ADEMIR PELIZARI

**UM ESTUDO DA INFLUÊNCIA DAS CONFIGURAÇÕES DOS
ENROLAMENTOS NO DESEMPENHO DE MOTORES DE INDUÇÃO
MONOFÁSICOS COM CAPACITOR DE PARTIDA**

**São Paulo
2009**

ADEMIR PELIZARI

**UM ESTUDO DA INFLUÊNCIA DAS CONFIGURAÇÕES DOS
ENROLAMENTOS NO DESEMPENHO DE MOTORES DE INDUÇÃO
MONOFÁSICOS COM CAPACITOR DE PARTIDA**

**Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica**

**Área de Concentração:
Sistemas de Potência**

**Orientador:
Prof. Dr. Ivan Eduardo Chabu**

**São Paulo
2009**

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, de agosto de 2009.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Pelizari, Ademir

Um estudo da influência das configurações dos enrolamentos no desempenho de motores de indução monofásicos com capacitor de partida / A. Pelizari. -- ed.rev. -- São Paulo, 2009. 110 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1. Motores de indução 2. Máquinas elétricas 3. Motores elétricos (Simulação) 4. Método dos elementos finitos I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II. t.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à minha esposa Alice, pelo incansável incentivo, pelo carinho e pela compreensão.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Ivan Eduardo Chabu, meus sinceros agradecimentos, pela orientação, paciência e pela amizade firmada durante a elaboração deste trabalho.

Aos professores Silvio Nabeta, Luiz Lebensztajn, Viviane Cristine, Pedro Paulo Pereira e José Roberto Cardoso que inúmeras vezes ajudaram-me com sugestões e críticas nas soluções dos problemas. Aos colegas do LMAG pelo companheirismo e amizade, Maurício Caldora, Lucas, Otávio, Cassiano e Mário. Aos colaboradores das bibliotecas da Elétrica, do IEE e das Secretarias de Pós – Graduação. Ao LMAG pela disponibilização dos recursos computacionais.

À Escola SENAI Hermenegildo Campos de Almeida que disponibilizou os equipamentos e aos professores Adilson Lázaro, Fátima Maia, Jair Alavase, Manoel Francisco Pansani, João Carlos Nichele, Paulo Milagre, Demétrius, Jair Pereira e Ricardo Vieira pelas sugestões na montagem do protótipo e pela compreensão para as saídas em período de trabalho.

À Universidade Cruzeiro do Sul pela oportunidade e pela disponibilização dos recursos computacionais em especial ao professor e colega Robmilson Gundim.

Ao meu grande amigo e querido pai, Adhemar M. Pelizari, à minha mãe Neuza e minha irmã Nereide pelo incentivo.

E finalmente, à Universidade de São Paulo, pela possibilidade de realizar este trabalho.

“Mede o que é mensurável e torna
mensurável o que não é”
(Galileo Galilei)

RESUMO

Os motores de indução monofásicos necessitam de dois enrolamentos estatóricos para criação de um campo magnético girante: um enrolamento principal e um enrolamento auxiliar. Este último tem o objetivo de criar um campo girante apenas na partida do motor, desligando-se logo em seguida, através de um interruptor centrífugo acoplado ao eixo do rotor da máquina.

O objetivo deste trabalho é avaliar a influência das diferentes configurações de enrolamentos sobre as características externas do motor de indução monofásico. Sendo assim, através desta análise, pretende-se verificar se há algum benefício em seu desempenho. Neste trabalho, duas configurações de enrolamentos foram desenvolvidas e testadas em laboratório. Na primeira configuração, o enrolamento principal foi alocado na parte inferior das ranhuras. Na segunda configuração, as posições dos enrolamentos foram invertidas. As duas configurações de enrolamento foram aplicadas a um protótipo de 0,37 kW, quatro pólos. A simulação foi realizada através de um programa computacional de elementos finitos, possibilitando a extração e análise de resultados, com as densidades de fluxo nas duas configurações. Os resultados dos ensaios realizados no protótipo permitiram analisar o comportamento de grandezas como corrente elétrica, torque, potência e rendimento que são apresentados e comparados no final deste trabalho.

ABSTRACT

The single phase induction motor needs two stator windings to produce the rotating magnetic field: a main winding and an auxiliary winding. The aim of the auxiliary winding is to create the rotating electromagnetic field when the machine is starting and afterwards turned off, generally through a centrifugal switch coupled to the shaft of the machine.

The main purpose of this work is to evaluate the influence that the position of the two windings have on the external characteristics of the single phase induction motor. For this purpose, two different kinds of winding configurations were carried out and simulated in a prototype. In the first configuration, the main winding was located in the bottom of the slot. In the second configuration, the positions of the windings were inverted.

Performance analysis and computational simulation by Finite Element Method were carried out after the prototype 0.37 kW, four poles was prepared. In this way, through this analysis, improvements on its performance are expected.

The electrical quantities such as flux density, electric current, torque, power and efficiency are compared in the end of this document.

LISTA DE SÍMBOLOS

a Relação entre o número de espiras do enrolamento principal e auxiliar

B Densidade de fluxo magnético

B_g Densidade de fluxo magnético no entreferro do motor

D_R Diâmetro do rotor

f Freqüência da alimentação

F Força magnetomotriz da rede elétrica

F_A Força magnetomotriz produzida pelo enrolamento auxiliar

F_P Força magnetomotriz produzida pelo enrolamento principal

H_A Intensidade de campo magnético produzida pelo enrolamento auxiliar

H_g Intensidade de campo magnético no entreferro do motor

H_P Intensidade de campo magnético produzida pelo enrolamento principal

I Corrente elétrica da fonte de alimentação

I_A	Corrente elétrica no enrolamento auxiliar
I_{AT}	Corrente elétrica transitória no enrolamento auxiliar
I_{CC}	Corrente elétrica eficaz obtida pelo ensaio de curto circuito
I_P	Corrente elétrica no enrolamento principal
I_{Prps}	Corrente elétrica em regime permanente senoidal no enrolamento principal
I_{PT}	Corrente transitória no enrolamento principal
I_T	Corrente total do enrolamento
I_0	Corrente elétrica eficaz obtida pelo ensaio em vazio
J	Densidade de corrente elétrica
K_E	Fator de enrolamento
K_P	Fator de passo da bobina
K_{PE}	Fator de passo da bobina externa
K_{PI}	Fator de passo da bobina intermediária

K_{Pi} Fator de passo da bobina interna

K_{PT} Fator de passo total

K_S Fator de dispersão de ranhura em função do passo do enrolamento

L_A Indutância do enrolamento auxiliar

L_{CB} Indutância de dispersão de cabeça de bobina

L_g Comprimento do entreferro

L_{INF} Indutância de dispersão na parte inferior da ranhura

L_P Indutância do enrolamento principal

L_R Comprimento axial do rotor

L_{SUP} Indutância de dispersão na parte superior da ranhura

L_{SI}, L_{IS} Indutância mútua de dispersão na parte superior e inferior da ranhura

$L_{\sigma 1}$ Indutância de dispersão de cabeça de bobina usada no circuito elétrico externo

N_A Número de espiras do enrolamento auxiliar

N_{BA} Número de bobinas do enrolamento auxiliar

N_{BP} Número de bobinas do enrolamento principal

N_{ESP} Número de espiras dentro da ranhura

N_{EX} Número de espiras da bobina exploratriz

N_F Número de fases da alimentação

N_P Número de espiras do enrolamento principal

N_{PE} Número de espiras da bobina externa

N_{Pi} Número de espiras da bobina interna

N_{PI} Número de espiras da bobina intermediária

N_R Velocidade do rotor em rotações por minuto

N_{RANH} Número de ranhuras do estator

N_S Velocidade síncrona em rotações por minuto

p Número de pares de pólos do motor

P_B Percentual de espiras por bobina

P_{BE} Percentual de espiras da bobina externa

P_{BI} Percentual de espiras da bobina intermediária

P_{Bi} Percentual de espiras da bobina interna

P_{CB} Permeância de dispersão na cabeça de bobina

P_{IS}, P_{SI} Permeância mútua de dispersão entre os enrolamentos na parte inferior e superior da ranhura

R'_2 Resistência elétrica do rotor referida ao enrolamento principal

R_A Resistência elétrica do enrolamento auxiliar

R_{1A} Resistência elétrica do enrolamento auxiliar do circuito equivalente

R_P Resistência elétrica do enrolamento principal

R_{1P} Resistência elétrica do enrolamento principal do circuito equivalente

s Escorregamento relativo

$s_{(%)}$ Escorregamento percentual

s_D Escorregamento relativo de campo direto

s_R Escorregamento relativo de campo reverso

S Secção transversal do enrolamento principal

S_P Área do pólo do motor

T Torque resultante

T_{PRT} Torque de partida

V Tensão de alimentação da rede elétrica

V_{BOBINA} Tensão eficaz induzida por pólo

V_{EX} Tensão eficaz induzida na bobina exploratriz

V_{IP} Tensão eficaz induzida no enrolamento principal

V_N Tensão nominal da alimentação

W_0 Potência elétrica de perdas obtida pelo ensaio em vazio

W_{CC} Potência elétrica de perdas obtida pelo ensaio em curto circuito

X_C Reatância capacitiva do capacitor de partida.

X_{LA} Reatância indutiva do enrolamento auxiliar.

X_{MA} Reatância de magnetização do enrolamento auxiliar.

X_{MP} Reatância de magnetização do enrolamento principal.

X_{1A} Reatância de dispersão do enrolamento auxiliar

X'_{2A} Reatância de dispersão do rotor referida ao enrolamento auxiliar

X_{1P} Reatância de dispersão do enrolamento principal

X'_{2P} Reatância de dispersão do rotor referida ao enrolamento principal

Y_{BE} Passo da bobina externa

Y_{Bi} Passo da bobina interna

Y_{BI} Passo da bobina intermediária

Y_F Passo da fase

Y_P Passo do pólo

δ Encurtamento de bobina

Δ Graus elétricos por ranhura

φ_A Fator de potência do enrolamento auxiliar

φ_P Fator de potência do enrolamento principal

Φ_g Fluxo magnético por pólo

μ_0 Constante de permeabilidade magnética do ar

μ_m Constante de permeabilidade magnética do material

θ_e Ângulo de referência estacionária no estator

ω Frequência angular da alimentação

ω_R Velocidade angular do rotor

ω_s Velocidade angular síncrona do campo rotativo no entreferro em rad/s

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Desenvolvimento de protótipos.....	23
Figura 1.2 Primeiro motor de indução monofásico comercializado.....	24
Figura 1.3 Evolução dos motores trifásicos.....	24
Figura 1.4 Comparação entre motor monofásico e motor trifásico.....	25
Figura 1.5 Mercado de motores monofásicos.....	26
Figura 2.1 Representação de primeiro modelo de circuito equivalente.....	33
Figura 2.2 Representação de segundo modelo de circuito equivalente.....	33
Figura 2.3 Representação de terceiro modelo de circuito equivalente.....	33
Figura 2.4 Diagrama de ligação de motor com capacitor único.....	37
Figura 3.1 Ligação de motor monofásico.....	39
Figura 3.2 Representação de ângulo de referência estacionária.....	40
Figura 3.3 Representação de campo direto e campo reverso.....	41
Figura 3.4 Torques resultante, direto e reverso em motor monofásico genérico.....	44
Figura 3.5 Motor monofásico com fase auxiliar.....	45
Figura 3.6 Diagrama fasorial com enrolamento principal e auxiliar.....	46
Figura 3.7 Motor monofásico com enrolamento auxiliar e capacitor de partida.....	47

Figura 3.8 Correntes transitórias e de regime nos enrolamentos.....	48
Figura 4.1 Detalhe construtivo do protótipo utilizado.....	52
Figura 4.2 Vistas tridimensionais do rotor e estator.....	53
Figura 4.3 Defasamento angular dos enrolamentos.....	60
Figura 4.4 Interligação das bobinas no enrolamento principal.....	63
Figura 4.5 Diagrama planificado do estator.....	66
Figura 4.6 Disposição dos enrolamentos dentro das ranhuras.....	67
Figura 5.1 Circuitos equivalentes do motor de indução monofásico.....	68
Figura 5.2 Detalhe das ranhuras e enrolamentos para cálculo de dispersão.....	70
Figura 5.3 Fator de dispersão de ranhura.....	72
Figura 5.4 Detalhe dos enrolamentos para cálculo de disp. de cabeça de bobina....	72
Figura 6.1 Configuração do enrolamento para acoplamento de circuito elétrico.....	77
Figura 6.2 Circuito elétrico externo.....	77
Figura 6.3 Curva de magnetização do aço 1010.....	78
Figura 6.4 Condições de contorno.....	79
Figura 6.5 Mapa de Cores – Simulação Magnetodinâmica.....	80
Figura 6.6 Detalhe de linha para amostragem de campo.....	81

Figura 6.7 Níveis de densidade de fluxo no entreferro da máquina.....	81
Figura 6.8 Harmônicas - densidade de fluxo no entreferro – Config. A.....	82
Figura 6.9 Harmônicas - densidade de fluxo no entreferro – Config. B.....	83
Figura 6.10 Valores de potência e corrente elétrica – Config. A.....	84
Figura 6.11 Valores de potência e corrente elétrica – Config. B.....	84
Figura 7.1 Montagem experimental.....	85
Figura 7.2 Gráfico de comparação dos torques.....	87
Figura 7.3 Gráfico de comparação das correntes.....	88
Figura 7.4 Gráfico de comparação das potências ativas.....	88
Figura 7.5 Gráfico de comparação das potências mecânicas.....	89
Figura 7.6 Gráfico de comparação dos fatores de potência.....	89
Figura 7.7 Gráfico de comparação dos rendimentos.....	90
Figura 7.8 Disposição dos enrolamentos e bobina exploratriz.....	91
Figura 7.9 Disposição do enrolamento principal e bobina exploratriz.....	92
Figura 7.10 Formas de onda obtidas na bobina exploratriz.....	92
Figura 8.1 Quadro Geral de Desempenho.....	95
Figura 10.1 Arranjo para cálculo das resistências e harmônicas.....	105

10.2 Indicação de linha de referência.....	106
Figura 10.3 Detalhe das barras rotóricas.....	108
Figura 10.4 Detalhe das bobinas e fase de montagem do motor.....	108
Figura 10.5 Verificação da forma de onda e ensaio de motor em freio.....	109

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1 – Tabela comparativa de indutâncias de dispersão.....	73
Tabela 7.1 – Resultados obtidos do ensaio sob carga – configuração A.....	86
Tabela 7.2 – Resultados obtidos do ensaio sob carga – configuração B.....	87
Tabela 10.1 – Valores obtidos – Arranjos do Enrolamento Principal.....	107
Tabela 10.2 – Valores obtidos – Arranjos do Enrolamento Auxiliar.....	107

SUMÁRIO

1. Introdução.....	23
1.1 Motivação do Trabalho.....	27
1.2 Organização do Trabalho.....	29
2. Estado da Arte.....	31
3. Enrolamentos Principal e Auxiliar na Criação de Campo Magnético Girante.....	39
4. Detalhes Construtivos, Configuração e Formatação dos Enrolamentos.....	52
4.1 Cálculos dos enrolamentos.....	55
4.2 Disposição dos enrolamentos.....	66
5. Caracterização do Modelo de Circuito Equivalente de Motor Monofásico.....	68
5.1 Indutâncias de Dispersão de Ranhura e de Cabeça de Bobina.....	70
6. Simulação em Elementos Finitos.....	75
6.1 Etapas do processo de simulação.....	75
7. Resultados Obtidos.....	85
7.1 Resultados da Configuração A.....	85
7.2 Resultados da Configuração B.....	86
7.3 Resultado de ensaio de tensão em bobina exploratriz.....	91
7.3.1 Configuração A.....	93
7.3.2 Configuração B.....	94
8. Conclusões.....	95
9. Referências Bibliográficas.....	98
10. Apêndice A - Efeito do Número de Espiras nas Bobinas dos Enrolamentos	104
Apêndice B - Fotos dos Equipamentos e Dispositivos.....	108

1. INTRODUÇÃO

Em uma exposição realizada na cidade de Londres, em 1879, Walter Baily apresentou um dispositivo eletromecânico que possuía três eletroímãs. Estes eletroímãs, que estavam ligados em estrela, eram chaveados manualmente na rede elétrica e causavam a rotação de um disco de cobre que ficava sustentado por uma haste, acima das bobinas, visualizado na fig. 1.1 a.

A partir deste evento, o engenheiro italiano Galileo Ferraris iniciou seus trabalhos sobre campo magnético girante. Em 1885 através de seu protótipo (fig. 1.1b) comprovou que se dois enrolamentos diferentes defasados de 90° elétricos fossem percorridos por duas correntes alternadas separadas, podiam criar campos magnéticos independentes e que quando combinados, produziam campo magnético girante sem necessidade de chaveamento externo, utilizando-se de uma fonte de alimentação monofásica ou bifásica. Após o protótipo de Galileo Ferraris, Nikola Tesla desenvolveu em 1888, outro motor de indução bifásico (fig. 1.1c).

(a)

(b)

(c)

Fig. 1.1 – Desenvolvimento de protótipos. a) Dispositivo de Walter Baily. b) Réplica do quarto modelo de Galileo Ferraris. c) Protótipo do motor de Nikola Tesla.

A partir dos protótipos de Galileo Ferraris e Nikola Tesla, surgiu em 1893, o primeiro motor monofásico produzido em escala industrial projetado pela BBC (Brown Boveri Company), mais precisamente pelo então engenheiro eletricitista Charles Eugene Lancelot Brown, o qual foi membro fundador da companhia juntamente com Walter Boveri.

Fig. 1.2 - Primeiro motor de indução monofásico com fase auxiliar produzido pela BBC (potência 3.5 HP patente 5941- n° 988)

Em 1889, surge o primeiro motor de indução trifásico patenteado pela empresa alemã AEG através de seu engenheiro, o russo Michail O. Doliwo-Dobrowolsky. Os primeiros motores de indução trifásicos eram extremamente grandes e possuíam alta relação peso/potência. Observa-se a evolução dos mesmos na figura 1.3.

Fig. 1.3 – Evolução de motor trifásico AEG 4 kW com 2 pólos – Fonte WEG

Quando comparamos máquinas de indução trifásicas e monofásicas de mesma faixa de potência, verificamos que as últimas, apresentam algumas desvantagens: menor rendimento, maior corrente elétrica, inexistência de torque de partida capaz de acionar o rotor da máquina sem a utilização de enrolamento auxiliar além de serem mais pesadas e volumosas.

Fig. 1.4 – Comparação de Motor Monofásico (1 CV) x Motor Trifásico (1 CV) - Fabricante WEG

Mesmo com todas estas desvantagens, o motor de indução monofásico ainda é um dos motores mais empregados em aplicações residenciais e comerciais, como por exemplo, pequenos compressores, bombas, secadoras, refrigeradores e máquinas de lavar, fato justificado pelo perfil da rede elétrica entregue nos estabelecimentos comerciais / residenciais (C.A. monofásica ou bifásica). Segundo a ABINEE, no Brasil, o número de motores vendidos em 2006, alcançou a marca dos sete milhões de unidades.

A figura 1.5 apresenta a quantidade de motores monofásicos vendidos no Brasil até 2006:

Fig. 1.5 – Mercado de motores monofásicos no Brasil 1980/2006 – Fonte: Abinee.

1.1 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO.

Sabe-se que o enrolamento auxiliar nos motores monofásicos, cria campo girante juntamente com o enrolamento principal, pois o último, funcionando isoladamente, tem característica de campo magnético pulsante, tornando-se incapaz de acionar o rotor na partida.

É fato que nos motores monofásicos, o enrolamento principal é normalmente alocado na parte inferior das ranhuras estatóricas (próximo da coroa) e, por conseguinte, o enrolamento auxiliar na parte superior das mesmas (próximo do entreferro).

Sabe-se também que a indutância de dispersão de ranhura varia em função da posição do enrolamento dentro da mesma. Baseado neste fato, este trabalho, tem como objetivo principal, a realização de uma análise de desempenho de um motor de indução assíncrono monofásico, mediante a mudança de posição das bobinas dos enrolamentos principal e auxiliar dentro das ranhuras estatóricas com a finalidade de obter-se algum benefício em sua eficiência. Para isto, foi utilizado um protótipo de 0.37 kW, 127 V, quatro pólos.

Duas configurações de enrolamento foram preparadas e montadas:

Na primeira configuração (configuração A), o enrolamento principal foi alocado na parte inferior da ranhura, junto à coroa, e conseqüentemente, o enrolamento auxiliar na parte superior da mesma, próxima ao entreferro. Após a montagem do protótipo,

ensaios de desempenho foram realizados (ensaios em vazio, rotor bloqueado, em carga).

Na segunda configuração (configuração B), a posição dos enrolamentos dentro da ranhura foi invertida. Novamente após a montagem do protótipo, os mesmos ensaios realizados para a configuração A, foram realizados para a configuração B. As grandezas obtidas nestes ensaios (corrente, potência, torque) foram posteriormente comparadas.

Utilizou-se além dos enrolamentos convencionais, uma bobina exploratriz de fluxo acima do enrolamento de trabalho (enrolamento principal). A utilização deste recurso permitiu a medição das tensões induzidas no entreferro do motor para as duas configurações de enrolamento. Os valores medidos das tensões permitiram o cálculo das densidades de fluxo no entreferro do motor.

Além disso, foram realizadas simulações computacionais, através de software gráfico de elementos finitos, CEDRAT Flux 2D® Versão 8.10, com a finalidade de analisar o comportamento do campo magnético no entreferro da máquina, para as duas configurações de enrolamentos. As simulações foram feitas em regime permanente senoidal (magnetodinâmico) com tensão de alimentação e escorregamento impostos com acoplamento de circuito elétrico. Após o término das simulações os valores de densidade de fluxo foram comparados.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.

De forma a facilitar o entendimento e a apresentação deste trabalho, faz-se uma rápida descrição do conteúdo de cada capítulo:

No primeiro capítulo, faz-se a introdução e a motivação deste trabalho.

No segundo capítulo, faz-se uma breve abordagem de publicações feitas com motores de indução assíncronos monofásicos. Alguns destes trabalhos abordam estratégias de simulação do motor em questão com a finalidade de estimar grandezas como corrente, torque, densidade de fluxo. Em outros trabalhos, apresentam-se propostas de aumento na eficiência dos mesmos, através de modificações realizadas no projeto: utilização de diferentes aços elétricos, utilização de diferentes configurações nos enrolamentos, utilização de capacitores de partida e permanente com diferentes valores.

No terceiro capítulo, realiza-se o estudo do comportamento dos campos magnéticos para o motor de indução monofásico com enrolamento principal chegando-se ao equacionamento de campo pulsante. Posteriormente, é feita uma análise das interações com os dois enrolamentos funcionando simultaneamente (enrolamento principal e enrolamento auxiliar), equacionando-se assim, o campo girante propriamente dito.

Apresentam-se no quarto capítulo, as características construtivas do protótipo utilizado no trabalho e os detalhes referentes aos enrolamentos principal e auxiliar.

No quinto capítulo, calculam-se as indutâncias de dispersão das ranhuras estatóricas e as indutâncias de dispersão de cabeça de bobina, nas duas configurações propostas de enrolamento indicando-se suas respectivas diferenças.

No sexto capítulo, apresentam-se os resultados das simulações computacionais com software de elementos finitos CEDRAT Flux 2D[®] Versão 8.10, com o objetivo de determinar a densidade de fluxo no entreferro do motor para as duas configurações de enrolamento, uma vez que este software permite tal processo.

No sétimo capítulo comparam-se os resultados obtidos nos ensaios das duas configurações e também das simulações computacionais.

No oitavo capítulo são apresentadas as conclusões do trabalho.

No apêndice é apresentado um estudo relativo ao comportamento das harmônicas de campo mediante a variação da quantidade de espiras nas bobinas externas, intermediárias e internas. Também são apresentadas fotos dos equipamentos e dos dispositivos utilizados para realização deste trabalho.

2. O ESTADO DA ARTE.

O motor de indução monofásico tem sido objeto de diversos trabalhos e publicações, não somente pelo seu princípio de funcionamento, mas também por sua grande utilização e aplicação em acionamentos domésticos e comerciais.

Neste capítulo, algumas publicações feitas no IEEE serão brevemente comentadas. De um modo geral, grande parte das publicações tratam do mesmo objetivo, que consiste na análise de desempenho do motor de indução monofásico, ora focadas em ensaios práticos ora focadas em simulações computacionais.

Estimar o comportamento das grandezas elétricas e magnéticas de motores na fase de projeto tornou-se extremamente vantajoso, uma vez que pode-se prever eventuais problemas antes da fabricação dos mesmos. As grandezas de interesse podem ser estimadas através de softwares simuladores, que se baseiam em modelos matemáticos já consagrados.

Os modelos matemáticos utilizados na simulação de motores de indução monofásicos dividem-se basicamente em modelos em regime permanente senoidal, baseados na teoria dos campos girantes duplos através de variáveis complexas (Fitzgerald, 1975; Falcone, 1979; McPherson, Laramore, 1981; Alger, 1995; Cathey, 2001) e modelos em regime transitório, que utilizam-se de equações diferenciais de eixo direto e quadratura. A simulação transitória pode ser realizada utilizando-se softwares típicos utilizados na engenharia elétrica (Pspice[®], EMTP[®], MatLab[®]) possibilitando estimar grandezas como torque eletromagnético, potência (Faiz,

Keyhami,1999) ou qualquer grandeza de interesse como tensão e corrente de partida (Adkins,1975;Alger,1995).

Uma vez que a maioria dos acionamentos eletrônicos possui estratégias de simulação já estabelecidas como, por exemplo, controle vetorial e controle escalar, torna-se possível também simular motores de indução monofásicos quando alimentados por acionamentos eletrônicos.

Utilizando-se de um modelo em regime permanente senoidal (Rahim,Shaltout,2002) através de variáveis complexas foi possível simular o motor de indução monofásico conectado a um inversor de frequência bifásico em software MatLab® e estimar grandezas como corrente elétrica, torque eletromagnético e potência elétrica. Os valores obtidos na simulação foram comparados posteriormente com valores obtidos em ensaios realizados em um protótipo. Os valores de corrente, torque e potência obtidos na simulação e nos ensaios práticos foram praticamente iguais.

Sabe-se que a utilização de circuitos equivalentes baseados na teoria dos campos girantes duplos consiste basicamente no emprego de impedâncias de campo direto e campo reverso. Neste modelo, observa-se que para determinados valores de escorregamento, os resultados simulados apresentam diferenças em relação a ensaios obtidos em protótipos no que tange aos valores de corrente e torque. Assim, foram propostos três circuitos equivalentes para um motor monofásico (Collins,Boyd, 1993) com intuito de otimizar o desempenho do mesmo, através da inserção das resistências de perdas em diferentes pontos do circuito.

No primeiro circuito equivalente (figura 2.1) utilizou-se a resistência de perdas no ferro (R_{FE}) em paralelo com a fonte de alimentação, antes da impedância do estator.

Fig. 2.1 – Representação de circuito equivalente com perdas no ferro
Primeiro modelo proposto (Collins,Boyd, 1993)

No segundo circuito equivalente (figura 2.2), as perdas no ferro foram inseridas após a impedância do estator, ou seja, em paralelo com o circuito referido do rotor.

Fig. 2.2 – Representação de circuito equivalente com perdas no ferro
Segundo modelo proposto (Collins,Boyd, 1993)

No terceiro circuito equivalente (figura 2.3), as perdas no ferro foram divididas em duas parcelas (resistência direta e reversa), ambas no circuito referido do rotor.

Fig. 2.3 – Representação de circuito equivalente com perdas no ferro
Terceiro modelo proposto (Collins,Boyd, 1993)

Verificou-se que grandezas como corrente, potência e torque, obtidas com o terceiro modelo, apresentaram margem de erro desprezível em relação aos valores obtidos em ensaio com um protótipo.

As grandezas de natureza elétrica e magnética também podem ser estimadas através de simulação computacional baseada no método dos elementos finitos (MEF). Duas simulações 2D (Enokizono, Yoshioka, 1987) foram realizadas com software de elementos finitos com acoplamento de circuito, com objetivo de melhorar o desempenho de um motor de indução monofásico. Os valores das correntes no enrolamento principal e no enrolamento auxiliar foram obtidos nas simulações, assim como as perdas no ferro através das distribuições das correntes parasitas, para dois valores de escorregamento. Os valores das correntes medidas em um protótipo e os valores simulados apresentaram margem de erro desprezível.

No que se refere à otimização do motor de indução monofásico, uma simulação magneto-transitória 2D baseada no método dos elementos finitos foi realizada (Enokizono, Miyazaki, 1999) com objetivo de aumentar o torque de partida do motor mediante a inclinação das ranhuras estatóricas. Foram simulados nove ângulos de inclinação diferentes nas ranhuras estatóricas: -6° , -4.5° , -3° , -1.5° , 0° , $+1.5^{\circ}$, $+3^{\circ}$, $+4.5^{\circ}$, $+6^{\circ}$. Verificou-se através de ensaio que o máximo torque foi obtido quando o ângulo de inclinação das ranhuras era $+4.5^{\circ}$.

Utilizando-se de um software gráfico baseado em elementos finitos, três simulações em domínio bidimensional, de um motor de indução monofásico foram realizadas operando nos modos motor, gerador e frenagem (Rajanatham, Watson, 1996). A simulação em elementos finitos foi realizada com acoplamento de circuito elétrico.

Foram realizados também ensaios em um protótipo nos três modos de operação citados acima. No modo motor, as formas de onda dos sinais de tensão, corrente e torque foram monitorados por um sistema de aquisição de dados e posteriormente comparados com os resultados das simulações. No modo gerador, as tensões geradas no protótipo foram medidas pelo sistema de aquisição e comparadas com a simulação no modo gerador e da mesma forma, o torque necessário para frenagem foi medido e comparado, no modo frenagem. Os valores obtidos nas simulações do motor monofásico utilizado nos três modos foram considerados aceitáveis em relação aos valores medidos pelo sistema de aquisição de dados.

Os motores de indução monofásicos, na sua grande maioria, são fabricados com o número de pólos fixo, ou seja, com a velocidade definida. Em motores com duas velocidades, usados em máquinas de lavar, por exemplo, os mesmos possuem dois enrolamentos independentes, um enrolamento com 4 pólos para alta velocidade e outro enrolamento para baixa velocidade de 6 ou 8 pólos. Foi possível, através de uma simulação computacional 2D baseada no método dos elementos finitos, visualizar as distribuições de campo de um motor com duas velocidades utilizando-se um enrolamento comum (Fei, Lloyd, 1995) com opção de ligação em 4 ou 8 pólos. Foram realizados também ensaios com protótipo comprovando-se a eficácia desta configuração de enrolamento. Ficou comprovada também a redução na quantidade de fio usado no protótipo decorrente da utilização de um enrolamento apenas.

Sabe-se que o desempenho dos motores elétricos varia em função dos materiais ferromagnéticos empregados na fabricação do estator e do rotor, dos arranjos das ranhuras estatóricas e rotóricas, das disposições dos enrolamentos no estator, etc.

Com base nestes fatores, buscou-se otimizar o desempenho de um motor de indução monofásico através da combinação de diversos aspectos (Huang, Fuchs, White, 1990) tais como: os aços elétricos utilizados na fabricação do estator e rotor, os valores dos capacitores permanentes associados ao circuito do motor e a distribuição dos enrolamentos.

Foram utilizados três materiais ferromagnéticos, duas configurações de enrolamento (passo pleno e passo fracionário) e quatro valores de capacitores diferentes. Cada material ferromagnético foi submetido a ensaios com cada configuração de enrolamento e cada valor de capacitor.

Para todas as combinações realizadas, foi observado que o rendimento do motor aumentou quando se utilizou material ferromagnético com baixa perda no ferro, porém, verificou-se que o fator de potência do motor diminuiu. Foi observado também que a utilização de passo fracionário, aumentou o rendimento do motor devido à redução de campos harmônicos.

Na mesma linha, uma análise de desempenho foi realizada em motores de indução monofásicos (Fuchs, Vandenput, White, 1990) através da inserção de diferentes valores de capacitores permanentes (12 μF , 50 μF , 93 μF , 123 μF). Concluiu-se que o aumento do rendimento foi obtido com capacitor permanente de maior valor, por outro lado, quando se utilizou capacitores acima de 123 μF , não foi possível criar campo girante na partida.

Ainda no que se refere à utilização de capacitores em motores monofásicos com dois capacitores (partida e permanente), foi proposto um método de partida (Muljadi, Zhao, Liu, Lipo, 1991) que substituíu a chave centrífuga e o capacitor permanente

convencional por um capacitor chaveado controlado através de um retificador bidirecional ligado em paralelo (figura 2.4), possibilitando o controle da corrente do enrolamento auxiliar na partida e depois em regime permanente através do chaveamento eletrônico.

Fig. 2.4 – Representação de circuito equivalente de motor monofásico com capacitor único
Modelo proposto (Muljadi, Zhao, Liu, Lipo, 1991)

Em outro trabalho, (Merwe C.V. Merwe, F.S.,1995), foram propostos e comparados dois métodos para estimar grandezas como corrente e torque em motores de indução monofásicos.

No primeiro método proposto, os parâmetros do motor foram calculados baseando-se em medições monofásicas, utilizando-se do método clássico dos campos girantes duplos. Neste primeiro método, com os dois enrolamentos no estator (principal e auxiliar), realizam-se os ensaios em vazio e rotor bloqueado. A partir destes ensaios, calculam-se os parâmetros do circuito equivalente em termos das componentes de campo direto e reverso.

No segundo método, o motor de indução monofásico é tratado como motor bifásico, ou seja, o enrolamento auxiliar passa a ser a outra fase do motor. Assumiu-se neste segundo método que o número de espiras nos enrolamentos principal e auxiliar eram iguais, assim como as correntes nos dois enrolamentos também. Realizam-se os mesmos ensaios feitos no primeiro método. Calculam-se os parâmetros do motor

obtidos no segundo método. Calculam-se posteriormente, a partir dos parâmetros obtidos nos dois métodos torque, potência e corrente de linha. Dois protótipos, ½ HP e 1 HP, foram utilizados para comparar valores práticos com valores teóricos obtidos através dos métodos propostos. Conclui-se que o segundo método (motor bifásico) fornece resultados mais precisos do que o primeiro método (medições monofásicas) para os dois protótipos utilizados.

3. ENROLAMENTO PRINCIPAL E ENROLAMENTO AUXILIAR NA CRIAÇÃO DE CAMPO MAGNÉTICO GIRANTE.

A figura 3.1 representa a ligação de um motor de indução monofásico com rotor gaiola de esquilo, na qual o enrolamento principal está conectado a uma fonte de tensão alternada. Supomos neste caso, que o enrolamento principal está distribuído nas ranhuras do estator.

Fig. 3.1 – Ligação de motor monofásico.

Impondo-se no enrolamento principal, uma fonte de tensão senoidal na forma:

$$V(t) = V_{\text{MAX}} \cos(\omega t) \quad (3.1)$$

Em regime permanente, surge no mesmo enrolamento, uma corrente elétrica conforme equação 3.2 do tipo:

$$I_P(t) = I_{\text{MAX}} \cos(\varphi_P - \omega t) \quad (3.2)$$

Onde φ_P na equação 3.2 é o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente no respectivo enrolamento, calculado conforme equação 3.3:

$$\varphi_P = \arctan \frac{X_{LP}}{R_P} \quad (3.3)$$

Onde X_{LP} e R_P são respectivamente a reatância indutiva e a resistência elétrica do enrolamento principal.

Neste tipo de motor, o rotor está sob a ação de uma força magnetomotriz produzida pelas N_P espiras do enrolamento principal conforme equação 3.4:

$$F_P(t) = N_P \cdot I_{P_{MAX}} \cos(\varphi_P - \omega t) = F_{P_{MAX}} \cos(\varphi_P - \omega t) \quad (3.4)$$

Sabe-se que motores com enrolamentos monofásicos produzem campo magnético com comportamento espacialmente estacionário e característica pulsante no tempo. Reescrevendo a equação 3.4, agora em função de uma referência no estator θ_e , representado na figura 3.2 tem-se:

Fig. 3.2 – Representação de ângulo de referência estacionária.

$$F_P(t, \theta_e) = N_P \cdot I_{P_{MAX}} \cdot \cos(\varphi_P - \omega t) \cos(\theta_e) \quad (3.5)$$

Aplicando as propriedades trigonométricas do produto de cossenos em 3.5, resulta:

$$F_P(t, \theta_e) = \frac{1}{2} N_P \cdot I_{P_{MAX}} \cos(\varphi_P - \omega t + \theta_e) + \frac{1}{2} N_P \cdot I_{P_{MAX}} \cos(\varphi_P + \omega t + \theta_e) \quad (3.6)$$

Destaca-se no primeiro termo da expressão a componente da força magnetomotriz de campo direto F_D e no segundo termo a componente da força magnetomotriz de campo reverso F_R . Ambas variando senoidalmente na frequência angular da corrente elétrica (ω) e espacialmente (θ_e) em sentidos opostos, com metade da amplitude da força magnetomotriz máxima.

Fig. 3.3 – Representação de campo direto e campo reverso no entreferro de um motor monofásico apenas com enrolamento principal.

Reescrevendo a equação 3.6, em função das componentes de campo direto e reverso, temos:

$$F_P(t, \theta_e) = F_D(t, \theta_e) + F_R(t, \theta_e) \quad (3.7)$$

Da mesma forma que a força magnetomotriz, podemos descrever a intensidade de campo magnético $H(t, \theta_e)$, a indução magnética $B(t, \theta_e)$ e o fluxo no entreferro por pólo $\Phi_g(t, \theta_e)$ em função das componentes de campo direto e reverso. Sendo L_g o comprimento do entreferro, da equação 3.8 temos:

$$F = N.I = H.L \Rightarrow H = \frac{F}{L} \Rightarrow H_g = \frac{N.I}{L_g} \quad (3.8)$$

Substituindo 3.8 em 3.6, temos que a intensidade de campo magnético no entreferro se torna:

$$H_g(t, \theta_e) = \frac{1}{2} \frac{N_P.I_{MAX}}{L_g} \cos(\varphi_P - \omega t + \theta_e) + \frac{1}{2} \frac{N_P.I_{MAX}}{L_g} \cos(\varphi_P + \omega t + \theta_e) \quad (3.9)$$

Ou

$$H_g(t, \theta_e) = \frac{1}{2} H_{MAX} \cos(\varphi_P - \omega t + \theta_e) + \frac{1}{2} H_{MAX} \cos(\varphi_P + \omega t + \theta_e) \quad (3.10)$$

A indução magnética no entreferro B_g pode ser calculada a partir da equação 3.11:

$$B_g = \mu_0.H_g \Rightarrow B_g = \mu_0 \frac{N.I}{L_g} \quad (3.11)$$

onde μ_0 é a constante de permeabilidade magnética no ar.

Resulta que a indução magnética no entreferro é:

$$B_g(t, \theta_e) = \frac{1}{2} \mu_0 \cdot \frac{N.I_{MAX}}{L_g} \cos(\varphi_P - \omega t + \theta_e) + \frac{1}{2} \mu_0 \cdot \frac{N.I_{MAX}}{L_g} \cos(\varphi_P + \omega t + \theta_e) \quad (3.12)$$

Ou

$$B_g(t, \theta_e) = \frac{1}{2} B_{MAX} \cos(\varphi_P - \omega t + \theta_e) + \frac{1}{2} B_{MAX} \cos(\varphi_P + \omega t + \theta_e) \quad (3.13)$$

E seu fluxo no entreferro por pólo $\Phi_g(t, \theta_e)$ conforme equação 3.14:

$$\Phi_g(t, \theta_e) = \frac{\int_s B_g(t, \theta_e) ds}{2.p} \quad (3.14)$$

onde p é o número de pares de pólos do estator.

A interação entre as correntes induzidas produzidas pelo enrolamento principal cria consequentemente torques de direções opostas no rotor, fazendo com que o mesmo permaneça parado quando energizado o estator.

Caso o rotor seja colocado em movimento (por algum meio externo), o mesmo estará afetado de escorregamentos diferentes em relação a cada componente de campo.

Assim o escorregamento S_D em relação ao campo direto se torna então:

$$S_D = \frac{N_s - N_R}{N_s} = s \quad (3.15)$$

Onde N_s é a velocidade síncrona e N_R é a velocidade do rotor em rotações por minuto.

E o escorregamento S_R em relação ao campo reverso será:

$$S_R = \frac{N_s - (-N_R)}{N_s} = \frac{N_s + N_R}{N_s} = \frac{N_s}{N_s} + \frac{N_s(1-s)}{N_s} = 2 - s \quad (3.16)$$

Então o torque direto em função do escorregamento, dado pela equação 3.17 se torna (Puchstein, 1942):

$$T_D = \frac{R'_2 \cdot (I'_2)^2}{N_s \cdot s} [\text{N.m}] \quad (3.17)$$

Similarmente, o torque reverso em função do escorregamento, dado pela equação de 3.18, (Puchstein, 1942) será:

$$T_R = -\frac{R'_2 \cdot (I'_2)^2}{N_s \cdot (2-s)} [\text{N.m}] \quad (3.18)$$

Portanto, o torque resultante no rotor, conforme equação 3.19, será:

$$T = T_R + T_D \quad (3.19)$$

Fig. 3.4 – Torques Resultante, Direto e Reverso em motor de indução monofásico genérico.

O equacionamento descrito até o momento refere-se ao motor de indução monofásico apenas com enrolamento principal alojado no estator, que na verdade não produz torque de partida. Para produção de torque de partida, aloja-se no estator um enrolamento auxiliar posicionado 90° elétricos em relação ao enrolamento principal.

A configuração de um motor monofásico com enrolamento auxiliar pode ser visualizada na figura 3.5:

Fig. 3.5 – Motor monofásico com fase auxiliar (split-phase).

Pela figura verifica-se que as tensões nos enrolamentos principal e auxiliar são iguais, portanto:

$$V_P(t) = V_A(t) = V_{\text{MAX}} \cos(\omega t) \quad (3.20)$$

Lembrando que os valores de resistência elétrica R_A e de reatância indutiva X_{LA} do enrolamento auxiliar diferem dos valores de resistência elétrica e reatância indutiva do enrolamento principal, obtemos assim, diferentes ângulos de defasagens. Portanto, o respectivo ângulo de fase da corrente do enrolamento auxiliar φ_A se torna:

$$\varphi_A = \arctan \frac{X_{LA}}{R_A} \quad (3.21)$$

Podemos representar então, as correntes nos enrolamentos na forma fasorial conforme figura 3.6:

Fig. 3.6 – Diagrama fasorial do motor monofásico com fase auxiliar (split-phase).

Outro método de partida, proposto por Steinmetz, incluía a ligação de um capacitor em série com o enrolamento auxiliar, produzindo um torque de partida mais vigoroso, obtido pelo defasamento de \$90^\circ\$ elétricos entre as correntes dos enrolamentos (Puchstein, 1942), ou seja:

$$T_{PRT} = \frac{19,10}{\omega_s} \cdot |I_P| \cdot |I_A| \frac{R'_2}{a} \cdot \text{sen}(\varphi_A - \varphi_P) \quad [\text{Newton-metro}] \quad (3.22)$$

Na equação 3.22, o termo \$R'_2\$ é a resistência do rotor referida ao enrolamento principal, a constante **a** é a relação de espiras entre o enrolamento principal e auxiliar e a constante 19,10 é o fator de conversão para o referido sistema de unidades.

(a)

(b)

Fig. 3.7 – a) Motor monofásico com enrolamento auxiliar e capacitor de partida.

b) Diagrama fasorial das correntes nos enrolamentos.

Como a conexão entre enrolamento principal e auxiliar ocorre durante um curto período, convém referir as equações de corrente a este intervalo. Sendo a corrente total do motor obtida conforme equação 3.23:

$$I(t) = I_P(t) + I_A(t) \quad (3.23)$$

Pode-se dividir a corrente no enrolamento principal, em componente transitória e componente de regime (Rashid, 1993) conforme equação 3.24:

$$I_P(t) = A.e^{-\left(\frac{R_P}{2L_P}\right)t} \cos(\varphi_P - \omega t) + B \cos(\varphi_P - \omega t) \quad (3.24)$$

Onde a constante B é o valor máximo da corrente em regime, A é o acréscimo de corrente no valor de B durante a partida, L_P é a indutância do enrolamento principal e R_P é a resistência elétrica do mesmo enrolamento.

No enrolamento auxiliar, a sua respectiva componente transitória é obtida conforme equação 3.25:

$$I_A(t) = C.e^{-\left(\frac{R_A}{2L_A}\right)t} \cos\left(\sqrt{\left(\frac{R_A}{2L_A}\right)^2 - \left(\frac{1}{L_A.C_{AP}}\right)}t\right) \quad (3.25)$$

Onde a constante C é a corrente máxima de pico alcançada na partida, R_A , L_A , C_{AP} e $\frac{R_A}{2L_A}$ são respectivamente a resistência elétrica do enrolamento auxiliar, a indutância do enrolamento auxiliar, o valor do capacitor de partida e o coeficiente de amortecimento. As constantes A, B, C, R_A , L_A , R_P e L_P podem ser determinadas através de instrumentação apropriada utilizada nos ensaios em vazio, curto e resistência cc medida diretamente nos enrolamentos.

Assim, as formas de onda das correntes possuem características visualizadas na figura 3.8:

Fig. 3.8 – Comportamento transitório e de regime das correntes nos enrolamentos.

Então, com os dois enrolamentos, a força magnetomotriz total se torna:

$$F(t, \theta_e) = F_P(t, \theta_e) + F_A(t, \theta_e) \quad (3.26)$$

E sabendo-se que a força magnetomotriz produzida pelo enrolamento é proporcional a quantidade de espiras e a corrente elétrica que por ele passa, tem-se:

$$F(t, \theta_e) = N \cdot I(t, \theta_e) \quad (3.27)$$

Substituindo-se as equações 3.24 e 3.25 na equação 3.27 obtêm-se respectivamente:

$$F_P(t, \theta_e) = N_P \cdot \left(A \cdot e^{-\left(\frac{R_P}{2L_P}\right)t} \cos(\varphi_P - \omega t) \cos(\theta_e) + B \cos(\varphi_P - \omega t) \cos(\theta_e) \right) \quad (3.28)$$

e

$$F_A(t, \theta_e) = N_A \cdot \left(C \cdot e^{-\left(\frac{R_A}{2L_A}\right)t} \cos\left(\sqrt{\left(\frac{R_A}{2L_A}\right)^2 - \left(\frac{1}{L_A \cdot C_{AP}}\right)} t\right) \right) \quad (3.29)$$

Então a força magnetomotriz total com os dois enrolamentos se torna:

$$F(t, \theta_e) = N_P \cdot \left(A \cdot e^{-\left(\frac{R_P}{2L_P}\right)t} \cos(\varphi_P - \omega t) \cos(\theta_e) + B \cos(\varphi_P - \omega t) \cos(\theta_e) \right) + \\ N_A \cdot \left(C \cdot e^{-\left(\frac{R_A}{2L_A}\right)t} \cos\left(\sqrt{\left(\frac{R_A}{2L_A}\right)^2 - \left(\frac{1}{L_A \cdot C_{AP}}\right)} t\right) \cos(\theta_e) \right) \quad (3.30)$$

Da mesma forma, a intensidade de campo magnético no entreferro será:

$$H_g(t, \theta_e) = N_P \cdot \frac{\left(A \cdot e^{-\left(\frac{R_P}{2L_P}\right)t} \cos(\varphi_P - \omega t) \cos(\theta_e) + B \cos(\varphi_P - \omega t) \cos(\theta_e) \right)}{L_g} + \\ N_A \cdot \frac{\left(C \cdot e^{-\left(\frac{R_A}{2L_A}\right)t} \cos\left(\sqrt{\left(\frac{R_A}{2L_A}\right)^2 - \left(\frac{1}{L_A \cdot C_{AP}}\right)} t\right) \cos(\theta_e) \right)}{L_g} \quad (3.31)$$

E também a indução magnética no entreferro:

$$B_g(t, \theta_e) = \mu_0 \left(N_P \cdot \frac{\left(A \cdot e^{-\left(\frac{R_P}{2L_P}\right)t} \cos(\varphi_P - \omega t) \cos(\theta_e) + B \cos(\varphi_P - \omega t) \cos(\theta_e) \right)}{L_g} \right) + \mu_0 \left(N_A \cdot \frac{\left(C \cdot e^{-\left(\frac{R_A}{2L_A}\right)t} \cos\left(\left(\sqrt{\left(\frac{R_A}{2L_A}\right)^2 - \left(\frac{1}{L_A \cdot C_{AP}}\right)}\right)t\right) \cos(\theta_e) \right)}{L_g} \right) \quad (3.32)$$

Neste capítulo equacionam-se os campos magnéticos no entreferro do motor. Primeiramente somente com o enrolamento principal energizado pela fonte de alimentação. Lembrando que nesta situação o rotor fica parado sob a ação de forças magnetomotrizes de sentidos contrários, criando componentes de campo direto e reverso.

Depois o equacionamento se faz para a situação em que outro enrolamento defasado de 90 graus elétricos do enrolamento principal (enrolamento auxiliar) é alojado no estator da máquina. Neste caso a máquina passa a trabalhar como motor elétrico bifásico desequilibrado, criando-se campo resultante girante e obtendo-se torque capaz de acionar o rotor da máquina. Uma vez que o rotor atinge de 60 à 75 % de sua velocidade nominal de rotação, o enrolamento auxiliar é desacoplado da fonte de alimentação através de um interruptor centrífugo. O enrolamento auxiliar possui resistência elétrica e reatância indutiva diferentes dos valores de resistência e reatância do enrolamento principal e uma vez que o período que o mesmo se mantém energizado é muito curto, justifica-se a utilização de uma menor bitola de

fio, ocasionando em diferentes ângulos de defasagem das correntes entre o enrolamento principal e o enrolamento auxiliar. Para obter um torque mais vigoroso, liga-se um capacitor de partida em série com o enrolamento auxiliar que adianta a corrente elétrica do mesmo, tornando o ângulo entre as correntes dos enrolamentos próximo de 90 graus.

As correntes nestes enrolamentos foram descritas em termos de componentes transitórias, componente em regime permanente senoidal e coeficientes de amortecimento.

No capítulo seguinte são apresentados cálculos referentes ao enrolamento principal, ao enrolamento auxiliar, a distribuição nas ranhuras e também suas respectivas características elétricas.

4. DETALHES CONSTRUTIVOS, CONFIGURAÇÃO E FORMATAÇÃO DOS ENROLAMENTOS DO PROTÓTIPO.

Nesta fase do trabalho, são fornecidos os detalhes construtivos do protótipo, no que se refere ao formato do estator, rotor, cálculos e formatação dos enrolamentos do mesmo. A figura 4.1, mostra o detalhamento da geometria das estruturas ferromagnéticas utilizadas no motor.

Figura 4.1 – Detalhe construtivo do protótipo e dimensões das ranhuras.

Nas figuras 4.2 a e 4.2 b são representadas as vistas tridimensionais do rotor e estator respectivamente.

Figura 4.2 – Vista tridimensional (a) rotor (b) estator.

DADOS GERAIS DO PROTÓTIPO

- Modelo:.....A560877 NEMA56 (WEG)
- Frequência:.....60 Hz
- Potência Nominal:.....1/2 C.V.
- Tensão Nominal:.....127V
- Número de Pólos:.....4 pólos
- Fator de Serviço:.....1
- Regime de Trabalho:.....S1
- Classe de Isolamento:.....Classe B
- Refrigeração:.....Ventilador Interno
- Grau de Proteção:.....IP21
- Capacitor Eletrolítico:.....215 – 259 μ F / 127V

DADOS DO ESTATOR.

- Espessura das Chapas:.....0,5 mm
- Tipo de Ranhuras:.....Semi – Abertas
- Número de Ranhuras Estatóricas:.....32 Ranhuras
- Diâmetro Interno da Coroa Estatórica:.....100 mm
- Área da Coroa Estatórica:.....2001,82 mm²
- Comprimento do Pacote do Estator:.....46,4 mm
- Peso do Pacote de Chapas:.....5,1 Kg

DADOS DO ROTOR.

- Tipo:.....Gaiola de Esquilo (Skew)
- Espessura das Chapas:.....0,5 mm
- Tipo de Ranhuras:.....Fechadas
- Número de Ranhuras Rotóricas:.....44 Ranhuras
- Diâmetro do Rotor:.....99,5 mm
- Comprimento do pacote do rotor:.....46,4 mm
- Peso do Rotor:.....1,8 Kg

4.1 CÁLCULOS DOS ENROLAMENTOS.

O enrolamento principal e o enrolamento auxiliar foram executados em formato concêntrico, camada simples, com distribuição definida em função da quantidade de dentes do estator, número de pólos e os passos das bobinas, que neste caso foram encurtadas para redução das harmônicas de campo (ver figura 4.5)

1. Número de Ranhuras do Estator (N_{RANH})

O pacote de lâminas do protótipo encontrava-se pronto e, portanto o número de ranhuras do estator já estava definido.

$$N_{\text{RANH}} = 32 \text{ ranhuras}$$

2. Número de Pólos ($2p$)

O número de pólos do motor foi executado para uma velocidade síncrona de 1800 rotações por minuto.

$$2p = 4 \text{ pólos}$$

3. Número de Fases (N_F)

O protótipo foi montado para um único valor de tensão, no caso 127 Volts.

$$N_F = 1 \text{ fase}$$

4. Encurtamento de Bobina (δ)

A bobina externa foi encurtada para redução das harmônicas de campo.

$$\delta = 1 \text{ ranhura}$$

5. Passo Polar ($Y_P \rightarrow 180^\circ$ elétricos)

O passo polar é o número de dentes ocupado por um pólo da máquina equivalente a 180° elétricos.

$$Y_P = \frac{N_D}{2p} = \frac{32}{4} = 8 \text{ dentes ou } 1^a \text{ à } 9^a \text{ ranhura} \quad (4.1)$$

6. Passo da bobina externa (Y_{BE})

O passo da bobina externa foi executado com encurtamento de um dente em relação ao passo polar (ver figura 4.15).

$$Y_{BE} = Y_P - \delta = 8 - 1 = 7 \text{ dentes ou } 1^a \text{ à } 8^a \text{ ranhura} \quad (4.2)$$

7. Passo da bobina intermediária (Y_{BI})

Como se trata de enrolamento concêntrico, o passo da bobina intermediária foi executado com encurtamento de três dentes em relação ao passo polar (figura 4.15).

$$Y_{BI} = Y_P - 3 = 8 - 3 = 5 \text{ dentes ou } 2^a \text{ à } 7^a \text{ ranhura} \quad (4.3)$$

8. Passo da bobina interna (Y_{Bi})

O passo da bobina interna foi executado com encurtamento de cinco dentes em relação ao passo polar (ver figura 4.15).

$$Y_{Bi} = Y_P - 5 = 8 - 5 = 3 \text{ dentes ou } 3^a \text{ à } 6^a \text{ ranhura} \quad (4.4)$$

9. Graus elétricos por ranhura (Δ)

É a relação entre arco polar e o número de ranhuras abrangido pelo mesmo.

$$\Delta = \frac{180^\circ \text{ elétricos}}{Y_P} = \frac{180^\circ \text{ elétricos}}{8 \text{ ranhuras}} = 22,5^\circ \text{ elétricos} \quad (4.5)$$

10. Passo de Fase (Y_F)

É a distância em número de dentes ou em ranhuras entre o enrolamento principal e o enrolamento auxiliar.

$$Y_F = \frac{90^\circ \text{ elétricos}}{\Delta} = \frac{90^\circ \text{ elétricos}}{22,5^\circ \text{ elétricos}} = 4 \text{ dentes ou } 1^a \text{ à } 5^a \text{ ranhura} \quad (4.6)$$

11. Fator de passo das bobinas (K_P)

Para que a força magnetomotriz presente no entreferro do motor tenha forma de onda senoidal, o número de espiras em cada bobina foi determinado em função do fator de passo K_P (Veinott, C.G. 1948):

Bobina Externa (K_{PE})

O fator de passo da bobina externa foi calculado com base no passo da bobina externa e o passo polar.

$$K_P \text{ bobina externa} = \sin \frac{Y_{BE}}{Y_P} \cdot 90^\circ = \sin \frac{7}{8} \cdot 90^\circ = 0,98 \quad (4.7)$$

Bobina Intermediária (K_{PI})

O fator de passo da bobina intermediária foi calculado em função do passo da bobina intermediária e o passo polar.

$$K_P \text{ bobina intermediária} = \text{sen} \frac{Y_{BI}}{Y_P} \cdot 90^\circ = \text{sen} \frac{5}{8} \cdot 90^\circ = 0,831 \quad (4.8)$$

Bobina Interna (K_{PI})

O fator de passo da bobina interna foi calculado em função do passo da bobina interna e o passo polar.

$$K_P \text{ bobina interna} = \text{sen} \frac{Y_{BI}}{Y_P} \cdot 90^\circ = \text{sen} \frac{3}{8} \cdot 90^\circ = 0,555 \quad (4.9)$$

Fator de passo total (K_{PT})

Somando-se os fatores obtidos nas equações 4.7, 4.8 e 4.9 obtêm-se:

$$K_{PT} = K_{PE} + K_{PI} + K_{PI} = 0,98 + 0,831 + 0,555 = 2,366 \quad (4.10)$$

12. Percentual de espiras por bobina (PB)

Com os fatores obtidos em 4.7, 4.8, 4.9 e 4.10, determinam-se as porcentagens de espiras (PBE, PBI e PBI) para cada bobina do enrolamento principal, que no nosso caso foi executado com três bobinas por pólo e fase, portanto, temos para a bobina externa:

$$PBE = \frac{K_{PE}}{K_{PT}} \cdot 100\% = \frac{0,98}{2,366} \cdot 100\% = 41\% \quad (4.11)$$

Para a bobina intermediária:

$$PBI = \frac{K_{PI}}{K_{PT}} \cdot 100\% = \frac{0,831}{2,366} \cdot 100\% = 35\% \quad (4.12)$$

E para a bobina interna:

$$PBi = \frac{K_{Pi}}{K_{PT}} \cdot 100\% = \frac{0,555}{2,366} \cdot 100\% = 23\% \quad (4.13)$$

13. Número de Bobinas Enrolamento Principal (N_{BP})

Para enrolamentos concêntricos, camada simples, três bobinas por pólo e fase (N_{PF}), quatro pólos, a quantidade de bobinas do enrolamento principal é calculada em 4.14:

$$N_{BP} = N_{PF} \cdot 2p = 12 \text{ bobinas} \quad (4.14)$$

14. Número de Bobinas Enrolamento Auxiliar (N_{BA})

A quantidade de bobinas do enrolamento auxiliar foi produzida com a mesma quantidade do número de bobinas do enrolamento principal:

$$N_{BA} = N_{BP} = 12 \text{ bobinas} \quad (4.15)$$

15. Número de espiras do enrolamento principal (N_P)

Para o cálculo do número de espiras utilizou-se a equação 4.16:

$$N_P = \frac{V_{BOBINA}}{4,44.f.K_E.B_{MAX}.S_P} \quad (4.16)$$

Onde

V_{BOBINA} é a tensão induzida em cada bobina, f é a frequência da rede elétrica, K_E é o fator de enrolamento, B_{MAX} é a indução máxima no entreferro do motor e S_P é a área do pólo.

O fator de enrolamento K_E foi calculado conforme equação 4.17 (Jordão,1980) com base no esquema da Figura 4.3:

Figura 4.3 – Defasamento angular das bobinas no enrolamento principal.

$$K_E = \left| \frac{N_1 e^{j11,25} + N_2 e^{j33,75} + N_3 e^{j56,25} + N_3 e^{-j56,25} + N_2 e^{-j33,75} + N_1 e^{-j11,25}}{\frac{N_1 + N_2 + N_3}{2}} \right|$$

$$K_E = 0,82 \quad (4.17)$$

A área do pólo pode ser calculada (Liwschitz, 1963) conforme equação 4.18:

$$S_P = \frac{\pi \cdot D_{\text{ROTOR}} \cdot L_{\text{ROTOR}}}{p} = 2,19 \cdot 10^{-3} \text{m}^2 \quad (4.18)$$

Com 2 bobinas em série (figura 4.4) a tensão em cada bobina do pólo se torna a metade da tensão da rede elétrica. Portanto, o número de espiras do enrolamento principal, considerando-se para efeito de simplificação, a indução máxima no entreferro com valor de 1 Tesla, temos

$$N_P = \frac{V_{\text{BOBINA}}}{4,44 \cdot f \cdot K_E \cdot B_{\text{MAX}} \cdot S_P} = \frac{127/2}{4,44 \cdot 60 \cdot 0,82 \cdot 1 \cdot 2,19 \cdot 10^{-3}} = 133 \text{ espiras} \quad (4.19)$$

16. Número de espiras de cada bobina

Com as porcentagens obtidas em 4.11, 4.12 e 4.13 calcula-se o número de espiras de cada bobina.

Para a bobina externa

$$N_{PE} = N_P \cdot PBE \quad (4.20)$$

$$N_{PE} = 133 \cdot 0,41 = 55 \text{ espiras}$$

Para a bobina intermediária

$$N_{PI} = N_P \cdot P_{BI} \quad (4.21)$$

$$N_{PI} = 133 \cdot 0,35 = 46 \text{ espiras}$$

Para a bobina interna

$$N_{Pi} = N_P \cdot P_{Bi} \quad (4.22)$$

$$N_{Pi} = 133 \cdot 0,23 = 32 \text{ espiras}$$

17. Seção transversal dos condutores (S)

A bitola dos condutores foi escolhida em função da corrente do enrolamento em condições nominais e pela densidade de corrente (J) do mesmo.

Considerando-se que o motor possui ventilação interna, considerou-se uma densidade de corrente com valor de 4 A/mm^2 .

A corrente total em condições nominais foi calculada conforme equação 4.23, onde os valores de potência ativa e fator de potência foram extraídos da tabela 7.2 à plena carga:

$$I_T = \frac{P}{V_N \cdot \cos \varphi} = \frac{570}{127 \cdot 0,5} = 8,9 \text{ [A]} \quad (4.23)$$

Para a tensão nominal (V_N) do enrolamento em 127 V, as bobinas são interligadas conforme Figura 4.4:

Figura 4.4 – Interligação das bobinas no enrolamento principal.

Portanto a corrente elétrica em cada bobina (I_{BOB}) é a metade da corrente total e a seção transversal do enrolamento principal é:

$$S = \frac{I_{BOB}}{J} = \frac{\frac{8,9}{2}}{4} = 1,1125 \text{ [mm}^2\text{]} \quad (4.24)$$

Utilizou-se 2 condutores paralelos com metade da bitola encontrada em 4.24.

DADOS DO ENROLAMENTO PRINCIPAL

- Bitola:.....19 AWG (2 circuitos paralelos)
- Resistência Elétrica do Enrolamento – Ensaio CC:.....4,1 Ω (cada circuito)
- Resistência Elétrica do fio (Ω / km – 20°C):.....26,5
- Número de Espiras por Pólo:.....133
- Número de Espiras (Bobina Externa):55
- Número de Espiras (Bobina Intermediária):46
- Número de Espiras (Bobina Interna):32
- Número de Bobinas por Pólo e Fase:.....3

O enrolamento auxiliar foi executado com 55% do número de espiras do enrolamento principal (Veinott, C.G. 1948):

$$N_A = \frac{V_{\text{BOBINA}}}{4,44 \cdot f \cdot K_E \cdot B_{\text{MAX}} \cdot S_P} \cdot 0,55 \quad (4.25)$$

$$N_A = \frac{127/2}{4,44 \cdot 60 \cdot 0,8 \cdot 1 \cdot 2,19 \cdot 10^{-3}} \cdot 0,55 = 75 \text{ espiras}$$

Distribui-se o enrolamento auxiliar da mesma forma que o enrolamento principal, ou seja, executou-se no formato concêntrico. Então com as mesmas porcentagens obtidas em 4.11, 4.12 e 4.13, calculou-se a quantidade de espiras em cada bobina do enrolamento auxiliar conforme 4.21, 4.22 e 4.23.

DADOS DO ENROLAMENTO AUXILIAR.

- Bitola:.....20 AWG (2 circuitos paralelos)
- Resistência Elétrica do Enrolamento – Ensaio CC:.....3,3 Ω (cada circuito)
- Resistência Elétrica do fio (Ω / km – 20°C):.....33,5
- Número de Espiras por Pólo:.....75
- Número de Espiras (Bobina Externa):.....33
- Número de Espiras (Bobina Intermediária):.....26
- Número de Espiras (Bobina Interna):.....16
- Número de Bobinas por Pólo e Fase:.....3

DADOS DA BOBINA EXPLORATRIZ.

Como mencionado no capítulo introdutório, foi utilizada uma bobina exploratriz de fluxo que permitiu a medição das tensões induzidas no entreferro do motor. Por questão de espaço disponível nas ranhuras, a bobina exploratriz foi executada com a metade do número de espiras do enrolamento principal, com menor seção transversal e formato concêntrico, com quantidade de espiras por bobina calculadas da mesma maneira que o enrolamento auxiliar.

- Bitola:.....32 AWG
- Número de Espiras:.....66
- Número de Espiras (Bobina Externa):.....28
- Número de Espiras (Bobina Intermediária):.....23
- Número de Espiras (Bobina Interna):.....15

4.2 DISPOSIÇÃO DOS ENROLAMENTOS PRINCIPAL E AUXILIAR.

Na Figura 4.5 observa-se o arranjo final dos enrolamentos principal e auxiliar nas ranhuras do estator do protótipo:

Figura 4.5 – Diagrama planificado do estator.

E nas figuras 4.6a e 4.6b observam-se respectivamente as posições dos enrolamentos nas ranhuras nas duas configurações de enrolamento:

(a)

(b)

● ENROLAMENTO PRINCIPAL
○ ENROLAMENTO AUXILIAR

Figura 4.6 - Disposição dos enrolamentos nas ranhuras.

a) Configuração A (Enrolamento Principal na parte inferior da ranhura).

b) Configuração B (Enrolamento Principal na parte superior da ranhura).

5. CARACTERIZAÇÃO DO MODELO DE CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR MONOFÁSICO.

Neste capítulo são fornecidos detalhes do modelo do circuito equivalente do motor monofásico em função das componentes de campo direto e reverso, referentes à ligação apresentada na figura 3.5.

Fig. 5.1-Circuitos equivalentes do motor de indução monofásico (SEN, 1996).

- a) Antes da abertura da chave centrífuga.
- b) Depois da abertura da chave centrífuga.

Na figura 5.1 são representados os circuitos equivalentes do motor de indução monofásico em termos de suas componentes de campo direto e reverso, para o enrolamento principal e para o enrolamento auxiliar (SEN 1996). As equações de campo girante e de torque foram descritas no capítulo três. O circuito equivalente da figura 5.1-a refere-se ao instante anterior à abertura da chave centrífuga ligada em série com o enrolamento auxiliar. Os parâmetros com sub-índice P referem-se ao enrolamento principal e os parâmetros com sub-índice A, ao enrolamento auxiliar.

O circuito da figura 5.1-b representa a máquina apenas com o enrolamento principal, ou seja, após a abertura da chave centrífuga. Os parâmetros do circuito equivalente com sub-índice 1 referem-se ao estator, enquanto que os parâmetros com sub-índice '2 são os parâmetros do rotor referidos ao estator.

O parâmetro X_1 que é a reatância de dispersão total do enrolamento do estator, contempla a dispersão de cabeça de bobina e a dispersão das ranhuras.

Neste capítulo, as indutâncias de dispersão de ranhura e de cabeça de bobina, são calculadas analiticamente para a configuração A e para a configuração B (figuras 4.6 a e 4.6 b) e comparadas posteriormente com objetivo de verificar qual das configurações de enrolamento oferecerá maior dispersão uma vez que a dispersão de fluxo varia em função da posição dos enrolamentos dentro da ranhura. Os valores calculados também serão utilizados na simulação do dispositivo no capítulo 6.

Como dito anteriormente, para as duas configurações, ocorrem as situações antes (figura 5.1 a) e depois (figura 5.1 b) da abertura da chave centrífuga, portanto serão calculadas as indutâncias de dispersão de ranhura e cabeça de bobina referentes às duas situações.

5.1 INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO DE RANHURAS ESTATÓRICAS E DISPERSÃO DE CABEÇA DE BOBINA.

As devidas indutâncias de dispersão de ranhura foram calculadas para as configurações de ranhuras visualizadas na figura 5.2. As dimensões encontram-se no capítulo 4.

Figura 5.2 – Detalhe das Ranhuras e Enrolamentos para cálculo de dispersão.

(a) Enrolamento na parte inferior da ranhura (b) Parte superior (c) Dois Enrolamentos.

Sendo N_S a quantidade de espiras e L_R o comprimento do rotor, a indutância de dispersão de ranhura para uma camada de enrolamento na parte inferior da ranhura, será (Liwschitz, 1963; Alger, 1995):

$$L_{INF} = 0,4.\pi.N_{ESP}^2.L_R.\left[\left(\frac{h1}{3bs}\right) + \left(\frac{h2}{bs}\right) + \left(\frac{2h3}{bs + b0}\right) + \left(\frac{h4}{b0}\right)\right].10^{-8} [H] \quad (5.1)$$

Para enrolamentos com uma camada, na parte superior da ranhura, a indutância de dispersão de ranhura se torna (Liwschitz, 1963; Alger, 1995):

$$L_{SUP} = 0,4.\pi.N_{ESP}^2.L_R.\left[\left(\frac{h1}{3bs}\right) + \left(\frac{h'2}{bs}\right) + \left(\frac{2h3}{bs+b0}\right) + \left(\frac{h4}{b0}\right)\right].10^{-8} [H] \quad (5.2)$$

Para dois enrolamentos na ranhura, a indutância de dispersão de ranhura é calculada conforme a equação 5.3:

$$L_{SI}=L_{IS}=(L_{SUP} +L_{INF} +2.Ks.M_{SI}).10^{-8} [H] \quad (5.3)$$

Onde M_{SI} é a indutância mútua entre os dois enrolamentos e pode ser calculada através da equação 5.4:

$$M_{SI}=M_{IS}=0,4.\pi.N_{ESP}^2.L_R.(P_{IS}).10^{-8} [H] \quad (5.4)$$

Onde P_{IS} é a permeância mútua de dispersão por unidade de comprimento calculada na equação 5.5:

$$P_{IS}=P_{SI}=\left[\left(\frac{h1}{2bs}\right) + \left(\frac{h'2}{bs}\right) + \left(\frac{2h3}{bs+b0}\right) + \left(\frac{h4}{b0}\right)\right] \quad (5.5)$$

O fator K_s da equação 5.3 é o fator de dispersão de ranhura em função do passo do enrolamento, é obtido através do gráfico (Alger, 1995) representado na figura 5.3:

Fig. 5.3 – Fator de dispersão de ranhura em função do passo do enrolamento.

As indutâncias de dispersão de cabeça de bobina foram calculadas para o arranjo visualizado na figura 5.4:

Figura 5.4 – Detalhe dos enrolamentos para cálculo de dispersão de cabeça de bobina.

Sendo l_{BOB} o comprimento da cabeça de bobina, q_s o número de ranhuras por pólo e fase, l_s o comprimento do pacote do estator e y o passo da bobina, a permeância de cabeça de bobina por lado por unidade de comprimento para enrolamentos concêntricos (Nasar, Boldea, 2001) será:

$$P_{CB} = \left[0,34 \left(\frac{q_s}{l_s} \right) \cdot (l_{BOB} - (0,64 \cdot y)) \right] \quad (5.6)$$

E sua respectiva indutância de dispersão de cabeça de bobina por lado se torna:

$$L_{CB} = 0,4 \cdot \pi \cdot N_{ESP}^2 \cdot P_{CB} \cdot 10^{-8} [H] \quad (5.7)$$

Apresentam-se na tabela 5.1 os valores das indutâncias de dispersão de cabeça de bobina e de ranhura calculadas para as duas configurações de enrolamento.

Tabela 5.1 – Tabela comparativa das indutâncias de dispersão de ranhura e de cabeça de bobina.

INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO	
CONFIGURAÇÃO A	CONFIGURAÇÃO B
DISPERSÃO DE RANHURA	DISPERSÃO DE RANHURA
ENROLAMENTOS PRINCIPAL + AUXILIAR	ENROLAMENTOS PRINCIPAL + AUXILIAR
3,42 mH	3,26 mH
ENROLAMENTO PRINCIPAL	ENROLAMENTO PRINCIPAL
2,22 mH	2,10 mH
DISPERSÃO DE CABEÇA DE BOBINA	DISPERSÃO DE CABEÇA DE BOBINA
ENROLAMENTOS PRINCIPAL + AUXILIAR	ENROLAMENTOS PRINCIPAL + AUXILIAR
3,66 mH	3,66 mH
ENROLAMENTO PRINCIPAL	ENROLAMENTO PRINCIPAL
2,74 mH	2,74 mH
DISPERSÃO TOTAL ENR. PRINCIPAL	DISPERSÃO TOTAL ENR. PRINCIPAL
4,96 mH	4,84 mH

Observando-se os valores calculados na tabela 5.1, verificamos que na configuração B as indutâncias de dispersão de ranhura, com os dois enrolamentos ou somente com enrolamento principal, são menores em relação à configuração A. No que se refere aos valores calculados à dispersão de cabeça de bobina, nas duas configurações, os resultados apresentaram-se iguais, devido ao fato de que a indutância de dispersão de cabeça de bobina não varia em função da posição do enrolamento dentro da ranhura.

6. SIMULAÇÃO POR SOFTWARE DE ELEMENTOS FINITOS

Nesta etapa do trabalho, apresentam-se as duas simulações computacionais realizadas com o software de elementos finitos Cedrat - Flux 2D[®]. Com a utilização deste software foi possível obter graficamente os níveis de indução magnética no entreferro do motor em ambas as configurações de enrolamento. Analisando estes gráficos, foram observadas variações nos níveis de indução, mediante a mudança de posicionamento das bobinas dentro das ranhuras. O objetivo principal destas simulações consistiu em analisar a relevância destas variações de indução através dos gráficos de densidade de fluxo no entreferro do motor. Foi possível também obter os valores de corrente elétrica e as harmônicas de campo no entreferro do motor nas duas configurações possibilitando posterior comparação.

6.1 ETAPAS DO PROCESSO DE SIMULAÇÃO.

O processo de simulação do motor de indução monofásico em software de elementos finitos consistiu de três etapas:

- Pré – processamento;
- Processamento;
- Pós – processamento;

Detalharemos aqui somente os processos de pré e pós-processamento, uma vez que o processamento é uma etapa realizada pelo software, que consiste na resolução do sistema linear de equações, no qual é montado a partir de todas as informações do modelo através das propriedades dos materiais e condições de contorno, e solucionado por métodos iterativos consagrados como ICCG.

CONDIÇÕES DE SIMULAÇÃO

Abaixo seguem os dados gerais da simulação do dispositivo:

- Tipo de simulação: Magnetodinâmica;
- Condição de escorregamento: Escorregamento nominal percentual $S\% = 4.167$;
- Velocidade nominal $N = 1725$ r.p.m.;
- Com acoplamento de circuito externo: somente enrolamento principal;
- Apresenta indutância de dispersão de cabeça de bobina calculada no capítulo 5;
- Tensão da fonte: 63,5 Volts (para um pólo da máquina - $\frac{1}{4}$ da geometria);
- Frequência $f = 60$ Hz;
- Enrolamento do estator: cobre - resistividade $1.724E-8 \Omega.m$;
- Barras do rotor: alumínio - resistividade $2.777E-8 \Omega.m$;

ACOPLAMENTO DE CIRCUITO ELÉTRICO EXTERNO

A finalidade do acoplamento de circuito elétrico externo consistiu em vincular as regiões do dispositivo a ser simulado com as respectivas fontes de alimentação.

A figura 6.1 apresenta as ligações das bobinas do motor simulado que serviram como base para elaboração do circuito elétrico externo:

Fig. 6.1– Configuração de enrolamento utilizada para acoplamento de circuito elétrico externo.

Através dos ensaios em vazio, com carga, ensaio de resistência de enrolamento e dos valores de indutância de dispersão de cabeça de bobina calculadas no capítulo 5 ($L_{\sigma 1}$ na figura 6.2), os parâmetros do motor foram associados ao modelo visualizado figura 6.2:

Fig. 6.2– Circuito elétrico externo utilizado na simulação.

CURVA DE MAGNETIZAÇÃO DO MATERIAL FERROMAGNÉTICO

Nas regiões do estator e rotor foram utilizados aço 1010. Na figura 6.3, visualiza-se a curva de magnetização do material:

Fig. 6.3– Curva de Magnetização do Aço 1010 utilizado na simulação.

CONDIÇÕES DE CONTORNO

São condições impostas nas regiões de fronteira para simulação do dispositivo:

1.) Dirichlet (Raio externo – coroa estatórica)

Neste contorno, assumimos que o campo é tangente à linha da coroa estatórica, onde o vetor potencial magnético é nulo.

2.) Anti-Cíclica (Bordas laterais)

Utilizou-se deste recurso para representação de um pólo da máquina somente.

Fig. 6.4– Modelo e condições de contorno.

PÓS - PROCESSAMENTO

Após a resolução do sistema de equações na fase de processamento, a próxima etapa consistiu na extração e exploração dos resultados através de mapa de cores e gráficos das grandezas de interesse, que no nosso caso, foi a densidade de fluxo. As figuras 6.5a e 6.5b representam respectivamente, os resultados das simulações magnetodinâmicas do motor de indução sob condições nominais.

Fig. 6.5– Mapa de Cores para escorregamento nominal. a) Configuração A. b) Configuração B.

A densidade de fluxo na configuração A apresenta valores marginalmente menores em comparação àquela da configuração B. Os níveis de densidade no entreferro do motor também foram explorados através de uma linha inserida neste local visualizado na figura 6.6:

Fig. 6.6– Detalhe de linha inserida no entreferro do motor para obtenção da densidade de fluxo.

A figura 6.7 apresenta os níveis de indução obtidos no entreferro do motor a partir dos resultados da simulação da figura 6.5. Observa-se neste caso, que no entreferro também ocorre um leve acréscimo na densidade de fluxo na configuração B:

Fig. 6.7– Níveis de densidade de fluxo no entreferro da máquina em módulo.

a) Configuração A. b) Configuração B.

HARMÔNICAS NO ENTREFERRO

A partir da mesma linha inserida no entreferro do motor que foi utilizada para obter as formas de onda das figuras 6.7-a e 6.7-b, foram obtidos os espectros de frequência da densidade de fluxo normal à mesma linha para as duas configurações de enrolamento. Observam-se na figura 6.8 os resultados obtidos na configuração A até 31ª harmônica.

Flux2D 8.10 MONOCONFA 07/08/2009 13:45 Analysis Curves Flux Density Normal comp.

Fig. 6.8– Espectro de frequência da densidade de fluxo obtida no entreferro do motor configuração A.

De maneira similar, a figura 6.9 apresenta os valores obtidos na configuração B:

Flux2D 8.10 MONOCONFB 07/08/2009 15:12 Analysis Curves Flux Density Normal comp.

Fig. 6.9– Espectro de frequência da densidade de fluxo obtida no entreferro do motor configuração B.

Observando-se as figuras 6.8 e 6.9 percebe-se também um leve aumento na 1ª harmônica na configuração B. As diferenças encontradas na 13ª harmônica devem-se às variações na saturação do motor devido às mudanças na posição dos enrolamentos.

VALORES DE POTÊNCIA E CORRENTE ELÉTRICA OBTIDOS

Após o término das simulações do motor, foi possível também obter os valores de potência e corrente elétrica para ¼ da geometria. Os resultados são apresentados nas figuras 6.10 e 6.11.

CONFIGURAÇÃO A

```
Selected component
Voltage source VAN : voltage source phase a c
Voltage :
rms value = 63.50 V. rms , phase = .00000 Degree
Current :
rms value = 4.05 A. rms , phase = 59.57 Degree
Power :
active = -132.18 Watt
```

Fig. 6.10– Valores de potência e corrente elétrica – Configuração A.

CONFIGURAÇÃO B

```
Selected component
Voltage source VAN : voltage source phase a c
Voltage :
rms value = 63.50 V. rms , phase = .00000 Degree
Current :
rms value = 4.42 A. rms , phase = 61.9 Degree
Power :
active = -132.18 Watt
```

Fig. 6.11– Valores de potência e corrente elétrica – Configuração B.

Observa-se que os valores de corrente elétrica e potência elétrica obtidos na configuração B sofreram um leve acréscimo em relação aos valores obtidos na configuração A.

7. RESULTADOS OBTIDOS NO PROTÓTIPO.

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos nos ensaios de carga do protótipo nas duas configurações de enrolamento através da montagem experimental esquematizada na figura 7.1, sendo que a descrição da instrumentação utilizada foi detalhada no anexo deste trabalho.

Figura 7.1 – Montagem experimental realizado no protótipo – Padrão IEEE.

Foram realizados os ensaios em vazio, rotor travado e sob carga. Os resultados são apresentados a seguir:

7.1 CONFIGURAÇÃO A

Ensaio em vazio

- Potência : $W_0 = 165,35 \text{ W}$
- Tensão : $V_0 = 127 \text{ V}$
- Corrente : $I_0 = 6,21 \text{ A}$
- $\cos \varphi_0 = 0,2$

Ensaio de rotor bloqueado

- Potência : $W_{CC} = 4205 \text{ W}$
- Tensão : $V_{CC} = 127 \text{ V}$
- Corrente : $I_{CC} = 43 \text{ A}$
- $\cos \varphi_{CC} = 0,77$

Ensaio sob Carga

Tabela 7.1 – Tabela dos resultados obtidos do ensaio sob carga no protótipo – Configuração A.

ENSAIO SOB CARGA - MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO COM CAPACITOR DE PARTIDA - CONFIGURAÇÃO A									
%CARGA	S(%)	POT. AT. (W)	TENS.(V)	CORR.(A)	T(N.m)	N(rpm)	POT. MEC.(W)	F.P.	η (%)
0	0,278	165,35	127	6,21	0,22	1795	42,26	0,20	25,55
20	1,111	214,63	127	6,52	0,34	1780	64,00	0,25	29,81
30	1,389	252,71	127	6,75	0,55	1775	102,92	0,294	40,70
40	1,722	269,24	127	6,83	0,72	1769	133,00	0,306	49,40
50	2,167	323,47	127	6,91	0,92	1761	168,80	0,368	52,18
60	2,556	378,73	127	7,22	1,09	1754	198,80	0,410	52,49
70	3,056	459,20	127	7,64	1,35	1745	246,00	0,470	53,20
80	3,333	472,48	127	7,75	1,51	1740	274,30	0,471	57,89
90	3,667	531,26	127	8,45	1,74	1734	315,28	0,486	59,18
100	4,167	567,50	127	8,82	1,93	1725	347,02	0,500	61,14

Vale lembrar que na tabela 7.1, os valores de potência ativa, tensão, corrente, rotação e fator de potência foram obtidos a partir das instrumentações utilizadas na figura 7.1. As demais foram calculadas a partir dos mesmos valores obtidos (% carga, escorregamento percentual, torque, potência mecânica e rendimento percentual).

7.2 CONFIGURAÇÃO B

Os mesmos ensaios realizados para a configuração A, foram realizados para a configuração B:

Ensaio em Vazio

- Potência: $W_0 = 167,48 \text{ W}$
- Tensão: $V_0 = 127 \text{ V}$
- Corrente: $I_0 = 6,28 \text{ A}$
- $\cos \varphi_0 = 0,21$

Ensaio de Rotor Bloqueado

- Potência: $W_{CC} = 4267 \text{ W}$
- Tensão: $V_{CC} = 127 \text{ V}$
- Corrente: $I_{CC} = 44,8 \text{ A}$
- $\cos \varphi_{CC} = 0,75$

Ensaio sob Carga

Tabela 7.2 – Tabela dos resultados obtidos do ensaio sob carga no protótipo – Configuração B.

ENSAIO SOB CARGA - MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO COM CAPACITOR DE PARTIDA - CONFIGURAÇÃO B									
%CARGA	S(%)	POT. AT.(W)	TENS(V)	CORR(A)	T(N.m)	N(rpm)	POT. MEC(W)	F.P.	η (%)
0	0,278	167,48	127	6,28	0,23	1795	42,94	0,21	25,64
20	1,111	216,28	127	6,55	0,35	1780	64,79	0,26	29,96
30	1,389	252,88	127	6,75	0,56	1775	103,38	0,295	40,88
40	1,722	270,07	127	6,86	0,73	1769	134,30	0,31	49,72
50	2,167	325,17	127	6,92	0,93	1761	170,32	0,37	52,38
60	2,556	381,96	127	7,30	1,10	1754	200,66	0,412	52,53
70	3,056	461,18	127	7,71	1,35	1745	246,81	0,471	53,51
80	3,333	474,33	127	7,83	1,52	1740	275,06	0,477	57,98
90	3,667	533,09	127	8,48	1,75	1734	315,59	0,495	59,20
100	4,167	571,59	127	8,93	1,95	1725	349,83	0,504	61,20

A partir das tabelas 7.1 e 7.2, foi possível obter os gráficos comparativos das grandezas de interesse das duas configurações. Observa-se na figura 7.2 que os valores de torque em regime, obtidos a partir de valores calculados, nas duas configurações são praticamente os mesmos.

Fig. 7.2 – Comparação dos torques obtidos na configuração A e na configuração B.

A corrente elétrica consumida pelo motor não apresentou diferenças significativas de uma configuração para a outra. Um pequeno aumento foi observado na configuração B.

Fig. 7.3 – Comparação das correntes obtidas na configuração A e na configuração B.

A potência ativa da máquina foi outro parâmetro analisado. Novamente, percebe-se pouca diferença nos valores.

Fig. 7.4 – Comparação das potências de entrada obtidas na configuração A e na configuração B.

A potência mecânica no eixo também foi impressa para efeito de comparação. Nas duas situações, as diferenças de valores são quase imperceptíveis.

Fig. 7.5 – Comparação das potências mecânicas obtidas na configuração A e na configuração B.

Na figura 7.6 apresentam-se os fatores de potência obtidos nas configurações.

Fig. 7.6 – Comparação dos fatores de potência obtidos na configuração A e na configuração B.

Os fatores de potência não apresentaram variações relevantes, sendo que para alguns valores de carga, são praticamente iguais.

O rendimento percentual foi o último parâmetro comparado. Observa-se que o motor da configuração A possui valores muito próximos comparado àquele da configuração B.

Fig. 7.7 – Comparação dos rendimentos percentuais obtidos na configuração A e na configuração B.

7.3 SINAIS OBTIDOS COM AS BOBINAS EXPLORATRIZES.

Em condições nominais, foi possível observar através da bobina exploratriz, o nível de tensão induzida no entreferro do motor, para as duas configurações de enrolamento. As figuras 7.8-a e 7.8-b ilustram a posição dos enrolamentos e da respectiva bobina exploratriz no protótipo utilizado.

Figura 7.8 - Disposição dos enrolamentos nas ranhuras.

a) Configuração A (Enrolamentos Principal, Auxiliar e Bobina Exploratriz).

b) Configuração B (Enrolamentos Principal, Auxiliar e Bobina Exploratriz).

Observa-se que a bobina exploratriz nas duas configurações, fica alojada sob o enrolamento principal, pois em regime permanente, somente o mesmo permanece

ligado. Na figura 7.9 representa-se a ligação das bobinas do enrolamento principal e da bobina exploratriz:

Fig. 7.9 – Disposição do enrolamento principal e bobina exploratriz.

As formas de onda nas bobinas exploratrizes obtidas em osciloscópio atenuado em dez vezes, podem ser observadas nas figuras 7.10-a e 7.10-b:

Fig. 7.10 – Formas de onda de tensão induzida em bobina exploratriz.

a) Configuração A. b) Configuração B.

Observa-se pelos valores medidos que a tensão na bobina exploratriz na configuração B foi maior do que na configuração A. Com os valores de tensão

induzida nas bobinas exploratrizes calculam-se os fluxos e as densidades de fluxo no entreferro do motor. Sabendo-se o número de espiras por pólo do enrolamento principal (N_P), o número de espiras da bobina exploratriz (N_{EX}) e a tensão induzida da bobina exploratriz (V_{EX}) em cada configuração, calculam-se as tensões induzidas por pólo no enrolamento principal (V_{IP}) a partir de uma relação de transformação. Seguem os cálculos para as duas configurações de enrolamento:

7.3.1 CONFIGURAÇÃO A

$$\frac{N_{EX}}{N_P} = \frac{V_{EX}}{V_{IP}} \Rightarrow V_{IP} = \frac{29,49}{0,4962} \Rightarrow V_{IP} = 59,43 \text{ V} \quad (7.1)$$

O fluxo máximo produzido pela bobina do enrolamento principal é:

$$\Phi_{MAX} = \frac{59,43}{4,44 \cdot 60 \cdot 133 \cdot 0,84} = 1,99 \text{ mWb} \quad (7.2)$$

E a densidade de fluxo de pico se torna:

$$B_g = \frac{\Phi_{MAX}}{\frac{\pi D_R \cdot L_R}{2p} \cdot \frac{2}{\pi}} \Rightarrow B_g = \frac{1,99 \cdot 10^{-3}}{\frac{\pi \cdot 0,10044}{4} \cdot \frac{2}{\pi}} \Rightarrow B_g = 0,9045 \text{ T} \quad (7.3)$$

7.3.2 CONFIGURAÇÃO B

Para a configuração B segue respectivamente a tensão induzida por pólo, o fluxo máximo produzido pela bobina do enrolamento principal e a densidade de fluxo:

$$\frac{N_{EX}}{N_P} = \frac{V_{EX}}{V_{1P}} \Rightarrow V_{1P} = \frac{31,02}{0,4962} \Rightarrow V_{1P} = 62,51V \quad (7.4)$$

$$\Phi_{MAX} = \frac{62,51}{4,44 \cdot 60 \cdot 133 \cdot 0,84} = 2,1 \text{ mWb} \quad (7.5)$$

$$B_g = \frac{\Phi_{MAX}}{\frac{\pi D_R \cdot L_R}{2p} \cdot \frac{2}{\pi}} \Rightarrow B_g = \frac{2,1 \cdot 10^{-3}}{\frac{\pi \cdot 0,10044}{4} \cdot \frac{2}{\pi}} \Rightarrow B_g = 0,9545 \text{ T} \quad (7.6)$$

Comparando-se os resultados das equações 7.3 e 7.6 verifica-se que a densidade de fluxo calculada é maior na configuração B.

8. CONCLUSÕES

Este trabalho teve como principal motivação, avaliar o desempenho de um motor monofásico sob a expectativa de melhorar, de um modo geral, o rendimento do mesmo a partir da redução da reatância de dispersão de ranhura.

A partir dos ensaios e simulações realizadas, pode-se resumir esta análise no quadro geral de desempenho, observado na figura 9.1:

Fig.8.1 – Quadro geral de desempenho das duas configurações.

Vale lembrar que na configuração A, o enrolamento principal aloja-se na parte inferior da ranhura e na configuração B, o mesmo é alojado na parte superior da ranhura. Observando-se a figura 8.1, nos valores de indutância total nas duas primeiras barras, referem-se à situação anterior a abertura da chave centrífuga, portanto, a indutância de dispersão de ranhura é calculada para os dois enrolamentos nas ranhuras juntamente com a indutância de dispersão de cabeça de bobina. Nas duas barras seguintes, os valores encontrados referem-se à indutância de dispersão de ranhura e de cabeça de bobina somente do enrolamento principal.

Da proposta inicial do trabalho, até os ensaios finais, pode-se concluir que:

- Através da mudança de posicionamento dos enrolamentos do estator, foi observada maior indutância de dispersão de ranhura na configuração A (ver figura 8.1 - 2 enr. na ranhura e somente com enrolamento principal), o que acarretou num maior fluxo de dispersão. Com a elevação do fluxo de dispersão, foi verificada uma redução no fluxo no entreferro do motor, fato confirmado pela menor tensão medida na bobina exploratriz de fluxo.
- No caso da configuração A, com a elevação da indutância de dispersão de ranhura, aumentou também a reatância de dispersão da mesma, elevando por sua vez a impedância total do estator, dessa forma reduzindo corrente elétrica da rede.
- Ainda no caso da configuração A, com as reduções das parcelas de fluxo no entreferro e corrente nos enrolamentos, foram observados menores valores de potência mecânica e torque.
- Os resultados obtidos acima descritos podem ser verificados nos ensaios e nas simulações realizadas. Referindo-se ao gráfico final de comparação, na figura 9.1, verifica-se que foi alcançada uma variação marginal das grandezas de interesse como torque, potência mecânica e corrente nominal, com exceção da corrente de curto-circuito. Foi verificado também que os valores obtidos estavam abaixo da margem de erro da instrumentação utilizada.

- Em face dos resultados obtidos e das simulações feitas, pode-se concluir com certo grau de segurança, que a modificação da posição relativa dos enrolamentos, não altera significativamente a característica do motor.

9. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ADKINS, B. & HALLEY, R.G. – **The General Theory of Alternating Current Machines**, Ed. Chapman and Hall, 1975.
- [2] ALGER, P.L. – **Induction Machines** , Ed. Gordon and Breach Publishes, New York , 1995.
- [3] CATHEY, J.J. – **Electric Machines : Analysis and Design Applying Matlab**, Ed. Mc Graw Hill , 2001.
- [4] CHABU, I.E. – **Contribuição ao Estudo e Projeto dos Motores de Relutância** ,Tese de Doutorado , EPUSP,1997.
- [5] COLLINS, E.R. ; BOYD, P.B. – **Improved Methods for Determining The Equivalent Circuit Parameters for Single Phase Induction Motor Models**, IEEE Transactions , p. 390-397,1993.
- [6] DUDLEY, A. M. ; HENDERSON, S.F.– **Connecting Induction Motors – Operation And Practice**, Ed. McGraw - Hill Book Company , Inc., 1960.
- [7] ENOKIZONO, M. ; MIYAZAKI, T. – **Study On Torque Improvement Of Single Phase Induction Motor By Finite Element Method** , IEEE Transactions, p.1-8,1999.

- [8] ENOKIZONO, M. ; TODAKA, T. ; AOKI, M; YOSHIOKA, K; WADA, M. – **Analysis Of Characteristics Of Single Phase Induction Motor By Finite Element Method** , IEEE Transactions, p. 3302-3304, 1987.
- [9] FAIZ, J. ; OJAGHI, M. ; KEYHAMI, A. – **PSPICE Simulation Of Single Phase Induction Motors** , IEEE Transactions On Energy Conversion , p. 86-92,v.14, n.1,1999.
- [10] FALCONE, A.G. – **Eletromecânica V.2**, Ed. Blücher Ltda, 1979.
- [11] FEI, R.W. ; LLOYD, J.D. – **Design And Test Analysis Of Single Phase Induction Motors With 4-8 Pole Commom Winding** , IEEE Transactions On Industry Applications, p. 1437-1440,v.31, n.6,1995.
- [12] FITZGERALD, A.E. – **Máquinas Elétricas**, Ed. Mc Graw Hill, 1975.
- [13] FUCHS,E.F. ; VANDENPUT,A.J. ; HOLL , J. ; WHITE, J.C. – **Design Analysis Of Capacitor Start, Capacitor Run Single Phase Induction Motors**, IEEE Transactions On Energy Conversion, p. 327-336,v.5, n.2,1990.
- [14] GOURISHANKAR, V. – **Eletromechanical Energy Conversion** , Ed. International Text Book Company,1965.
- [15] HAMDI, E.S. – **Design of Small Electric Machines**, Ed. John Wiley and Sons, 1994.

- [16] HUANG, H. ; FUCHS, E.F. ; WHITE, J.C. – **Optimization Of Single Phase Induction Motor Design Part II : The Maximum Efficiency and Minimum Cost Of Optimal Design**, IEEE Transactions On Energy Conversion, p.357-366,v.3, n.2,1998.
- [17] HUANG, H. ; FUCHS, E.F. WHITE, J.C. – **Optimal Placement Of The Run Capacitor in Single Phase Induction Motor Designs** , IEEE Transactions On Energy Conversion, v.3, n.3, p. 647-652, 1988.
- [18] IEEE Std 114TM – 2001 – **IEEE Standard Test Procedure For Single Phase Induction Motors**.
- [19] JORDÃO,R.G. – **Máquinas Síncronas** , Ed. EPUSP, 1977
- [20] KOSOW, I.L. – **Máquinas Eléctricas e Transformadores** ,Ed. Globo ,1996.
- [21] KOSTENKO, M.P & PIOTROVSKI, L.M. – **Máquinas Eléctricas** v2, Ed. Mir ,1976.
- [22] KUHLMANN, J.H. – **Design Of Electrical Apparatus** , Ed. John Wiley & Sons,1950.
- [23] LIWSCHITZ, M. – **Le Macchine Elettriche**, Ed. Ulrico Hoeplimilano, 1963.

- [24] LIWSCHITZ, M. WHIPPLE, C. – **Alternating Current Machines**, Ed. D. Van Nostrand Company, 2nd Edition, 1961.
- [25] MANUAL DO SOFTWARE FLUX 2D VERSÃO 8.10 – **Cad Package For Electromagnetics And Thermal Analysis Using Finite Elements** ,2003.
- [26] MARTIGNONI , A. – **Máquinas de Corrente Alternada** v2, Ed. Globo ,1982.
- [27] MCPHERSON, G. ; LARAMORE, R.D. – **An Introduction To Electrical Machines And Transformers** , Ed. John Wiley & Sons ,1981.
- [28] MERWE, C.V. ; MERWE, F.S. – **A Study Of Methods To Measure The Parameters Of Single Phase Induction Motors**, IEEE Transactions On Energy Conversion , p. 248-253,v.10, n.2,1995.
- [29] MULJADI, E. ; ZHAO, Y. ; LIU, T.H. ; LIPO, T.A. – **Adjustable Ac Capacitor For A Single Phase Induction Motor** , IEEE Transactions, p. 185-190, 1991.
- [30] NASAR, S.A. ; BOLDEA, I. – **The Induction Machine Handbook** , Ed. CRC PRESS, 2001.
- [31] OMOIGUI, M. ; JIMOH, A.A. – **Parameter Estimation Of Single Phase Induction Machines**, IEEE Transactions, p. 2280 -2287, 2001.

- [32] PUCHSTEIN, A.F. ; LLOYD, T.C. – **Alternating – Current Machines**, Ed. John Wiley & Sons , 2nd Edition , 1942.
- [33] RAHIM, N.A ; SHALTOUT, A. – **Operation of Single Phase Induction Motor As Two Phase Motor**, IEEE Transactions, p. 967-972, 2002.
- [34] RAJANATHAM, C.B. ; WATSON, B.J. – **Simulation of Single Phase Induction Motor Operating In Motoring, Generating and Braking Modes**, IEEE Transactions On Magnetics,p. 1541-1544,v.32, n.3,1996.
- [35] RASHID, M.H. – **Eletrônica de Potência – Circuitos, Dispositivos e Aplicações**, Ed. Makron Books , 1993.
- [36] SAY, M.G – **Alternating Current Machines** , Pitman Publishing Limited, , Fifth Edition, London, 1983.
- [37] SEN, P.C. – **Principles of Electric Machines and Power Electronics** , John Wiley & Sons, Second , 1996.
- [38] TORO, V.D. – **Fundamentos de Máquinas Elétricas** , Ed. Prentice Hall ,1994.
- [39] UMAMS, S.D. – **Steady-State, Lumped Parameter Model For Capacitor Run, Single Phase Induction Motors**, IEEE Transactions, p. 164 - 174,1994.

[40] VEINOTT, C.G. – **Fractional Horsepower Electric Motors** , Ed. Mc Graw-Hill, London ,1948.

[41] WILLIAMSON, S. – **A Unified Approach To The Analysis Of Single Phase Induction Motors** , IEEE Transactions, p. 837-843, 1999.

[42] CUI, Y. ; STANTOM, BLAABJERG, F. – **An Asymmetrical Space Vector Method for Single Phase Induction Motor**, IEEE Transactions, p. 1276-1278,2002.

[43] ZHOU, P. ; STANTOM, S. ; CENDES, Z. – **Dynamic Modeling Of Three Phase And Single Phase Induction Motors**, IEEE Transactions, p. 556-558,1999.

10. APÊNDICE A - EFEITO DO NÚMERO DE ESPIRAS NAS BOBINAS INTERNA INTERMEDIÁRIA E EXTERNA.

No capítulo 4, a quantidade de espiras por bobina foi calculada considerando-se o arranjo convencional em enrolamentos do tipo concêntrico, ou seja, o número de espiras diminuiu gradativamente da bobina externa para a bobina interna de forma a privilegiar a forma de onda da força magnetomotriz no entreferro do motor.

No nosso caso, para o enrolamento principal, foram obtidas 133 espiras por pólo com 55 espiras na bobina externa, 46 espiras na bobina intermediária e 32 espiras na bobina interna com uma resistência de enrolamento de $2,05\Omega$ ($4,1\Omega$ por circuito). Se esta ordem for alterada, as harmônicas presentes no entreferro e a resistência elétrica dos enrolamentos sofrerão variações.

O principal objetivo deste apêndice foi realizar um estudo da distorção harmônica total causada pela variação da quantidade de espiras nas bobinas externa, intermediária e interna e também o seu efeito na resistência elétrica dos enrolamentos, uma vez que a quantidade de fio utilizada para a fabricação do motor esta diretamente ligada à quantidade de espiras utilizadas em cada bobina.

EFEITO NO CONTEÚDO HARMÔNICO TOTAL, NO COMPRIMENTO DO FIO E NA RESISTÊNCIA ELÉTRICA DO ENROLAMENTO.

Os cálculos das harmônicas de campo foram realizados para o arranjo de bobina visualizado na figura 10.1

Figura 10.1 – Arranjo para cálculo das harmônicas e resistências.

O conteúdo harmônico total até a 17ª harmônica foi calculado pela equação 10.1:

$$\text{CHT}(\%) = 100 \cdot \sqrt{\sum_{h=1,3,5,\dots}^{17} \left(\frac{K_{EMh}}{h} \right)^2} \quad (10.1)$$

Onde $\text{CHT}(\%)$ é o conteúdo harmônico total na forma percentual, h é a ordem da harmônica e K_{EMh} é o fator de enrolamento harmônico médio que pode ser calculado através da equação 10.2:

$$K_{EMh} = \frac{K_{EHh}}{\frac{N_1 + N_2 + N_3}{2}} \quad (10.2)$$

Onde N1, N2 e N3 são as respectivas espiras e K_{EHh} é o fator de enrolamento harmônico, calculado através da equação 10.3:

$$K_{EHh} = N_1 \cdot \cos(h \cdot \theta_1) + N_2 \cdot \cos(h \cdot \theta_2) + N_3 \cdot \cos(h \cdot \theta_3) - N_1 \cdot \cos(h \cdot (\pi - \theta_1)) - N_2 \cdot \cos(h \cdot (\pi - \theta_2)) - N_3 \cdot \cos(h \cdot (\pi - \theta_3)) \quad (10.3)$$

Onde θ_1 , θ_2 e θ_3 são as respectivas distâncias angulares em relação à linha de referência indicada pela seta na figura 10.2:

Figura 10.2 – Seta de indicação de linha de referência para o enrolamento.

Foram analisados seis arranjos e os resultados podem ser verificados na tabela 10.1 para o enrolamento principal e na tabela 10.2 para o enrolamento auxiliar.

Tabela 10.1 – Valores Obtidos – Arranjos do Enrolamento Principal.

ENROLAMENTO PRINCIPAL							
ARRANJO	BOB. EXT.	BOB. INTERM.	BOB. INT.	CHT(%)	COMPRIMENTO	RTOTAL	REDUÇÃO
1	55	46	32	2,039	156,00 m	4,10	0,00%
2	55	32	46	2,306	150,65 m	3,99	2,68%
3	46	55	32	2,323	152,25 m	4,03	1,71%
4	46	32	55	3,151	145,90 m	3,86	5,85%
5	32	46	55	4,217	142,37 m	3,77	8,05%
6	32	55	46	3,797	145,14 m	3,84	6,34%

Tabela 10.2 – Valores Obtidos – Arranjos do Enrolamento Auxiliar.

ENROLAMENTO AUXILIAR							
ARRANJO	BOB. EXT.	BOB. INTERM.	BOB. INT.	CHT(%)	COMPRIMENTO	RTOTAL	REDUÇÃO
1	33	26	16	2,275	98,50 m	3,30	0,00%
2	33	16	26	2,419	95,41 m	3,21	2,54%
3	26	33	16	2,461	96,70 m	3,24	1,63%
4	26	16	33	3,456	93,12 m	3,12	5,21%
5	16	26	33	4,802	91,03 m	3,05	7,36%
6	16	33	26	4,224	92,53 m	3,10	6,01%

Percebe-se, para o enrolamento principal, que o maior conteúdo harmônico ocorreu no arranjo número 5 (4,21%) e que neste mesmo arranjo, obteve-se a maior redução na resistência elétrica e no comprimento dos fios (8,05%).

No enrolamento auxiliar, o arranjo número 5 apresentou também o maior conteúdo harmônico (4,8%) e também maior redução na resistência elétrica e no comprimento dos fios (7,06%).

Mediante os resultados apresentados nas tabelas, uma análise técnico-econômica faz-se necessária para verificação do melhor arranjo. Tal estudo fica como proposta de futuros trabalhos.

APÊNDICE B - DISPOSITIVOS E EQUIPAMENTOS USADOS.

A figura 10.3 ilustra o rotor e o detalhe das barras rotóricas.

Fig.10.3 – Detalhe das barras rotóricas em rotor idêntico ao utilizado no protótipo.

As figuras 10.4-a e 10.4-b ilustram as bobinas dos enrolamentos principal e auxiliar e na fase de montagem das mesmas no estator da máquina.

(a)

(b)

Fig.10.4 – (a) Bobinas dos enrolamentos. (b) Fase de montagem do motor

Após a preparação do protótipo, ensaios de carga foram realizados em freio eletromagnético e foram obtidos sinais na bobina exploratriz com osciloscópio.

(a)

(b)

Fig.10.5 – (a) Verificação de forma de onda em osciloscópio.
(b) Ensaio de motor em freio eletromagnético.

EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

F – Freqüencímetro Digital, 3 ½ Dígitos

-Escala: 0 à 2 kHz

-Classe de Precisão: 0,5%

-Marca: Minipa

A – Amperímetro Analógico

-Tipo: Ferro Móvel

-Escala: 0 à 5 A – 0 à 20 A

-Classe de Precisão: 0,5%

-Marca: Lier

V – Voltímetro Analógico

-Tipo: Ferro Móvel

-Escala: 0 à 240 V

-Classe de Precisão: 0,5%

-Marca: Lier

W – Wattímetro Analógico

-Tipo: Ferro Móvel

-Escala: 10kW – 48 à 480 V – 5A

-Classe de Precisão: 0,5%

-Marca: HB Brasil

COSφ – Cosifímetro Analógico

-Tipo: Ferro Móvel

-Escala: 2,5 A – 5 A / 120 V – 240 V

-Marca: Lier

Tacômetro Digital

-Escala: 0,5 – 19999 rpm

-Classe de Precisão: 0,05% + 1 dígito

-Marca: Instrutherm