

UNIVERSIDADE FEDERAL DE VIÇOSA
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLÓGICAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

BRUNO DE FREITAS VIEIRA

**SIMULAÇÃO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA OPERANDO
NA REGIÃO LINEAR E DE SATURAÇÃO DA SUA CURVA NORMAL
DE MAGNETIZAÇÃO**

VIÇOSA
2012

BRUNO DE FREITAS VIEIRA

**SIMULAÇÃO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA OPERANDO
NA REGIÃO LINEAR E DE SATURAÇÃO DA SUA CURVA NORMAL
DE MAGNETIZAÇÃO**

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 490 – Monografia e Seminário e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. José Tarcízio Resende.

VIÇOSA
2012

BRUNO DE FREITAS VIEIRA

**SIMULAÇÃO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA OPERANDO
NA REGIÃO LINEAR E DE SATURAÇÃO DA SUA CURVA NORMAL
DE MAGNETIZAÇÃO**

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 490 – Monografia e Seminário e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 31 de Outubro de 2012.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. Dr. José Tarcísio de Resende - Orientador
Universidade Federal de Viçosa

Prof. Dr. José Carlos da Costa Campos- Membro
Universidade Federal de Viçosa

Prof. M. Sc. Mauro de Oliveira Prates - Membro
Universidade Federal de Viçosa

Não tentes ser bem sucedido, tente antes ser um homem de valor.

Albert Einstein

Dedico aos meus pais: Moisés e Rose. E a minha querida irmã Camila.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente à minha família, aos meus pais Moisés e Rose, pelo apoio e credibilidade sempre depositados em todas as minhas decisões. Graças a vocês pude realizar essa conquista. Dedico à minha querida irmã, Camila, pela cumplicidade e amor, além de minha avó Anízia e a todos os primos e tios, em especial tio Nilton, sem ele isto não seria possível. Ao meu primo Léo que esteve sempre ao meu lado como um irmão mais velho. Agradeço também ao meu grande amigo Junior e ao meu tio Nado, que apesar de não estarem presentes, tenho certeza que estão muito felizes por mim. Ao meu orientador José Tarcizio Resende, que me concedeu a oportunidade de realizar este trabalho. E todos os meus amigos e pessoas que estiveram ao meu lado durante esta jornada.

.

Resumo

Este trabalho apresenta a simulação computacional de uma modelagem da máquina de indução trifásica, na qual é incluída a saturação magnética. Esta modelagem foi desenvolvida por [5] e utilizada neste trabalho para estudar o comportamento de um motor de indução trifásico do laboratório de máquinas elétricas do Departamento de Engenharia Elétrica da UFV. O estudo é feito para a máquina operando em vazio na região linear e de saturação da sua curva normal de magnetização, curva esta levantada no laboratório. Para isto a máquina é alimentada com três níveis de tensão através de um variador de tensão, uma na região linear, uma em torno do joelho de sua curva de magnetização e a outra na região de saturação.

A máquina é ligada em triângulo. A saturação é verificada na distorção das formas de onda das correntes de fase. E esta distorção é vista quando a máquina está funcionando a partir do joelho da sua curva de saturação. Para verificação teórico- experimental a simulação digital com saturação é comparada com valores experimentais e a simulação sem saturação é comparada com os valores obtidos pelo circuito equivalente.

Abstract

This work introduces the computer simulation of an induction's three-phase machine modeling, which is included magnetic saturation. This model was developed by [5] and used in this work to study the behavior of the induction's three-phase motor from Electrical machine's laboratory of Department of Electrical Engineering of UFV. The study is made with the machine working at the no-load in the linear region of the saturation in the magnetization's normal curve, which was raised in laboratory. Next the machine is fed with three level voltages through of a variable source, one on the linear region, another among the knee of the magnetization's curve, and the last one in the saturation region.

The machine is turned in triangle mode. The saturation is reveled on the distortion of the wave's forms of the currents' phase. This distortion is seen when the machine is working at the knee of its saturation's curve. Therefore to prove that the digital saturation's simulation is correct, it is compared with experimental values, and the simulation with no saturation is compared with values calculated from the equivalent circuit.

Sumário

1	Introdução.....	13
1.1	Objetivo Geral	14
1.2	Revisão Bibliográfica	14
1.2.1	Máquina de Indução	14
1.2.2	Considerações Sobre a Modelagem Utilizada	17
1.2.3	Modelagem do Motor de Indução Trifásico	18
2	Materiais e Métodos	27
2.1	Obtenção experimental das Características Magnéticas e Parâmetros da Máquina de Indução	27
2.1.1	Obtenção dos Parâmetros da Máquina de Indução.....	27
2.1.2	Determinação das curvas de Magnetização.....	28
2.2	Procedimento para Solução Numérica da Modelagem.....	33
2.2.1	Motor com Saturação.....	33
2.2.2	Motor sem Saturação	36
3	Resultados e Discussões	37
3.1	Simulação Linear	37
3.2	Simulação Com Saturação.....	39
4	Conclusões.....	44
	Referências Bibliográficas	45

Lista de Figuras

Figura 1 - Gráfico mostrando a influência do terceiro harmônico na Densidade de Campo Magnético	13
Figura 2 – Rotor em Gaiola de Esquilo	14
Figura 3 – Máquina de Indução com Rotor Bobinado	15
Figura 4 - Estator de uma típica máquina de indução mostrando os enrolamentos	16
Figura 5 - Circuito Equivalente do Motor de Indução.....	16
Figura 6 - Circuito Representando uma Fase Genérica.....	19
Figura 7 - Distribuição Espacial da Força Magnetotriz.....	20
Figura 8 - Distribuição da densidade de campo magnético com saturação e sem saturação ...	21
Figura 9 - Diagrama Esquemático para Obtenção da Curva de Magnetização	29
Figura 10 - Circuito Equivalente da Máquina de Indução Operando na Velocidade Síncrona	29
Figura 11 - Curva de Magnetização da Máquina de Indução.....	31
Figura 12 - Componente Fundamental da Característica de Magnetização da Máquina de Indução.....	32
Figura 13 - Componente de terceiro harmônico da característica de magnetização máquina de indução.....	32
Figura 14 - Fluxograma para solução numérica da modelagem.....	35
Figura 15 - Gráfico da curva de magnetização da máquina e a reta tangente a curva	36
Figura 16 - Tensão de entrada (220 rms) para a simulação linear.....	37
Figura 17 - Corrente de fase para simulação linear	37
Figura 18 - Velocidade agulhar do rotor	38
Figura 19 - Conjugado do motor	38
Figura 20 - Corrente Calculada através do circuito equivalente.	39
Figura 21 – Corrente simulada e medida para tensão de 190V	39
Figura 22 - Corrente simulada e medida para tensão de 220V.....	40
Figura 23 - Corrente simulada e medida para tensão de 230V	41
Figura 24 – Corrente simulada e medida para tensão de 250V	42
Figura 25 - Conjugado e velocidade angular para a simulação saturada.....	43
Figura 26 - Velocidade Angular com Zoom no Regime Permanente	43

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Valores Medidos nos testes sobre a Máquina de Indução	28
Tabela 2 - Parâmetros do circuito Equivalente do Motor de Indução	28
Tabela 3 - Comparação de valores calculados e simulados para a simulação sem saturação ..	39

1 Introdução

Entre vários efeitos físicos que ocorrem praticamente em todas as máquinas elétricas, um merece ser destacado sob um ponto de vista diferente, a saturação magnética. Uma máquina elétrica geralmente é projetada para operar e atender as demandas nominais, é justamente neste ponto de operação que o projetista aperfeiçoa a relação custo-benefício do ferro e do cobre que irão compor a sua estrutura eletromagnética. [2].

Entre as consequências provenientes da operação da máquina na região de saturação, está a distorção das correntes de fase geradas por ela, caso da ligação triângulo e distorção da tensão de linha caso da ligação estrela. Distorções na forma de onda alteram o seu valor eficaz, resultando em erros e falhas nos equipamentos de medição entre outros, como aumento das perdas. 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.

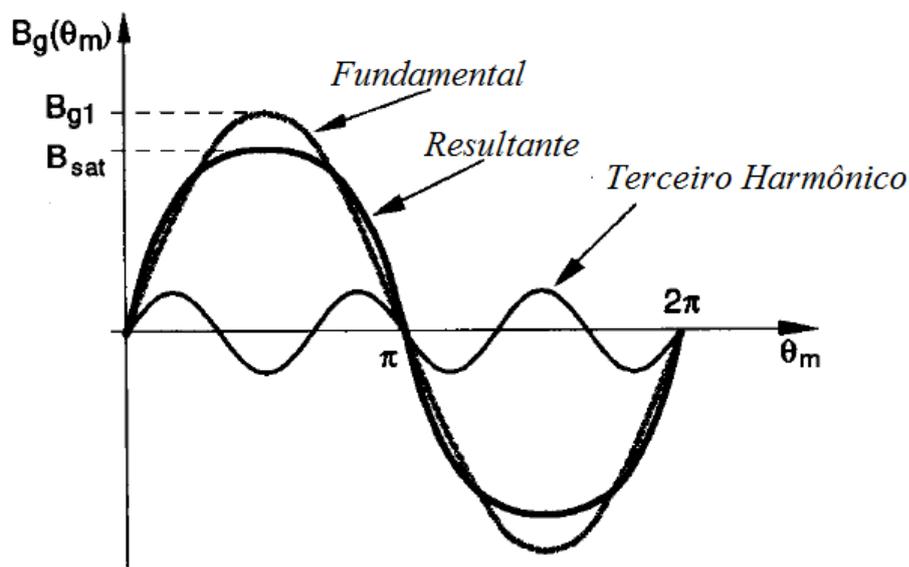


Figura 1 - Gráfico mostrando a influência do terceiro harmônico na Densidade de Campo Magnético

Na saturação magnética o harmônico mais dominante é o terceiro, podendo atingir valores relevantes em relação ao fundamental, dependendo do nível de saturação [3]. Na figura 1 é mostrado o efeito do terceiro harmônico na densidade de fluxo magnético.

È importante ressaltar que devido à simetria da forma de onda da densidade de fluxo apenas os harmônicos ímpares estarão presentes com grande predominância do terceiro.

Portanto é importante simular a máquina com uma modelagem que contemple a saturação magnética, sendo que esta modelagem foi desenvolvida por [5]. Partindo-se desta modelagem será estudado o efeito da saturação magnética em um motor de indução trifásico, a máquina será simulada na região linear e de saturação da sua curva de magnetização e os valores obtidos de simulação são comparados com os experimentais.

1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é a simulação computacional de um motor de indução trifásico do laboratório de máquinas elétricas da UFV, na qual é estudado o efeito da saturação magnética para analisar o desempenho da máquina. Os resultados da simulação são comparados com os obtidos experimentalmente.

1.2 Revisão Bibliográfica

1.2.1 Máquina de Indução

Existem dois tipos de máquinas de indução, as de rotor bobinado e de gaiola de esquilo. O motor de gaiola de esquilo possui um rotor que apresenta barras condutoras curto-circuitadas dispostas em formato circular, conforme mostrado na figura 2. A de rotor bobinado, no qual possui um enrolamento trifásico, semelhante ao do estator é mostrada na parte interna da figura 3.

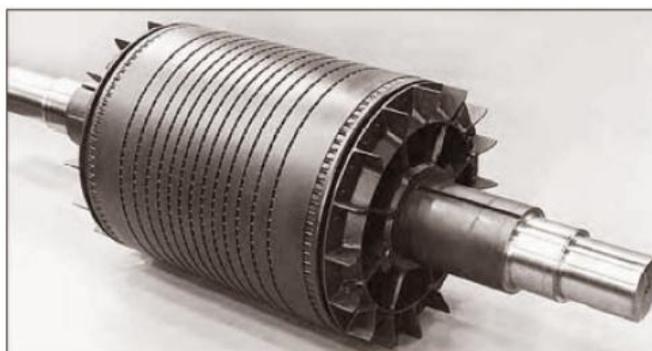


Figura 2 – Rotor em Gaiola de Esquilo

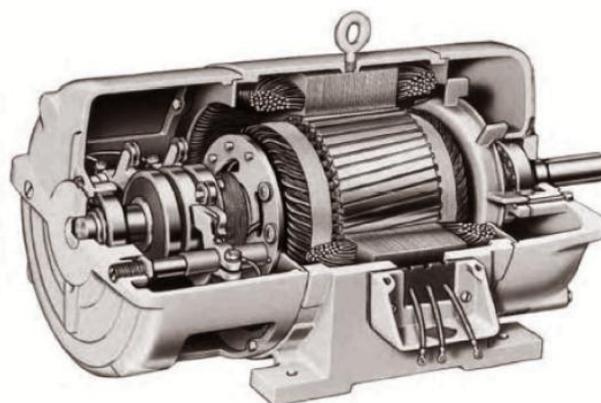


Figura 3 – Máquina de Indução com Rotor Bobinado

O estator é o mesmo para ambos os tipos de rotores, podendo ser ligado em estrela ou triângulo este estator é mostrado na figura 4. O princípio básico fundamental do funcionamento da máquina de indução é o estabelecimento do campo magnético girante no estator. Quando os terminais do estator são ligados a uma fonte de tensão alternada, trifásica e equilibrada, é estabelecido o campo magnético girante de amplitude e velocidade constante que gira no entreferro da máquina, com velocidade dada por:

$$W_s = \frac{120f_s}{p} \quad (1)$$

Nesta equação, W_s é a velocidade do campo girante da tensão em rpm, f_s é a frequência e p é o número de polos magnéticos da máquina. O campo girante, atravessando o entreferro, induz tensões nos enrolamentos do rotor e, como estes formam um circuito fechado, estabelece-se a circulação de correntes. Essas correntes produzem também um campo girante no rotor que interage com o campo girante do estator, produzindo o conjugado eletromagnético, arrastando o rotor na mesma direção do campo girante do estator.

A velocidade relativa entre o rotor e o campo girante no entreferro é denominada escorregamento, e é dada pela seguinte relação:

$$S = \frac{W_s - W_r}{W_s} \quad (2)$$



Figura 4 - Estator de uma típica máquina de indução mostrando os enrolamentos

Na equação 2, S é o escorregamento da máquina e W_R é a velocidade mecânica do rotor. No caso da máquina como motor, a velocidade do rotor é sempre inferior à síncrona (escorregamento positivo), e, à medida que é aumentada a carga no eixo, esta diferença aumenta. A redução na velocidade do rotor acarreta um aumento nas correntes induzidas em seus enrolamentos, as quais, ao interagir com o fluxo resultante, proporcionam um maior conjugado para acionamento da carga. A forma mais habitual de cálculo de desempenho da máquina de indução trifásica é o seu conhecido circuito equivalente por fase, mostrado na figura 5.

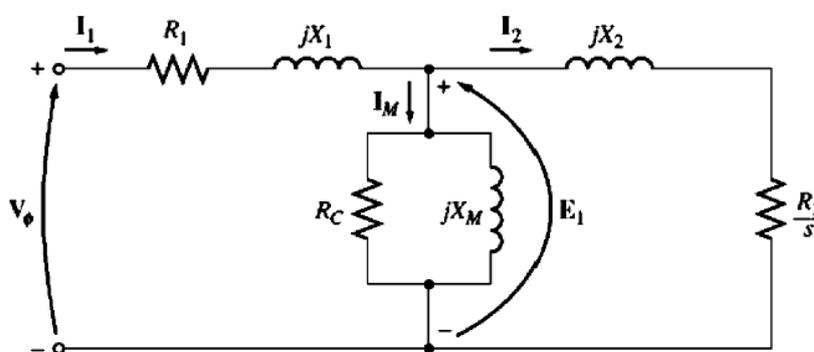


Figura 5 - Circuito Equivalente do Motor de Indução

Onde:

R_1 : Resistência do estator

X_1 : Reatância de dispersão do estator

R_2 : Resistência do rotor referida ao estator

X_2 : Reatância de dispersão do rotor referida ao estator

R_c : Resistência que representa as perdas no núcleo

X_M : Reatância de dispersão

S : Escorregamento

Esse circuito proporciona uma aproximação razoável do desempenho do motor de indução trifásico, porém, vários aspectos importantes são omitidos, como a questão dos harmônicos devido à distribuição não uniforme dos enrolamentos do estator e a saturação magnética, a qual provoca a não linearidade do ramo de magnetização.

1.2.2 Considerações Sobre a Modelagem Utilizada

Segundo [5] a modelagem matemática é feita tomando-se como variáveis de estado, do lado elétrico, os concatenamentos de fluxo das fases abc de estator e rotor, sem passar por nenhuma transformação de variáveis. A ligação entre estas variáveis de estado e as correntes de fase se faz através da separação do concatenamento de fluxo de cada fase nas partes de magnetização e de dispersão, considerando esta última sem saturação magnética. Desta forma a questão principal a ser resolvida na modelagem proposta, é a obtenção do concatenamento de fluxo magnetizante por fase. A solução proposta considera apenas a componente fundamental da distribuição espacial resultante de força magnetomotriz, considerando-a toda concentrada no entreferro da máquina. Esta distribuição produz, em cada fase do estator e do rotor, o concatenamento de fluxo magnetizante. Este é obtido considerando a fase composta por um enrolamento distribuído e de passo fracionário e, portanto, no seu cálculo, estão incluídos os harmônicos espaciais. Além dos efeitos da distribuição e do fracionamento de passo, para incluir a saturação magnética no cálculo do concatenamento magnetizante, é considerada a curva de magnetização normal da máquina, onde se faz a passagem das grandezas f.m.m para densidade de fluxo magnético.

O modelo físico proposto considera toda f.m.m distribuída ao longo do entreferro da máquina, para efeito de cálculo dos concatenamentos de fluxo magnetizante. Isto permite realizar estes cálculos através das técnicas analíticas de integração, sem necessidade de se recorrer a integrações numéricas e mapeamento de campos magnéticos. Vale lembrar que métodos numéricos de integrações são utilizados.

Na saturação magnética, a f.m.m necessária ao estabelecimento do campo magnético no material ferromagnético já não é mais desprezível, portanto fisicamente, a distribuição de f.m.m não se limita ao entreferro da máquina.

Porém utilizando a curva de magnetização normal da máquina, esta se apresenta englobando todo o resultado da saturação, conseqüentemente não distinguindo o que é pertinente ao entreferro e as diversas regiões ferromagnéticas. Assim do ponto de vista de

concatenamento de fluxo, tanto faz imaginar ou não toda f.m.m distribuída apenas no entreferro [3].

Como o interesse neste modelo são as grandezas terminais, tensão e corrente, e como estas são dependentes dos concatenamentos de fluxo magnético, pode-se concluir pela viabilidade de se considerar toda f.m.m distribuída ao longo do entreferro.

1.2.3 Modelagem do Motor de Indução Trifásico

Em modelos de máquinas elétricas polifásicas que consideram o circuito magnético como sendo linear, para a obtenção do concatenamento de fluxo magnetizante de uma fase pode-se aplicar o princípio da superposição de causas e efeitos físicos. Isto significa que é possível obter separadamente das distribuições de f.m.m das fases as respectivas distribuições de densidade de fluxo magnético. A partir da superposição destas últimas distribuições é possível obter o concatenamento de fluxo magnetizante de cada fase. Todavia, quando se considera a saturação magnética, a mesma caracteriza uma não linearidade física do circuito magnético, e neste caso, para a obtenção do fluxo resultante de uma fase não se aplica a superposição mencionada anteriormente [13]. Há de se considerar, portanto, que deve ser estabelecida outra metodologia para a obtenção da modelagem matemática para a máquina onde se deseja incluir a não linearidade magnética.

É essencial entender, que duas grandezas devem ficar bem definidas e distintas. Estas grandezas são as distribuições espaciais de força magnetomotriz e densidade de fluxo magnético [13]. Como a superposição é de causa e efeito, pode-se então, mesmo incluindo a não linearidade magnética, superpor as f.m.ms das fases da máquina, obtendo-se assim a f.m.m resultante. O modelo proposto considera toda distribuição de F.m.m localizada apenas no entreferro da máquina, portanto a referida resultante é a somatória algébrica das F.m.m de todas as fases do estator e do rotor da máquina. A partir dessa resultante, obtém-se através da curva de magnetização normal a respectiva distribuição. Esta por sua vez permite a obtenção dos concatenamentos do fluxo magnetizante das fases.

A figura 6 representa um enrolamento genérico de uma das fases do estator da máquina de indução, aplicando a lei das malhas tem-se que a tensão na fase i é dada por (3), onde i_i é a corrente na fase “ i ”, R_i resistência na fase “ i ” e λ_i é o concatenamento total de fluxo na fase “ i ”.

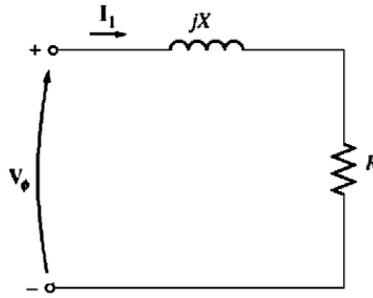


Figura 6 - Circuito Representando uma Fase Genérica

$$V_i = R_i i_i + \frac{d\lambda_i}{dt} \quad (3)$$

O concatenamento λ_i pode ser dividido em fluxo magnetizante λm_i e fluxo de dispersão λd_i onde:

$$\lambda_i = \lambda d_i + \lambda m_i \quad (4)$$

Considerando a hipótese do fluxo de dispersão sem saturação, tem-se:

$$\lambda d_i = L_i i_i \quad (5)$$

Onde: L_i a indutância de dispersão na fase “i”. Adicionando (5) em (4) tem-se que a corrente vale:

$$i_i = \frac{\lambda_i - \lambda m_i}{L_i} \quad (6)$$

Nas equações (5) e (6), os concatenamentos totais de fluxo de todas as fases do rotor e do estator são tomados como variáveis de estado para solução numérica da modelagem. Essas equações são básicas para a solução do modelo, pois, admitindo-se conhecidos os parâmetros L_i e R_i , e também a tensão v_i , a relação entre a corrente de fase e o fluxo magnetizante pode ser obtida de (6), sendo para isso necessário o conhecimento do valor da parcela magnetizante do fluxo concatenado. Para a obtenção de λm_i é necessário o conhecimento das características do circuito magnético da máquina, as quais, nessa modelagem, são proporcionadas pelas *funções harmônicas magnéticas*. Com a parcela magnetizante do fluxo já obtida, é possível então encontrar o valor da corrente de fase através da equação (5), e, em seguida, utilizá-la

para encontrar o valor da tensão terminal na equação (3), através da solução numérica das equações diferenciais envolvidas.

Para se obter λm_i , considera como hipótese apenas a componente fundamental da distribuição espacial de força magnetomotriz resultante produzida pelas correntes em todas as fases do estator e do rotor da máquina $fmm(\theta)$. Adotando uma referência angular θ , com origem no eixo da fase *a* do estator e admitindo uma sequência de fase abc, em um determinado instante o valor máximo da distribuição espacial FM, se encontra em uma posição dada pelo ângulo α de acordo com a figura 7.

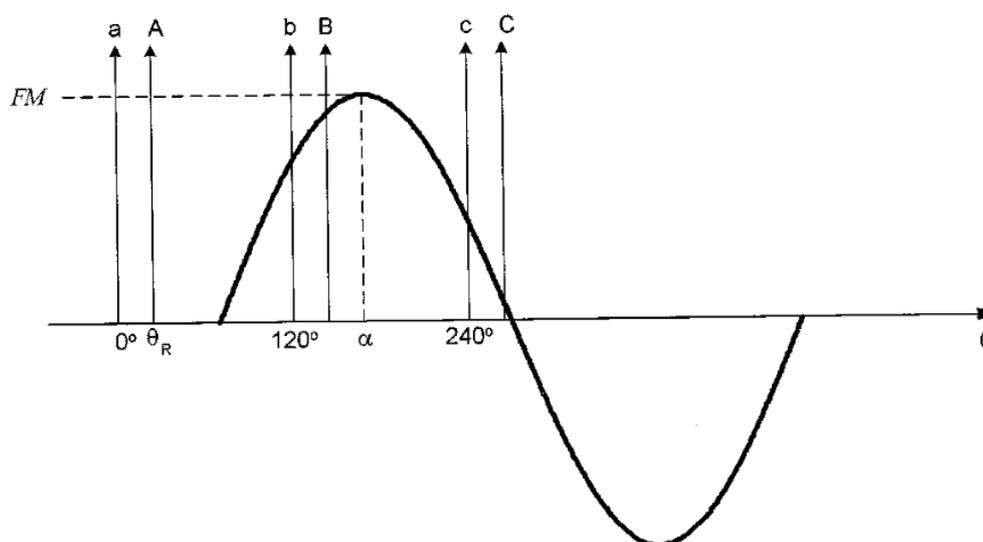


Figura 7 - Distribuição Espacial da Força Magnetotriz

Observando a figura 7 tem-se que FM é o valor de pico da curva, sendo assim é possível representar a distribuição de força magnetomotriz, fmm em uma determinada posição angular, pela equação abaixo:

$$fmm(\theta) = FM \cos(\theta - \alpha) \quad (7)$$

Segundo [5] a equação (7) pode ser escrita de acordo com a relação abaixo:

$$FM \cos(\theta - \alpha) = \sum_i 2K_i i_i \cos(\theta - \theta_i) \quad (8)$$

Onde, $K_i = K$ (sendo $i = a, b, c, A, B, C$). As letras minúsculas, abc, representam as fases do estator e as maiúsculas, ABC, fases do rotor.

Sendo assim, K_a , K_b , K_c são fatores dos enrolamentos das fases “abc” do estator, respectivamente. Por sua vez K_A , K_B , K_C são fatores dos enrolamentos das fases “ABC” do rotor, respectivamente.

Na figura 8 é mostrada uma curva pontilhada que representa a real distribuição de densidade de campo magnético no entre-ferro da máquina e a curva não pontilhada a componente da força magnetomotriz. Considerando o eixo da fase genérica “ i ” localizado através de um ângulo θ_i , no sistema de referência θ , pode-se obter o concatenamento de fluxo λm_i produzido pela distribuição de campo magnético $B(\theta)$ no enrolamento da fase i .

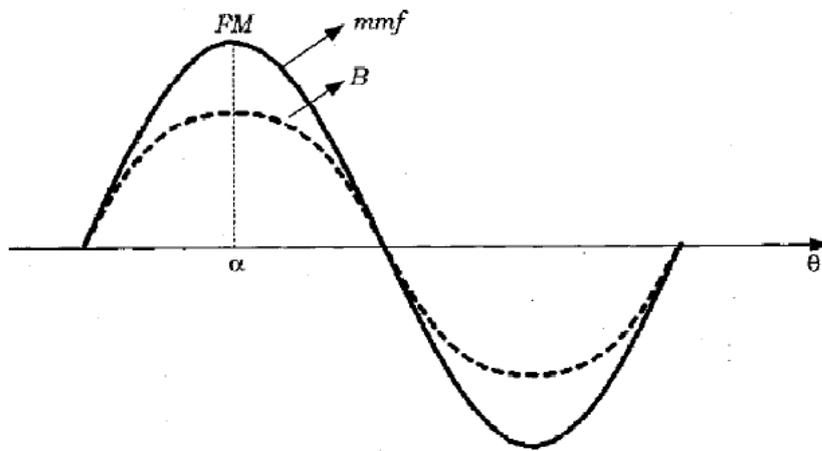


Figura 8 - Distribuição da densidade de campo magnético com saturação e sem saturação

É possível notar que a distribuição de $B(\theta)$ é simétrica em relação ao eixo da distribuição da força magnetomotriz. Portanto a decomposição na série de Fourier, apenas existira as harmônicas ímpares, sendo que $B(\theta)$ pode ser escrito da seguinte forma:

$$B(\theta) = \sum_{h_{\text{ímpar}}} B_h(\theta) \cos(h(\theta - \alpha)) \quad (9)$$

Outra questão importante é que o achatamento na forma de onda da distribuição de densidade de fluxo é proporcionado, em sua maior parte, pela componente de terceiro harmônico. Seguindo com o desenvolvimento, o fluxo magnetizante devido a $B(\theta)$ pode ser obtido através da integral representada pela equação (10) [5].

$$\lambda m_i = 2N_i L R \sum_{j=1}^{n_i} \int_{\theta'_{j}}^{\theta''_{j}} B(\theta) d\theta \quad (10)$$

Onde:

N_i – Número de espiras em cada bobina, considerando o enrolamento de dupla camada

R – Raio da circunferência formada pelos pontos médios do entre-ferro.

n_i – Número de ranhuras por polo por fase.

A integral da equação (10) é resultante das características físicas da máquina, bem como número de enrolamentos e de bobinas, em que o intervalo de integração segue a posição angular do início e o fim uma bobina de ordem j . Substituindo (9) em (10) e resolvendo a integral resulta na equação abaixo:

$$\lambda m_i = \sum_h F_h(\overline{FM}) \cos(h(\theta - \alpha)) \quad (11)$$

Na equação anterior, \overline{FM} é o valor máximo de cada componente harmônica do fluxo magnetizante de fase. Serão considerados apenas componentes de primeiro e terceiro harmônicos $F_1(\overline{FM})$ e $F_3(\overline{FM})$, sendo que esses valores são obtidos experimentalmente.

Observando a equação (8) é possível coloca-la na forma fasorial como segue abaixo:

$$FM \angle - \alpha = \sum_i 2K_i i_i \angle - \theta_i \quad (12)$$

Fazendo $\overline{FM} = \frac{FM}{2K}$, onde \overline{FM} resulta em uma grandeza de corrente elétrica, e utilizando (6), tem-se que (12) se torna:

$$\overline{FM} \angle - \alpha = \sum_i \frac{\lambda_i - \lambda m_i}{L_i} \angle - \theta_i \quad (13)$$

De (13) tem-se a forma retangular:

$$\overline{FM} \cos \alpha - j \overline{FM} \sen \alpha = \sum_i \frac{\lambda_i - \lambda m_i}{L_i} \cos \theta_i - j \sum_i \frac{\lambda_i - \lambda m_i}{L_i} \sen \theta_i \quad (14)$$

Fazendo:

$$FR = \overline{FM} \cos \alpha \quad (15)$$

$$FI = \overline{FM} \operatorname{sen} \alpha \quad (16)$$

$$f_R(\lambda) = \sum_i \frac{\lambda_i}{L_i} \cos \theta_i \quad (17)$$

$$f_I(\lambda) = \sum_i \frac{\lambda_i}{L_i} \operatorname{sen} \theta_i \quad (18)$$

$$\lambda m_R = \sum_i \frac{\lambda m_i}{L_i} \cos \theta_i \quad (19)$$

$$\lambda m_I = \sum_i \frac{\lambda m_i}{L_i} \operatorname{sen} \theta_i \quad (20)$$

Utilizando as definições de (15) a (20) e substituindo em (14) tem-se que:

$$FR = f_R(\lambda) - \lambda m_R \quad (21)$$

$$FI = f_I(\lambda) - \lambda m_I \quad (22)$$

Quando a expressão (11) é substituída em (19) e (20) para a continuação do procedimento matemático, o termo $F_3(FM) \cos(3(\alpha - \theta_i))$, se cancela no decorrer do desenvolvimento, resultando em (23) e (24), considerando h igual a 1 e 3.

$$\lambda m_R = \sum_i \frac{F_1(\overline{FM})}{L_i} \cos(\alpha - \theta_i) \cos(\theta_i) \quad (23)$$

$$\lambda m_I = \sum_i \frac{F_1(\overline{FM})}{L_i} \cos(\alpha - \theta_i) \operatorname{sen}(\theta_i) \quad (24)$$

Utilizando relações trigonométricas (23) e (24) tornam-se:

$$\lambda m_R = F_1(\overline{FM}) \sum_i \frac{1}{2L_i} [\cos(\alpha) + \cos(\alpha - 2\theta_i)] \quad (25)$$

$$\lambda m_I = F_1(\overline{FM}) \sum_i \frac{1}{2L_i} [\operatorname{sen}(\alpha) + \operatorname{sen}(2\theta_i - \alpha)] \quad (26)$$

Para uma máquina simétrica, as indutâncias para os enrolamentos das fases “abc” do estator são iguais, o mesmo acontecendo com as fases “ABC” do rotor, portanto;

$$L_a = L_b = L_c = L_S$$

$$L_A = L_B = L_C = L_R$$

Para uma máquina de indução trifásica, com os enrolamentos do estator e do rotor deslocados geometricamente no espaço de 120° , ($\theta_a = \theta_A = 0^\circ$, $\theta_b = \theta_B = 120^\circ$, $\theta_c = \theta_C = 240^\circ$).

De (25) e (26), obtém-se:

$$\lambda m_R = \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[\frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \cos \alpha \quad (27)$$

$$\lambda m_I = \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[\frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \sin \alpha \quad (28)$$

Substituindo (15) e (16) em (27) e (28) tem-se:

$$\lambda m_R = \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[\frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \frac{FR}{\overline{FM}} \quad (29)$$

$$\lambda m_I = \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[\frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \frac{FI}{\overline{FM}} \quad (30)$$

Substituindo (29) e (30) em (21) e (22):

$$FR = f_R(\lambda) - \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[\frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \frac{FR}{\overline{FM}} \quad (31)$$

$$FI = f_I(\lambda) - \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[\frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \frac{FI}{\overline{FM}} \quad (32)$$

Logo,

$$\left[1 + \frac{3 F_1(\overline{FM})}{2 \overline{FM}} \left[\frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \right] FR = f_R(\lambda) \quad (33)$$

$$\left[1 + \frac{3 F_1(\overline{FM})}{2 \overline{FM}} \left[\frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \right] FI = f_I(\lambda) \quad (34)$$

Somando as (33) e (34) após elevar todos os termos ao quadrado e utilizando as definições (15) e (16) tem-se que:

$$\left[1 + \frac{3 F_1(\overline{FM})}{2 \overline{FM}} \left[\frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \right]^2 \overline{FM}^2 = f_R^2(\lambda) + f_I^2(\lambda) \quad (35)$$

Fazendo,

$$A = \frac{3}{2} \left[\frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_R} \right] \quad (36)$$

$$f^2(\lambda) = f_R^2(\lambda) + f_I^2(\lambda) \quad (37)$$

Então,

$$f(\lambda) = \left[1 + A \frac{F_1(\overline{FM})}{\overline{FM}} \right] \overline{FM} \quad (38)$$

Isolando o termo $F_1(\overline{FM})$, tem-se que:

$$F_1(\overline{FM}) = \frac{1}{A} f(\lambda) - \frac{1}{A} \overline{FM} \quad (39)$$

De (15), (16), (33) e (34)

$$tg\alpha = \frac{f_I(\lambda)}{f_R(\lambda)} \quad (40)$$

A expressão (39) torna-se a equação de uma reta, cujos coeficientes, linear vale $f(\lambda)/A$ e angular $-1/A$. O ponto de interseção dessa reta com a curva de magnetização normal da máquina, que relaciona $F_1(\overline{FM})$ com \overline{FM} , completa os sistemas de equações a serem resolvidos, uma vez que o valor de $F_3(\overline{FM})$ de (11) pode também ser obtido.

O conjugado eletromagnético pode ser representado de acordo com [5]:

$$T_i = \frac{P}{2} \sum_{h \text{ ímpar}} F_h(\overline{FM}) h i_i \text{sen}[h(\alpha - \theta_i)] \quad (41)$$

Admitindo-se uma sequência de fase abc :

$$T_i = \frac{P}{2} \sum_{h \text{ ímpar}} F_h(\overline{FM}) [i_A \text{sen}(\alpha - \theta_R) + i_B \text{sen}(\alpha - \theta_R - 120^\circ) + i_C \text{sen}(\alpha - \theta_R + 120^\circ)] \quad (42)$$

Onde: θ_R é a posição do eixo da fase "A" do rotor em relação ao eixo da fase "a" do estator. E aplicando a lei de Newton no eixo da máquina, tem-se para o funcionamento como motor a equação abaixo:

$$T_m - T_c - DW_R = J \frac{dW_R}{dt} \quad (43)$$

$$W_R = \frac{d\theta_R}{dt} \quad (44)$$

Onde:

T_m - conjugado eletromecânico;

T_c - conjugado da carga mecânica;

D - coeficiente de atrito viscoso;

J - momento de inércia do rotor

2 *Materiais e Métodos*

2.1 *Obtenção experimental das Características Magnéticas e Parâmetros da Máquina de Indução*

2.1.1 *Obtenção dos Parâmetros da Máquina de Indução*

Os parâmetros da máquina de indução e as suas características magnéticas dadas pela força magnetomotriz máxima \overline{FM} , e pelas funções $F_1(\overline{FM})$ e $F_3(\overline{FM})$, são obtidas utilizando-se um motor de indução trifásico, com rotor em gaiola de esquilo, Y/ Δ 380/220 V, 4 polos, P= 2,24 kW, FP=0,8 , $W_r= 1690$ rpm. Os parâmetros do circuito equivalente são obtidos pelos ensaios da máquina em vazio, e com o rotor bloqueado, a resistência do estator é medida diretamente através de um ohmímetro.

Para obtenção das características magnéticas, a máquina é operada na velocidade síncrona, o enrolamento do estator é ligado em delta e alimentado por uma fonte senoidal de tensões trifásicas balanceadas.

No ensaio a vazio, o motor é alimentado na tensão nominal sem qualquer carga mecânica conectada ao seu eixo. Dessa forma o escorregamento é praticamente nulo, o que permite desprezar o ramo referente ao rotor no circuito equivalente da figura 5. Nessa etapa deve ser medida a corrente de fase, a tensão de fase e a potência ativa trifásica.

No ensaio com rotor bloqueado, a máquina é alimentada por uma fonte de tensão variável de forma a circular a corrente nominal de fase, enquanto o rotor é mantido estático, mediante travamento mecânico externo. Com o rotor travado, o escorregamento é unitário, de forma que o ramo magnetizante pode ser excluído do circuito equivalente da figura 5 por estar em paralelo a uma impedância muito baixa. Novamente são medidos os valores eficazes da corrente e da tensão de fase e a potência ativa trifásica.

Um teste em corrente contínua também é necessário para a medição direta da resistência dos enrolamentos do estator. Neste teste, o enrolamento de uma fase é alimentado pelo valor nominal de corrente e a tensão terminal é medida. Como em corrente contínua não há efeito indutivo, a resistência dos enrolamentos do estator pode ser calculada diretamente como a razão entre a corrente e a tensão medida. Essa resistência, no entanto, corresponde a

um valor em corrente contínua. Para a operação em corrente alternada, esse valor sofre um acréscimo devido ao efeito pelicular, e o valor CC obtido deve ser aumentado em 60% para corresponder ao valor CA [8]. A tabela 1 mostra os dados obtidos dos respectivos ensaios descritos anteriormente.

Tabela 1 - Valores Medidos nos testes sobre a Máquina de Indução

Teste a Vazio			Teste Rotor Bloqueado			Teste CC	
Tensão	Corrente	Potência	Tensão	Corrente	Potência	Tensão	Corrente
220 V	3,17 A	150 W	71,1 V	5,24 V	601 W	3,5 V	5,07 V

Os resultados dos cálculos dos parâmetros mediante aos ensaios realizados são:

Tabela 2 - Parâmetros do circuito Equivalente do Motor de Indução

Resistencia do estator R_s (Ω)	3.28
Resistência do rotor R_r (Ω)	4.81
Indutância de dispersão do estator L_s (mH)	16.53
Indutância de dispersão do rotor referida ao estator L_r (mH)	16.53
Indutância de magnetização L_m (mH)	271.12
Resistência representativa da perdas no ferro R_p (Ω)	932.26

2.1.2 Determinação das curvas de Magnetização

Primeiramente, a máquina foi ligada em triângulo e acionada na sua velocidade síncrona por um motor síncrono de acordo com a figura 9. Em seguida foram aplicados gradativamente tensões nos terminais do estator até que ela atingisse um bom nível de saturação magnética. Para cada nível de tensão foram medidos os valores instantâneos de tensão e de corrente de fase. Para uma maior precisão deve-se tomar a corrente de magnetização i_m retirando a componente i_p de i_i . Como o rotor é acionado na velocidade síncrona o escorregamento é zero, fazendo com que o circuito equivalente do motor se reduza ao circuito da figura 10.

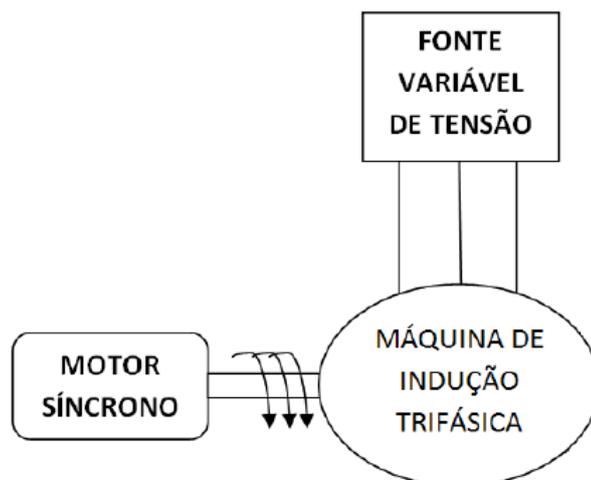


Figura 9 - Diagrama Esquemático para Obtenção da Curva de Magnetização

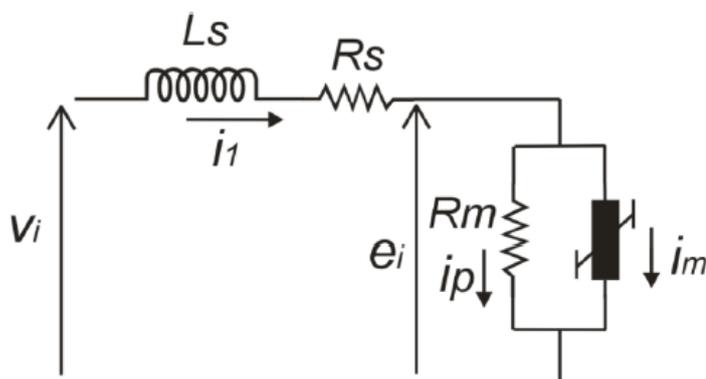


Figura 10 - Circuito Equivalente da Máquina de Indução Operando na Velocidade Síncrona

Onde:

e_i - Força eletromotriz induzida na fase i em valores instantâneos.

i_p - Corrente referente às perdas no núcleo magnético, na fase i , em valores instantâneos.

i_m - Corrente de magnetização na fase i .

R_m - Resistência referente às perdas no núcleo magnético.

Da figura 10 é possível escrever a equação da força eletromotriz induzida:

$$e_i = v_i - R_s i_i - L_s \frac{di_i}{dt} \quad (45)$$

Para obtenção da corrente de perdas no ferro P_{fe} , calcula-se a potência perdida no núcleo magnético através da diferença entre a potência média de entrada e a potência média perdida no cobre dos enrolamentos.

$$P_{fe} = P_i - R_s(I_{efi})^2 \quad (46)$$

I_{efi} é o valor eficaz da corrente de fase. E a potencia de entrada é calculada por:

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^T v_i i_i dt \quad (47)$$

Da figura 8 a corrente de perdas no ferro é:

$$ip_i = \frac{e_i}{R_m} \quad (48)$$

Onde:

$$R_m = \frac{E_i^2}{P_{fe}} \quad (49)$$

E_i é aforça eletromotriz induzida na fase i em valor eficaz. Em seguida substituindo (46) em (49) e colocando o resultado em (48) tem-se que:

$$ip_i = \frac{e_i(P_i - R_s I_{efi}^2)}{E_i^2} \quad (50)$$

Portanto, de (56) determina-se ip_i . Dos valores de i_i e ip_i , obtem-se im_i

$$im_i = i_i - ip_i \quad (51)$$

Decompondo (51) em sua serie de Fourier e tomando apenas a componente fundamental, tem-se que:

$$\overline{FM} = \frac{3}{2} Im_i \quad (52)$$

Sendo Im o valor máximo da componente fundamental de im_i

O fluxo magnetizante pode ser obtido através da integração das equações (3) e (4) na seguinte forma:

$$V_i - R_i \dot{i}_i = \frac{d\lambda_i}{dt} \quad (53)$$

$$\lambda m_i = \lambda_i - \lambda d_i \quad (54)$$

Com os resultados das equações (53) e (54) é possível obter as funções harmônicas magnéticas, ou seja, $F_1(\overline{FM})$ e $F_3(\overline{FM})$, mediante a decomposição de (54) em suas componentes harmônicas através da transformada de Fourier e da utilização apenas da amplitude de sua componente fundamental e de terceiro harmônico.

Na figura 11 é mostrada a curva de magnetização da máquina, na figura 12 é mostrada a componente fundamental do fluxo e na figura 13 a componente do terceiro harmônico.

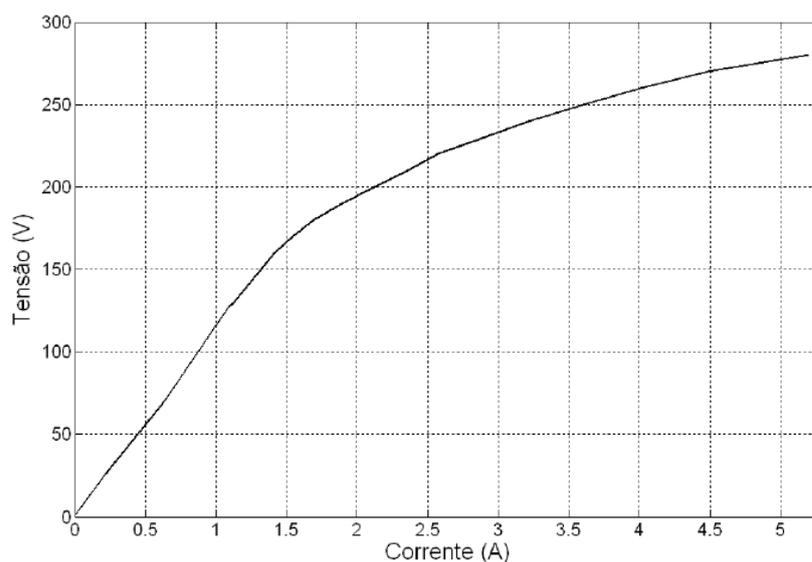


Figura 11 - Curva de Magnetização da Máquina de Indução

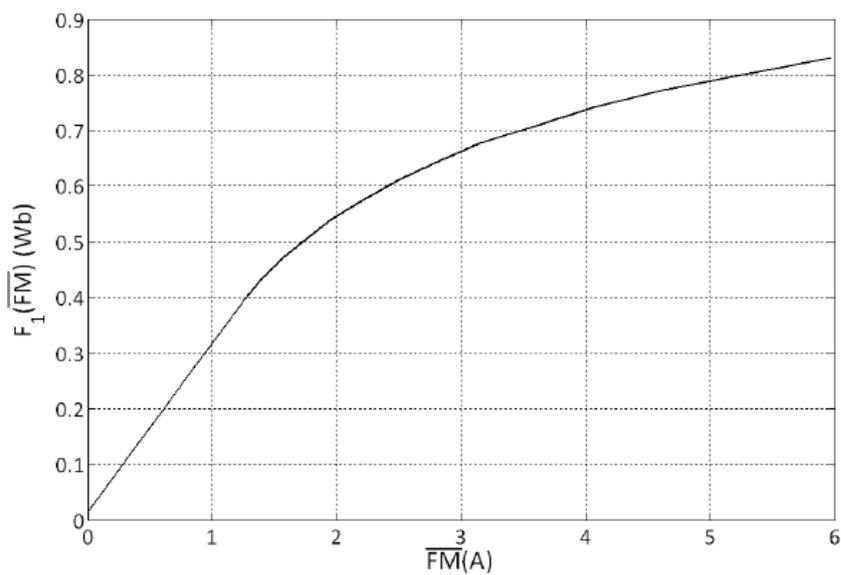


Figura 12 - Componente Fundamental da Característica de Magnetização da Máquina de Indução

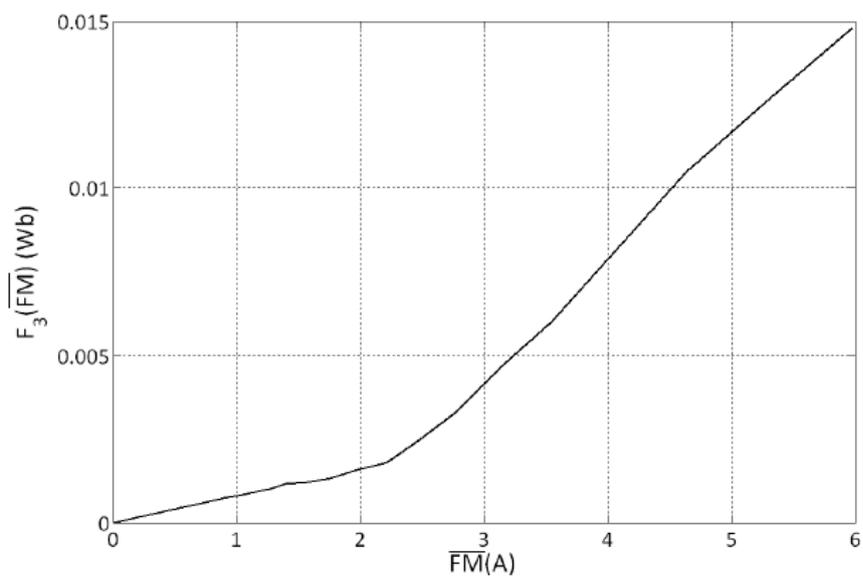


Figura 13 - Componente de terceiro harmônico da característica de magnetização máquina de indução.

2.2 Procedimento para Solução Numérica da Modelagem

2.2.1 Motor com Saturação

De acordo com o equacionamento desenvolvido, para uma determinada máquina de indução, conhecendo-se a tensão na fase genérica, v_i , e substituindo a Eq. (06) em (03), para as fases “abc” do estator e “ABC” do rotor tem-se que:

$$v_i = R_i \left(\frac{\lambda_i - \lambda_{m_i}}{L_i} \right) + \frac{d\lambda_i}{dt} \quad (55)$$

E utilizando-se as equações mecânicas dadas por (43) e (44), tem-se um sistema de equações diferenciais, resolvido através de um processo de integração numérica. Onde o referido sistema está no seguinte formato:

$$\dot{Y} = Y.A + B \quad (56)$$

Onde:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-Rr}{Lr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-Rr}{Lr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-Rr}{Lr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-D}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$Y = \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \\ W_R \\ \theta_R \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} v_a + \frac{R_s \lambda m_a}{L_s} \\ v_b + \frac{R_s \lambda m_b}{L_s} \\ v_c + \frac{R_s \lambda m_c}{L_s} \\ \frac{R_r \lambda m_A}{L_r} \\ \frac{R_r \lambda m_B}{L_r} \\ \frac{R_r \lambda m_C}{L_r} \\ \frac{T_m - T_c}{J} \\ 0 \end{bmatrix}$$

A matriz A contém os coeficientes que relacionam as variáveis de estado com suas derivadas e a matriz B contém os termos que não possuem qualquer relação direta com as variáveis de estado. A disposição das equações na forma de matriz é vantajosa e simplifica bastante a solução, pois as relações existentes entre diferentes variáveis de estado são explicitadas diretamente em uma única equação matricial, que representa o sistema de equações como um todo.

O ponto de interseção da reta referente à equação (39) com a curva de magnetização normal do motor, figura 12, determina os valores de \overline{FM} e $F_1(\overline{FM})$, e em seguida o valor de $F_3(\overline{FM})$. Isto é realizado para cada passo de integração.

O ponto de interseção da curva de magnetização com a equação da reta pode ser obtido de duas maneiras: a primeira é dividir a curva em vários segmentos de retas e programá-los com a equação da reta para obter o ponto de interseção. A segunda é transformar a curva em uma função polinomial. Com a função polinomial e a equação da reta obtém-se o ponto de cruzamento pela sua interseção. Dentro do que foi exposto acima, a curva foi aproximada por uma função polinomial e em seguida, programada com a equação da reta para obter \overline{FM} e $F_1(\overline{FM})$, a cada passo de integração.

Em seguida com os valores de $F_1(\overline{FM})$ e $F_3(\overline{FM})$, obtém-se o fluxo magnetizante, a corrente e o conjugado eletromagnético, dados pelas equações (6), (11) e (42), respectivamente. Estes resultados permitem a realização de mais um passo de integração das equações (3), (43) e (44) que estão representadas na equação matricial dada por (56). È

importante mencionar que o procedimento acima é realizado a cada passo de integração. O algoritmo completo está representado no diagrama de blocos da figura 14.

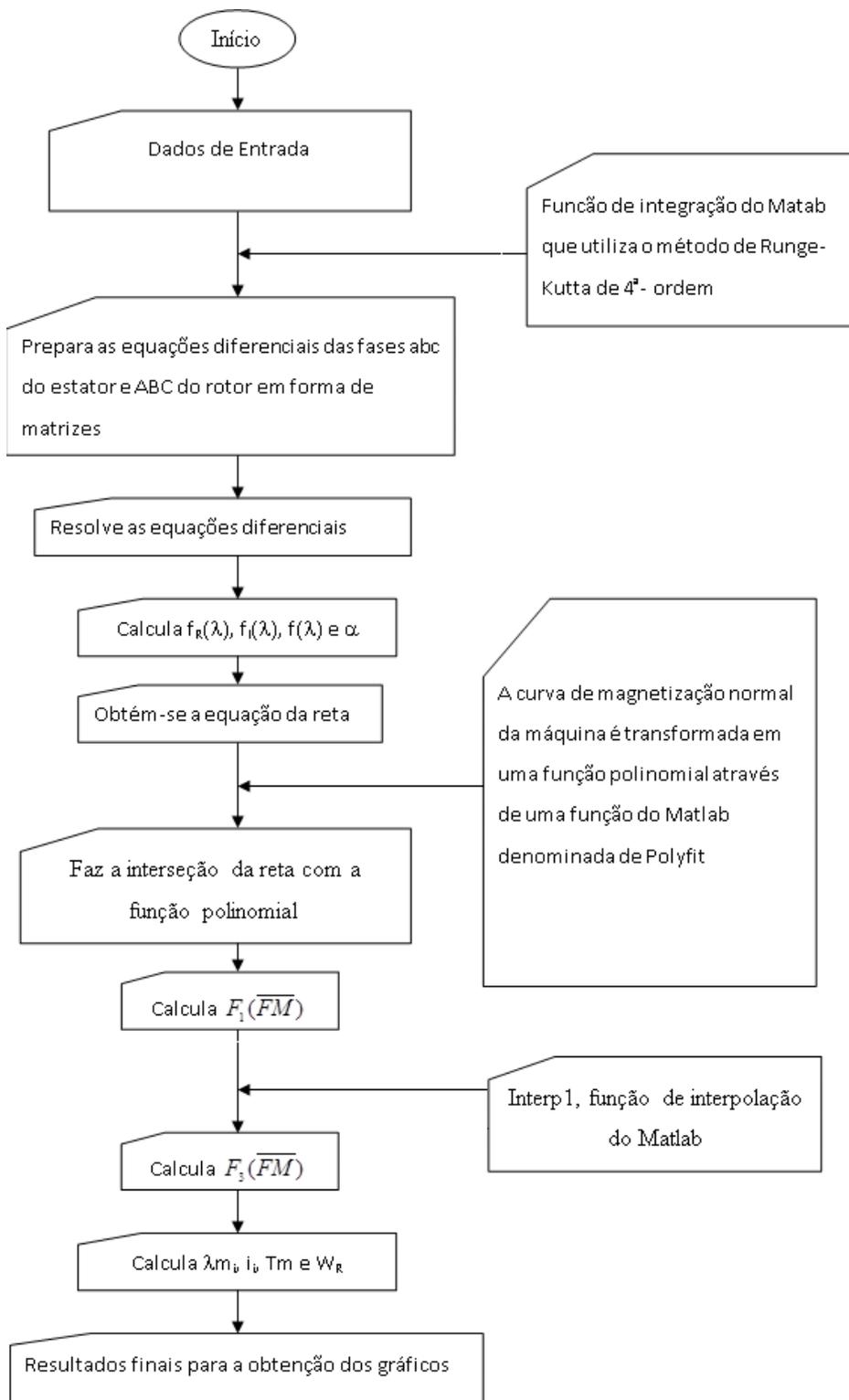


Figura 14 - Fluxograma para solução numérica da modelagem

2.2.2 Motor sem Saturação

A primeira simulação a ser feita, e que pode ter seus resultados checados, garantindo a não existência de erros provenientes de deduções matemáticas e análises físicas, pelos menos na situação linear, é a condição de funcionamento do motor sem saturação. A checagem é realizada com o circuito equivalente tradicional.

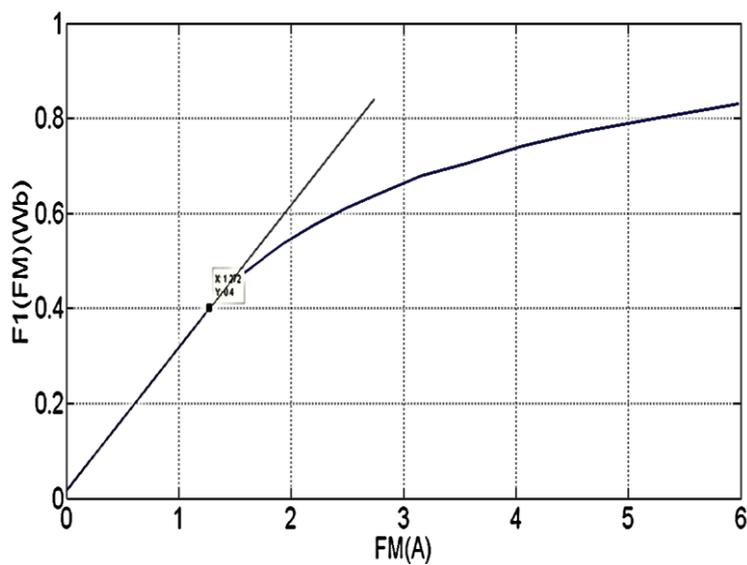


Figura 15 - Gráfico da curva de magnetização da máquina e a reta tangente a curva

Na condição sem saturação a função $F_1(\overline{FM})$ é dada pela reta que representa a parte inicial da característica apresentada na Fig. 15. Para o caso da máquina protótipo a função $F_1(\overline{FM})$ se relaciona com \overline{FM} pelo coeficiente da reta dado por (57). É importante notar que para este caso o valor de $F_3(\overline{FM})$ é nulo.

$$F_1(\overline{FM}) = 0,314\overline{FM} \quad (57)$$

A interseção de (57) com a equação da reta dada por (39), resulta em:

$$\overline{FM} = \frac{f(\lambda)}{0,314A + 1} \quad (58)$$

Substituindo (58) em (57) tem-se que:

$$F_1(\overline{FM}) = \frac{0,314f(\lambda)}{0,314A + 1} \quad (59)$$

3 Resultados e Discussões

3.1 Simulação Linear

Primeiramente foi simulado o programa referente à parte linear, foram obtidos valores de tensão, corrente, conjugado, e velocidade angular do rotor. Os valores de corrente e velocidade foram comparados com valores calculados do circuito equivalente. Os gráficos citados seguem nas figuras de 16 a 19.

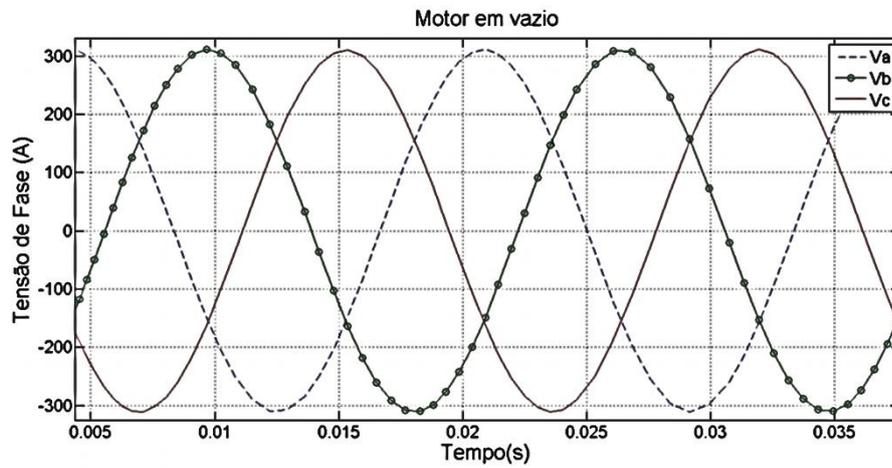


Figura 16 - Tensão de entrada (220 rms) para a simulação linear

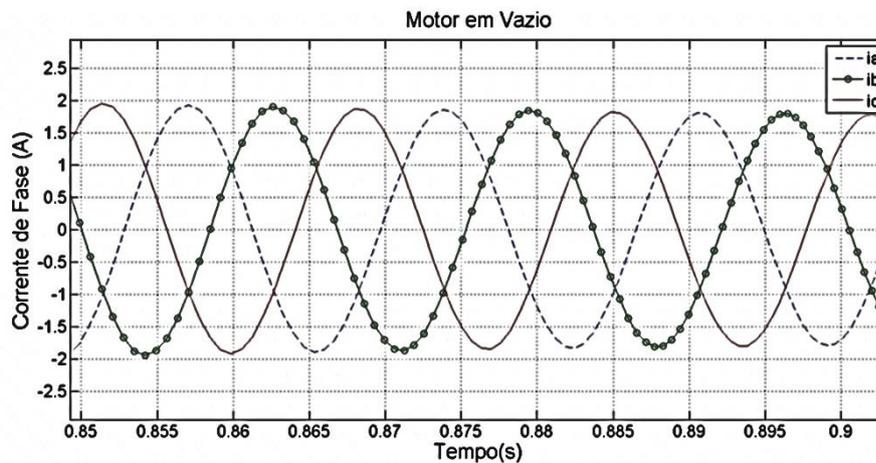


Figura 17 - Corrente de fase para simulação linear

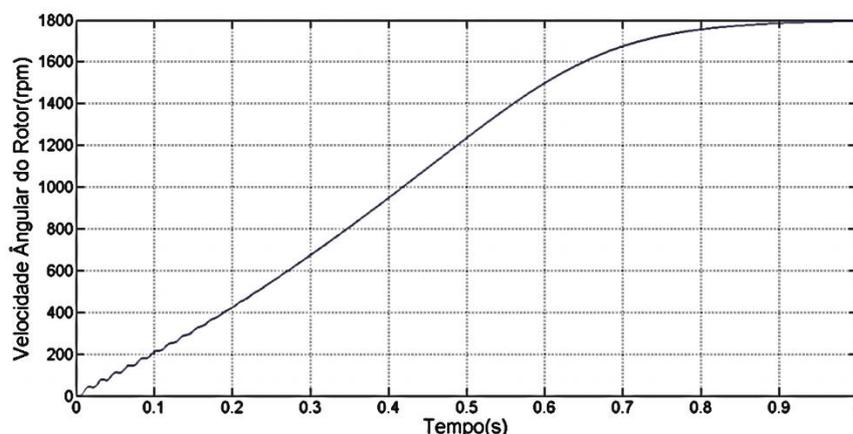


Figura 18 - Velocidade agulhar do rotor

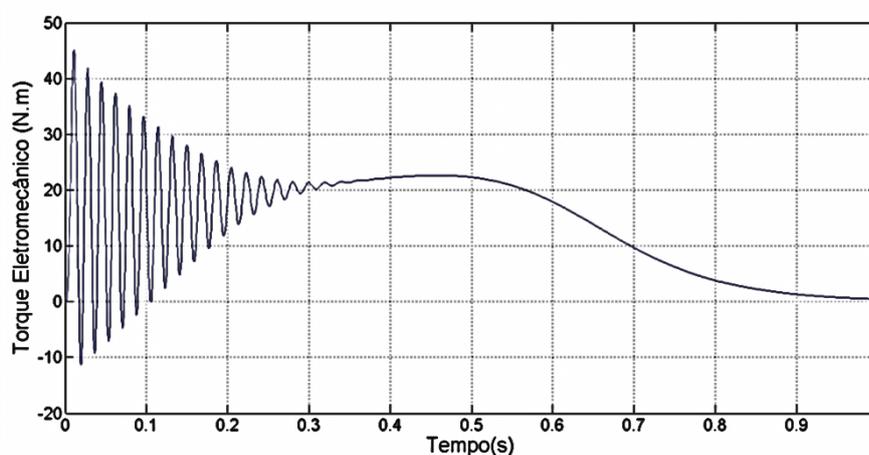


Figura 19 - Conjugado do motor

Como é possível visualizar nas curvas acima, a velocidade angular estabilizou corretamente em 1800 rpm, o que era esperado, pois a máquina está em vazio. O gráfico do conjugado também apresenta um comportamento adequado, pois como não há carga no eixo da máquina o torque tende a estabilizar em torno de zero.

Analisando a figura 20, a qual representa a corrente nas fases abc do estator que foram calculadas com auxílio do circuito equivalente, é possível comparar com a figura 17. Sendo assim é possível afirmar que o valor da corrente simulada para o caso linear está bem próximo do valor calculado. Na tabela 3 é mostrado o valor calculado pelo circuito equivalente e o valor simulado.

Tabela 3 - Comparação de valores calculados e simulados para a simulação sem saturação

	Simulação	Calculado
Corrente de fase rms (A)	1,41	1,56
Velocidade angular (rpm)	1800	1800

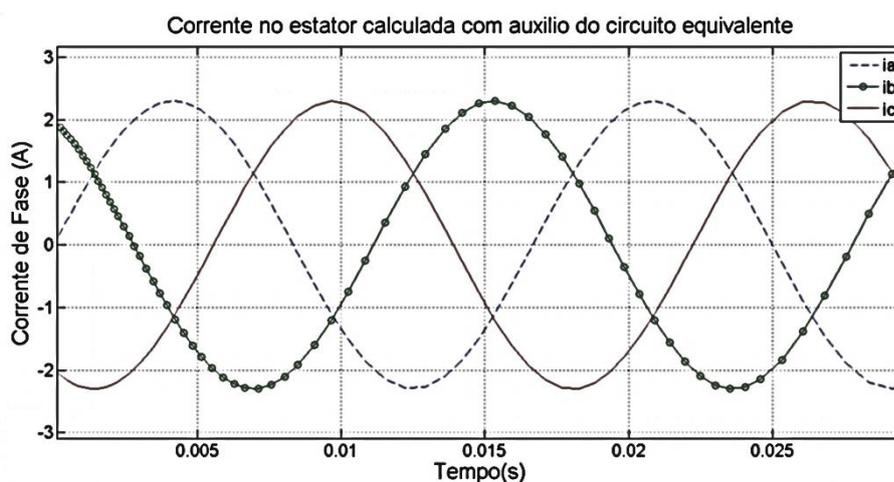


Figura 20 - Corrente Calculada através do circuito equivalente.

3.2 Simulação Com Saturação

A seguir são mostrados os gráficos referentes à simulação com saturação. Os gráficos foram gerados utilizando tensões de 190, 220, 230 e 250 V. E em seguida retirado extraído o harmônico.

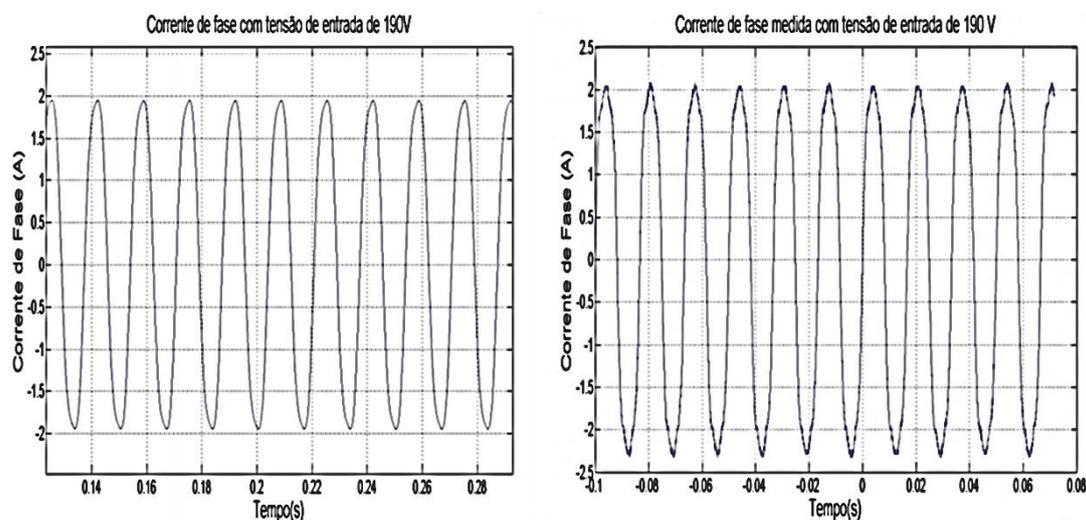


Figura 21 – Corrente simulada e medida para tensão de 190V

Para comparação teórico-experimental, foram realizados ensaios no laboratório de máquinas de indução utilizando os mesmos valores feitos na simulação e esses valores foram obtidos através de um osciloscópio digital e passados para o computador. É importante ressaltar que os terminais do estator foram ligados em triângulo e neste caso quem distorce é a forma de onda da corrente de fase e não a tensão.

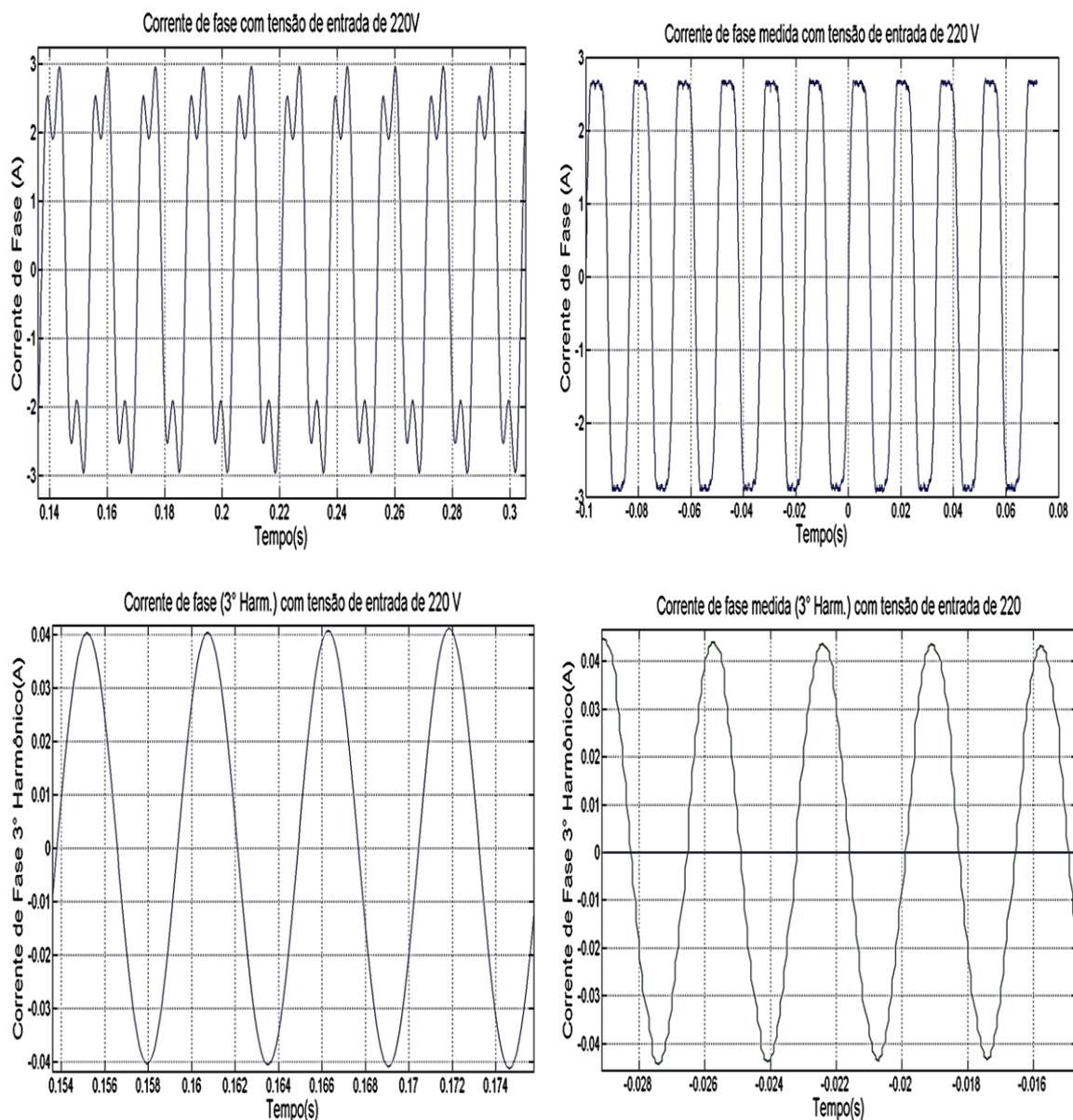


Figura 22 - Corrente simulada e medida para tensão de 220V

Quando foi utilizada uma tensão de 190 V (figura 21) foi observado uma amplitude baixa para a componente de terceiro harmônico isto porque a máquina está operando na sua região linear. Além disso, o valor medido ficou bem próximo do valor simulado.

Analisando a figura 22 percebe-se que a componente de 3° harmônico já está presente e está mais visível na simulação, isto porque a máquina de indução se encontra no “joelho” da curva de magnetização começando a apresentar características não lineares. Normalmente para prevenir à saturação da máquina a mesma é projetada para operar na sua tensão nominal com carga nominal no eixo, em torno do joelho da sua curva de magnetização.

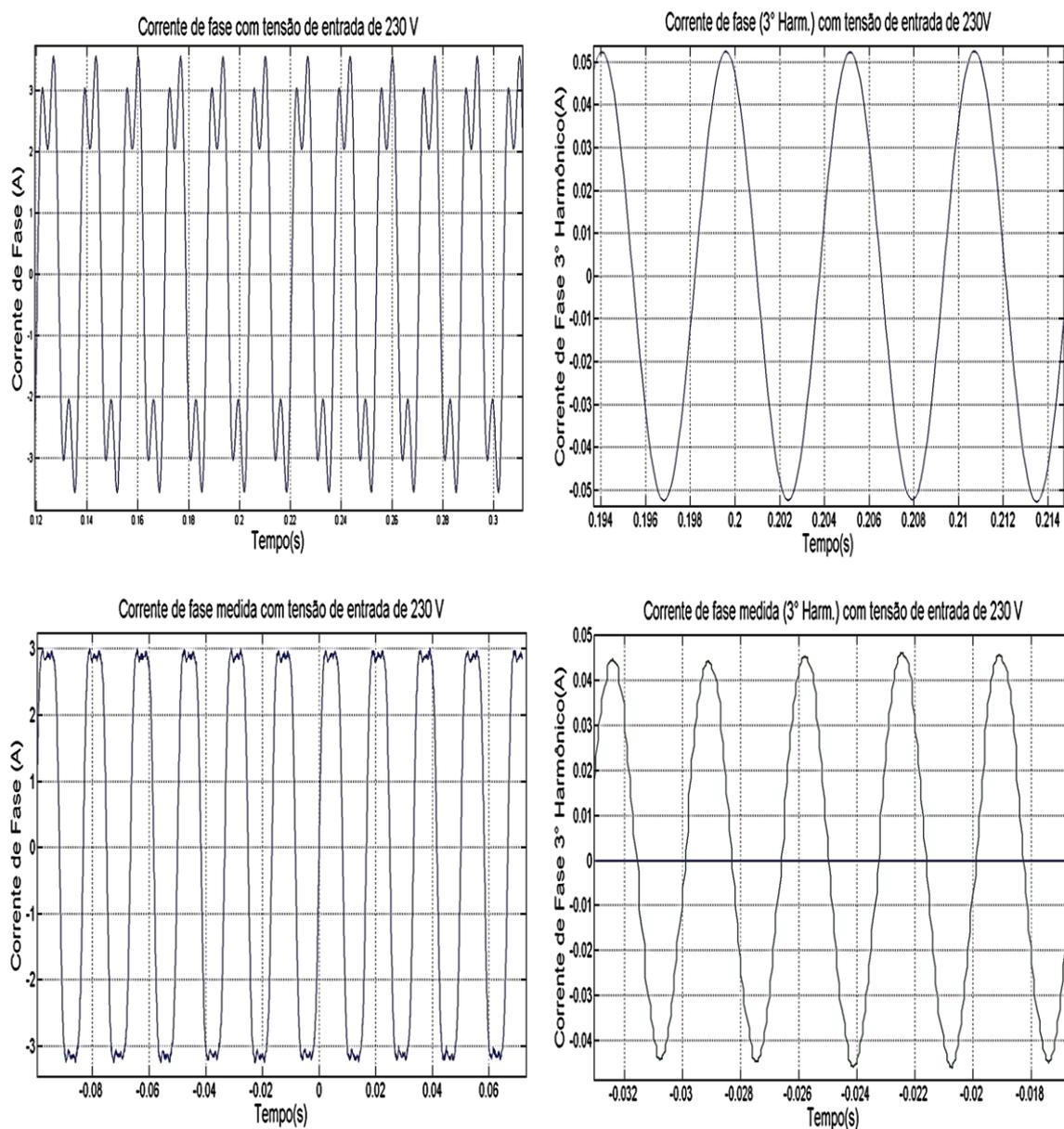


Figura 23 - Corrente simulada e medida para tensão de 230V

Analisando a figura 23 nota-se que a componente de 3° harmônico para 230 V já é ligeiramente maior em relação à tensão de 220 V aumentando ainda mais a distorção causada. Na figura 24 é possível notar que a máquina está totalmente situada na região saturada, a

distorção causada na corrente de fase medida já é bem visível e conseqüentemente a amplitude do terceiro harmônico também aumentou.

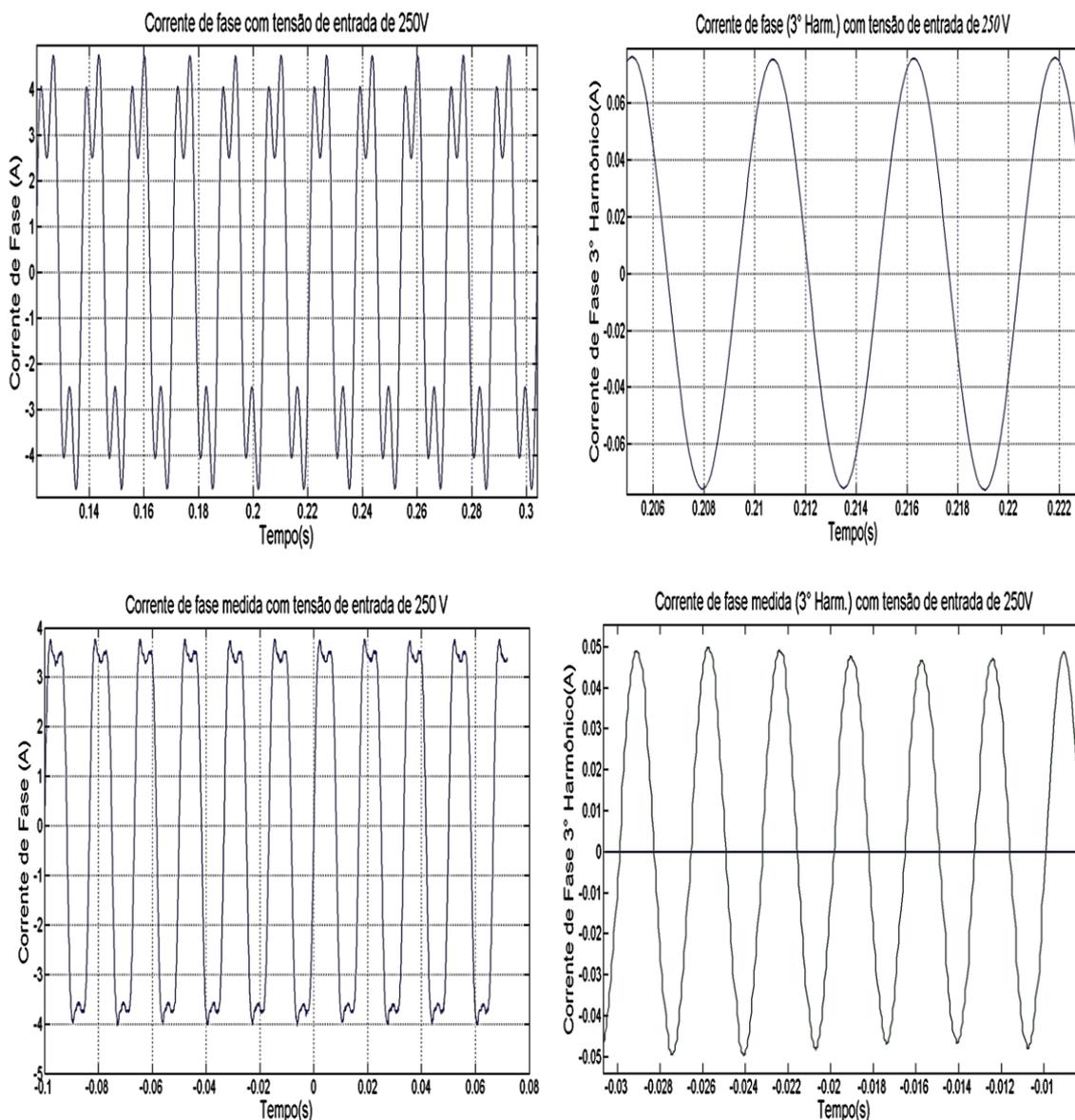


Figura 24 – Corrente simulada e medida para tensão de 250V

Na figura 25 é mostrado o comportamento do conjugado e da velocidade angular na simulação saturada. A velocidade como esperado estabiliza em 1800 rpm e o torque estabiliza em torno zero. Considerando todos os resultados simulados e medidos estão dentro do esperado visto que foram obtidos erros muito pequenos para as correntes eficazes.

Na figura 26 é mostrado o zoom do gráfico da velocidade angular no regime permanente. Nota-se uma variação muito pequena de velocidade oscilando em torno de 1800 rpm, essa pulsação na velocidade é devido a saturação da máquina que provoca vibração no eixo reduzindo a vida útil do motor.

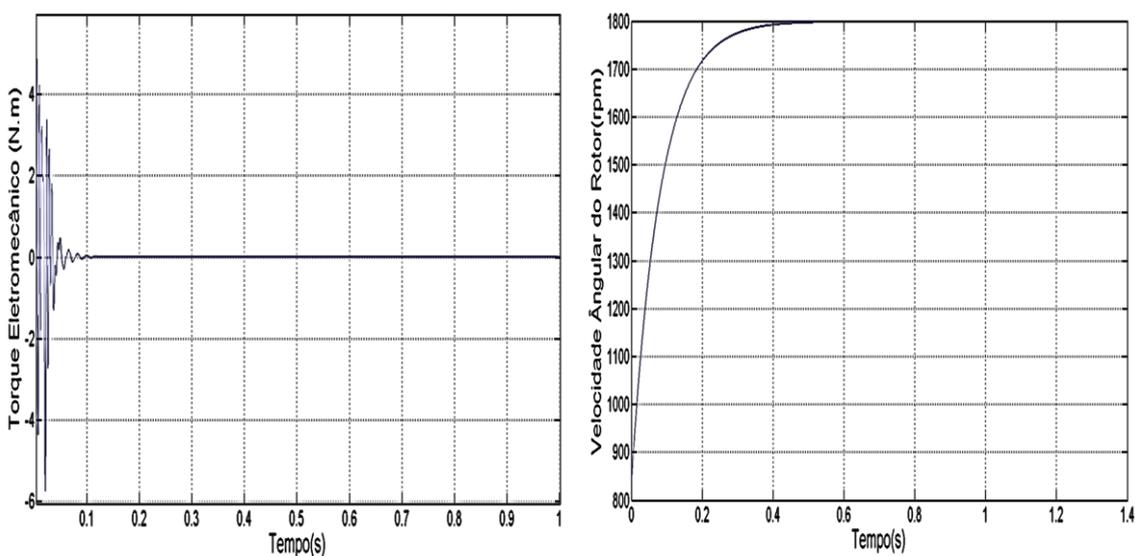


Figura 25 - Conjugado e velocidade angular para a simulação saturada.

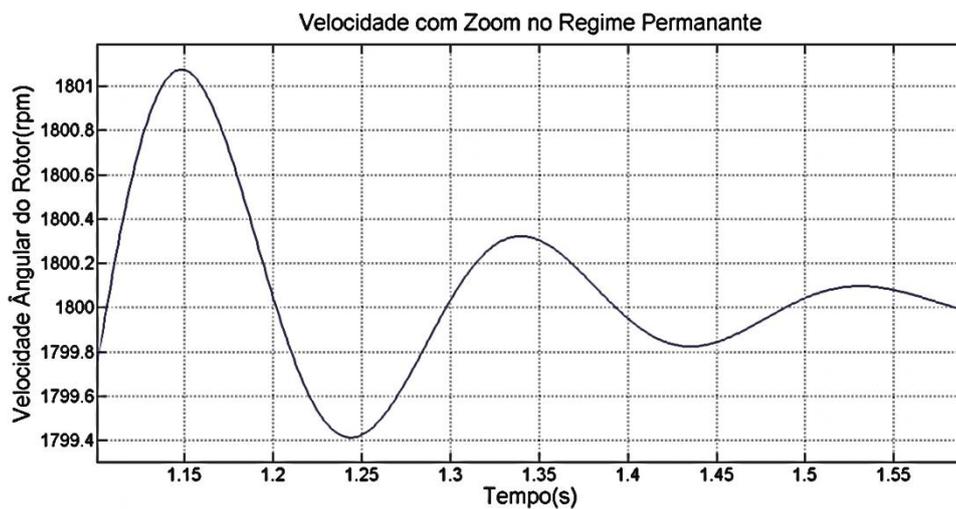


Figura 26 - Velocidade Angular com Zoom no Regime Permanente

4 Conclusões

Através da simulação da modelagem matemática do motor de indução trifásico, considerando a sua operação na região linear e na sua região de saturação, pode-se obter conclusões importantes com relação a componente do terceiro harmônico, devido exclusivamente ao efeito da saturação magnética do seu ramo magnetizante. A forma de onda da corrente de fase foi distorcendo cada vez mais a medida que a tensão do estator foi aumentando, forçando o motor a operar mais na região de saturação da sua curva de magnetização.

Os valores eficazes em regime permanente das correntes ficaram muito próximos do esperado. Daí conclui-se que as características das curvas da máquinas, de terceiro harmônico, de magnetização fundamental e os parâmetros de circuito equivalente levantados para a máquina tiveram boa exatidão. A partir da observação da forma de onda da corrente de fase na ligação em triângulo, cujos níveis de distorção experimentais e teóricos ficaram próximos, chega-se a uma conclusão semelhante sobre a característica de magnetização de terceira ordem. Com o seu circuito magnético saturado outro fato interessante é quando o valor eficaz de regime permanente da corrente de fase calculado do circuito equivalente foi comparado com o obtido da simulação, verificou-se uma boa semelhança. Isto mostra que a modelagem pode ser utilizada para simular a máquina na região linear e saturação.

As comprovações teórico-experimentais foram de extrema importância por validar toda a análise previamente feita sobre os resultados das simulações digitais. Embora com várias dificuldades encontradas para sua execução, principalmente devido à falta dos equipamentos ideais, foi possível a obtenção de resultados experimentais interessantes. Por fim, conclui-se que este trabalho proporcionou um profundo estudo das principais características da máquina de indução trifásica operando como motor. Como sugestão de trabalhos futuros poderia ser implementado uma simulação de um conjunto inversor-motor com o objetivo de verificar a saturação magnética e o comportamento das formas de onda de tensão e corrente.

Referências Bibliográficas

- [01] MOREIRA, J. C.; Modeling of Saturation a.c Machines Including Air Gap Flux Harmonic Components, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, N.º2, p. 343 - 349, March/April, 1992.
- [02] BISPO, D.; NETO, LUCIANO M.; RESENDE, J.T., de ANDRADE, D. A.; A New Strategy for Induction Motor Modeling taking into account the Magnetic Saturation, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, N.º 06, p. 1710 – 1719, November/December, 2001.
- [03] LIAO, Y.; LIPO, T. A.; Effect of Saturation third Harmonic on the Performance of Squirrel-Cage Induction Machines, Electric Machines and Power Systems, Vol. 22, N.º2, p. 155 - 171, March/April 1994.
- [04] NETO, LUCIANO M.; RESENDE, JOSÉ, T.; Uma Análise da Saturação Magnética em uma Máquina de Indução Trifásica através dos seus Terminais Elétricos, XII CBA, Uberlândia, 6 p., 1998.
- [05] RESENDE, J. T.; 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, UFU, Minas Gerais, 1999, 150p. p. 18-50.
- [06] de ALVARENGA, BERNADO P.; Modelo para o Cálculo do Conjugado de uma Máquina de Indução incluindo os Efeitos de Enrolamento e Saturação Magnética, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, UFU, Minas Gerais, 1993, 115p.
- [07] SPADIM, OSVALDIR; Um modelo Matemático para Máquinas Síncronas e Assíncronas considerando a Saturação Magnética, Rio de Janeiro: Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE/UFRJ, 1984, 199pg
- [08] SHAPMAN, J. S. Electric Machinery Fundamentals 4th edition, Mc GrawHill (2005), pg. 381, 382