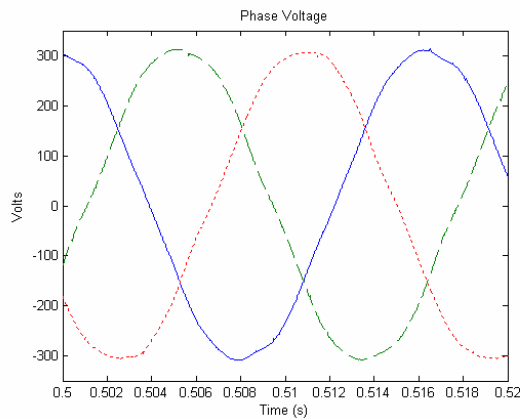


Figura 4.10 – Tensões Trifásicas nos Terminais do gerador (1815 rpm)

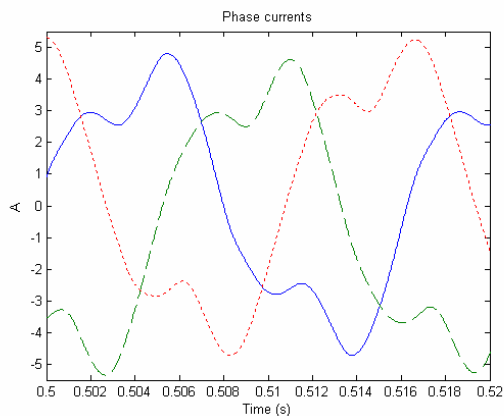


Figura 4.11 – Correntes Trifásicas Simuladas (1815 rpm)

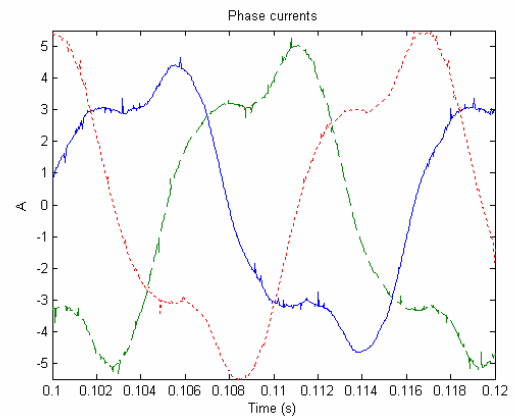


Figura 4.12 – Correntes Trifásicas Experimentais (1815 rpm)

Com o aumento da velocidade do gerador, a potência ativa continua subindo, assim como a potência reativa consumida. O crescimento do consumo de potência reativa surge devido ao aumento da frequência das correntes geradas, que conseqüentemente causa um aumento nas reatâncias indutivas dos enrolamentos tanto do rotor como do estator da máquina,  $X = \omega L$ . Ademais, há o acréscimo nas dispersões de fluxo magnético nas espiras, ranhuras e topos de dentes, levando ao aumento das indutâncias de dispersão que as representam. No entanto, constata-se nos testes que o crescimento da potência reativa, não acompanha o crescimento da potência ativa em mesmo grau e dessa forma, o fator de potência vai gradualmente atingindo valores um pouco maiores.

Tabela 4.7 – Resultados Teóricos (1835 RPM)

Urms [V]	221.2984
Irms [A]	3.7767
FP	0.3484
Qvar [VAR]	2350.1
$P_{3\phi}$ [W]	-872.9
$\omega_r$ [RPM]	1835

Tabela 4.8 – Resultados Experimentais (1835 RPM)

Urms [V]	221.1586
Irms [A]	3.9395
FP	0.3615
Qvar [VAR]	2436.5
$P_{3\phi}$ [W]	-887.7
$\omega_r$ [RPM]	1835

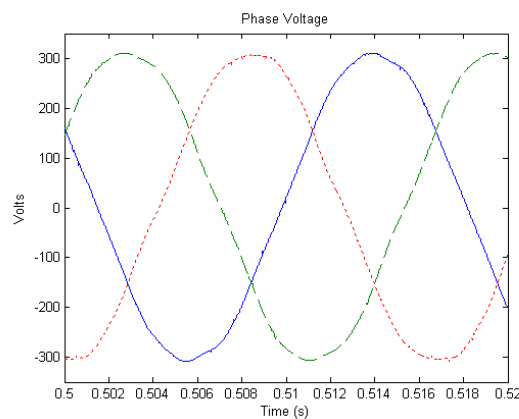


Figura 4.13 – Tensões Trifásicas nos Terminais do gerador (1835 rpm)

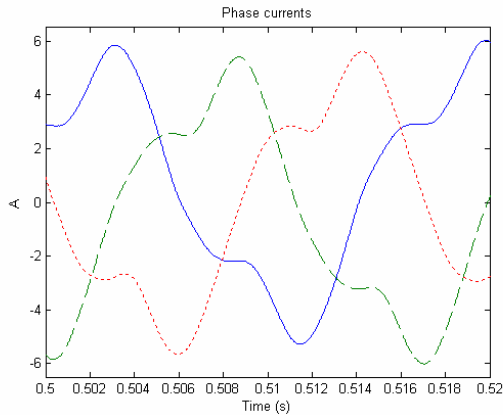


Figura 4.14 – Correntes Trifásicas Simuladas (1835 rpm)

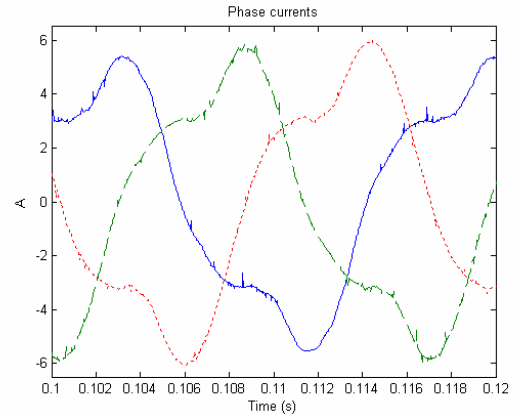


Figura 4.15 – Correntes Trifásicas Experimentais (1835 rpm)

Com o gerador na velocidade de 1845 rpm, as correntes de fase atingem valores próximos aos nominais especificados, de 3,99 Ampères por fase. No entanto, a potência gerada ainda está bem abaixo dos 1500 Watts nominais especificados para o funcionamento da máquina como motor. Este fato sempre ocorrerá com o gerador de indução, devido à parcela de potência reativa consumida em sua magnetização e manutenção de seu fluxo de campo.

Tabela 4.9 – Resultados Teóricos (1845 RPM)

Urms [V]	220.2128
Irms [A]	4.0622
FP	0.4426
Qvar [VAR]	2406.3
$P_{3\phi}$ [W]	-1181.4
$\omega_r$ [RPM]	1845

Tabela 4.10 – Resultados Experimentais (1845 RPM)

Urms [V]	220.0694
Irms [A]	4.1989
FP	0.4322
Qvar [VAR]	2499.3
$P_{3\phi}$ [W]	-1198.8
$\omega_r$ [RPM]	1845

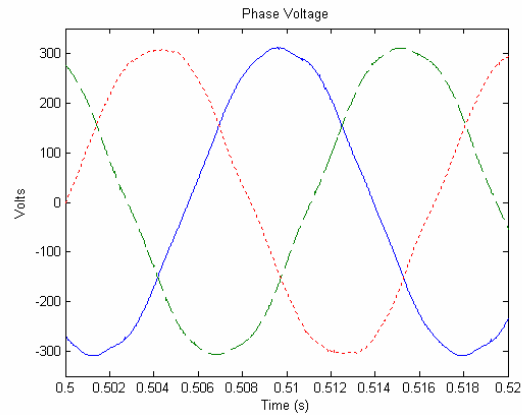


Figura 4.16 – Tensões Trifásicas nos Terminais do gerador (1845 rpm)

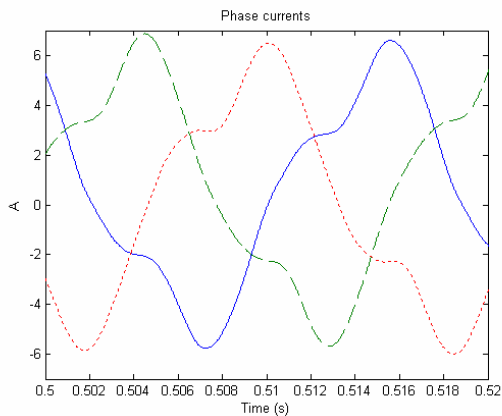


Figura 4.17 – Correntes Trifásicas Simuladas (1845 rpm)

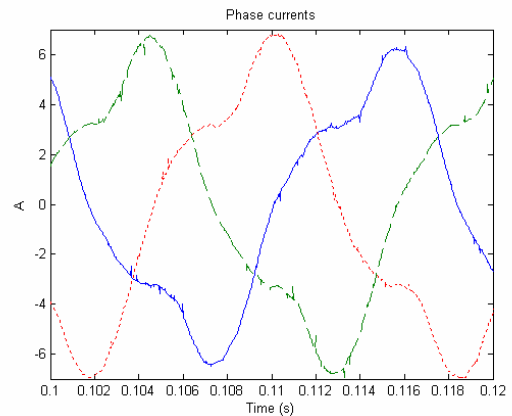


Figura 4.18 – Correntes Trifásicas Experimentais (1845 rpm)

A última análise foi realizada com o gerador operando com uma sobrecarga de aproximadamente 20 % em relação a sua corrente de fase nominal, de 4,0 Ampères. Nota-se que neste ponto, o gerador alcança um valor de potência ativa 18,5% acima de sua potência nominal especificada.

Tabela 4.11 – Resultados Teóricos (1870 RPM)

Urms [V]	219.8186
Irms [A]	4.8113
FP	0.5648
Qvar [VAR]	2618.0
$P_{3\phi}$ [W]	-1778.0
$\omega_r$ [RPM]	1870

Tabela 4.12 – Resultados Experimentais (1870 RPM)

Urms [V]	219.6631
Irms [A]	5.0895
FP	0.5357
Qvar [VAR]	2832.0
$P_{3\phi}$ [W]	-1796.9
$\omega_r$ [RPM]	1870

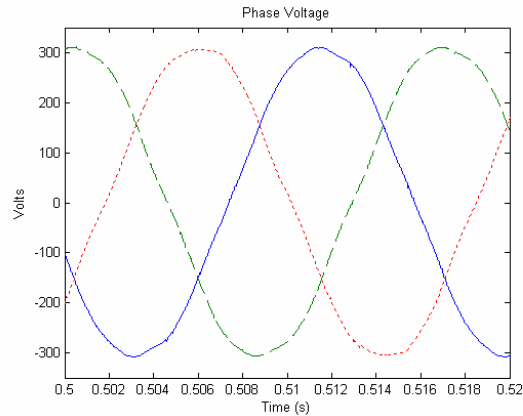


Figura 4.19 – Tensões Trifásicas nos Terminais do gerador (1870 rpm)

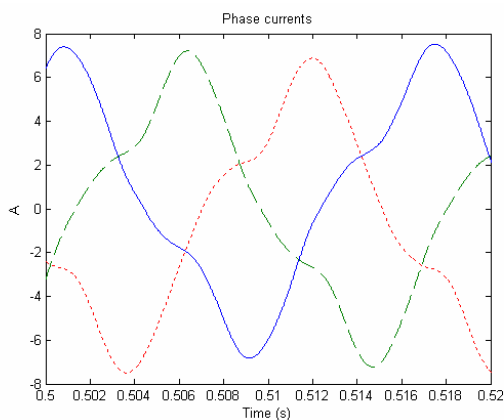


Figura 4.20 – Correntes Trifásicas Simuladas (1870 rpm)

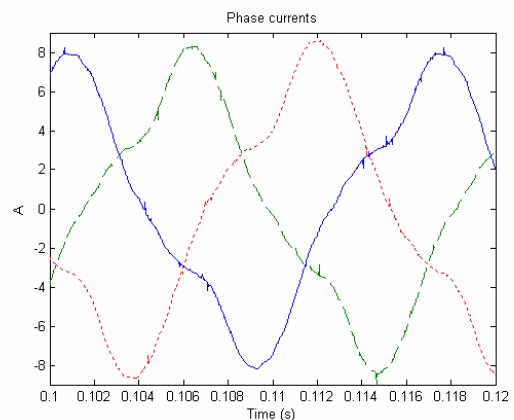


Figura 4.21 – Correntes Trifásicas Experimentais (1870 rpm)

Uma outra característica importante do gerador de indução é a sua incapacidade de gerar potência reativa.

Numa máquina síncrona, a corrente de excitação do campo no rotor é totalmente independente das correntes da armadura do estator. E a defasagem angular entre as *fmm*'s do rotor do estator pode ser imposta mecanicamente, por meio do ajuste da velocidade do rotor em relação à velocidade síncrona da *fmm* do estator. Desse modo, regulando a defasagem e a tensão de excitação do campo, é possível regular a potência, fazendo com que a máquina consuma ou gere reativos.

Porém, no gerador de indução, as correntes de excitação do campo do rotor são induzidas pela *fmm* do estator, ou seja, pelas correntes que alimentam o

estator. Conseqüentemente, a defasagem entre as *fmm*'s do rotor e do estator, fica dependente da *fmm* do estator e das impedâncias dos enrolamentos do rotor, não permitindo qualquer tipo de ajuste mecânico de seu ângulo de defasagem ou de sua amplitude.

Por isso, como o gerador de indução gera apenas potência ativa, o aumento de potência reativa, não acompanha a potência ativa (como anteriormente comentado) figura 4.21 e o fator de potência vai gradualmente sofrendo melhoras, como pode ser observado no gráfico das figuras 4.22 e 4.23.

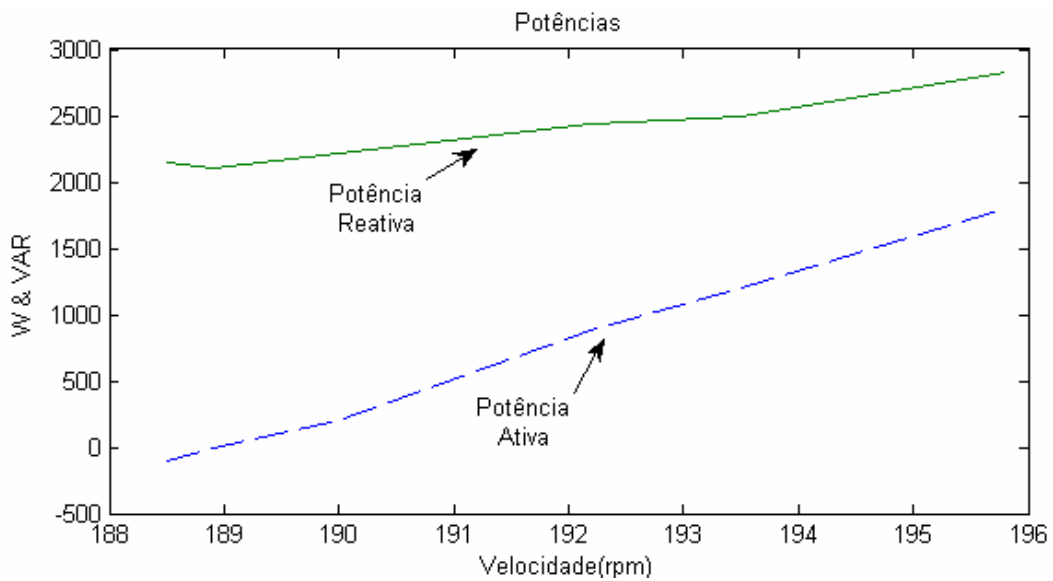


Figura 4.22 – Gráfico comparativo entre potências ativa e reativa (dados experimentais)

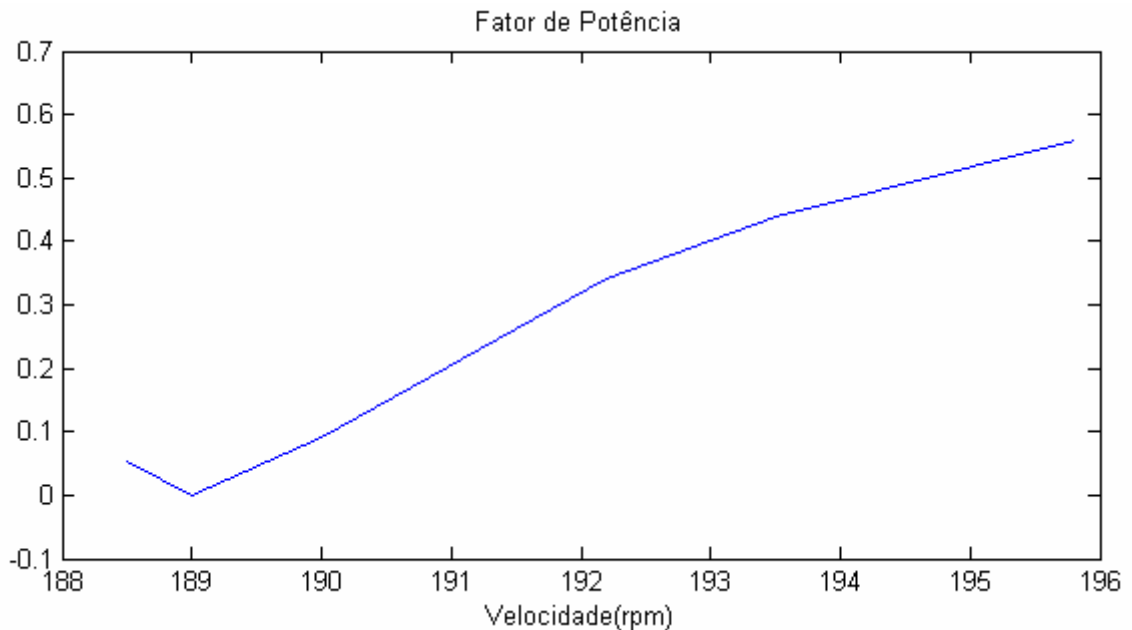


Figura 4.23 – Gráfico - fator de potência x velocidade (dados experimentais)

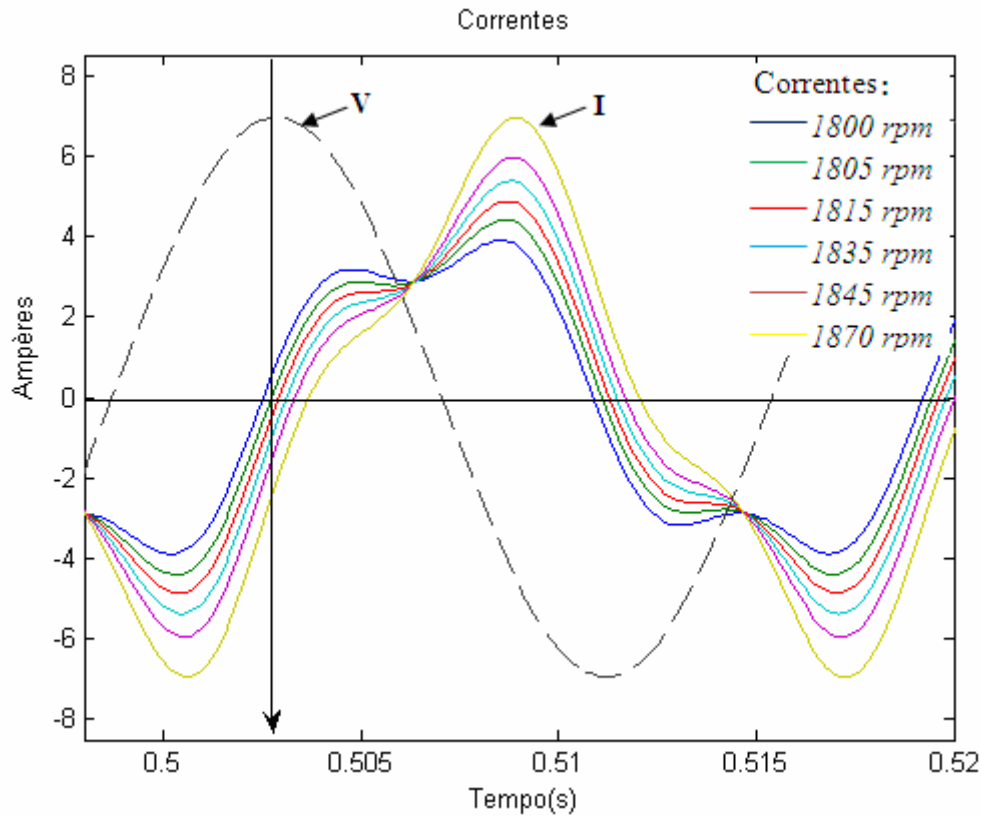


Figura 4.24 – Gráfico simulado, mostrando a defasagem angular entre a tensão de alimentação do gerador e as correntes geradas, para várias faixas de potências distintas.

A primeira forma de onda de corrente, situada mais à esquerda do gráfico da figura 4.23, representa a corrente simulada no primeiro teste, com a máquina em sua velocidade síncrona. E a corrente mais à direita do gráfico, representa a corrente da última análise. Estas correntes foram simuladas para uma mesma tensão, representada pelo gráfico pontilhado. A tensão foi mantida com a sua referência fixa para todas as correntes, tornando esta análise possível. Esta tensão é então plotada juntamente com as correntes, mas numa escala de 45 : 1, para que a comparação se tornasse mais visível.

Do gráfico, verifica-se que a primeira forma de onda de corrente está defasada de quase  $90^\circ$  da tensão de referência, denunciando o consumo quase exclusivo de potência reativa com apenas uma pequena parcela de potência ativa. Já na segunda forma de onda de corrente, a defasagem angular é de praticamente  $90^\circ$  atrasado em relação à tensão. A máquina então consome

apenas potência reativa, equilibrando a potência ativa consumida com a gerada. Na terceira onda, a defasagem ultrapassa os  $90^\circ$  de atraso, dando início à regeneração, ou inversão do fluxo de potência. Prosseguindo, na medida em que a potência gerada aumenta, as correntes vão aumentando suas defasagens, até chegar ao último caso, cuja corrente atinge  $120^\circ$  de defasamento. O atraso das correntes em relação à tensão caracteriza o consumo de potência reativa durante todo o processo. A defasagem angular acima de  $90^\circ$ , informa que potência ativa está sendo gerada.

Pode-se notar também as mudanças na deformação das formas de onda, causado pela presença da componente de terceiro harmônico. O nível mais alto de terceiro harmônico está na primeira forma de onda e vai diminuindo com o aumento da velocidade e potência gerada. Entretanto, constata-se que o grau de saturação das ondas é bastante considerável para o gerador ligado em delta e numa tensão de 220V, não podendo ser desprezado em nenhum dos pontos de operação.

### **4.2.3 – ANÁLISE DO TORQUE**

Da equação (2.43) deduz-se que o torque irá apresentar um certo grau de oscilação devido à componente de terceiro harmônico.

A figura 4.24 contém o gráfico do torque obtido pela simulação computacional do modelo com saturação, onde pode-se verificar a presença da oscilação. Também um modelo linear foi simulado, para fins comparativos. Na figura 4.25 está plotado o gráfico do torque para o modelo não saturado. A ausência da oscilação neste caso confirma a dedução matemática. Ambas as simulações reproduzem a máquina operando com a sua carga nominal.

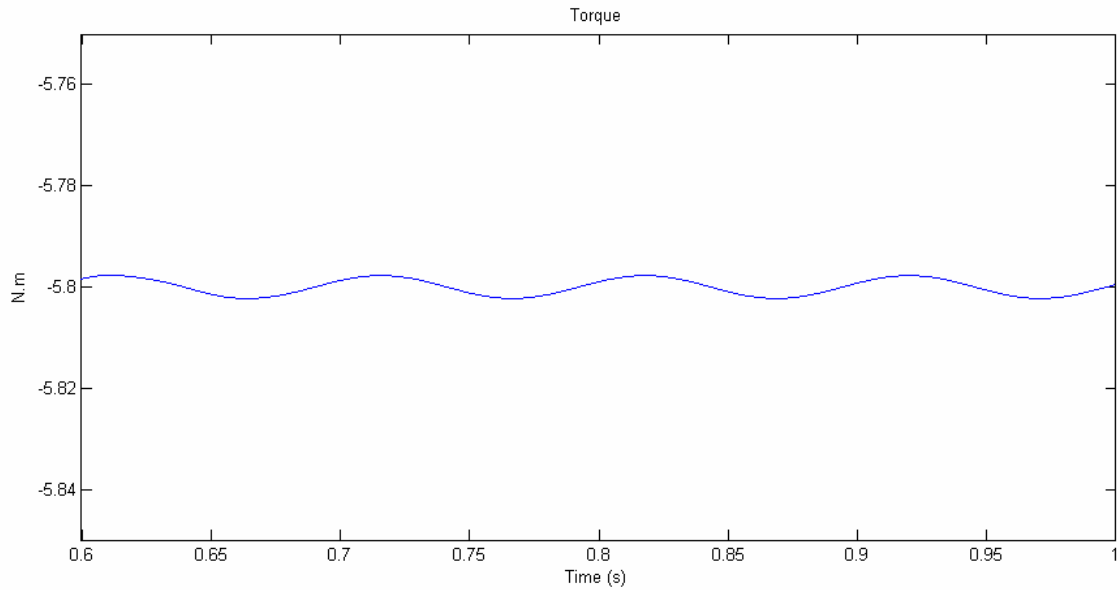


Figura 4.25 – Gráfico do torque simulado com modelo que inclui saturação magnética (potência nominal).

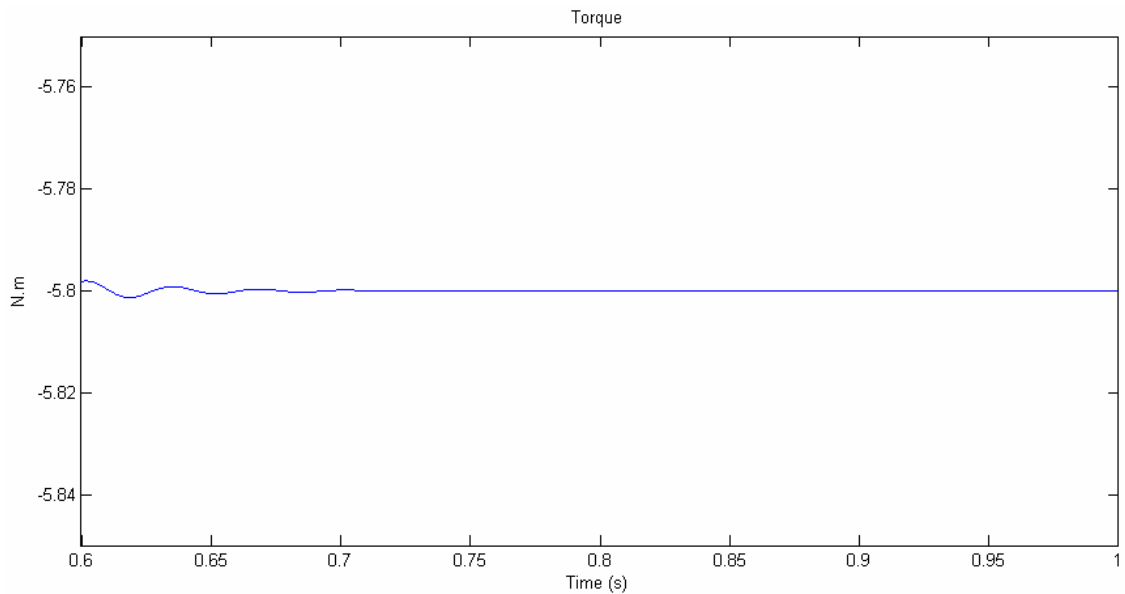


Figura 4.26 – Gráfico do torque simulado com modelo linear (potência nominal).

As figuras 4.26 e 4.27 ilustram novamente os torques obtidos pelas duas modelagens, no entanto, desta vez as simulações ocorrem com o gerador operando com uma sobrecarga de 20 % em relação à corrente nominal. Nota-se que há um pequeno aumento na oscilação do torque.

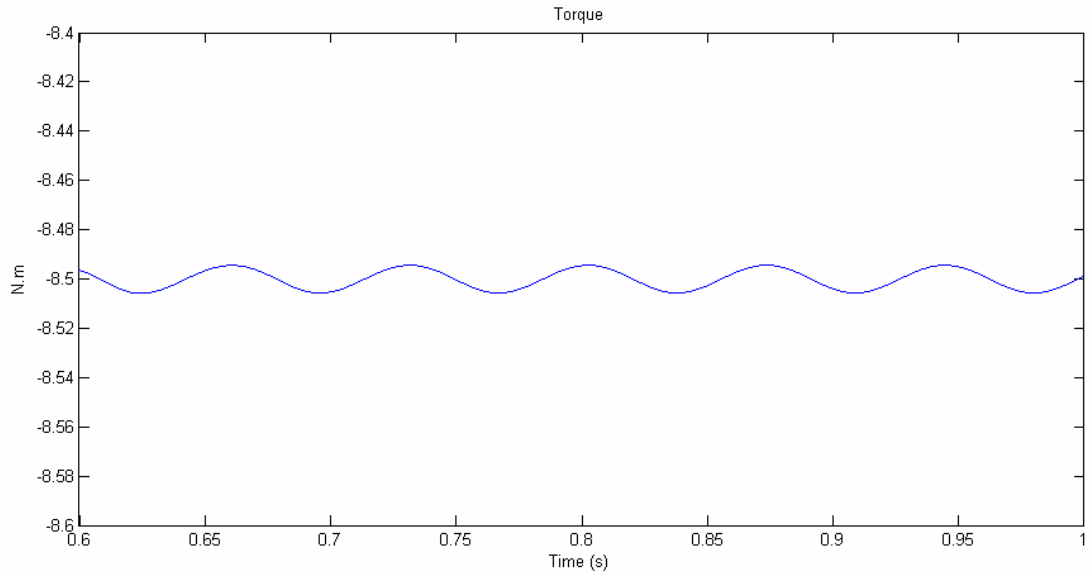


Figura 4.27 – Gráfico do torque simulado com modelo que inclui a saturação magnética (20% de sobrecarga)

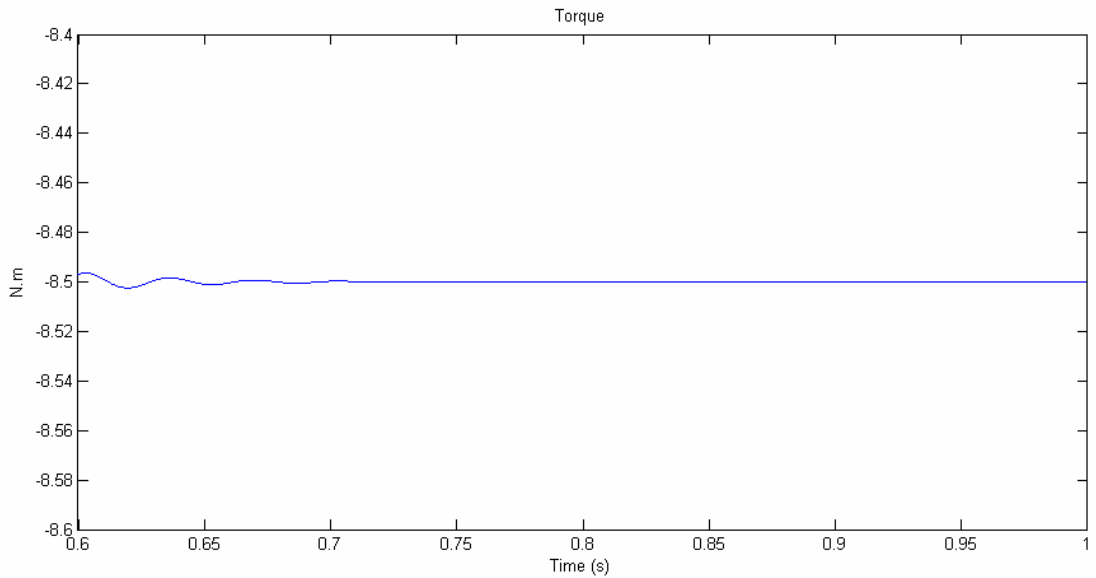


Figura 4.28 – Gráfico do torque simulado com modelo linear (20% de sobrecarga).

## CAPÍTULO V

---

### CONCLUSÕES

Os resultados obtidos pelas simulações computacionais e testes experimentais com o gerador de indução diretamente conectado na rede de distribuição, permitiram uma análise tanto qualitativa como quantitativa sobre os principais aspectos de sua operação. Os parâmetros de tensão, corrente e velocidade adquiridos, revelaram o real estado da máquina proporcionando informações sobre a potência ativa gerada, velocidade de operação, potência reativa consumida e fator de potência, para cada faixa de operação do gerador.

A simulação computacional se mostrou eficaz, com valores bem próximos aos obtidos experimentalmente, sendo indicada para o controle e supervisão operacional mais exatos e confiáveis.

As ondas plotadas de corrente revelam a forte presença de uma componente de terceira harmônica, proveniente dos efeitos da saturação magnética em todos os pontos de operação do gerador. Desse modo, efeitos provenientes da presença de harmônicos, como sobreaquecimentos que danificam principalmente o isolamento dos enrolamentos da máquina, devem ser relevados, podendo reduzir drasticamente a sua vida útil. Não obstante, no dimensionamento de capacitores utilizados para a correção do fator de potência, deve ser levado em conta o possível surgimento de sobretensões harmônicas geradas por ressonância paralela.

Os gráficos de torque revelaram oscilações no mesmo, causadas pelo efeito da saturação magnética. Porém, o nível das oscilações apresentado fora bem pequeno, não representando grande relevância.

Como proposta para estudos posteriores, sugere-se:

- A comprovação experimental das oscilações do torque, por meio de um torquímetro capaz de medir as amplitudes e frequências de tais oscilações. Incluindo também os efeitos sobre o torque devidos as distorções harmônicas provenientes tanto da tensão de alimentação, como das cargas alimentadas pelo gerador. Ainda neste estudo, a medição das vibrações provocadas por tais oscilações, através de acelerômetros, torna-se interessante, em especial a identificação de frequências vibratórias ressonantes com a frequência natural do material.

- Aprofundamento no estudo das correntes de perdas no ferro, e inclusão das mesmas na modelagem, tornando a simulação mais completa.

- A análise do gerador inserido em sistemas e redes elétricas reais, como por exemplo, numa rede industrial. Sendo analisados índices de qualidade principalmente relacionados a sensibilidade dos equipamentos frente à harmônicos, níveis de curto-circuito, configurações de proteção e desempenho do gerador.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [1] H. W. Thode, D. C. Azbill. “Typical Applications of Induction Generators and Control System Considerations”-ieee transactions on industry applications, vol. ia-20, no. 6, november/december 1984
- [2] A. P. G. Pavani. Métodos analíticos para análise de geradores de indução conectados em redes de distribuição de energia elétrica / Orientador: Walmir de Freitas Filho - Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, 2008.
- [3] K. D Pham, “Cogeneration application: interconnection of induction generators with public electric utility”, EA Inc, OR Portland - Rural Electric Power Conference, 1991-[ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)
- [4] D. M. Medeiros, A. N. C. Viana, Â. J. J. Rezek “Estudo de geradores de indução na geração de energia elétrica em microcentrais hidrelétricas”- Universidade Federal de Itajubá- Rev. ciênc. exatas, Taubaté, v. 11, n. 2, p. 9-13, 2005.
- [5] Marra, E. G., Pomilio, J. A. (1999). Self-excited induction generator controlled by a VS-PWM bidirectional converter for rural applications. IEEE Trans. Ind. Applicat., 35(4): 877-883.
- [6] G.K. Singh, “Self-excited induction generator research—a survey”-, Indian Institute of Technology, August 2003
- [7] E. G. Marra, J. S. Pomilio. “Sistemas de geração baseados em gerador de indução operando com tensão regulada e frequência constante”, SBA Controle & Automação Vol. 11 no. 01 / Jan., Fev., Mar, Abril de 2000;

- [8] I C. Rech, R. F. Camargo, M. Campos , F. Salvadori, G. V. Leandro, J. C. O. Bolacell. “Impacto de métodos de sincronismo no desempenho de geradores de indução auto-excitados” - Sba Controle & Automação, 2008
- [9] R. Nazir. “Modelling and simulation of an induction generator-Driven- Micro/Pyco hidro power connected to grid system”- Andalas University- Institut Teknologi Bandung, Indonesia June 17-19, 2007
- [10] T.F. Chan, “Capacitance requirements of self-excited induction generators”, IEEE - Trans Energy Convers, 1993
- [11] J. A. A. Melkebeek and D. W. Novotny, “The influence of saturation on induction machine drive dynamics,” IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.IA-19, pp. 671–681, Sept./Oct. 1983.
- [12] Y. Liao and T. Lipo, “Effect of saturation third harmonic on the performance of squirrel-cage induction machines,” Elect. Mach. Power System, vol. 22, pp. 155–171, 1994.
- [13] J. C. Moreira and T. A. Lipo, “Modeling of saturated ac machines including air gap flux harmonic components,” IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, pp. 343–349, Mar./Apr. 1992.
- [14] C. Gerada, K. Bradley, M. Sumner, and P. Sewell, “Evaluation and modelling of cross saturation due to leakage flux in vector controlled induction machines,” in Proc. IEEE IEMDC’03, vol. 3, Madison, WI, June 2003, pp. 1983–1989.
- [15] M. Tarbouchi and H. Le Huy, “Nonlinear control of an induction motor in magnetic saturation,” in Conf. Rec. 1998 IEEE-IAS Annu. Meeting, pp. 648–653.
- [16] Bispo D., Neto L. M., Resende J. T., Andrade D. A. , “A New Strategy for Induction Machine Modeling Taking Into Account the Magnetic Saturation.”- Federal University

- of Uberlandia - IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 6, November/December 2001
- [17] J. T. Resende, “Modelagem da Máquina de Indução Trifásica, incluindo a Saturação Magnética”— Análise Dinâmica do Gerador de Indução Auto-Excitado”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Maio 1999.
- [18] R.V. R. Silva, “Estudo no Domínio do Tempo do Motor de Indução Alimentado por um Inversor Levando-se em Consideração a sua Saturação Magnética”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Dezembro 2002
- [19] D. Fitzgerald, C. Kingsley Jr. and A. Kusco, Electric Machinery, 3rd edition, New York: McGraw-Hill, 1972.
- [20] B.P. Alvarenga, “Modelo para o Cálculo do Conjugado de uma Máquina de Indução Incluindo os efeitos de Enrolamentos e Saturação Magnética”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, 1993
- [21] L. M. Neto, J. R. Camacho, C. H. Salerno, and B. P. Alvarenga, “Analysis of a three-phase induction machine including time and space harmonics effects: The A,B,C reference frame,” IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 14, pp. 80–85, Mar. 1999.
- [22] Kerchener, R. M., Corcoram, G. F., “Circuitos de corrente alternada” Tradução: Reynaldo Resende e Ruy Pinto da Silva Siczkowski, 3ª ed., Porto Alegre-RS, 1977.

# APÊNDICE

## OPERAÇÃO DO GERADOR DE INDUÇÃO ISOLADO DA REDE

### I. PROCESSO DE AUTOEXCITAÇÃO

O gerador de indução que opera isoladamente da rede elétrica é conhecido como gerador de indução auto excitado. Nesta configuração, a máquina de indução é acionada por uma máquina primária, e capacitores conectados em paralelo com a saída do gerador, suprem a energia reativa necessária para o seu campo de excitação (figura A.1).

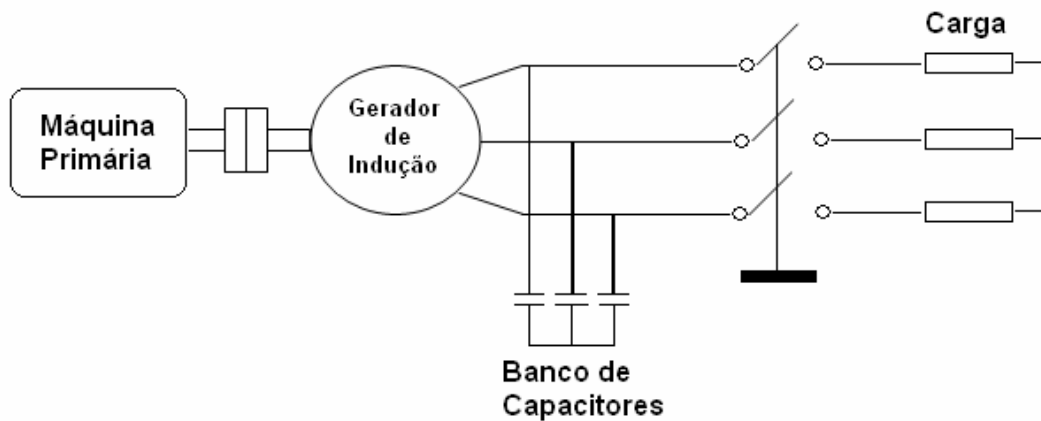


Figura A.1 – Gerador de indução auto excitado por capacitores.

Um circuito equivalente do gerador de indução é apresentado na figura A.2, com o propósito de fornecer uma análise didática da dependência entre a potência reativa, a tensão e a frequência do sistema.

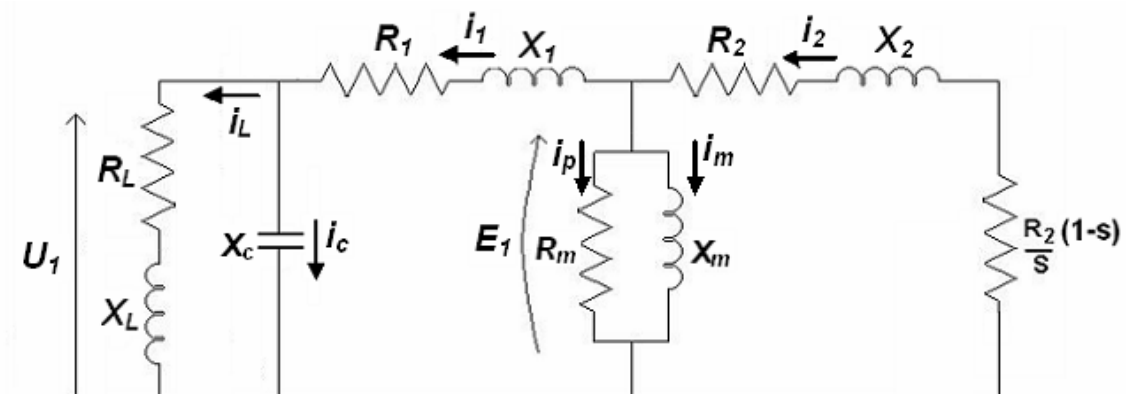


Figura A.2 – Circuito equivalente do gerador de indução auto excitado.

Onde:

$R_1$ : resistência do estator.

$R_2$ : resistência do rotor referida ao estator.

$R_m$ : resistência representativa das perdas no ferro.

$R_L$ : resistência da carga.

$X_1$ : reatância de dispersão do estator.

$X_2$ : reatância de dispersão do rotor referida ao estator

$X_m$ : reatância de magnetização.

$X_c$ : reatância do capacitor de auto excitação .

$X_L$ : reatância da carga.

$i_p$ : corrente referente às perdas no ferro.

$i_m$ : corrente de magnetização.

$i_1$ : corrente no estator.

$i_2$ : corrente no rotor referida ao estator.

$i_c$ : corrente no capacitor de auto excitação.

$i_L$ : corrente de carga.

$U_1$ : tensão de alimentação.

$s$  : escorregamento.

Considerando que o banco de capacitores deve fornecer potência suficiente para a magnetização do gerador, tem-se que a potência reativa capacitiva deverá ser igual à potência reativa indutiva do sistema (1).

$$Q_C = Q_L \quad (1)$$

Que de acordo com o circuito equivalente, resultará em (2).

$$\frac{U_1^2}{X_C} = \frac{E_1^2}{X_m} + i_1^2 X_1 + i_2^2 X_2 \quad (2)$$

Assumindo que o gerador opera em vazio, as quedas de tensão no estator podem ser desprezadas, e a equação (2) torna-se (3).

$$\frac{U_1^2}{X_c} = \frac{U_1^2}{X_m} \quad (3)$$

Simplificando (3), tem-se (4).

$$X_c = X_m \quad (4)$$

Dessa forma, desprezando as perdas no ferro, a tensão no ramo capacitivo é dada por (5).

$$E_1 = i_m X_c \quad (5)$$

E sendo a reatância capacitiva  $X_c$ , função de seu valor de capacitância  $C$  e da frequência angular síncrona da máquina  $\omega$ , tem-se que a equação (5) resulta em (6).

$$E_1 = \frac{i_m}{\omega C} \quad (6)$$

O processo de auto excitação do gerador de indução, faz uso do magnetismo remanescente já presente na máquina. Dessa forma, imprimindo-se velocidade ao rotor, o fluxo residual irá induzir uma tensão inicial  $E_{rem}$  no estator, com frequência proporcional à velocidade do rotor. A tensão induzida no estator, devido à presença dos capacitores, gera uma corrente reativa adiantada, que por sua vez, produzirá um fluxo de reação da armadura a qual se adicionará ao fluxo remanescente da máquina. O aumento do fluxo aumentará a tensão induzida no estator, que por sua vez, aumentará a corrente capacitiva, ocasionando um aumento no fluxo de excitação da máquina. Este ciclo, que é conhecido como escorvamento, prossegue até o circuito magnético atingir o equilíbrio, que ocorre quando a reta correspondente à tensão nos capacitores, encontra a curva de magnetização da máquina, figura A.3.

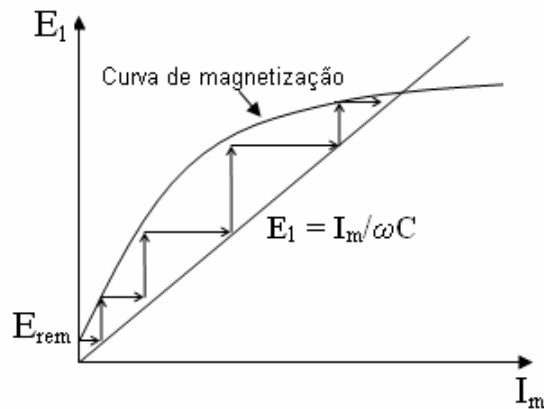


Figura A.3 – Processo de auto excitação do gerador de indução

A tensão nos terminais do gerador depende diretamente da velocidade de seu rotor; do banco de capacitores e da carga a ser alimentada por ele.

Quanto maior a velocidade do rotor, maior será a frequência  $\omega$ , e infere-se do gráfico, que conseqüentemente, menor será o coeficiente angular da reta  $E_1$ . Não obstante, a curva de magnetização é função da reatância de magnetização presente na máquina, sendo portanto, diretamente proporcional à frequência  $\omega$  a qual o rotor induz as tensões no estator. Desse modo, o aumento da velocidade no rotor, provoca um decréscimo no coeficiente angular da reta, e um acréscimo nos valores da curva de magnetização, fazendo com que o ponto de intersecção entre a reta e a curva suba, aumentando o valor da tensão gerada nos terminais do gerador.

Um aumento no valor da capacitância  $C$  referente ao banco de capacitores conectado à máquina, provocará uma diminuição no coeficiente angular da reta, fazendo com que a reta e a curva de magnetização se encontrem em um ponto mais alto no gráfico, ou seja, um valor maior de  $E_1$ .

Nas análises realizadas até o presente momento, tanto para o escorvamento quanto para a tensão terminal do gerador, consideram a máquina operando na ausência de cargas, ou seja, a vazio.

Uma adição de carga no gerador, causará mudanças na frequência e na amplitude das tensões geradas, as quais alimentarão a carga. Ao conectar a carga, a corrente que circula no circuito estator-carga, aumenta o fluxo de reação da armadura. Para contrabalancear este aumento, o módulo do escorregamento deve aumentar, isto é, a diferença entre as velocidades do campo magnético girante e do rotor da máquina deve ser maior, de forma que as correntes induzidas no rotor da máquina e, conseqüentemente o fluxo de excitação da máquina aumentem. Para que ocorra esse aumento no módulo do escorregamento, assumindo que a máquina primária mantenha a velocidade do gerador constante entregando mais potência ao mesmo, a velocidade do campo magnético girante deve cair. Esta queda na velocidade, reduz a frequência dos fluxos magnéticos da máquina que, como comentado previamente, acarretará numa redução das tensões nos terminais do gerador.

## **II. MÉTODOS DE CONTROLE DA TENSÃO GERADA**

Uma forma de melhorar a regulação de tensão do gerador é através do chaveamento de capacitores em paralelo com o gerador. Para isso, um capacitor é mantido fixo no intuito de manter a tensão em seu valor nominal, ainda enquanto o gerador se encontra em vazio. Na medida em que a carga é aumentada, capacitores são chaveados através de contadores, relés ou chaves semi condutoras, em paralelo ao capacitor original, de forma a aumentar a potência reativa fornecida ao gerador. Este é um método simples quando se deseja controlar a tensão do gerador de indução, quando pequenas variações na amplitude da tensão são permitidas, ou seja, para uma faixa não muito ampla de valores possíveis de carga. Porém, limitações surgem pelo fato da tensão ser controlada apenas em valores discretos, e também porque, à medida que é aumentada a capacitância de auto-excitação, a corrente no estator da máquina

pode superar a corrente nominal sem que seja atingido o valor referenciado de tensão.

A utilização de capacitores chaveados na regulação da tensão, no entanto, não contemplará a regulagem da frequência, que ainda será variável. Uma estratégia para controlar a frequência, e mantê-la constante, é a utilização conjunta dos capacitores, com um regulador de velocidade da máquina, e ainda, um conversor composto por um retificador e um inversor PWM.

Outros métodos conhecidos, utilizados conjuntamente com o banco de capacitores na regulação da tensão, incluem: cargas de lastro controladas, para consumir o excedente de potência gerada, de forma que o gerador possa sempre operar em sua faixa nominal; reatores de núcleo saturado, que planificam a região saturada da curva de magnetização, mantendo constante a ordenada de tensão do ponto de intersecção com a reta de capacitância; indutores chaveados, que consumirão a potência reativa excedente do banco de capacitores.