JOSÉ TARCÍSIO ASSUNCÃO

ANÁLISE E ESPECIFICACÃO DE MOTORES DE INDUCÃO TRIFÁSICOS COM ROTOR TIPO GAIOLA CONTROLADOS ATRAVÉS DO VALOR EFICAZ E FREQUÊNCIA DA TENSÃO DO ESTATOR

Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca MAUÁ BIM

ORIENTADOR: PROF. JOCÉLIO SOUZA DE SÁ
CO-ORIENTADOR: PROF: JOSÉ POLICARPO GONCALVES DE ABREU

TRABALHO DE DISSERTACÃO APRESENTADO A PRÓ-DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUACÃO DA ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ COMO PARTE DOS REQUISITOS PARA A OBTENCÃO DO "MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA"

ITAJUBÁ, JUNHO DE 1990

CLASS. 621.313.333:621.3.02(043.2)

CUTTER. A851a

TOMBO. 635

EFEI / BIBLIOTECA

ESTE LIVRO DEVE SER DEVOLVIDO NA ÚLTIMA DATA CARIMBADA.

05.06.91		
14/1/92		
28 4 92		
19.5.92		
20/8/92		
23/06/93		
30.12.93		
19/10/94		
07.02.94		
23/06/94		
16 8 94		
23.8.94		
08.11.94		
23/10/04		

AGRADECIMENTOS:

- Prof: Jocélio Souza de Sá e José Policarpo Gonçalves de Abreu, pela orientação deste trabalho, pelo apoio e demonstração de amizade.

- Ao amigo Prof: Antonio Paulino Bastos pelo apoio e incentivo.

A todos os professores do Curso de Pós-Graduação e funcionários da Escola Federal de Engenharia de Itajubá-EFEI.

À Fundação de Ensino Superior de São João Del Rei-FUNREI, pelo apoio indispensável à conclusão deste trabalho.

AOS MEUS PAIS:

TARCÍSIO E NINA

À MINHA ESPOSA:

TEREZA CRISTINA

proposto para o cálculo dos parâmetros do circuito equivalente do MIT 179

9.2. Apêndice II

Exemplo de especificação de um MIT 203

Ministério da Educação
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ
Reconhecida Lei 3232 - 05/01/1917

ATA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Às 11:00 horas do dia 02.08.90 no Auditório da BIM da Escola Federal de Engenharia de Itajubá, foram abertos os Trabalhos de Defesa da Dissertação de Mestrado ANÁLISE E ESPECIFICAÇÃO DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS COM ROTOR DO TIPO GAIOLA CONTROLADOS ATRAVÉS DO VALOR EFICAZ E DA FREQUÊNCIA DA TENSÃO DO ESTATOR

do Candidato JOSÉ TARCÍSIO ASSUNÇÃO, como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica, na Área de Concentração de Sistemas de Potência.

Estavam presentes à Sessão: Prof. Ernesto Ruppert Filho, da UNICAMP, 1º Examinador; Prof. José Policarpo Gonçalves de Abreu, da EFEI, 2º Examinador; Prof. Jocélio Souza de Sá, da EFEI, 3º Examinador e Orientador.

Foram iniciados os Trabalhos de Defesa Pública da Dissertação com a apresentação dos demais membros da Comissão Examinadora pelo seu Presidente e escolhido Prof. Jocélio Souza de Sá para secretariar a Sessão.

Após a chamada do Candidato pelo Presidente, foi feita a exposição oral da Dissertação, durando a mesma quarenta e cinco minutos.

Terminada a exposição, o Candidato foi questinado pelos Examinadores. Às 12:30 horas foi encerrada a arguição, retirando-se a Comissão para a realização da Sessão de Julgamento. Os Examinadores consideraram o Candidato aprovado com os seguintes conceitos: 1º Examinador " A ", 2º Examinador " A ", 3º Examinador " A " e 4º Examinador " ____ ".

SUMÁRIO

Este trabalho apresenta uma análise do comportamento e desempenho do motor de indução trifásico de rotor tipo gaiola alimentado por uma fonte de tensão não senoidal.

Como técnica de análise, adotou-se o método da superposição, para estabelecer as equações necessárias na determinação do desempenho do motor, através de seu circuito equivalente T, cujos parâmetros e fatores de correção, em função da freqüência da tensão de alimentação e velocidade de operação, são obtidos a partir dos dados disponíveis nos catálogos dos fabricantes.

Conclui-se este trabalho apresentando uma metodologia simples, precisa e confiável para a especificação de um motor de indução de rotor tipo gaiola para acionamentos de velocidade variável.

INDICE

1.0. Introdução.....1

1.1. Relação das grandezas constantes no trabalho.....4

2.0. Acionamentos Elétricos de Velocidade Variável.....12

2.1. Principais Características dos Sistemas de Acionamentos.....12

2.2. Tipos de Acionamentos.....16

2.3. Escolha do Tipo de Acionamento.....16

2.3.1. Custos do Sistema.....18

2.3.2. Desempenho do Sistema.....18

2.3.3. Manutenção do Sistema.....20

2.4. Conclusão 20

3.0. Conversores de Tensão e Freqüência Variáveis.....22

3.1. Conversores de Fonte de Corrente (CSI).....23

3.1.1. Processos de Comutação.....24

3.1.1.1. Comutação Autosequencial (ASCI).....25

3.1.1.2. Comutação Individual 26

3.1.1.3. Comutação pelo Neutro da Máquina.....27

3.3.1. Potências Disponíveis, Rendimento e Aplicação....27

3.2. Conversores de Fonte de Tensão (VSI).....28

3.2.1. Saída com Transformador Variável (VOT).....31

3.2.2. Entrada com Transformador Variável (VIT).....31

3.2.3. Conversor com Tensão de Entrada Variável (VVI) ..32

3.2.4. Conversor com Saídas Defasadas 33

3.2.5. Conversor com Modulação de Largura de Pulso 34

3.2.6. Processos de Comutação 36

3.2.8. Potência Disponíveis, Rendimento e Aplicações ...39

3.3. Conteúdo Harmônico na Saída do Conversor 40
3.4. Conclusão 41

4.0. Análise e Desempenho do Motor de Indução Trifásico em Regime Permanente 42
4.1. Introdução 42
4.2. Conceitos Básicos do Motor de Indução Trifásico ..43
4.2.1. Campo Magnético Girante 43
4.2.1.2. Número Efetivo de Espiras 47
4.2.2. Conjugado Eletromagnético 49
4.2.3. Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico 54
4.3. Comportamento do Motor de Indução Trifásico Alimentado com Tensões Trifásicas Equilibradas e Freqüência Constante 59
4.3.1. Conjugado e Potência 60
4.4. Comportamento do Motor de Indução Trifásico Alimentado com Tensões Trifásicas Equilibradas e Freqüência Variável 63
4.4.1. Características do Conjugado e da Corrente do Motor de com Tensão de Freqüência Variável 63
4.5. Saturação Magnética 68
4.6. Influência da Freqüência nos Parâmetros do Circuito Equivalente 69
4.6.1. Efeito Pelicular 70
4.6.1.1. Fator de Correção para o Efeito Pelicular no Estator 71
4.6.1.2. Fator de Correção para o Efeito Pelicular no Rotor tipo Gaiola 72
4.7. Comportamento do Motor de Indução Trifásico

Alimentado por Tensões Não Senoidais 74
4.7.1. Determinação das FMM(s) Harmônicas do Motor de Indução 78
4.7.1.1. Harmônicos de Tempo 79
4.7.1.2. Harmônicos de Espaço.....82
4.7.1.3. Amplitude das Componentes Harmônicas da FMM 86
4.7.2. Análise da Corrente de Operação do MIT Alimentado por Tensões Não Senoidais 87
4.7.3. Análise do Conjugado de Regime Permanente do MIT Alimentado por Tensões Não Senoidais 90
4.7.3.1. Conjugado Harmônico Constante 91
4.7.3.2. Conjugado Harmônico Variável 93
4.7.3.3. Efeitos dos Componentes Harmônicos Múltiplos de tres no Conjugado do Motor 98
4.8. Perdas do Motor de Indução Trifásico 99
4.8.1. Classificação das Perdas 99
4.8.2. Perdas no Ferro 100
4.8.3. Perdas por Atrito e Ventilação 103
4.8.4. Perdas Ôhmicas no Estator do MIT 103
4.8.5. Perdas Ôhmicas no Rotor do MIT 104
4.8.6. Perdas Suplementares em Carga 105
4.9. Comportamento Térmico do Motor de Indução Trifásico 106
4.9.1. Modelo Térmico do Motor de Indução Trifásico ..108
4.9.2. Cálculo do Modelo Térmico do MIT 115
4.9.3. Influência da Variação de Velocidade no Comportamento Térmico do Motor 122
4.10. Conclusão 123

5.0. Cálculo dos Parâmetros do Circuito Equivalente do

Motor de Indução Trifásico 124
5.1. Obtenção dos Parâmetros do Circuito Equivalente para a Faixa Normal de Operação 125
5.2. Cálculo dos Parâmetros do Motor de Indução Trifásico para s = 1 140
5.3. Cálculo dos Fatores de Correção Devido ao Efeito Pelicular 144
5.4. Conclusão 145

6. Especificação do Motor de Indução Trifásico de Rotor Tipo Gaiola para Acionamento de Velocidade Variável..147
6.1. Limitações Mecânicas do Motor 148
6.1.1. Limite de Velocidade Máxima 148
6.1.2. Vibração 149
6.1.3. Capacidade de Sobrecarga 149
6.2. Características Conjugado x Velocidade da Carga ..150
6.3. Especificação do Motor 150
6.3.1. Solicitações Mecânicas 155
6.3.2. Solicitações Térmicas 157
6.3.3. Seleção do Motor 158
6.4. Conclusão 158

7.0. Conclusões Gerais 160

8.0. Bibliografia 163

9.0. Apêndices

9.1. Apêndice I
Resultados da implementação computacional do método

1.0. INTRODUCÃO.

Com o desenvolvimento industrial, a necessidade de acionamentos elétricos de velocidade variável de menor custo, precisos e confiáveis tornou-se, em algumas aplicações, um fator decisivo na melhoria da produtividade do processo de fabricação e na qualidade do produto acabado.

Uma resposta adequada à estas necessidades da industria é possível devido ao constante desenvolvimento dos semicondutores e das técnicas de comutação. Entretanto, a complexidade dos sistemas de controle cresce consideravelmente, quando o uso de acionamentos de velocidade controlada são necessários.

O motor de indução trifásico de rotor gaiola é reconhecidamente o mais robusto e confiável dentre todos os tipos de motores disponíveis e a sua aplicação em acionamentos de velocidade constante é generalizada e responsável por cerca de 60% da demanda de energia elétrica do planeta. Contudo, ainda se verifica que um grande número de acionamentos usa motores sobredimensionados, acarretando uma perda considerável de energia.

Atualmente há um grande interesse na aplicação de motores de indução rotor tipo gaiola em acionamentos de velocidade variável, na busca do aproveitamento das melhores características destes motores. Para tanto, é necessário uma análise mais cuidadosa do comportamento e desempenho deste tipo de motor.

É muito importante que as características de operação do motor de indução, como por exemplo: conjugado e corrente de operação como uma função da carga aplicada em seu eixo, e baixo

escorregamento, sejam mantidas em acionamentos de velocidade variável. Isto só é possível pela manutenção do fluxo magnético do motor constante e igual ao fluxo nominal, o que significa aproximadamente, manter constante a relação U_1/f_1. Ou seja, o motor deverá ser alimentado por uma fonte de tensão de valor eficaz e freqüência variáveis.

Uma fonte de tensão, com estas características e viável economicamente, só pode ser obtida através de conversores a semicondutores que fornecem uma tensão de saída, cuja forma de onda não pode ser considerada puramente senoidal. Portanto, o desempenho do motor de indução, alimentado por uma tensão não senoidal deve ser adequadamente analisado.

A influência das componentes harmônicas de tensão e corrente no conjugado e nas perdas do motor deve ser equacionada, bem como o efeito da variação de velocidade no comportamento térmico dos motores autoventilados.

Esta análise é desenvolvida neste trabalho, a partir do circuito equivalente do motor, cujos parâmetros e fatores de correção são obtidos a partir de dados, disponíveis em catálogos de fabricantes; de modo a permitir a elaboração de uma metodologia adequada para especificação de motores de indução de rotor tipo gaiola para acionamentos de velocidade variável, precisa e confiável.

Com este objetivo, o presente trabalho está organizado da seguinte forma:

- Capítulo 2: apresenta e comenta resumidamente os conceitos básicos dos diversos tipos de acionamentos de velocidade variável;

- Capítulo 3: compara e comenta os diversos tipos de conversores CA-CC-CA disponíveis, destacando suas principais características e aplicações típicas;

- Capítulo 4: neste capítulo é analisado o funcionamento e comportamento do motor de indução de rotor tipo gaiola, em regime permanente, alimentado por uma fonte de tensão não senoidal. A influência dos componentes harmônicos de tensão e corrente no conjugado e nas perdas do motor, é equacionada e modelada a partir do circuito equivalente do motor; cujos parâmetros são adequadamente corrigidos de modo a computar o efeito da variação da freqüência da tensão de alimentação

Para a análise do comportamento térmico do motor, é proposto um circuito térmico equivalente capaz de estimar a temperatura de operação do motor, para qualquer condição de carga e velocidade de operação, cujos parâmetros são também obtidos a partir dos dados disponíveis em catálogos de fabricantes;

- Capítulo 5: neste capítulo é desenvolvida uma metodologia, para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente do motor, a partir da folha de dados do motor, fornecida pelo fabricante. Como será demonstrado, a metodologia proposta, é de fácil implementação computacional e garante resultados precisos e confiáveis;

- Capítulo 6: neste capítulo conclui-se este trabalho, propondo uma metodologia adequada à especificação de motores de indução de rotor tipo gaiola, para acionamentos de velocidade variável, alimentado por qualquer tipo de conversores de fonte de tensão. Fiel ao objetivo deste trabalho, a metodologia proposta garante a otimização do uso do motor de indução, de modo a

compatibilizar as características de operação do motor aos acionamentos de velocidade variável; através de um roteiro de especificação de fácil programação computacional, que se destaca pela simplicidade, confiabilidade e fidelidade aos fenômenos eletromecânicos envolvidos nestes sistemas de acionamentos.

A seguir é apresentada uma listagem das grandezas constantes neste trabalho.

1.1. RELAÇÃO DAS GRANDEZAS CONSTANTES NESTE TRABALHO.

B = coeficiente de transmissão de calor para qualquer velocidade de operação do motor [W/°C]

B_N = coeficiente nominal de transmissão de calor [W/°C]

C = conjugado [Nm]

C_a = conjugado de aceleração [Nm]

C_d = conjugado disponível no eixo do motor [Nm]

C_f = conjugado de frenagem [Nm]

C_z = conjugado disponível no entreferro do motor [Nm]

C_{ZN} = conjugado nominal disponível no entreferro do motor [Nm]

C_N = conjugado nominal do motor [Nm]

C_P = conjugado de partida do motor [Nm]

C_S = conjugado de uma carga qualquer [Nm]

$C_{Z1,H-H}$ = amplitude do conjugado periódico resultante da interação entre a componente fundamental de espaço do fluxo magnético devido a componente harmônica da corrente do estator de ordem H, com a componente de ordem H da corrente do rotor [Nm]

e_1 = tensão instantânea induzida no estator do MIT [V]

E_1 = tensão induzida no estator do MIT [V]

E_2 = tensão induzida no rotor do MIT [V]

f = freqüência [HZ]

$\mathcal{F}$ = valor eficaz de força magnetomotriz [Ae]

f_1 = freqüência da corrente do estator [HZ]

f_2 = freqüência da corrente do rotor [HZ]

F_a = força magnetomotriz instantânea da fase a [Ae]

F_b = força magnetomotriz instantânea da fase b [Ae]

F_c = força magnetomotriz instantânea da fase c [Ae]

$F_{máx}$ = valor máximo da força magnetomotriz [Ae]

f_N = freqüência nominal do motor [HZ]

$F_{X,H}$ = força magnetomotriz de um componente harmônico de ordem X de espaço e ordem H de tempo [Ae]

H = ordem dos componentes harmônicos de tensão ou corrente

K_M = constante do motor, conforme o projeto das barras do rotor tipo gaiola

K_r = fator de correção da resistência dos enrolamentos do rotor devido ao efeito pelicular

K_s = fator de saturação do motor

K_x = fator de correção da reatância de dispersão dos enrolamentos do rotor devido ao efeito pelicular

K_{wx} = fator de enrolamento para a componente harmônica de espaço de ordem X

$\mathcal{I}$ = parte imaginaria de uma grandeza complexa

i_a = corrente instantânea na fase a do MIT [A]

i_b = corrente instantânea na fase b do MIT [A]

i_c = corrente instantânea na fase c do MIT [A]

I = valor eficaz da corrente [A]

I_1 = valor eficaz da corrente do motor [A]

I_o = corrente de magnetização do motor [A]

I_{1N} = valor eficaz nominal da corrente do motor [A]

I_{1P} = corrente eficaz de partida do motor [A]

I_{1DP} = densidade de corrente do motor para condição de rotor bloqueado [A/mm^2]

I_{175} = valor eficaz da corrente do motor para 75% de carga nominal [A]

I_{150} = valor eficaz da corrente do motor para 50% de carga nominal [A]

I_2 = valor eficaz da corrente do rotor [A]

I_{2N} = valor eficaz da corrente nominal do rotor [A]

I_{250} = valor eficaz da corrente do rotor para 50% de carga nominal [A]

$I_{máx}$ = valor máximo da corrente [A]

m = massa de cobre dos enrolamentos do estator [Kg]

n = velocidade do motor [rpm]

N = número efetivo de espiras [e]

n_S = velocidade síncrona [rpm]

p = número de pares de pólos

P_N = potência nominal do motor [W]

P_{75} = potência disponível na ponta do eixo do motor operando a 75% do conjugado nominal [W]

P_{50} = potência disponível na ponta do eixo do motor operando a 50% do conjugado nominal [W]

P_2 = potência transferida através do entreferro do motor [W]

P_{2N} = potência transferida através do entreferro do motor na

condição nominal de operação [W]

P_{250} = potência transferida através do entreferro do motor operando com 50% de carga [W]

P_{1P} = potência elétrica demandada pelo motor na partida [W]

P_{2P} = potência transferida através do entreferro do motor na condição de partida [W]

P_{C1} = perdas ôhmicas nos enrolamentos do estator [W]

P_{C1N} = perdas ôhmicas nominais nos enrolamentos do estator [W]

P_{C150} = perdas ôhmicas nos enrolamentos do motor operando a 50% da carga nominal [W]

P_{C2} = perdas ôhmicas nos enrolamentos do rotor [W]

P_{C2N} = perdas ôhmicas nominais nos enrolamentos do rotor [W]

P_{EN} = soma das perdas no núcleo com a potência transferida através do entreferro do motor na condição nominal de operação [W]

P_{FN} = perdas nominais no núcleo do motor [W]

Q_{1N} = potência reativa nominal demandada pelo motor [VAR]

Q_{150} = potência reativa demandada pelo motor operando a 50% da carga nominal [VAR]

Q_{175} = potência reativa demandada pelo motor operando a 75% da carga nominal [VAR]

Q_{1P} = potência reativa solicitada pelo motor na partida [VAR]

Q_{C1N} = potência reativa nominal demandada pelo estator do motor [VAR]

Q_{EN} = potência reativa que corresponde a soma da potência reativa circuito de magnetização e rotor na condição nominal de operação [VAR]

Q_{MN} = potência reativa nominal demandada pelo motor para a magnetização do núcleo do motor [VAR]

$\mathcal{R}$ = relutância magnética [Ae/Wb] / parte real de uma grandeza complexa

R_E = resistência devido às correntes parasitas induzidas no núcleo do motor [Ω]

R_{EN} = parte real da impedância Z_{EN}, que representam as perdas no núcleo mais a potência transferida através do entreferro do motor na condição nominal de operação [Ω]

R_F = resistência do circuito de magnetização [Ω]

R_h = resistência devido à histerese na magnetização do núcleo do motor [Ω]

R_{1N} = resistência nominal dos enrolamentos do estator [Ω]

R_{2K} = parcela da resistência dos enrolamentos do rotor independente da freqüência [Ω]

R_{2N} = resistência nominal dos enrolamentos do rotor [Ω]

R_{2S} = resistência do rotor, função do escorregamento ou da freqüência f_2 da corrente do rotor [Ω]

s = escorregamento

s_H = escorregamento relativo ao componente harmônico de ordem H do fluxo magnético girante

s_N = escorregamento nominal do motor

s_{75} = escorregamento do motor operando com 75% da carga nominal

s_{50} = escorregamento do motor operando com 50% da carga nominal

S_{1P} = potência aparente solicitada pelo motor na partida [VA]

S_{2N} = potência aparente nominal dos enrolamentos do rotor [VA]

t = tempo [seg]

t_b = tempo máximo de rotor bloqueado [seg]

U_1 = tensão aplicada ao motor [V]

U_{1H} = componente harmônica de ordem H da tensão aplicada

ao motor [V]

U_Z = tensão aplicada ao circuito equivalente do rotor e magnetização [V]

U_N = tensão nominal aplicada ao motor [V]

w = velocidade angular [rd/seg]

w_r = velocidade angular relativa [rd/seg]

w_S = velocidade angular síncrona [rd/seg]

w_Z = velocidade angular do rotor [rd/seg]

w_{SX} = velocidade angular síncrona de um componente harmônico espacial de ordem X qualquer [rd/seg]

X_1 = reatância de dispersão dos enrolamentos do estator [Ω]

X_2 = reatância de dispersão dos enrolamentos do rotor [Ω]

X_M = reatância de magnetização do motor [Ω]

X_{1H} = reatância de dispersão dos enrolamentos do estator para uma componente harmônica da corrente do motor de ordem H [Ω]

X_{1N} = reatância nominal de dispersão dos enrolamentos do estator do motor [Ω]

X_{1P} = reatância de dispersão dos enrolamentos do estator do motor na condição de rotor bloqueado [Ω]

X_{2N} = reatância nominal de dispersão dos enrolamentos do rotor do motor [Ω]

X_{2S} = reatância de dispersão dos enrolamentos do rotor em função do escorregamento ou da freqüência da corrente do rotor [Ω]

X_{2H} = reatância de dispersão dos enrolamentos do rotor para uma componente harmônica de corrente do rotor de ordem H [Ω]

X_{2K} = parcela da reatância de dispersão dos enrolamentos do rotor que não sofrem a influência da freqüência [Ω]

X_{MH} = reatância de magnetização do núcleo do motor para uma

componente harmônica de tensão de ordem H [Ω]

X_{MN} = reatância nominal de magnetização do núcleo do motor [Ω]

X_P = reatância total do motor na partida [Ω]

Z_O = módulo da impedância de magnetização do motor [Ω]

$\dot{Z}_O$ = impedância complexa de magnetização do motor [Ω]

Z_1 = módulo da impedância dos enrolamentos do estator [Ω]

$\dot{Z}_1$ = impedância complexa dos enrolamentos do estator [Ω]

Z_2 = módulo da impedância dos enrolamentos do rotor [Ω]

$\dot{Z}_2$ = impedância complexa dos enrolamentos do rotor [Ω]

Z_{EN} = módulo da impedância equivalente do paralelo entre o circuito de magnetização e rotor [Ω]

α_{12} = ângulo entre os vetores de fmm do estator e rotor [graus]

ϕ = fluxo magnético [Wb]

η_N = rendimento nominal do motor

η_{75} = rendimento do motor operando a 75% da carga nominal

η_{50} = rendimento do motor operando a 50% da carga nominal

λ = fluxo concatenado [Wb]

θ_2 = ângulo de defasagem entre U_2 e I_2 [graus]

θ_A = temperatura ambiente [°C]

$\theta_{máx}$ = sobreelevação de temperatura [°C]

θ_N = temperatura nominal de operação do motor [°C]

θ_{LIM} = temperatura limite da classe de isolamento do motor [°C]

θ_{CLASSE} = temperatura nominal da classe de isolamento [°C]

τ = constante de tempo térmica para qualquer velocidade de operação do motor [seg]

φ_{EN} = ângulo de defasagem entre a $\dot{U}_{2N}$ e $\dot{I}_{2N}$ [graus]

φ_N = ângulo do fator de potência nominal do motor [graus]

φ_P = ângulo do fator de potência do motor na partida [graus]

φ_{75} = ângulo do fator de potência do motor operando a 75% da carga nominal [graus]

φ_{50} = ângulo do fator de potência do motor operando a 50% da carga nominal [graus]

φ_{U} = ângulo de fase de U_{2N} [graus]

2.0. ACIONAMENTOS ELÉTRICOS DE VELOCIDADE VARIÁVEL.

Há uma grande necessidade de acionamentos de motores elétricos de velocidade variável, principalmente nas aplicações industriais.

Estes acionamentos podem ser realizados utilizando motores de corrente contínua ou de corrente alternada, e a escolha de um ou outro tipo de motor é amplamente discutida. Alguns especialistas acreditam que os dois tipos ainda serão usados por muito tempo.

2.1. PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DOS SISTEMAS DE ACIONAMENTOS.

a) COM MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA

Nos acionamentos de velocidade variável, com motores de corrente contínua, a velocidade é controlada através da variação da tensão de armadura e/ou de excitação do motor.

A relação entre a velocidade e a tensão aplicada na armadura, é expressa como:

$$n = \frac{U_A - I\ R}{k\ \phi_e} \qquad (2.1)$$

onde: n = velocidade do motor [rpm]

U_A = tensão aplicada à armadura [V]

I R = queda de tensão na armadura [V]

ϕ_e = fluxo do campo de excitação [Wb]

k = constante de proporcionalidade $\left[\frac{V}{Wb\ rpm}\right]$

O controle da tensão, pode ser exercido por um conversor controlado ca-cc ligado à uma fonte de tensão alternada ou por um conversor cc-cc; se a fonte disponível é de tensão contínua.

Portanto, nos acionamentos elétricos de velocidade variável, com motores de corrente contínua, basta controlar a tensão aplicada na armadura e/ou a tensão do circuito de excitação. Assim, este tipo de acionamento só necessita de conversores com tensão de saída contínua de amplitude variável.

b) COM MOTORES DE CORRENTE ALTERNADA:

Nas máquinas de corrente alternada, a velocidade é expressa como:

$$n = \frac{60\ f}{p}\ (\ 1\ -\ s\ ) \qquad (2.2)$$

onde: n = velocidade [rpm]

f = freqüência da tensão de alimentação [Hz]

p = número de pares de pólos do motor

s = escorregamento [pu]

O termo (60 f/ p), representa a velocidade síncrona, ou seja, a velocidade do campo magnético girante do estator, quando um motor com p pares de polos, é alimentado por uma tensão alternada de freqüência f. O escorregamento s, corresponde à diferença, em valores por unidade, entre a velocidade do campo magnético (velocidade síncrona) e a velocidade do rotor do motor (n), em relação à velocidade síncrona.

É fácil verificar que a velocidade síncrona pode ser controlada pela variação da freqüência, e/ou do número de pólos. Nos motores síncronos, o escorregamento s é sempre igual a zero; portanto, o controle de velocidade destes motores só é possivel através da variação da velocidade síncrona. Já nos motores de indução, o controle da velocidade do motor pode ser obtido pela variação da velocidade síncrona e/ou pela variação do escorregamento s.

Geralmente, a variação da velocidade síncrona é obtida através do ajuste da freqüência da tensão de alimentação do motor; pois a variação do número de pares de polos, não permite um controle contínuo da velocidade do motor.

Entretanto, a variação da freqüência não deve alterar as características do motor, sendo importante que a corrente do motor continue a ser uma função da carga aplicada ao seu eixo. Isto só é possível, mantendo-se o fluxo no entreferro do motor constante; ou seja, a relação U/f deve ser aproximadamente constante.

Portanto, conclui-se que para o controle da velocidade síncrona, é necessário uma fonte de tensão alternada,com as seguintes características:

a) freqüência variável, o que permite o controle da

velocidade do motor;

b) valor eficaz variável, o que possibilita manter constante as outras características do motor, mantendo-se aproximadamente constante a relação U/f.

Uma fonte de tensão alternada, que apresenta as duas características acima, pode ser obtida com a utilização de um cicloconversor ou de um conjunto retificador-inversor.

O cicloconversor converte diretamente uma tensão alternada de valor eficaz e freqüência constantes em uma tensão de valor eficaz e freqüência variáveis, utilizando tiristores com comutação natural. Normalmente, os cicloconversores são empregados em acionamentos de grandes potências e baixas velocidades.

Há ainda o conjunto retificador-inversor, chamado de conversor indireto ou conversor com circuito intermediário de corrente contínua, que usa o princípio da autocomutação. Estes conversores são os que atendem aos objetivos deste trabalho e que serão, portanto, mostrados em detalhe no próximo capítulo.

Como já mencionado, a velocidade dos motores de indução pode também ser controlada variando-se o escorregamento s. Este método, para os motores de indução tipo gaiola, é implementado através do controle do valor eficaz da tensão de alimentação. Nos motores de indução de rotor bobinado, a variação do escorregamento é possível através do ajuste da tensão de alimentação e/ou da resistência do rotor. Como exemplo, pode-se citar a cascata subsíncrona, bastante usada em acionamentos de potências elevadas, que devolve à fonte de alimentação parte da energia que seria dissipada no circuito do rotor.

2.2. TIPOS DE ACIONAMENTOS.

Com o advento e o aperfeiçoamento dos semicondutores de potência, quase todos os conversores eletromecânicos usados até então, em acionamentos de velocidade variável, passaram a ter seus equivalentes construídos com semicondutores, obtendo-se uma melhoria no desempenho e rendimento destes acionamentos. O desenvolvimento dos semicondutores e das técnicas de comutação forçada, proporcionaram uma revolução nos acionamentos elétricos de velocidade variável, principalmente possibilitando a aplicação de conversores de freqüência variável, que não era economicamente viável com o uso de conversores eletromecânicos.

O quadro geral, mostrado na tabela 2.1, identifica os principais tipos de acionamentos e suas aplicações típicas.

2.3. ESCOLHA DO TIPO DE ACIONAMENTO.

No item anterior, comentou-se sobre um grande número de acionamentos atualmente disponíveis, com suas características e aplicações típicas. A escolha de um determinado tipo depende de muitos fatores, alguns são complexos, como por exemplo a necessidade de se levar em conta a tradição da indústria no uso de determinado tipo de acionamento. Outros fatores, tais como o custo relativo dos componentes do acionamento ou a complexidade do conversor e de seu controle, mudam rapidamente com o desenvolvimento tecnológico.

SISTEMA DE ACIONAMENTO		ALGUMAS APLICACÕES TÍPICAS
MOTOR CC	1º Quadrante com conversor simples	Maquinaria de processamento, ventiladores, compressores, máquinas de impressão, correia transportadora.
	Conversor simples com inversão do campo ou armadura	Guindastes, centrífugas, tornos mecânicos, guinchos, laminadores, propulsão marítima.
	Conversor Dual	Laminador, máquinas de retificar, maquinaria têxtil e de plásticos, elevares.
CHOPPER PWM A TRANSISTOR		Acionadores de alimentador de máquinas ferramentas.
MOTOR SÍNCRONO ALIMENTADO POR UM CONVERSOR DE TENSÃO		Maquinaria de processamento, bombas, ventiladores, centrífugas, compressores, britadores, fresas, retíficas, conversores para partida de ventoinhas, de fornos de fundição, turbina a gás.
MOTOR ROTOR BOBINADO	Cascata Estática Kramer	Bombas, ventiladores, compressores, compactadores.
	Cascata Estática Scherbius	Bombas, ventiladores, geradores a volante.
MOTOR DE INDUÇÃO TIPO GAIOLA OU SÍNCRONO COM CICLOCONVERSOR		Britadores de baixa velocidade, laminador, ventoinhas de túnel de vento, moinhos de bolas, pulverizador de carvão.
MOTOR DE INDUÇÃO TIPO GAIOLA COM CONVERSOR DE FONTE DE CORRENTE		Bombas, ventiladores, centrífugas, extrusoras, máquinas-ferramentas, dinamômetros, laminadores, tração, fresas, esmeril.
MOTOR DE INDUÇÃO GAIOLA OU SÍNCRONO COM CONVERSOR DE FONTE DE TENSÃO A TIRISTOR OU TRANSISTOR	Com retificador controlado de seis pulsos	Acionamentos em grupos, como por exemplo: máquinaria de indústrias texteis, centrífugas, bombas, ventiladores.
	Chopper	Acionamentos em grupo que requer pequeno tempo de segurança como indústrias de papel, plásticos, fibras de vidro, bombas, ventiladores.
	PWM	Acionamento simples ou multimotores, posicionamento, guinchos, tração, bombas.

TABELA 2.1. APLICACÕES TÍPICAS DE CADA TIPO DE ACIONAMENTO

Portanto, a escolha do tipo de acionamento é uma tarefa difícil, que exige uma análise criteriosa de cada caso, onde se busca a melhor relação entre o investimento, o desempenho e a manutenção do sistema de acionamento.

2.3.1. CUSTO DO SISTEMA.

O custo relativo do sistema conversor depende de vários fatores, como por exemplo: da faixa de variação da velocidade, da necessidade ou não de frenagem, de correção do fator de potência e de filtros para redução de harmônicos. Entretanto, sabe-se que os conversores de comutação forçada são substancialmente mais caros que os de comutação natural.

Além disso, o custo do motor não depende simplesmente do tipo e da potência nominal, pois, na composição do custo final do motor devem ser considerados não apenas os acessórios necessários à sua instalação, mas também a redução da potência nominal, devido ao aumento das perdas provocadas pelos harmônicos do conversor e, por fim, a escolha da forma de refrigeração. Os motores padrão são mais baratos do que os de projeto especial e os motores de indução, quando comparados com os de corrente contínua, apresentam um custo de investimento e de operação bem inferior.

2.3.2. DESEMPENHO DO SISTEMA.

Basicamente, os campos de aplicação dos acionamentos de corrente alternada e de corrente contínua são distinguidos pelas

limitações do motor [4], conforme é mostrado nas figuras (2.2) e (2.3).

Os motores de indução com rotor gaiola oferecem uma série de vantagens elétricas e mecânicas, pois não possuem anéis e escovas e não necessitam de fonte adicional de excitação. O rotor fundido é robusto e de grande resistência mecânica a altas velocidades, possui pequena inércia e, portanto, uma boa resposta dinâmica, sendo o mais econômico em instalações adversas ou com risco de explosão. O motor de indução é o mais adequado ao controle em malha aberta, por causa do seu baixo escorregamento (menor do que 5% para motores categoria N e H), comparado com o motor de corrente contínua (regulação de velocidade de 8 a 15%).

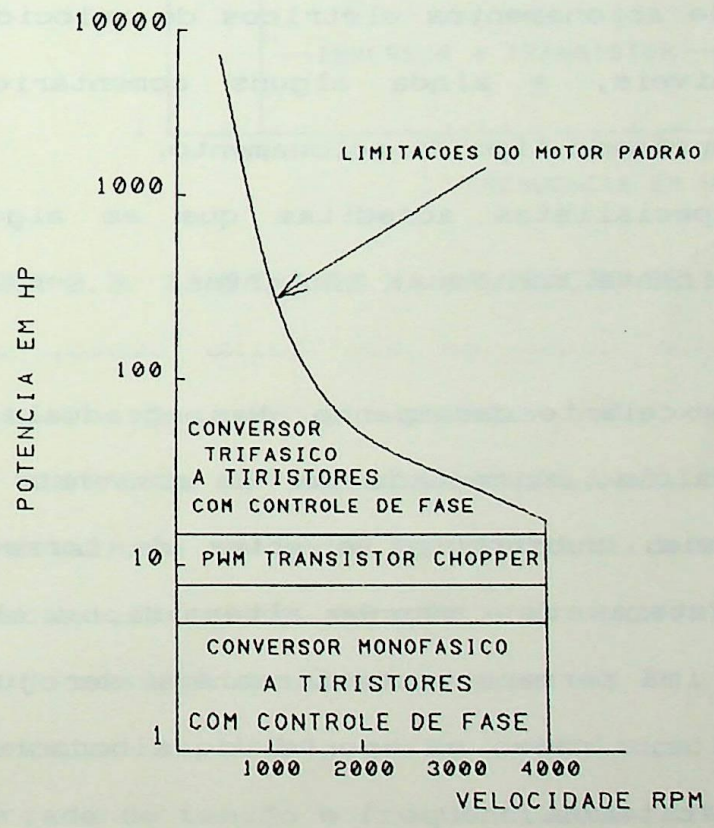


FIGURA 2.2. LIMITAÇÕES NA APLICAÇÃO DE MOTORES CC

2.3.3. MANUTENÇÃO DO SISTEMA.

As máquinas de corrente contínua necessitam de manutenção regular nos comutadores e escovas, e sob certas condições atmosféricas as escovas podem apresentar um desgaste acentuado. Já os motores de indução tipo gaiola são práticamente isentos de manutenção, o que se caracteriza como uma das suas principais vantagens.

2.4. CONCLUSÃO.

Este capítulo apresentou uma breve exposição dos principais tipos de acionamentos elétricos de velocidade variável atualmente disponíveis, e ainda alguns comentários quanto à escolha de um determinado tipo de acionamento.

Alguns especialistas acreditam que em alguns casos o acionamento de corrente contínua, continuará a ser escolhido em larga proporção por causa do seu baixo custo, simplicidade, confiabilidade e excelente desempenho. Mas, gradualmente o motor de indução tipo gaiola, alimentado por um conversor de tensão e freqüência variáveis, substituirá o motor de corrente contínua [38]. Entre os sistemas de corrente alternada, o alto custo do motor síncrono de imã permanente continuará a ser justificado em vários acionamentos, onde um perfeito sincronismo e alto rendimento são solicitados.

Para acionamentos de máquinas de alta potência, o sistema estático Kramer apresentará ainda algumas vantagens, especialmente

se o baixo fator de potência deste conversor puder ser melhorado. Já o sistema estático Scherbius se mostra adequado para altas potências e estreita faixa de velocidade de operação [8].

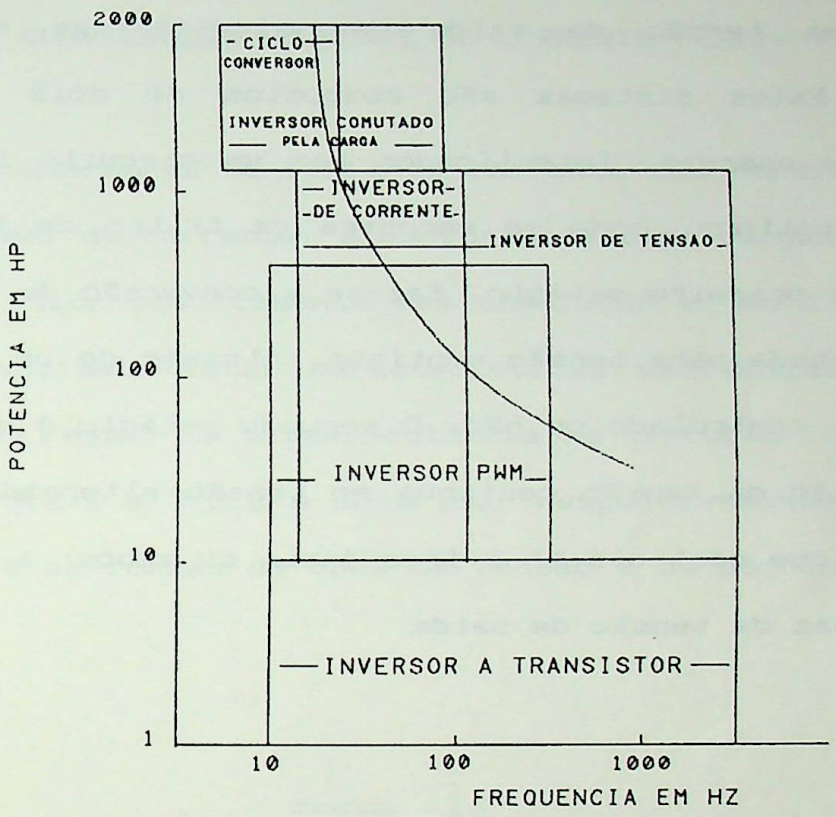


FIGURA 2.3. LIMITAÇÕES NA APLICAÇÃO DE MOTORES CA

As aplicações acima citadas são tipícas, mas, em acionamentos elétricos de velocidade variável, como já comentado, uma análise detalhada de todas as possibilidades é indispensável e, sempre buscando a melhor relação entre o custo, o desempenho e a manutenção do sistema de acionamento.

No próximo capítulo, serão comentados os conversores de comutação forçada de tensão e freqüência variáveis, que se mostram como uma tendência para o acionamento elétrico de velocidade variável.

3.0. CONVERSORES DE TENSÃO E FREQUÊNCIA VARIÁVEIS.

Este capítulo analisa e compara os vários tipos de sistemas conversores estáticos autocontrolados, que são capazes de fornecer uma tensão de saída de valor eficaz e freqüência variáveis. Estes sistemas são compostos de dois estágios de conversão de energia, interligados por um circuito intermediário de tensão contínua, onde se encontra um filtro de tensão ou de corrente. No primeiro estágio, faz-se a conversão de uma fonte de tensão alternada para tensão contínua, através de um retificador; que pode ser controlado ou não. O segundo estágio é o responsável pela conversão da tensão contínua em tensão alternada; e utiliza um inversor que controla só a freqüência ou ambos: a freqüência e o valor eficaz da tensão de saída.

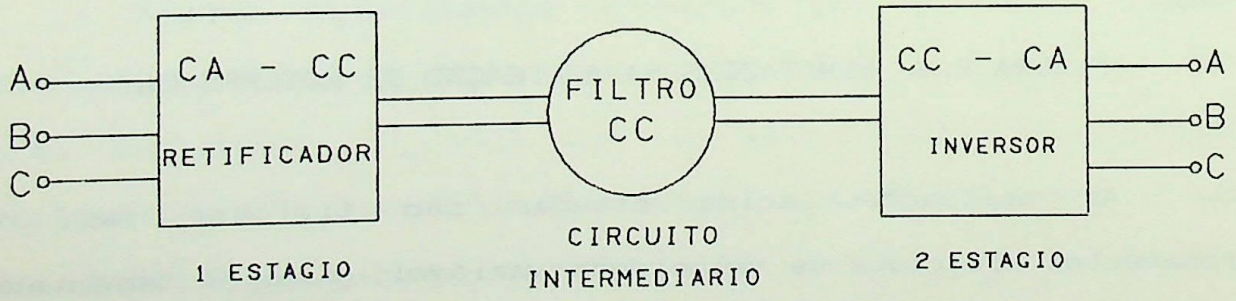


FIGURA 3.1. DIAGRAMA DO SISTEMA DE CONVERSÃO CA - CC - CA

Todos os sistemas conversores apresentam a mesma configuração básica mostrada na figura 3.1; e que serão referenciados neste trabalho simplesmente pelo termo conversor.

Normalmente, estes conversores são divididos em dois grandes grupos denominados: conversores de fonte de corrente e conversores de fonte de tensão, conforme serão descritos a seguir.

3.1. CONVERSORES DE FONTE DE CORRENTE (CSI).

Os conversores de fonte de corrente são considerados como uma fonte ideal de corrente. Eles fornecem para cargas ativas, uma corrente de valor práticamente sem ondulação e uma forma de onda de tensão senoidal. Estas características são obtidas, devido à conexão de um reator de alta indutância no circuito intermediário. Nas figuras 3.2.1 e 3.2.2 é mostrado, respectivamente, o circuito de potência e as formas de onda da tensão e da corrente, na saída do inversor.

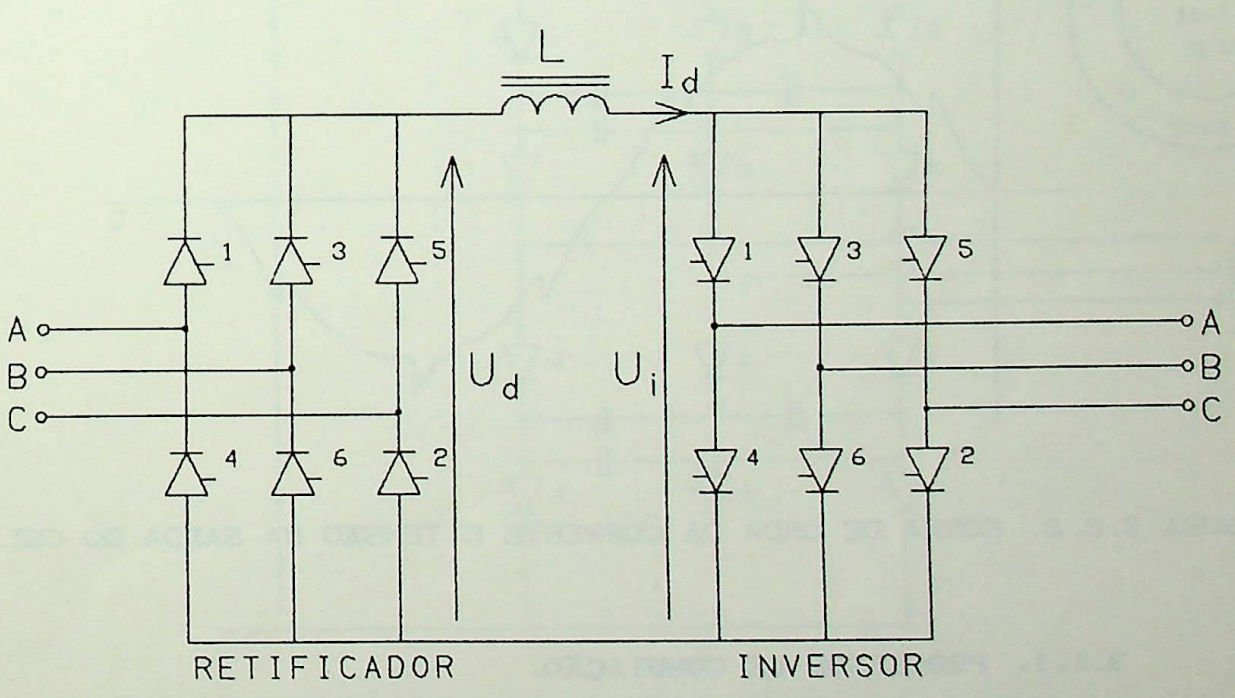


FIGURA 3.2.1. CIRCUITO DE POTÊNCIA DE UM CSI.

Nos conversores CSI, a operação nos quatro quadrantes é possível sem o acréscimo de qualquer componente. Por exemplo: em uma frenagem regenerativa, basta inverter a polaridade da tensão contínua do circuito intermediário e fazer o retificador controlado operar como um inversor comutado pela rede.

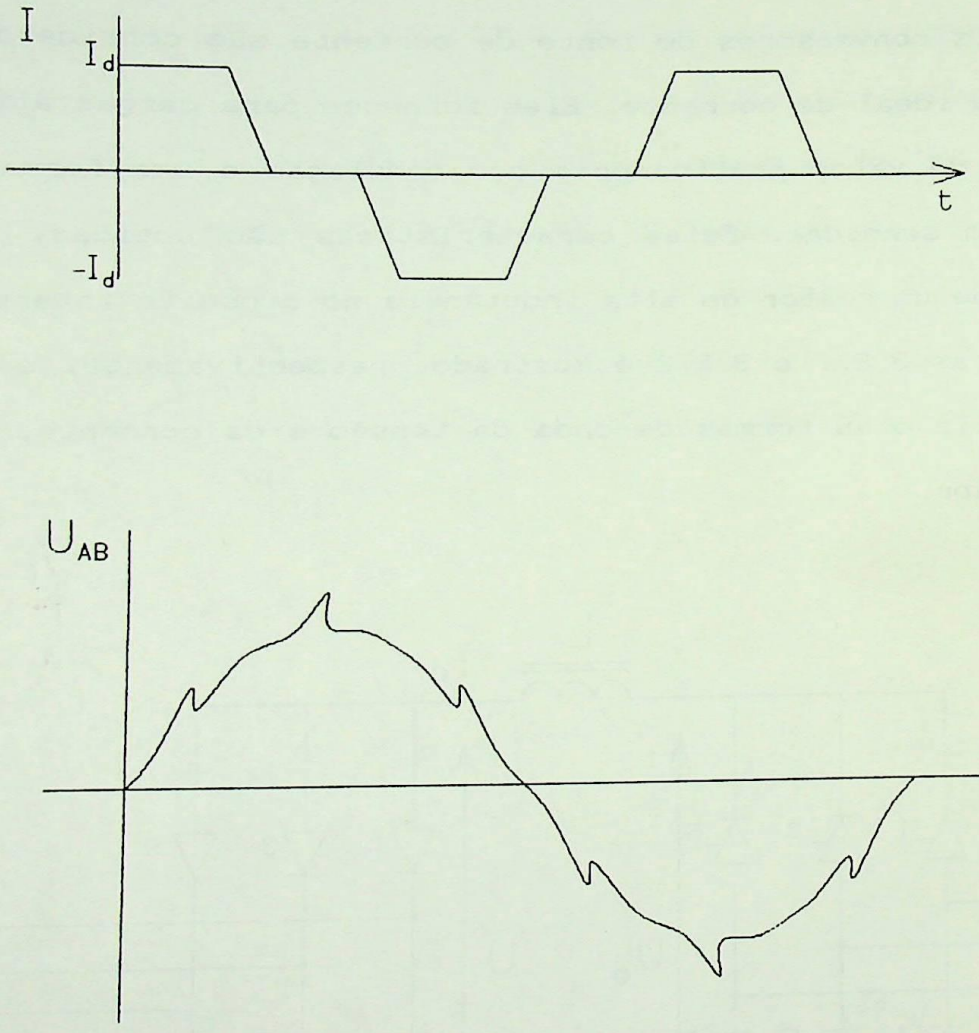


FIGURA 3.2.2. FORMA DE ONDA DA CORRENTE E TENSÃO NA SAÍDA DO CSI.

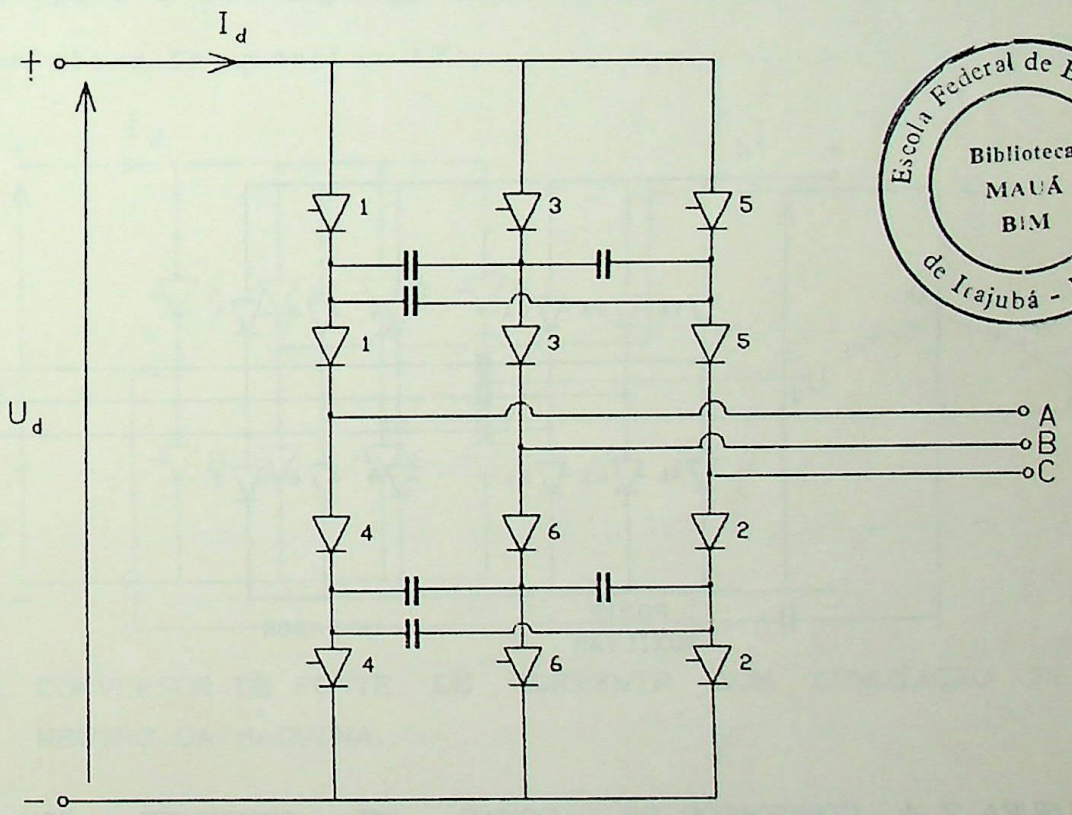
3.1.1. PROCESSOS DE COMUTAÇÃO.

A simplicidade e a confiabilidade são as principais

características dos circuitos de comutação utilizados nestes conversores. Entretanto, nos próximos itens, será observado que estes processos são lentos e, além disso, para uma comutação satisfatória, é necessário uma corrente mínima de carga, o que indica que o conversor CSI não opera a vazio.

3.1.1.1. COMUTAÇÃO AUTOSEQUENCIAL (ASCI).

Na figura 3.3 é mostrado um inversor com comutação autosequencial (ASCI), que é o processo mais utilizado, onde seis capacitores e seis diodos formam o circuito de comutação forçada.



Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca MAUÁ BIM

FIGURA 3.3. CONVERSOR DE FONTE DE CORRENTE COM COMUTAÇÃO AUTOSEQUENCIAL (ASCI).

Os transformadores ou reatores são eliminados, exceto aqueles necessários à limitação da relação di/dt a valores seguros. Os diodos são responsáveis pela comutação dos ramos devido a interação entre os capacitores e fem de carga, e, basicamente, cada tiristor é comutado pelo disparo do tiristor adjacente da próxima fase.

3.1.1.2. COMUTAÇÃO INDIVIDUAL.

Este método de comutação é mostrado na figura 3.4, onde uma ponte trifásica de tiristores auxiliares, com a ajuda de três capacitores, possibilita a comutação individual de cada tiristor.

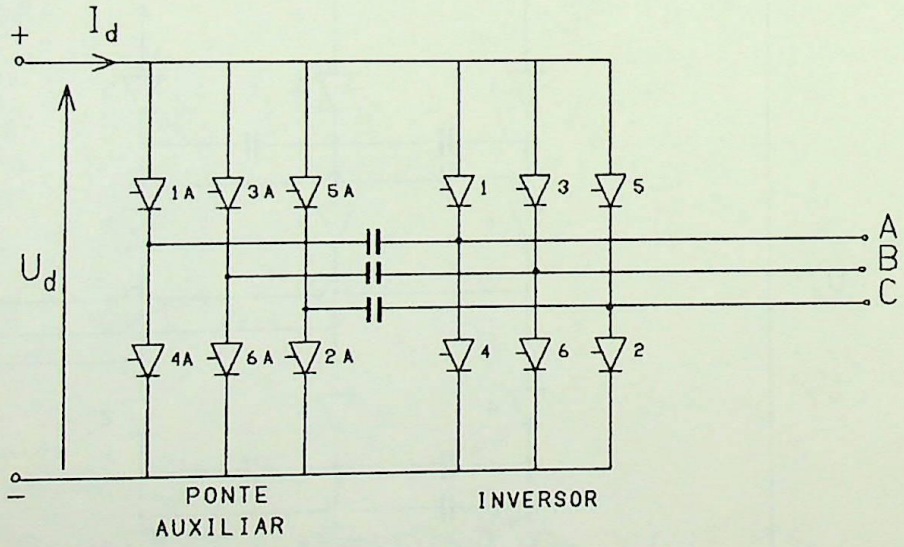


FIGURA 3.4. CONVERSOR DE FONTE DE CORRENTE COM COMUTAÇÃO INDIVIDUAL.

Neste método, a duração da comutação tende a aumentar, ocasionando

uma redução no torque em altas freqüências [7]. Este processo foi introduzido pela Siemens e comercializado por volta de 1968.

3.1.1.3. COMUTAÇÃO PELO NEUTRO DA MÁQUINA.

Este processo de comutação é realizado simplesmente conectando um capacitor entre o neutro do motor e um quarto ramo adicional do inversor. Conforme é mostrado na figura 3.5, o tiristor auxiliar A é o responsável pela comutação dos tiristores principais 1, 3, 5, e o tiristor B encarrega-se da comutação dos tiristores 4, 6, 2.

Apesar da simplicidade, este método não é usado em acionamento, pois o seu emprego implica em uma acentuada redução do torque em altas freqüências [7].

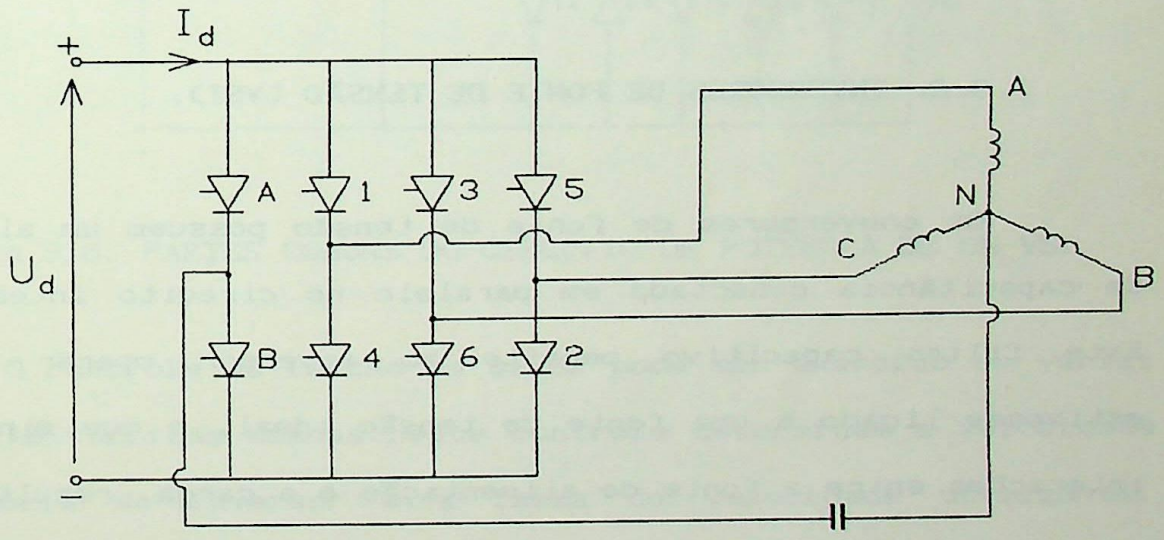


FIGURA 3.5. CONVERSOR DE FONTE DE CORRENTE COM COMUTAÇÃO PELO NEUTRO DA MÁQUINA.

3.3.1. POTÊNCIAS DISPONÍVEIS, RENDIMENTO E APLICAÇÃO.

Atualmente, são encontrados conversores de fonte de

corrente (CSI) com potências nominais até 2200 KVA.

Como as perdas de comutação são pequenas, o inversor CSI apresenta um rendimento elevado (cerca de 96%) para as condições nominais de operação. O rendimento do motor não está incluído no valor mencionado.

A tensão contínua do circuito intermediário, está limitada em torno de 900 V, devido ao fato de que os picos de tensão nos capacitores e tiristores são superiores à tensão do motor.

A simplicidade e a confiabilidade do circuito de comutação são as maiores virtudes dos conversores CSI. Porém, a necessidade do casamento do motor ao inversor, o baixo fator de potência e a relativa lentidão dos processos de comutação limitam a sua aplicação, que os caracterizam como conversores adequados para acionamentos de um único motor e de potência elevada.

3.2. INVERSORES DE FONTE DE TENSÃO (VSI).

Os conversores de fonte de tensão possuem um alto valor de capacitância conectada em paralelo no circuito intermediário. Este filtro capacitivo permite ao inversor operar como se estivesse ligado à uma fonte de tensão ideal, o que minimiza as interações entre a fonte de alimentação e a carga, resultando uma corrente na saída do inversor, cuja forma de onda é uma senóide.

Na figura 3.6 são mostradas as partes comuns de um inversor de fonte de tensão.

A tensão contínua U_d, mostrada na figura 3.6, pode ser obtida usando um retificador controlado ou não controlado,

conforme será discutido adiante. Os tiristores T_1 a T_6 são disparados na sequência 1-2-3-4-5-6-1...., fornecendo uma tensão de saída alternada com sequência de fases A B C. A freqüência desta tensão é determinada pelo número de vezes que esta sequência de disparo é repetida. Os diodos D_1 a D_6 permitem a inversão do fluxo de potência durante a frenagem, possibilitam a alimentação de cargas indutivas e são fundamentais no processo de comutação.

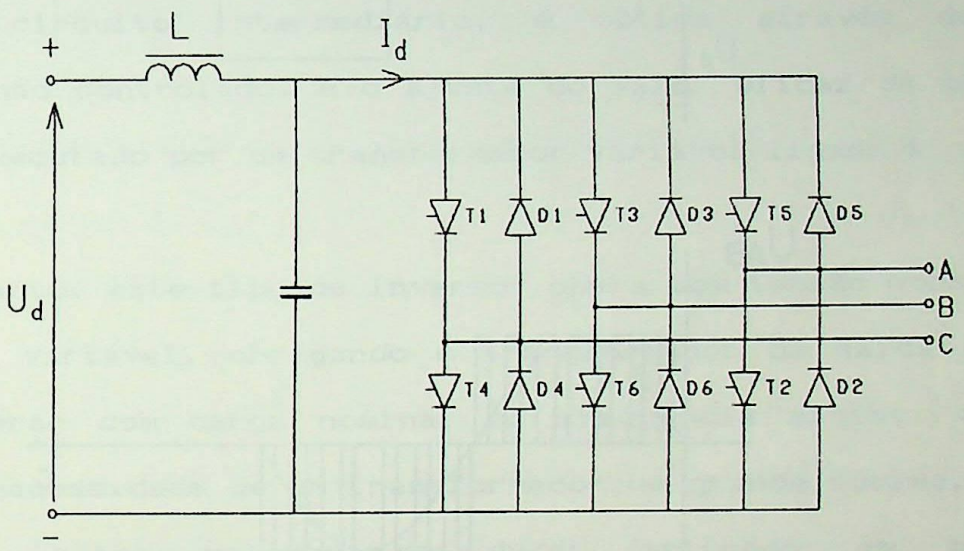


FIGURA 3.6. PARTES COMUNS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DE UM VSI.

O controle da tensão de saída pode ser exercido de várias formas. As técnicas usadas neste controle determinam a velocidade de resposta do inversor e a faixa de velocidade utilizável. Basicamente todos os conversores VSI apresentam uma tensão de saída com uma forma de onda quadrada com largura variável, ou não. Estes conversores, que de acordo com a forma de onda da tensão na saída são denominados conversores de onda quadrada ou conversores com modulação de largura de pulso (PWM); foram introduzidos no início dos anos 60, quando as técnicas adequadas de comutação

forçada surgiram. Na figura 3.7 são mostradas as formas de onda de ambos os tipos, que se dividem de acordo com a maneira como o valor eficaz da tensão de saída é variado.

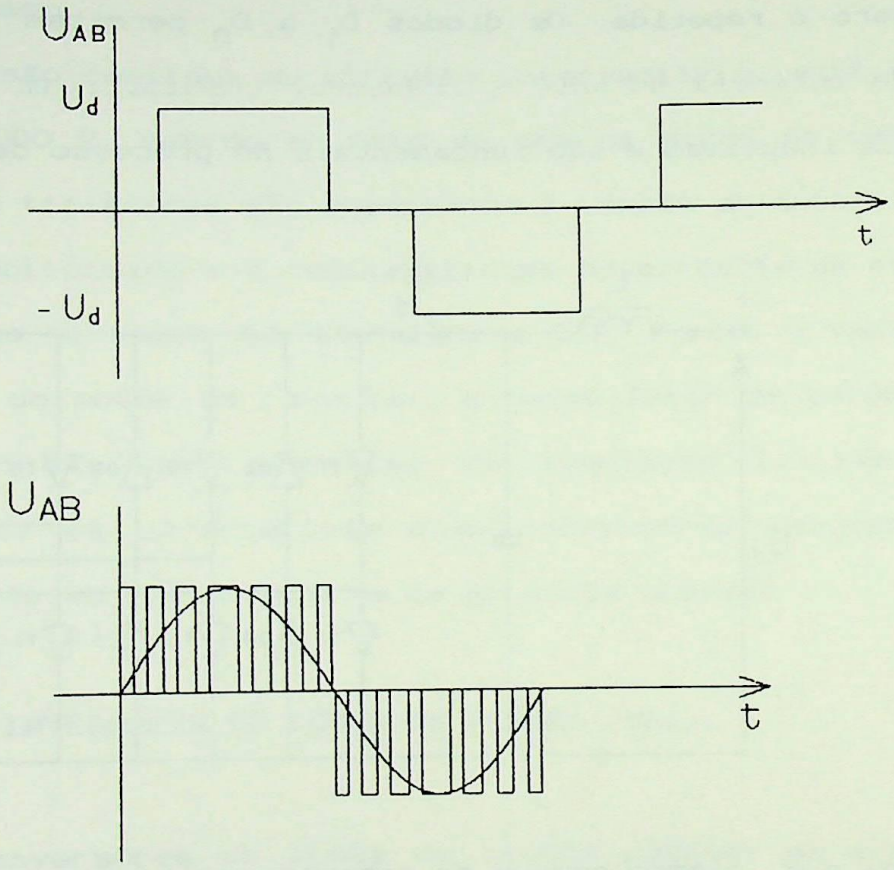


FIGURA 3.7. FORMAS DE ONDA DA TENSÃO DE SAIDA DE UM VSI.

1. ONDA QUADRADA
2. PWM

Nos conversores de onda quadrada, o ajuste do valor eficaz da tensão de saída é obtido, variando a amplitude da tensão em qualquer um dos estágios do conversor. Contrariamente, no inversor com modulação de largura de pulso, a amplitude é mantida constante

e a largura dos pulsos quadrados é variada.

Nos próximos itens, serão discutidos todos os tipos de conversores VSI, classificados conforme o método utilizado no controle do valor eficaz da tensão de saída.

3.2.1. SAÍDA COM TRANSFORMADOR VARIÁVEL (VOT).

Neste tipo de conversor, a tensão contínua U_d - (figura 3.6) - do circuito intermediário, é obtida através de um retificador não controlado, e o ajuste do valor eficaz da tensão de saída é executado por um transformador variável ligado à saída do inversor.

Portanto, este tipo de inversor opera com tensão constante e freqüência variável, obrigando o transformador de saída a ser capaz de operar com carga nominal na freqüência mínima, o que significa a necessidade de um transformador de grande núcleo, para suportar os altos valores de du/dt aplicado em baixas freqüências [2].

Esta exigência técnica e a lenta resposta da malha de controle, devido ao posicionamento mecânico do "tap" do transformador variável, limitam a aplicação deste inversor a acionamentos de baixa potência e de variações de velocidades relativamente lentas.

3.2.2. ENTRADA COM TRANSFORMADOR VARIÁVEL (VIT).

No conversor VIT, o valor eficaz da tensão aplicada à entrada do retificador é ajustado por um transformador variável.

Em seguida, esta tensão é retificada por uma ponte a diodos, fornecendo, portanto, ao inversor uma tensão contínua de valor médio variável. A freqüência, como no conversor VOT, é controlada pelo inversor.

A mudança de posição do transformador, com relação ao conversor VOT, resolve o problema do tamanho do transformador, mas permanece ainda a lentidão da resposta da malha de controle, limitando a aplicação do conversor VIT.

3.2.3. CONVERSOR COM TENSÃO DE ENTRADA VARIÁVEL (VVI).

Nos conversores com tensão de entrada variável, o transformador é eliminado, uma vez que, o ajuste da tensão de entrada é efetuado por um retificador controlado ou por um "chopper", conectado ao circuito intermediário do conversor. Com a eliminação do transformador de "taps" variáveis, melhora-se muito a resposta dinâmica da malha de controle.

O ajuste da tensão através de um retificador controlado é o tipo mais usado. Este conversor é superior aos outros já descritos, apesar de possuir um fator de potência muito baixo em baixas tensões e, além disto, como a tensão contínua do circuito intermediário é variável, torna-se necessário uma fonte auxiliar de tensão contínua para alimentar os circuitos de comutação [2].

O problema do baixo fator de potência é resolvido pelo segundo método de controle da tensão usado nos conversores VVI. Este método, consiste em substituir o retificador controlado, responsável pelo baixo fator de potência, por um retificador não

controlado, acrescentando um "chopper" no circuito intermediário para o controle da tensão. Este conversor opera sempre com um alto fator de potência e baixa corrente na partida dos motores, mas o seu emprego é limitado devido ao elevado número de componentes semicondutores utilizados, tornando o custo deste conversor muito elevado.

3.2.4. CONVERSOR COM SAÍDAS DEFASADAS.

O conversor de saídas defasadas é ligado à fonte de alimentação através de um retificador não controlado, apresentando portanto, um alto fator de potência. O controle do valor eficaz da tensão de saída, torna-se possível através da conexão de dois ou mais inversores ao circuito intermediário, de forma que o valor eficaz da tensão de saída seja igual à soma fasorial das saídas individuais de cada unidade inversora [2].

Como a tensão de saída de cada unidade inversora é constante, a variação da tensão de saída do conversor é obtida, ajustando o defasamento entre as tensões de saída de cada inversor. A soma das tensões de saída de cada unidade inversora, possibilita a eliminação de certos harmônicos, melhorando assim a qualidade da tensão de saída. A necessidade de um mínimo de duas unidades inversoras torna a utilização deste conversor economicamente inviável para potências inferiores a 75 KW.

Nas figuras 3.8, 3.9, 3.10, 3.11, 3.12, e 3.13 é mostrado um diagrama representativo de todos os conversores citados e do conversor com modulação de largura de pulso, que será comentado a

seguir.

3.2.5. CONVERSOR COM MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO (PWM).

O conversor com modulação de largura de pulso, tem o seu circuito de potência igual ao mostrado na figura 3.6, e é ligado a fonte de tensão alternada através de um retificador a diodos, que fornece uma tensão contínua U_d de valor médio constante. Neste conversor, o valor eficaz e a freqüência da tensão de saída são controlados pelo inversor, eliminando assim, a necessidade de um segundo componente controlado.

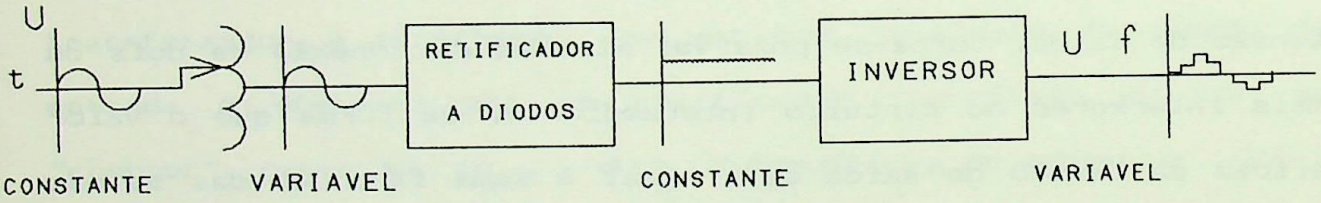


FIGURA 3.8. CONVERSOR COM TRANSFORMADOR VARIÁVEL NA ENTRADA (VIT).

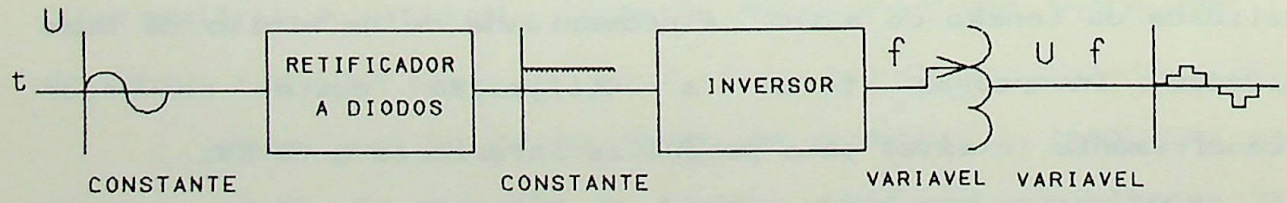


FIGURA 3.9. CONVERSOR COM TRANSFORMADOR VARIÁVEL NA SAÍDA (VOT).

O ajuste do valor eficaz da tensão de saída, é obtido pela variação da largura do pulso da tensão de amplitude constante. Variando-se a freqüência de disparos dos tiristores, tem-se um efetivo controle da freqüência e do valor eficaz da tensão de saída do conversor.

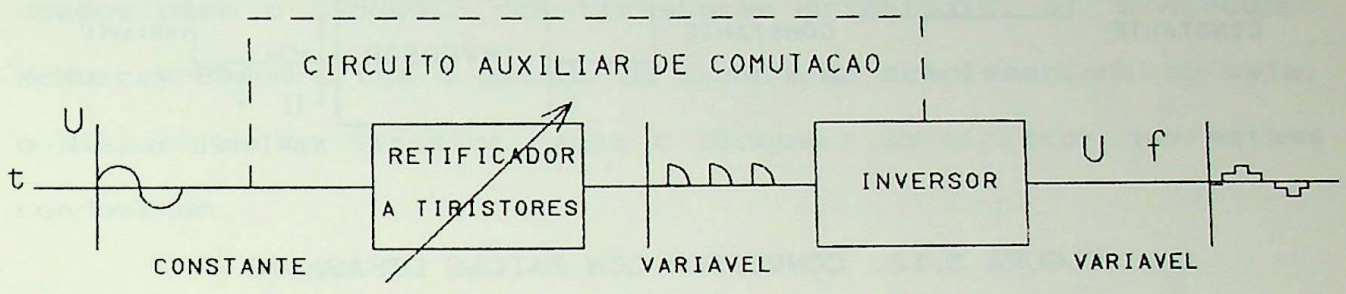


FIGURA 3.10. CONVERSOR VVI COM RETIFICADOR CONTROLADO.

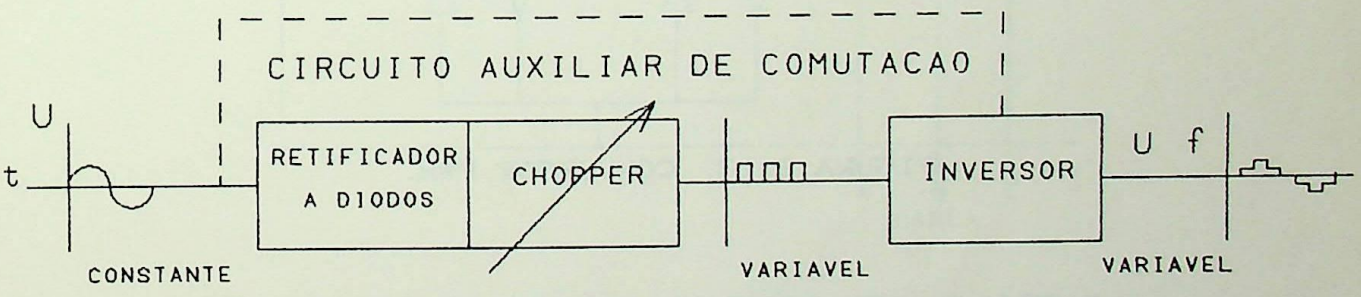


FIGURA 3.11. CONVERSOR VVI COM CHOPPER.

Esta técnica de operação permite obter uma razoável aproximação da forma de onda da tensão de saída para uma senóide, conforme mostrado na figura 3.7, eliminando ou reduzindo os harmônicos de baixa ordem. A implementação da técnica de modulação

de pulso (PWM), pode ser executada de várias maneiras, que são chamadas de técnicas de modulação.

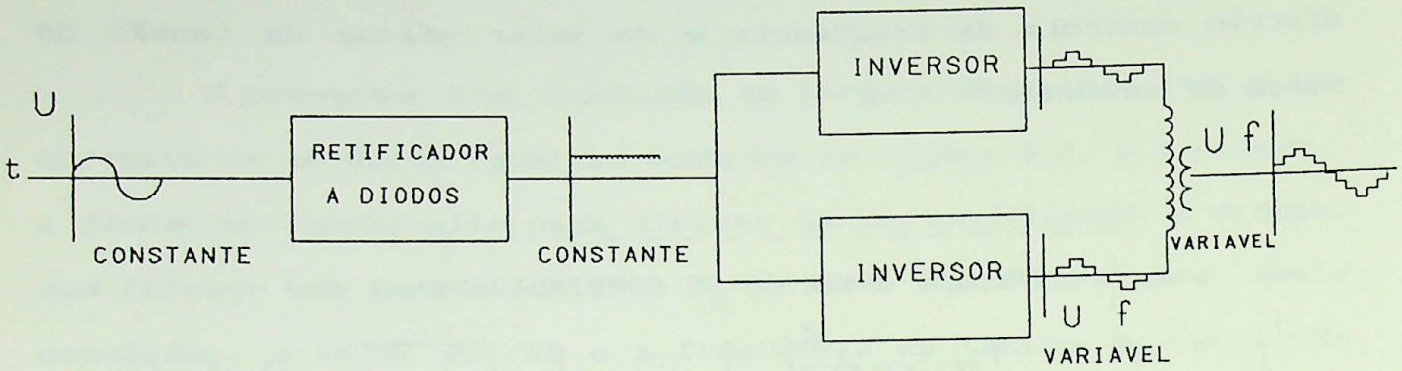


FIGURA 3.12. CONVERSOR COM SAIDAS DEFASADAS.

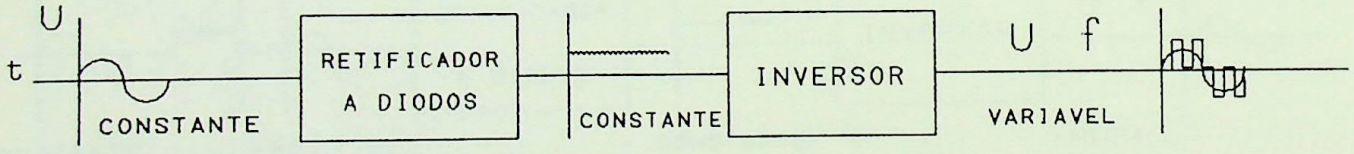


FIGURA 3.13. CONVERSOR PWM.

3.2.6. PROCESSOS DE COMUTAÇÃO.

O processo de comutação de um tiristor é normalmente realizado com a ajuda de um capacitor pré-carregado, que cria um transitório de tensão ou corrente, que é então aplicado ao tiristor que deve ser bloqueado. Isto, causa o desvio da corrente principal para um tiristor auxiliar, neste instante uma tensão

reversa é aplicada ao tiristor principal, levando-o ao bloqueio.

As técnicas de comutação foram introduzidas no início dos anos 60 e várias técnicas [22] já foram desenvolvidas; porém as mais usadas são as mostradas nas figuras 3.14, 3.15, 3.16, 3.17. Os circuitos McMurray, Verhoef e Brown Boveri operam usando o princípio da comutação auxiliar, onde os tiristores auxiliares são usados para o bloqueio dos tiristores principais, e o circuito McMurray-Bedford usa o método da comutação complementar, ou seja, o disparo de um tiristor causa o bloqueio do tiristor que estava conduzindo.

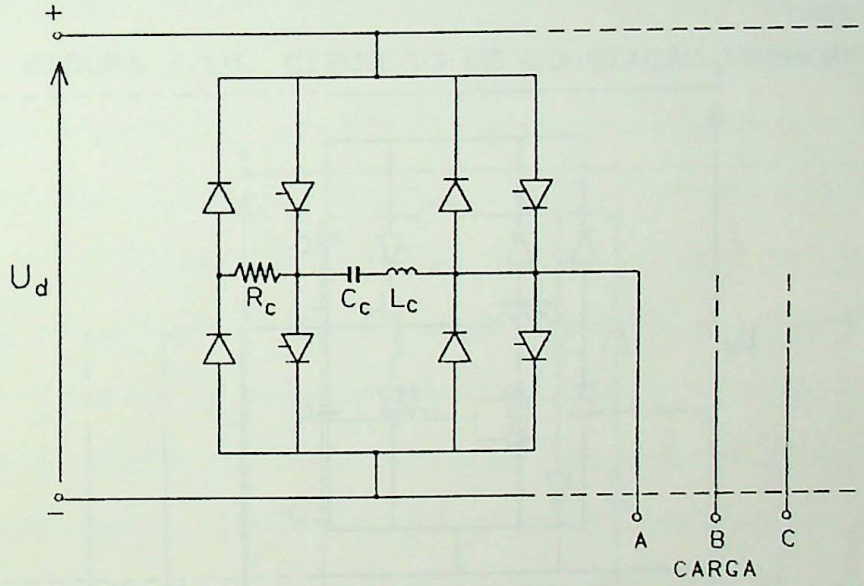


FIGURA 3.14. CIRCUITO DE COMUTAÇÃO MC MURRAY.

Os circuitos de comutação são ainda classificados como circuitos de comutação de corrente ou de tensão. Os circuitos de comutação de corrente, como os circuitos de McMurray e da Brown Boveri criam um circuito paralelo, que conduz uma corrente ressonante de comutação através de um diodo; e a queda de tensão neste diodo ajuda no bloqueio do tiristor principal, polarizando-o

reversamente. Entretanto, nos circuitos de comutação por tensão, que tem os circuitos de McMurray-Bedford e Verhof como os principais exemplos; a tensão de um capacitor de alto valor é aplicada ao tiristor que está conduzindo, forçando o desvio da corrente. Como o capacitor é carregado pela tensão contínua do circuito intermediário; a capacidade do circuito de comutação varia com o valor médio da tensão contínua do circuito intermediário. Portanto, os conversores que trabalham com tensão variável no circuito intermediário, necessitam de uma fonte auxiliar de tensão contínua para alimentar o circuito de comutação.

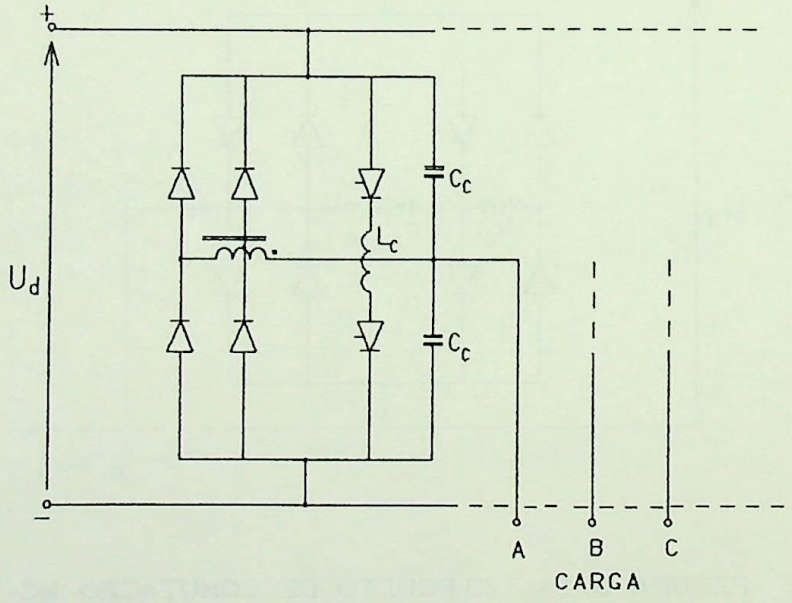


FIGURA 3.15. CIRCUITO DE COMUTAÇÃO MC MURRAY-BEDFFORD.

Os circuitos auxiliares de comutação, são os mais adequados ao inversores de alta freqüência de chaveamento, sendo portanto os indicados para os conversores PWM. Dentre eles, o circuito de comutação McMurray é normalmente o mais utilizado em conversores PWM devido a sua maior eficiência na comutação, e ao

fato de que a carga do capacitor de comutação é independente da carga do conversor.

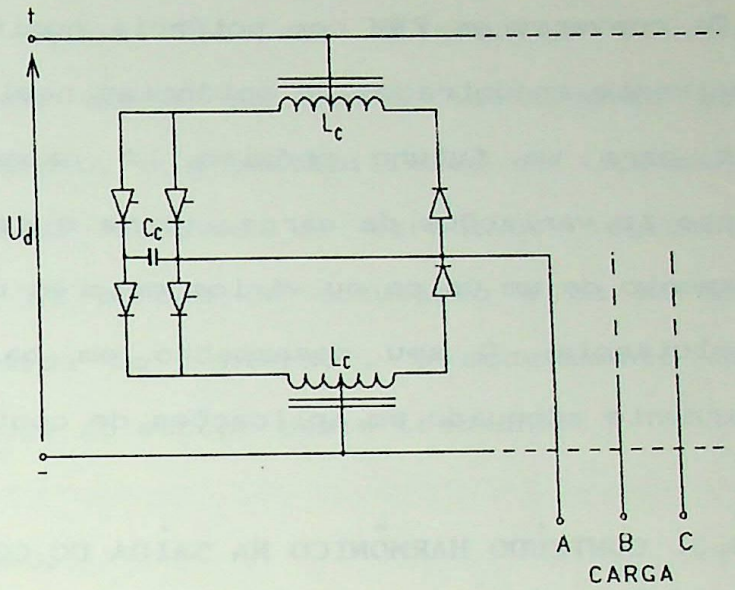


FIGURA 3.16. CIRCUITO DE COMUTAÇÃO VERHOFF.

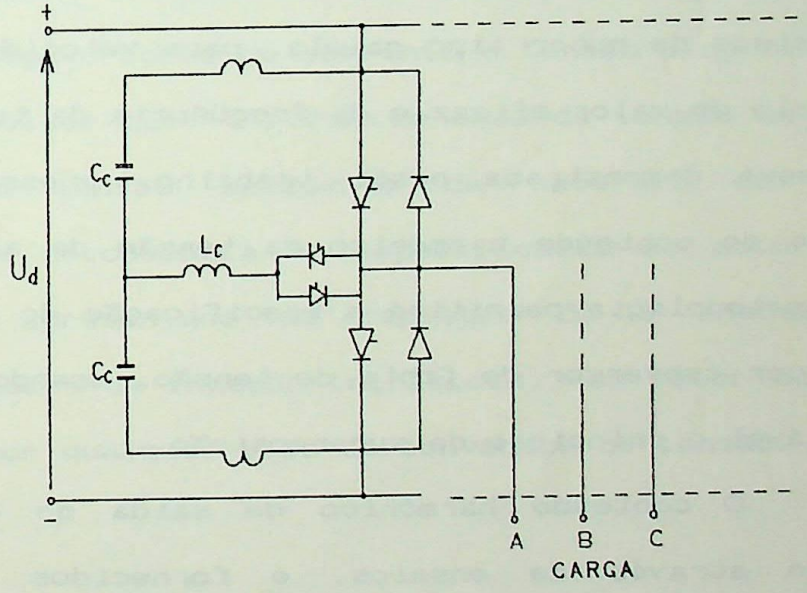


FIGURA 3.17. CIRCUITO DE COMUTAÇÃO BROWN BOVERI.

3.2.8. POTÊNCIAS DISPONÍVEIS, RENDIMENTO E APLICAÇÕES.

Os conversores de fonte de tensão de onda quadrada são encontrados em valores nominais de até 900 KW para conversores a

tiristores, e de até 100 KW para conversores usando transistores, e operando com tensão de saída de até 660 V.

Os conversores PWM com potência nominal de até 1,5 MW já são normalmente encontrados, e potências nominais de até 3 MW são esperadas para um futuro próximo. A capacidade de responder rápidamente às variações da carga, torna o conversor PWM adequado ao acionamento de um único ou vários motores de indução, síncronos ou de relutância. O seu desempenho em baixas freqüências, é particularmente adequado em aplicações de controle de posição.

3.3. CONTEÚDO HARMÔNICO NA SAÍDA DO CONVERSOR.

A metodologia de especificação de motores de indução trifásicos de rotor tipo gaiola, para velocidade variável através do controle do valor eficaz e da freqüência da tensão de alimentação, que será demonstrada neste trabalho, pressupõe o conhecimento prévio do conteúdo harmônico da tensão de alimentação do motor. Esta metodologia permitirá a epecificação do motor alimentado por qualquer conversor de fonte de tensão, usando de forma precisa e confiável o princípio da superposição.

O conteúdo harmônico de saída do conversor, pode ser obtido através de ensaios, e fornecidos pelo fabricante do conversor ou estimado pelo modelamento matemático de cada tipo de conversor, processo de comutação usado, e ainda pela lógica de comutação, que pode otimizar a operação do conversor em determinadas faixas de trabalho. As referências [127 e 128], apresentam um estudo matemático dos conversores PWM, que possibilitam estimar as componentes harmônicas da tensão de saída

do conversor.

Conforme comentado neste capítulo, tem-se diversos tipos de conversores, os quais utilizam diferentes tecnologia de controle. Considerando ainda que estas tecnologias apresentam acentuado desenvolvimento, e a possibilidade de implementação de uma operação otimizada através de circuitos lógicos, com o objetivo de reduzir as perdas de comutação e os harmônicos da forma de onda de saída do conversor, o modelamento matemático destes conversores foge ao escopo deste trabalho.

3.4. CONCLUSÃO.

Este capítulo, relaciona e comenta as principais características dos conversores de corrente e tensão disponíveis.

Deve-se ressaltar que, a forma de onda da tensão de saída dos conversores de tensão independe da natureza da carga alimentada. Assim, a metodologia de especificação de motores de indução, que será apresentada no capítulo 6, é adequada à especificação de motores de indução trifásicos, com rotor do tipo gaiola, alimentado por qualquer tipo de conversor de tensão.

4. ANÁLISE E DESEMPENHO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO EM REGIME PERMANENTE.

4.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo, será analisado o comportamento e o desempenho do motor de indução trifásico tipo gaiola, em regime permanente; quando este é alimentado por uma fonte de tensão não senoidal.

Existem atualmente várias técnicas [4 e 41] e algumas muito sofisticadas, para a análise e estimativa do desempenho do motor de indução trifásico, alimentado por uma fonte de tensão rica em harmônicos. Pode-se citar como exemplo, a simulação da fonte e do motor em computadores análógico ou digital, o estudo do motor através da transformação instantânea em componentes simétricas ou através de um modelo linear usando a teoria dos dois eixos em quadratura, ou ainda através do circuito equivalente do motor usando o método da superposição.

O método da superposição, é o mais simples e poderoso, pois permite a incorporação de não linearidades como o efeito pelicular e as perdas de alta freqüência [41]. É um método muito adequado à análise do desempenho do motor em regime permanente, e a determinação das perdas do motor devido às componentes harmônicas da corrente de operação. Devido à sua simplicidade e eficiência, e por ser o método que melhor atende aos objetivos deste trabalho; o método da superposição foi escolhido como o instrumento de análise do comportamento do motor de indução trifásico em regime permanente. Analisa-se o comportamento do

motor para cada freqüência harmônica. Ao final, os "comportamentos são sobrepostos "(teorema da superposição)", obtendo o comportamento real do motor.

Por isto, os princípios fundamentais da operação do motor de indução serão revistos. Primeiramente o motor de indução será estudado sob o ponto de vista de um campo eletromagnético girante, e finalmente através de seu circuito equivalente. Os efeitos da variação de freqüência, tensão e a presença de harmônicos na alimentação do motor serão analisados, com o objetivo de se obter os fatores de correção dos parâmetros do circuito equivalente, os quais representam estes efeitos.

4.2. CONCEITOS BÁSICOS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.

4.2.1. CAMPO MAGNÉTICO GIRANTE.

O funcionamento de um motor de indução está fundamentado na presença de um campo magnético girante no entreferro, como será mostrado a seguir.

As correntes de fase de um motor de indução trifásico, quando alimentado por tensões trifásicas simétricas, podem ser representadas pelas equações a seguir:

$$i_a = I_{máx} \cos \omega t$$

$$i_b = I_{máx} \cos \left[wt - (2 \pi / 3) \right] \qquad (4.1)$$

$$i_c = I_{máx} \cos \left[wt + (2 \pi / 3) \right]$$

onde a velocidade angular é dada por:

$$\omega = 2 \pi f \qquad (4.2)$$

e o tempo t é medido a partir do instante em que $i_a = I_{máx}$ positivo.

Estas correntes, circulando nas bobinas de cada fase do motor, produzirão forças magnetomotrizes (fmms) variáveis no tempo, conforme as pulsações das correntes de fase. Portanto, estas fmm(s) podem ser escritas como:

$$F_a(t) = F_{máx} \cos \omega t$$

$$F_b(t) = F_{máx} \cos \left[\omega t - (2 \pi / 3) \right] \qquad (4.3)$$

$$F_c(t) = F_{máx} \cos \left[\omega t + (2 \pi / 3) \right]$$

e como a fmm eficaz é:

$$\mathcal{F} = N I \qquad (4.4)$$

conclui-se fácilmente que:

$$F_{máx} = N I_{máx} \qquad (4.5)$$

Estas fmm(s) variáveis no tempo, estão defasadas ao longo da circunferência do entreferro do motor. Logo, em cada instante t

e em um ponto α qualquer da circunferência do entreferro, existirá uma fmm resultante, que é igual à soma da contribuição de cada fase. Portanto, a fmm resultante pode ser determinada pela soma das expressões (4.6) dadas a seguir; que representam a fmm espacial de cada fase do motor e que também estão fisícamente defasadas de ($2\pi / 3$) rad entre si.

$$F_a(\alpha) = F_{pico} \cos \alpha$$

$$F_b(\alpha) = F_{pico} \cos \left[\alpha - (2\pi / 3) \right] \qquad (4.6)$$

$$F_c(\alpha) = F_{pico} \cos \left[\alpha + (2\pi / 3) \right]$$

Mas, a fmm de pico em um ponto α qualquer da circunferência do entreferro varia com o tempo, conforme a equação (4.7), a seguir:

$$F_{pico} = F_{máx} \cos \omega t \qquad (4.7)$$

logo, a contribuição de cada fase para a fmm resultante em função do tempo e do espaço será:

$$F_a(t,\alpha) = F_{máx} \cos \omega t \cos \alpha$$

$$F_b(t,\alpha) = F_{máx} \cos \left[\omega t - (2\pi / 3) \right] \cos \left[\alpha - (2\pi / 3) \right] \qquad (4.8)$$

$$F_c(t,\alpha) = F_{máx} \cos\left[\omega t + (2\pi/3)\right] \cos\left[\alpha + (2\pi/3)\right]$$

portanto, a fmm resultante será igual à soma das fmm de cada fase, representadas pelas equações (4.8); ou seja:

$$\mathcal{F}(\alpha,t) = \frac{3}{2} F_{máx} \cos(\alpha - \omega t) \qquad (4.9)$$

A equação (4.9) mostra que a fmm resultante no entreferro de um motor de indução trifásico, é uma onda senoidal de amplitude constante, e cujo ângulo de fase espacial α é função linear do tempo, e o ângulo ωt mantém a rotação da onda de fmm, com uma velocidade angular ω constante.

Para um motor de p pólos, a velocidade de rotação da fmm ou velocidade síncrona será:

$$\omega_s = \frac{\omega}{p/2} \qquad [rd/s] \qquad (4.10)$$

pois,

$$\alpha = \frac{p}{2} \alpha_m \qquad [graus\ elétricos] \qquad (4.11)$$

e ainda, substituindo a equação (4.2) em (4.10), chega-se a:

$$n_s = \frac{120\, f_1}{p} \quad [rpm] \qquad (4.12)$$

Sabendo-se que o fluxo magnético , é igual à razão entre a fmm e a relutância magnética, como mostra a equação (4.13).

$$\phi = \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{R}} \qquad (4.13)$$

E, como os motores elétricos são projetados e construidos, de modo que a relutância magnética seja constante na faixa normal de operação, o fluxo magnético será também uma onda senoidal de amplitude e velocidade de rotação constante. Por isto, se diz que o motor de indução trifásico se baseia na produção de um campo magnético girante no entreferro, o que é verificado comparando-se as equações (4.9) e (4.13), que resultam em:

$$\phi = \phi_{máx} \cos(\alpha - \omega t) \qquad (4.14)$$

sendo que:

$$\phi_{máx} = \frac{3}{2} \frac{F_{máx}}{\mathcal{R}} \qquad (4.15)$$

4.2.1.2. NÚMERO EFETIVO DE ESPIRAS.

Da equação (4.4) tem-se que a fmm é igual ao produto do número efetivo de espiras N pela corrente eficaz I, o que permite dizer que a fmm é igual a NI Ampéres-espiras. Entretanto, de acordo com a teoria básica e as características construtivas de uma máquina elétrica rotativa [117-124], o número efetivo de espiras

pode ser determinado pela expressão dada a seguir:

$$N = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} N_b N_e K_w \qquad (4.16)$$

Destacando-se que, o fator de enrolamento k_w é igual ao produto dos fatores de distribuição, de passo e da posição relativa axial das barras do rotor, ou seja: $k_w = k_d k_p k_b$.

O fator de enrolamento k_w pode ainda ser explicitado, mostrando os fatores de cada parcela, de uma forma bem geral, que considere também a presença de componentes de freqüência harmônica espacial de ordem x do fluxo magnético do entreferro, conforme a equação a seguir [121]:

$$k_{wx} = \operatorname{sen} \frac{x\rho}{2} \frac{\operatorname{sen}\left[x N_g (\gamma/2)\right]}{N_g \operatorname{sen}\left[x (\gamma/2)\right]} \frac{2 \operatorname{sen}\left[x (\varepsilon/2)\right]}{x \varepsilon} \qquad (4.17)$$

No projeto do motor procura-se fazer com que o fator de enrolamento k_{w1} para a fmm de frequência igual à fundamental, seja tão próximo quanto possível do valor um. Já os valores de enrolamento k_{wx} para os componentes harmônicos do fluxo magnético do entreferro devem ser reduzidos ao máximo; de modo que pode-se considerá-los desprezíveis [44, 115, 117, 118]; ou seja:

$$k_{wx} \simeq 0 \quad \text{para } x \neq 1 \qquad (4.18)$$

4.2.2. CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO.

O conjugado eletromagnético de um motor de indução, é produzido pela reação entre as fmm(s) resultantes do estator e do rotor. Naturalmente, para que o circuito do rotor produza uma fmm é necessário que por ele flua uma corrente; isto só é possível curto-circuitando o circuito do rotor e alimentando-o com uma tensão induzida pelo estator. Com o fluxo resultante produzido pelo estator, conforme a equação (4.15), e devido a rotação do rotor com velocidade angular igual a w_2, o fluxo concatenado com as bobinas ou barras do rotor será igual a:

$$\lambda = N_2 \phi \cos \alpha_{12} \qquad (4.19)$$

mas, como

$$\alpha_{12} = \omega_r t \qquad (4.20)$$

onde:

$$\omega_r = \omega_s - \omega_2 \qquad (4.21)$$

a equação (4.19), pode ser reescrita como:

$$\lambda = N_2 \phi \cos \omega_r t \qquad (4.22)$$

Assim, pela lei de Faraday, a tensão induzida no rotor

será:

$$e_z = - \frac{d\lambda}{dt} = \omega_r N_z \phi \operatorname{sen} \omega_r t - N_z \frac{d\phi}{dt} \cos \omega_r t \qquad (4.23)$$

O primeiro termo da equação (4.23), é uma tensão de velocidade, que será nula, se a velocidade relativa do rotor for igual a zero, ou seja, $\omega_s = \omega_z$. A segunda parcela, corresponde a uma tensão induzida pela variação do fluxo (efeito transformador), mas como mostra a equação (4.14), o fluxo resultante no entreferro é constante. Assim, a equação (4.23) fica reduzida a:

$$e_z = \omega_r N_z \phi \operatorname{sen} \omega_r t \qquad (4.24)$$

A velocidade relativa do rotor normalmente é tomada como uma porcentagem da velocidade do campo girante ou velocidade síncrona, definida como escorregamento s, logo:

$$s \triangleq \frac{\omega_r}{\omega_s} \qquad [pu] \qquad (4.25)$$

e, substituindo a equação (4.21) em (4.25), obtém-se:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_z}{\omega_s} \qquad [pu] \qquad (4.26)$$

mas, das equações (4.2) e (4.21), chega-se a:

$$\omega_z = 2 \pi (f_1 - f_2) \qquad (4.27)$$

que substituindo na equacão (4.25), resulta:

$$s = \frac{f_2}{f_1} \qquad (4.28)$$

ou ainda:

$$\omega_r = 2 \pi f_2 = 2 \pi s f_1 \qquad (4.29)$$

Portanto, substituindo a equação (4.29) na equação (4.24), obtém-se:

$$E_2 = 2 \pi N_2 \phi f_1 s \operatorname{sen} (2 \pi f_1 s t) \qquad (4.30)$$

Conforme a equação (4.14) o fluxo eletromagnético no entreferro é constante. Assim, para a condição em que o motor está com o rotor bloqueado, ou seja, $\omega_r = \omega_s$ ou para $s = 1$, a tensão induzida no rotor será máxima, e igual a:

$$E_{2_{máx}} = 2 \pi N_2 \phi f_1 \qquad (4.31)$$

Considerando-se agora, uma máquina de indução elementar de 2 pólos, conforme representado na figura 4.1.a; e o respectivo diagrama fasorial das fmm(s) mostrado na figura 4.1.b; conclui-se após uma análise da energia armazenada no entreferro, que o

conjugado eletromagnético resultante pode ser determinado por [132]:

$$C_z = k\ F_1\ F_z\ \text{sen}\ \gamma_{12} \qquad (4.32)$$

onde k é uma constante do motor, que é função das dimensões do entreferro, da permeabilidade magnética e do número de pólos.

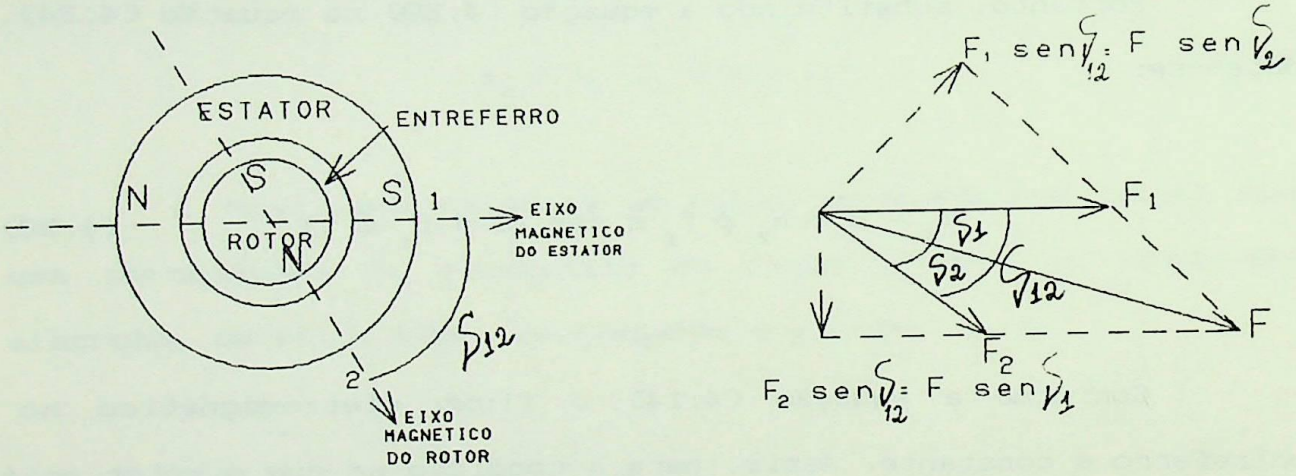


FIGURA 4.1. a) MÁQUINA ELEMENTAR DE INDUÇÃO DE 2 PÓLOS.
b) DIAGRAMA VETORIAL DAS FMM(S) DO ESTATOR E ROTOR.

A equação (4.32) mostra que o conjugado disponível no entreferro é proporcional aos valores de pico das fmm(s) do estator F_1 e do rotor F_z, e ao seno do ângulo elétrico de fase espacial γ_{12} entre as fmm(s). Conforme a figura 3.1.b pode-se escrever:

$$F_1 \text{ sen } \gamma_{12} = F \text{ sen } \gamma_2 \qquad (4.33)$$

$$F_2 \text{ sen } \gamma_{12} = F \text{ sen } \gamma_1 \qquad (4.34)$$

$$\gamma_{12} = \gamma_1 + \gamma_2 \qquad (4.35)$$

e que a fmm resultante F_{12}, de acordo com a lei dos cossenos, será:

$$F^2 = F_1^2 + F_2^2 + 2 F_1 F_2 \cos \gamma_{12} \qquad (4.36)$$

portanto, substituindo a equação (4.33) em (4.32), obtém-se:

$$C_2 = k F F_2 \text{ sen } \gamma_2 \qquad (4.37)$$

substituindo as equações (4.5) e (4.13) em (4.37), e sabendo que [124]:

$$\gamma_2 = 90 + \theta_2 \qquad (4.38)$$

pode-se escrever a equação (4.37) em função do fluxo eletromagmético resultante no entreferro e das características do rotor; ou seja:

$$C_z = k \phi I_z \cos \theta_z \qquad (4.39)$$

4.2.3. CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.

O circuito equivalente do motor de indução é obtido da sua semelhança com o transformador. Para o motor de indução trifásico, como todas as fases são elétricamente idênticas, usa-se uma representação por fase.

Inicialmente observa-se que, o fluxo eletromagnético resultante no entreferro induz uma fcem no estator, que se somada à queda de tensão nos enrolamentos do estator será igual à tensão aplicada aos terminais do motor, ou seja:

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_1 + \dot{I}_1 (R_1 + j X_1) \qquad (4.40)$$

A fcem $\dot{E}_1$ é uma tensão induzida que se analisada de forma análoga à que derivou a equação (4.23), chega-se à conclusão que é uma tensão induzida pelo efeito transformador [124], e portanto pode ser determinada como:

$$e_1 = - N_1 \frac{d\phi}{dt} = N_1 \omega_1 \phi \operatorname{sen} \omega_1 t \qquad (4.41)$$

Recorrendo-se ainda à analogia com o transformador, a

corrente I_1 do estator pode ser dividida em duas parcelas; uma de carga e uma de excitação. A componente I_2 é a parcela correspondente à carga, pois produz uma fmm que é exatamente igual, mas em direção oposta à fmm produzida pela corrente do rotor. A parcela de excitação I_o é a corrente adicional do estator, necessária para criar o fluxo resultante no entreferro; esta é dividida em uma componente que corresponde às perdas no ferro, e uma para a magnetização do motor. Destas observações e da equação (4.41), conclui-se que o estator do motor pode ser representado por um circuito equivalente, como mostrado na figura 4.2. Neste circuito a resistência R_F representa as perdas no núcleo do estator, e a reatância X_M representa o efeito do fluxo de magnetização.

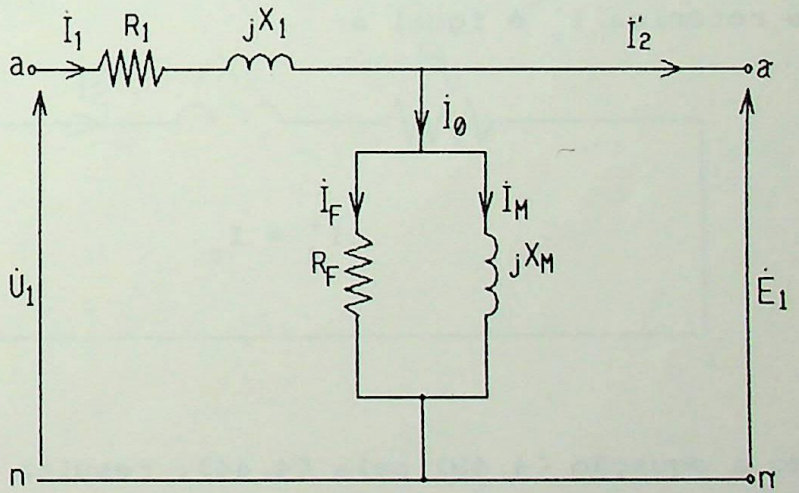


FIGURA 4.2. CIRCUITO EQUIVALENTE DO ESTATOR DE UM MOTOR DE INDUÇÃO.

O circuito representado na figura 4.2 é um modelo exato dos fenômenos elétricos do estator, o qual é exatamente igual ao circuito primário de um transformador. Os efeitos do rotor podem ser incluídos, considerando-se as grandezas elétricas do rotor referidas ao estator.

Supondo que os enrolamentos do rotor são iguais ao do estator no que tange ao número efetivo de espiras, a tensão E_2 induzida no rotor, quando este está bloqueado, será igual à tensão E_1 induzida no estator. Entretanto, quando o rotor está girando devido à velocidade relativa ω_r, a relação entre os valores das fem(s) do estator e rotor, será:

$$E_2 = s\ E_1 \qquad (4.43)$$

A onda de fmm do rotor se opõe à fmm da componente de carga I_2 da corrente do estator, de modo que a correspondente corrente rotórica I_2' é igual a:

$$I_2' = I_2 \qquad (4.44)$$

dividindo a equação (4.43) pela (4.44), resulta que:

$$\frac{E_2}{I_2'} = \frac{s\ E_1}{I_2} \qquad (4.45)$$

Como o rotor pode ser representado pelo circuito mostrado na figura 4.3, sua impedância será:

$$R'_2 + j\,X'_2 = \frac{E_2}{I'_2} \qquad (4.46)$$

e substituindo a equação (4.47) na equação (4.46), e comparando com a equação (4.45), e ainda considerando que $R'_2 = R_2$, chega-se a:

$$\frac{E_1}{I_2} = \frac{R_2}{s} + j\,X_2 \qquad (4.48)$$

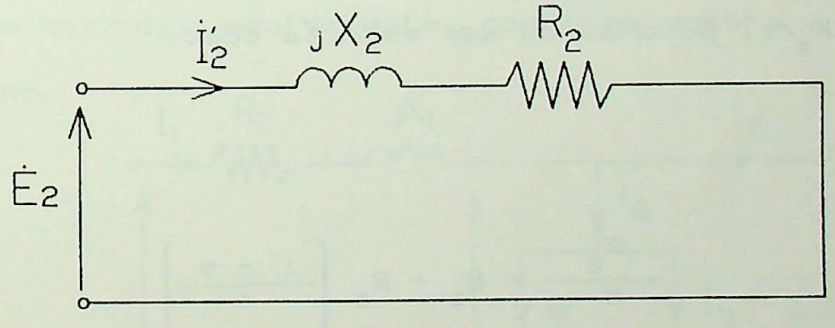


FIGURA 4.3. CIRCUITO EQUIVALENTE DO ROTOR DO MOTOR DE INDUÇÃO.

calculando a reatância do rotor na freqüência do estator, e de acordo com a equação (4.28), obtém-se:

$$X'_2 = s\,X_2 \qquad (4.47)$$

A equação (4.48) mostra que as condições eletromagnéticas no entreferro vistas pelo estator, que resultam na fcem E_1 e na corrente de carga I_2, serão as mesmas que se obtém ao ligar uma impedância igual a $\left(R_2/s\right) + jX_2$ nos terminais de E_1. Consequentemente, os efeitos do rotor podem ser incorporados ao circuito equivalente mostrado na figura 4.2, por esta impedância ligada através dos terminais a, n. O resultado final é mostrado na figura 4.4. Todos os fenômenos elétricos do rotor estão agora referidos ao estator, e são portanto fenômenos elétricos que ocorrem à freqüência do estator.

O efeito combinado da carga no eixo do motor e da resistência do rotor, aparecem como uma resistência refletida R_2/s em função do escorregamento s, e portanto, da carga mecânica. A resistência R_2/s, pode ainda ser escrita como:

$$\frac{R_2}{s} = R_2 + R_2\left[\frac{1 - s}{s}\right] \qquad (4.49)$$

onde: R_2 corresponde à resistência ôhmica dos enrolamentos do rotor, e $R_2\left[\frac{1 - s}{s}\right]$ corresponde à potência mecânica no eixo do motor.

O circuito equivalente do motor de indução representado na

figura 4.4, é o chamado modelo exato ou circuito de Steinmetz. Entretanto, em função do tipo de estudo que se deseja ou da precisão necessária dos resultados, este circuito pode ser reduzido a modelos simplificados ou aproximados, ou então melhorado, conforme pode ser observado ao longo deste capítulo.

4.3. COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO ALIMENTADO POR TENSÕES EQUILIBRADAS E FREQUÊNCIA CONSTANTE.

O motor de indução trifásico alimentado por uma fonte de tensão trifásica equilibrada, de valor eficaz e freqüência constante, pode e é normalmente analisado através de seu circuito equivalente. Basicamente, a precisão dos resultados de uma análise de desempenho do MIT, está condicionada à confiabilidade dos dados de ensaio do motor e a metodologia usada nos cálculos dos parâmetros do circuito equivalente, conforme mostra o capítulo 5, deste trabalho.

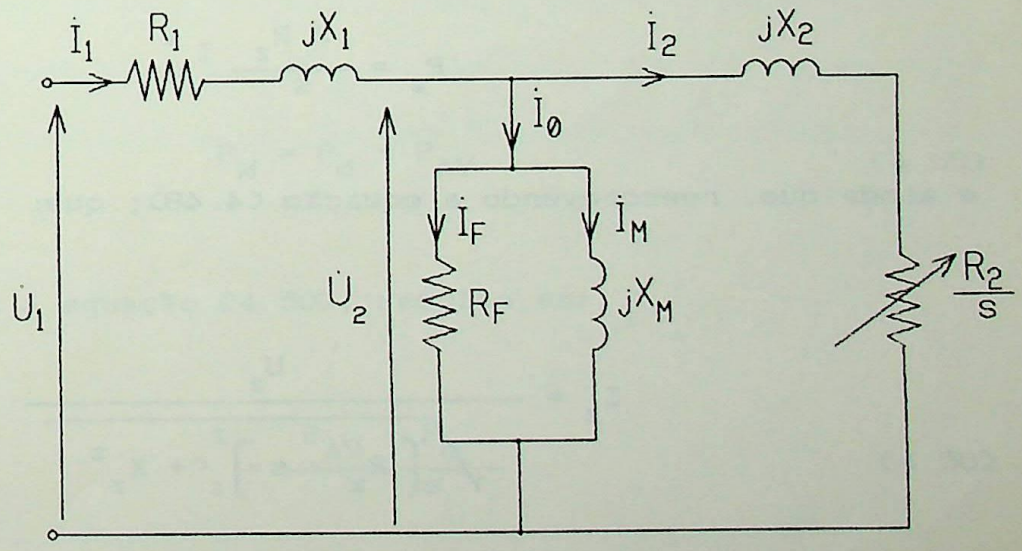


FIGURA 4.4. CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.

Entre os aspectos importantes do desempenho do motor em regime permanente, estão as variações de corrente e perdas em função do conjugado da carga. Nos próximos itens serão desenvolvidas as equações para o cálculo do desempenho do MIT, tomando sempre os valores de fase de acordo com o circuito equivalente mostrado na figura 4.4.

4.3.1. CONJUGADO E POTÊNCIA.

A potência de um motor elétrico refere-se sempre à potência disponível em seu eixo para o acionamento da carga. Sendo que a potência nominal é definida como sendo a potência que o motor pode entregar em regime permanente à velocidade nominal, sem que a sua temperatura limite de operação, definida pela classe de isolamento seja ultrapassada.

Do circuito equivalente mostrado na figura 4.4, fica fácil concluir que a potência disponível no entreferro é igual a:

$$P_z = \frac{3\,R_z}{s}\,I_z^{\,z} \qquad (4.50)$$

e ainda que, reescrevendo a equação (4.48); que:

$$I_z = \frac{U_z}{\sqrt{\left(R_z / s\right)^z + X_z^{\,z}}} \qquad (4.51)$$

e que substituindo a equação (4.51) em (4.50), obtém-se:

$$P_z = \frac{3\, s\, R_z\, U_z^2}{R_z^2 + s^2\, X_z^2} \qquad (4.52)$$

Comparando as equações (4.50) e (4.49), conclui-se que:

$$P_{cz} = 3\, R_z\, I_z^2 \qquad (4.53)$$

e

$$P_M = 3\, R_z \left(\frac{1 - s}{s}\right) I_z^2 \qquad (4.54)$$

onde P_M é a potência mecânica aplicada ao eixo, em regime permanente, que é igual à potência mecância P_d disponível em seu eixo somada às perdas mecânicas, que correspondem às perdas por atrito e ventilação. Portanto a equação (4.54), pode ser reescrita como:

$$P_M = P_d + P_{AV} \qquad (4.55)$$

que se comparada à equação (4.50), resulta em:

$$P_z = \frac{P_{AV} + P_d}{1 - s} \qquad (4.56)$$

Destacando-se que, para o motor operando em condições

nominais, tem-se que $P_d = P_N$ e $s = s_N$.

O conjugado motor, pode ser interpretado como o esforço do motor para acionar a carga aplicada ao seu eixo. Este conjugado será sempre igual ao da carga, quando o motor operar com velocidade constante, e será igual á soma do conjugado da carga mais o necessário à aceleração nos processos de aceleração, e igual a diferença entre o conjugado de frenagem e o da carga nos processos de frenagem elétrica. Ou seja:

$$C_z = C_d \qquad \text{para } n_z = \text{constante} \qquad (4.57)$$

$$C_z = C_d + C_a \qquad \text{para aceleração} \qquad (4.58)$$

$$C_z = C_f - C_d \qquad \text{para frenagem} \qquad (4.59)$$

Sabendo-se que a relação entre a potência e o conjugado é dada pela equação (4.60), todas as equações derivadas para relações com a potência disponível no entreferro podem ser usadas com relação ao conjugado disponível no entreferro.

$$C = \frac{60}{2 \pi n} P \qquad (4.60)$$

Para completar a análise do desempenho do MIT em regime

permanente, faz-se necessário um estudo e cálculo das perdas do motor. Entretanto, este estudo será feito ainda neste capítulo, de uma forma mais geral e completa; em um item específico.

4.4. COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO ALIMENTADO COM TENSÕES TRIFÁSICAS EQUILIBRADAS E FREQUÊNCIA VARIÁVEL.

Para analisar o comportamento do motor de indução com a variação da freqüência da tensão de alimentação, utiliza-se também o seu circuito equivalente adequadamente corrigido, conforme será mostrado a seguir.

4.4.1. CARACTERÍSTICAS DO CONJUGADO E DA CORRENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO COM TENSÃO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL.

A equação (4.41) trabalhada e reescrita na forma mostrada a seguir, demonstra que o fluxo eletromagnético resultante no entreferro é diretamente proporcional à razão E_1 / f_1; ou seja:

$$\phi = \frac{E_{1pico}}{2 \pi N_1 f_1} \qquad (4.61)$$

que em valores eficazes resulta:

$$\phi = \frac{E_1}{4,44\ N_1\ f_1} \qquad (4.62)$$

portanto, para um determinado motor o fluxo eletromagnético no entreferro é:

$$\phi = k \left(\frac{E_1}{f_1}\right) \qquad (4.63)$$

Substituindo a equação (4.63) na equação (4.39) e lembrando-se que $E_1 = U_2$, obtém-se:

$$C_2 = k \left(\frac{U_2}{f_1}\right) I_2 \cos \theta_2 \qquad (4.64)$$

Considerando que, na faixa normal de operação do motor $\left(0 < s \leq s_N\right)$, o escorregamento é muito pequeno, de tal modo que:

$$\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 >> X_2^2 \quad \text{para} \quad 0 < s \leq s_N \qquad (4.65)$$

o que permite escrever que:

$$\cos \theta_2 \simeq 1,0 \quad \text{para} \quad 0 < s \leq s_N \qquad (4.66)$$

portanto da equação (4.51), obtém-se que; I_2 é aproximadamente igual a:

$$I_2 = \frac{s\,E_1}{R_2} \qquad \text{para } 0 < s \leq s_N \qquad (4.67)$$

agora, substituindo as equações (4.66) e (4.67) na equação (4.64), e substituindo o escorregamento s, pela relação dada na equação (4.28), resulta:

$$C_2 = k \left(\frac{U_2}{f_1}\right)^2 \frac{f_2}{R_2} \qquad (4.68)$$

Como na faixa de operação do motor entre o escorregamento nominal e a vazio, a resistência R_2 do rotor pode ser considerada constante [117-121], a equação (4.68) pode ser escrita como:

$$C_2 = k \left(\frac{U_2}{f_1}\right)^2 f_2 \qquad (4.69)$$

A equação (4.69) permite uma análise do conjugado desenvolvido pelo motor, para operação na faixa de pequeno escorregamento. As seguintes conclusões podem ser fácilmente verificadas:

a) Mantendo-se a razão U_2/f_1 constante, observa-se que o motor opera a fluxo constante, e o conjugado é diretamente proporcional à freqüência absoluta do rotor. Esta afirmação é válida também para a operação do motor de indução como gerador, ou seja, operando com escorregamento negativo. A velocidade do motor

não exerce qualquer influência no torque disponível em seu eixo; exceto uma pequena variação devido às perdas por atrito e ventilação.

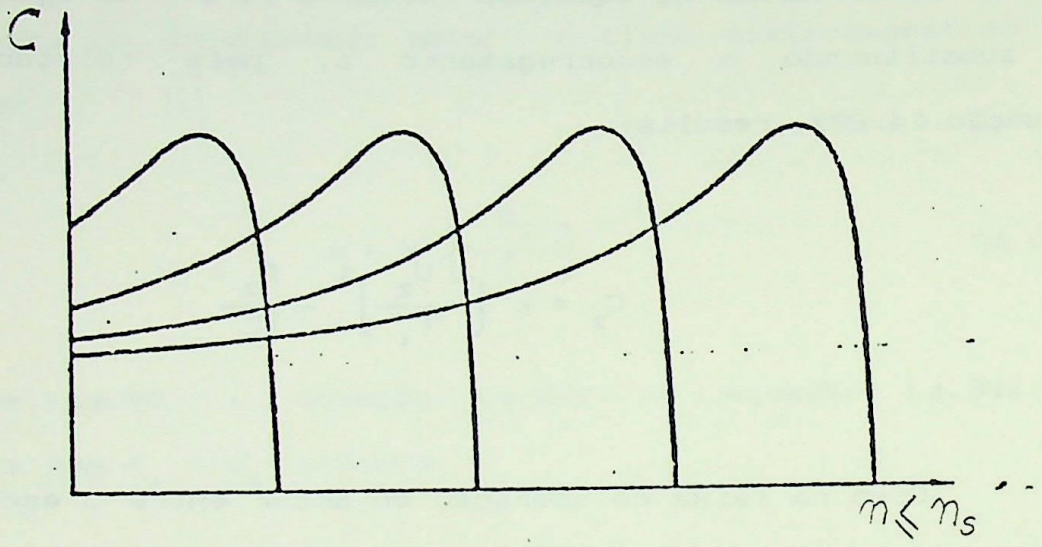


FIGURA 4.5. CARACTERÍSTICAS TÍPICAS DO CONJUGADO × VELOCIDADE DO MIT OPERANDO COM FREQÜÊNCIA DE ALIMENTAÇÃO VARIÁVEL E FLUXO CONSTANTE.

Comparando as equações (4.64) e (4.69), fica evidente que a corrente do rotor I_z comporta-se exatamente como o conjugado desenvolvido no entreferro. De modo que, para o mesmo conjugado a corrente I_z será constante em toda a faixa de velocidade de operação do motor. Na figura 4.5 é mostrado gráficamente as observações feitas acima.

b) A figura 4.6 é uma representação gráfica da equação (4.69), que permite a visualização do comportamento do torque desenvolvido pelo motor operando com fluxo variável. Mostra-se nesta figura, a faixa de operação teórica para o motor com variação de fluxo. Nesta faixa de operação a tensão induzida U_z é

mantida constante e igual à nominal; a frequência f_1 é elevada acima da nominal para obter velocidades de operação superiores à velocidade nominal do motor.

Fazendo a mesma comparação de equações feita no itém a, conclui-se que, nesta faixa de operação e para o mesmo valor de conjugado, a corrente I_2 é diretamente proporcional à velocidade do motor. Entretanto, para garantir que a temperatura limite de operação do motor não seja ultrapassada, a corrente I_2 é mantida constante e igual a nominal; significando que, o conjugado disponível será inversamente proporcional à velocidade do motor.

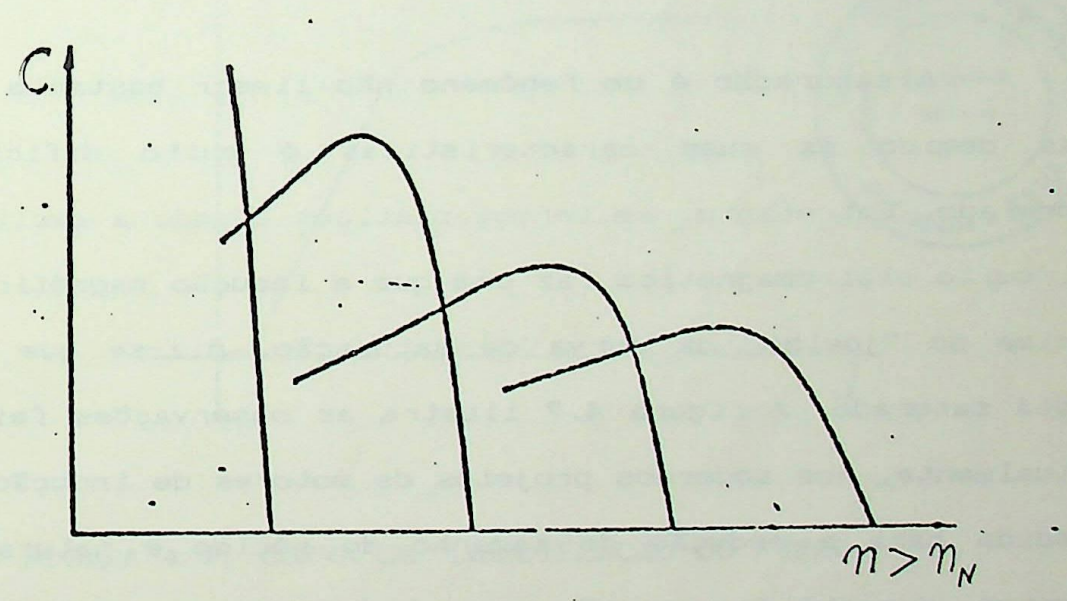


FIGURA 4.6. CARACTERÍSTICAS TÍPICAS DO CONJUGADO × VELOCIDADE DO MIT OPERANDO COM FREQÜÊNCIA DE ALIMENTAÇÃO E FLUXO VARIÁVEIS.

Recorrendo-se a equação (4.40) e considerando que a queda

de tensão no estator é desprezível, as observações e conclusões feitas neste item, serão válidas também com relação à tensão U_1 aplicada aos terminais do motor e à corrente total do motor I_1.

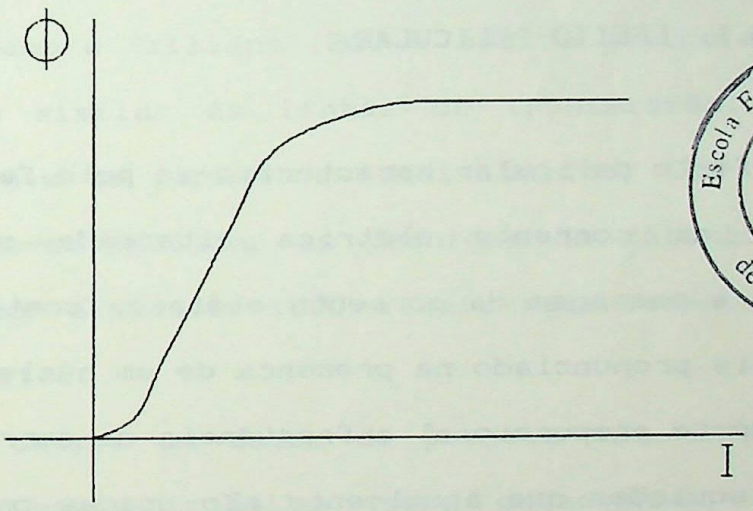
Para o estudo do comportamento do motor operando em toda a faixa de variação de escorregamento, deve-se incluir no modelo representado pelo circuito equivalente da figura 4.4, os efeitos da saturação magnética e a influência da freqüência na resistência dos enrolamentos. Estas correções nos parâmetros do circuito equivalente faz-se necessário, tanto na operação do motor alimentado com tensão de freqüência constante como variável.

4.5. SATURAÇÃO MAGNÉTICA.

A saturação é um fenômeno não linear bastante conhecido, mas devido às suas características é muito difícil de ser modelado. Entretanto, em termos práticos quando a excitação de um circuito eletromagnético faz com que a indução magnética se situe acima do "joelho" da curva de saturação, diz-se que o circuito está saturado. A figura 4.7 ilustra as observações feitas acima. Atualmente, nos modernos projetos de motores de indução, como uma medida para a redução do tamanho do núcleo e naturalmente dos custos, o ponto de operação nominal do motor é calculado de modo a otimizar o uso do núcleo de ferro. Assim, o motor é projetado para trabalhar muito próximo do "joelho" da curva de saturação, o que faz com que para correntes acima de 1,10 I_N [84] seja necessário considerar o efeito da saturação na análise do desempenho do motor.

As referências [27-34] mostram o cálculo das reatâncias e o efeito da saturação sobre elas, e na referência [118] encontram-se algumas considerações simplificadoras e valores típicos de fatores de saturação.

Neste trabalho não há necessidade de se considerar o efeito da saturação, pois como será mostrado no capítulo 6, o sistema de controle deverá atuar de modo a manter a corrente de operação do MIT igual à sua corrente nominal, o que garante uma operação otimizada em toda a faixa de velocidade e a não saturação das reatâncias do motor.



Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca
MAUÁ
BIM

FIGURA 4.7. CURVA DE MAGNETIZAÇÃO DO FERRO.

4.6. INFLUÊNCIA DA FREQUÊNCIA NOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE.

Na operação do MIT na faixa normal de trabalho, ou seja, para escorregamento igual ou menor que o escorregamento nominal; e

mantendo a freqüência da tensão aplicada aos terminais do motor, constante, o efeito da variação da freqüência da tensão induzida no rotor, é desprezível [117, 121]. Entretanto, na operação do motor na faixa de alto escorregamento $\left(s > s_N\right)$, ou quando a freqüência da tensão que alimenta o motor é elevada, como por exemplo, na presença de harmônicos, o efeito da freqüência será significativo e a correção linear das reatâncias do motor com a freqüência nem sempre será suficiente, pois aqui se mostra necessário uma análise das características construtivas do motor, devido a distribuição não uniforme da corrente nas barras do rotor.

4.6.1. EFEITO PELICULAR.

O efeito pelicular caracteriza-se pelo fato da resistência à passagem da corrente elétrica alternada ser maior que a resistência à passagem da corrente elétrica contínua. Este efeito se torna mais pronunciado na presença de um núcleo ferromagnético, e é diretamente proporcional a freqüência da corrente.

As equações que atualmente são usadas para o cálculo dos fatores de correção de impedância do motor em função da freqüência, derivam-se do estudo das correntes parasitas, devido a necessidade de determinar a sua distribuição, a sua profundidade de penetração e também a influência da profundidade e da geometria das ranhuras nos enrolamentos estatóricos dos grandes alternadores, como pode ser verificado nas referências [17, 21].

A aplicação do fenômeno do efeito pelicular, para melhorar as características de partida do motor de indução e/ou para variar

a característica C = f(s) na faixa de alto escorregamento, foi sugerida pelo engenheiro russo M. Dolivo-Dobrovolsky [117] com a invenção do motor de indução de dupla gaiola. Desde então, os motores de indução ao serem projetados implementam o efeito pelicular através de várias formas; e utilizam ranhuras de desenhos complexos [24] e de profundidade variável, conforme a aplicação do motor.

O cálculo da resistência e da reatância do circuito do rotor é feito a partir dos dados de projeto. Na referência [24] Garik apresenta uma solução analítica para o efeito pelicular, para as formas de ranhuras mais comuns. Equações semelhantes são derivadas por Alger [118] a partir do trabalho de Taylor [19]. E ainda, conforme Babb e Willians [23] o efeito pelicular pode ser estudado de modo similar às linhas de transmissão, usando um circuito equivalente de parâmetros distribuidos. Com a ajuda de computadores, pode-se utilizar as técnicas de cálculo numérico, como a proposta por Silvester [25] e mais recentemente, a teoria dos elementos finitos.

Como nem sempre os dados de projeto são disponíveis, o efeito pelicular neste trabalho, será equacionado através do cálculo de fatores de correção para os valores de resistência e reatância, obtidos da operação do motor em condições nominais.

4.6.1.1. FATOR DE CORREÇÃO PARA O EFEITO PELICULAR NO ESTATOR.

A metodologia empregada no cálculo da resistência e reatância do estator, como será deduzida no capítulo 5, obtém os

valores efetivos à corrente alternada. Para os motores com enrolamento do estator bobinado de forma aleatória (bobinas de muitas espiras de fio de pequena seção e circular), o efeito da variação da freqüência é desprezível [56]. Entretanto, o efeito pelicular deverá ser considerado quando os enrolamentos do estator forem constituidos de bobinas préformadas [55], que normalmente são utilizadas em motores de potência elevada.

4.6.1.2. FATOR DE CORREÇÃO PARA O EFEITO PELICULAR NO ROTOR TIPO GAIOLA.

Os valores nominais da resistência e reatância do rotor deverão ser corrigidos em função da freqüência da tensão induzida no rotor. E para tanto, defini-se:

$$k_r \triangleq \frac{R_{zs}}{R_{zn}} \qquad (4.70)$$

e

$$k_x \triangleq \frac{X_{zs}}{X_{zn}} \qquad (4.71)$$

Os fatores de correção k_r e k_x serão calculados considerando o rotor de gaiola com barras equivalentes de seção retangular; como sugerido por Kostenko [117] e também usado nos artigos [50, 51, 55,77]. As equações que calculam os valores de k_r e k_x são denominadas, principalmente pelos autores de influência americana, de equações hiperbólicas de Alger e podem ser escritas

da seguinte forma:

$$k_r = \varepsilon \frac{\operatorname{senh} 2\varepsilon + \operatorname{sen} 2\varepsilon}{\cosh 2\varepsilon - \cos 2\varepsilon} \qquad (4.72)$$

e

$$k_x = \frac{3}{2\varepsilon} \frac{\operatorname{senh} 2\varepsilon - \operatorname{sen} 2\varepsilon}{\cosh 2\varepsilon - \cos 2\varepsilon} \qquad (4.73)$$

sendo que:

$$\varepsilon = H_b \sqrt{\pi \frac{\mu_o}{\rho} \frac{l_b}{l_r} f_N s} \qquad (4.74)$$

Rigorosamente dos valores nominais da resistência e da reatância do rotor deveria ser subtraída uma parcela muito pequena, que corresponde respectivamente à resistência e a reatância dos anéis que curto-circuitam as barras do rotor tipo gaiola e que não são dependentes da freqüência. Foi também considerado que os valores nominais de R_2 e X_2 correspondem aos valores de resistência e reatância para uma distribuição uniforme da corrente nas barras do rotor, sendo que o erro que se comete com estas aproximações é desprezível. A seguir, para ilustrar, são apresentadas equações que traduzem para a linguagem matemática, as considerações feitas neste parágrafo. Ou seja:

$$R_{2s} = K_r R_{2N} + R_{2K} \qquad (4.75)$$

e

$$X_{zs} = k_x X_{zN} + X_{zk} \qquad (4.76)$$

4.7. COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO ALIMENTADO POR TENSÕES NÃO SENOIDAIS.

O desenvolvimento e as vantagens do acionamento de velocidade variável utilizando motores de indução e conversores estáticos, são as causas do grande interesse do estudo e análise do comportamento do motor de indução quando este é alimentado por uma fonte de tensão não senoidal.

Apesar da existência de técnicas e recursos mais avançados, o estudo utilizando o circuito equivalente convencional, é o que melhor atende aos objetivos deste trabalho. A validade e a aceitação deste método de análise é comprovada pela numerosa referência bibliográfica citada [35-59]. Este método é fundamentado na aplicação do princípio da superposição, sendo que, uma forma de onda não senoidal pode ser representada por uma somatória de ondas senoidais, obtida da decomposição em série de Fourier.

De acordo com as considerações feitas no item 4.5, o efeito da saturação é desprezível, o que significa que o motor de indução pode ser representado por um modelo linear em relação à tensão e à corrente, que é condição necessária para se aplicar o princípio da superposição. A ação do sistema de controle, como já

citado, garante a não saturação motor e ainda pode-se notar que, na presença de harmônicos a atuação do sistema de controle é mais efetiva na prevenção da saturação.

O fluxo magnético no entreferro que é de amplitude constante, quando o motor é alimentado por uma tensão senoidal de freqüência constante, mas de acordo com a equação (4.14), varia quando em presença de componentes harmônicos. Contudo o seu valor médio permanece constante [40], conforme mostram as equações a seguir:

Tomando a equação (4.14) e aplicando-a para cada componente harmônico de tensão,obtém-se:

$$\phi(\alpha, \omega t) = \phi_1 \cos(\alpha - \omega t) + \phi_5 \cos(\alpha + 5\omega t) + \phi_7 \ldots\ldots$$

$$\ldots\ldots \cos(\alpha - 7\omega t) + \ldots\ldots\ldots + \phi_H \cos(\alpha \pm H\omega t) \qquad (4.77)$$

onde o sinal + ou -, refere-se ao sentido do fluxo e a referência angular é tomada quando a tensão induzida na fase de referência é igual a zero para $\omega t = 0$, assim para $\alpha = 0$ e $\omega t = 0$, tem-se:

$$\phi(0, 0) = \phi_1 + \phi_5 + \phi_7 + \phi_{11} + \phi_{13} + \phi_{17} + \phi_{19} + \ldots\ldots \qquad (4.78)$$

e para $\alpha = \pi / 6$ e $\omega t = \pi / 6$;

$$\phi(\pi / 6, \pi / 6) = \phi_1 - \phi_5 - \phi_7 + \phi_{11} + \phi_{13} - \phi_{17} - \phi_{19} + \ldots \qquad (4.79)$$

onde conclui-se que:

$$\phi\,(0,\ 0) \neq \phi\,(\pi / 6,\ \pi / 6) \qquad (4.80)$$

Calculando a derivada parcial da equação (4.77) em relação a α e a ωt e igualando-a a zero, obtém-se os pontos de inflexão (máximo ou mínimo) da curva do fluxo representada pela equação (4.77). Da equação (4.70) e da obtenção dos pontos de inflexão demonstra-se que o fluxo não é constante quando a tensão aplicada aos terminais do motor não é senoidal. Verifica-se ainda que, os pontos máximos ou mínimos ocorrem a cada $\pi/6$ radianos elétricos, independente do valor do componente harmônico do fluxo (ϕ_1, ϕ_5, ϕ_7, ...), ou da forma de onda da tensão aplicada ao motor.

Finalmente das equações (4.13), (4.15) e (4.77) pode-se concluir que mantendo a corrente de operação do motor igual à corrente nominal, garante-se a não saturação do circuito magnético do motor, o que significa que ϕ (0, 0) dado pela equação (4.78) é igual a 1,0 pu.

As considerações expostas acima, justificam a aplicação do princípio da superposição, o que permite que o motor seja analisado separadamente para cada componente senoidal da tensão aplicada e o resultado final será a soma dos resultados obtidos para a aplicação individual de cada componente da tensão.

Para os componentes de tensão de freqüência elevada, os valores das reatâncias do motor são mais significativas quando comparadas com os valores das resistências. Por este motivo vários autores desprezam as resistências do circuito equivalente mostrado

na figura 4.4, o que resulta no circuito equivalente harmônico do motor de indução, mostrado na figura 4.10. E ainda como:

$$X_{MH} >> X_{2H} \qquad (4.81)$$

pode-se concluir que, X_{MH} em paralelo com X_{2H} resulta em X_{2H}.

Assim, para os harmônicos de tensão de freqüência elevada, a impedância do motor fica reduzida a:

$$Z_{MH} = X_{1H} + X_{2H} \qquad (4.82)$$

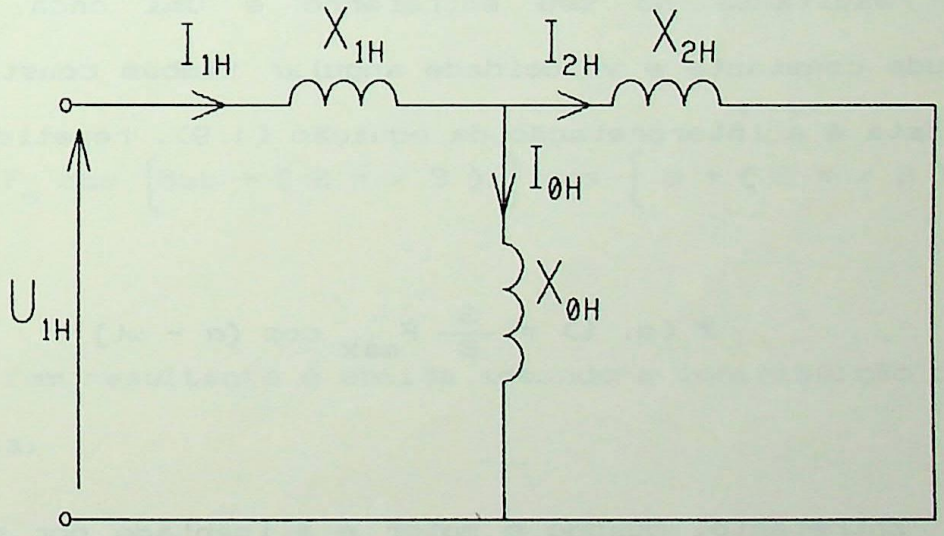


FIGURA 4.10. CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO PARA TENSÕES DE FREQÜÊNCIA ELEVADA.

Contudo como a redução nos cálculos, normalmente feitos por um programa de computador é muito pequena, não se justifica o uso da aproximação dada pela equação (4.81). Assim neste trabalho será usado o circuito equivalente exato, como mostrado na figura 4.4 para a análise do motor; independente da freqüência da tensão aplicada aos seus terminais.

4.7.1. DETERMINAÇÃO DAS FMM(S) HARMÔNICAS DO MOTOR DE INDUÇÃO.

No item 4.2.1 demonstrou-se que quando o motor de indução trifásico é alimentado por uma fonte de tensão puramente senoidal, a fmm resultante no seu entreferro é uma onda senoidal de amplitude constante e velocidade angular também constante e igual a ω_s. Esta é a interpretação da equação (4.9), repetida a seguir:

$$\mathcal{F}(\alpha, t) = \frac{3}{2} F_{máx} \cos(\alpha - \omega t) \qquad (4.83)$$

Entretanto, quando o motor é alimentado por uma fonte de tensão não senoidal, ondas adicionais de fmm estarão presentes no seu entreferro. A existência de uma onda de uma determinada freqüência pode ser verificada através de uma análise análoga à que resultou na equação (4.83).

4.7.1.1. HARMÔNICOS DE TEMPO.

Ondas de fmm de freqüência harmônica são produzidas por correntes harmônicas em cada fase. Tomando por exemplo, uma componente harmônica de tensão de ordem igual a cinco, que quando aplicada ao motor produzirá uma corrente de 5º harmônico, que será a responsável por uma onda de fmm de mesma distribuição espacial que a fundamental, mas de freqüência igual a cinco vêzes a freqüência da fonte de tensão. Assim, cada fase do motor contribuirá com uma onda de fmm igual a :

$$F_a(t, \alpha) = F_5 \cos 5\omega t \cos \alpha$$

$$F_b(t, \alpha) = F_5 \cos \left[5\omega t - (2\pi/3)\right] \cos \left[\alpha - (2\pi/3)\right]$$

$$F_c(t, \alpha) = F_5 \cos \left[5\omega t + (2\pi/3)\right] \cos \left[\alpha + (2\pi/3)\right]$$

(4.84)

E a fmm resultante é obtida somando a contribuição de cada fase, ou seja:

$$\mathcal{F}_5(t, \alpha) = \frac{3}{2} F_5 \cos(\alpha - 5\omega t) \qquad (4.85)$$

onde F_5 é o valor máximo da onda de fmm devido à corrente de 5º harmônico.

Fazendo a derivada da equação (4.85) em relação a t, obtêm-se:

$$\frac{d}{dt}\alpha = -5\omega \qquad (4.86)$$

que mostra que $\mathcal{F}_5$ é uma onda que está se movendo com uma velocidade igual a cinco vêzes a velocidade síncrona, e em sentido oposto à onda de fmm fundamental.

Análogamente, pode-se mostrar que a fmm produzida pela corrente de 7º harmônico gira com uma velocidade igual a sete vezes a velocidade síncrona e no mesmo sentido que a onda fundamental. Assim, pode-se concluir que a velocidade da onda de fmm harmônica, produzida pelas harmônicas de corrente, é igual a ordem H do harmônico vêzes a velocidade síncrona, e que o sentido do movimento é dado por:

$$H = 3k + 1 \rightarrow \text{mesmo sentido da fundamental} \qquad (4.87)$$

$$H = 3k - 1 \rightarrow \text{sentido contrário da fundamental} \qquad (4.88)$$

onde k = 0, 1, 2, 3, ...,e ainda que, para as correntes harmônicas de ordem igual a H = 3 k + 3, a fmmm resultante no entreferro será nula, pois o ângulo de fase entre as contribuições de cada fase é igual a zero, Os harmônicos de ordem H = 3 k + 3, são chamados de harmônicos de sequência zero.

Agora, de acordo com a equação (4.26), pode-se determinar o escorregamento harmônico s_H. Considerando o campo girante criado por uma fmm, que se movimenta com velocidade igual a $H\ \omega_s$, teremos:

$$s_H = \frac{H\ \omega_s - \omega_2}{H\ \omega_s} \qquad (4.89)$$

ou ainda;

$$s_H = \frac{H\ n_s - n_2}{H\ n_s} \qquad (4.90)$$

para a fmm girando no mesmo sentido da fmm fundamental. Logo, para uma onda de fmm que gira em sentido contrário, a equação (4.90) fica:

$$s_H = \frac{H\ n_s + n_2}{H\ n_s} \qquad (4.91)$$

ou de forma geral:

$$s_H = \frac{H\ n_s \pm n_2}{H\ n} \qquad (4.92)$$

sendo que o sinal positivo é válido para os harmônicos de ordem $3\ k - 1$, também chamados de harmônicos de sequência negativa, e o

sinal negativo, para os harmônicos de ordem 3 k + 1, ou harmônicos de sequência positiva.

Explicitando o valor de n_2 na equação (4.26) e substituindo na equação (4.92), obtém-se o escorregamento harmônico em relação ao fundamental; ou seja:

$$s_H = \frac{\left(H \pm 1\right) \mp s}{H} \qquad (4.93)$$

4.7.1.2. HARMÔNICOS ESPACIAIS.

Para facilitar a compreensão e a visualização da existência de componentes harmônicas de espaço da fmm resultante no entreferro do motor; é importante relembrar as noções básicas da produção da fmm nas máquinas elétricas rotativas.

A distribuição da fmm no entreferro do motor de indução não é puramente senoidal, mesmo que a sua tensão de alimentação o seja. Esta distorção é causada principalmente pelo arranjo físico das bobinas dos enrolamentos do estator e do rotor, em um número finito de ranhuras por polo, A eliminação ou a redução dos componentes harmônicos da fmm é obtida fazendo com que os fatores de enrolamento $k_{\omega x}$, para os harmônicos de ordem espacial $x \neq 1$ sejam os menores possíveis, como comentado no item 4.2.1.2 e resumido na equação (4.18). As componentes harmônicas da fmm são insignificantes quando o motor é alimentado por uma fonte de tensão puramente senoidal. Mas, quando a fonte de alimentação do motor é rica em harmônicos, as distorções harmônicas da fmm são

acentuadas; embora normalmente não afetem o comportamento do motor em regime permanente, como será mostrado no estudo do conjugado do motor de indução.

Cada componente harmônica da fmm não senoidal produz um campo eletromagnético, cujo número de pólos é igual a X vêzes o número de pólos do motor para a componente fundamental. Como X é a ordem da componente harmônica, se tomarmos como exemplo um motor de indução de dois pólos, uma fmm de quinto harmônico produzirá um campo eletromagnético de dez pólos, conforme é mostrado na figura 4.11. Isto caracteriza um harmônico espacial de ordem X, sendo que X, neste exemplo, é igual a cinco.

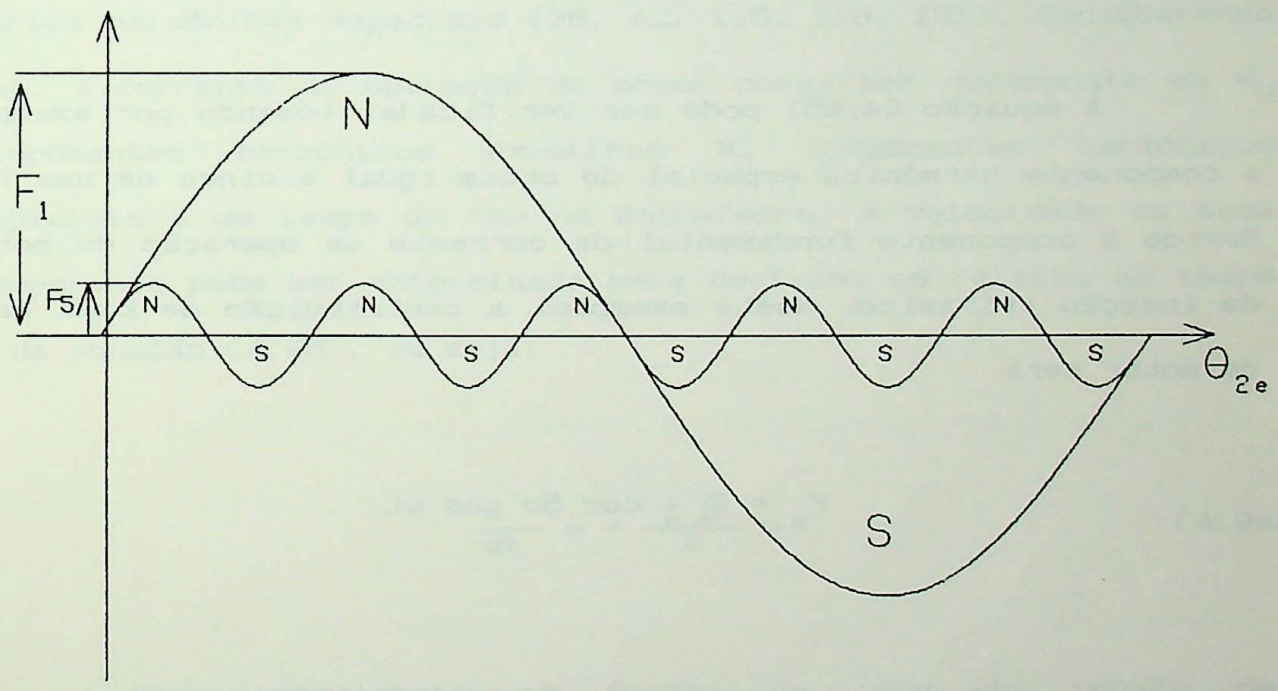


FIGURA 4.11. COMPONENTES FUNDAMENTAL E DE QUINTO HARMÔNICO DE UM CAMPO ELETROMAGNÉTICO DEVIDO A UMA DISTRIBUIÇÃO NÃO SENOIDAL DA FMM.

De acordo com a equação (4.11) a velocidade de rotação da

componente de quinto harmônico espacial da fmm é igual a um quinto da componente fundamental. Logo, a velocidade de uma componente espacial de ordem X de uma fmm será:

$$\omega_{sX} = \frac{4 \pi f_1}{X p} = \frac{\omega_{s_1}}{X} \qquad (4.94)$$

Como cada componente harmônica de tempo produz todos os componentes harmônicos espaciais da fmm, a equação (4.84) deve ser reescrita como:

$$\mathcal{F}_{XH}(\alpha, t) = \frac{3}{2} F_{X,H} \cos\left[X \alpha - \left(\pm H \omega t\right)\right] \qquad (4.95)$$

A equação (4.95) pode ser verificada, tomando por exemplo a componente harmônica espacial de ordem igual a cinco de uma fmm devido à componente fundamental da corrente de operação do motor de indução trifásico. Neste exemplo, a contribuição de cada fase do motor será:

$$F_a = F_{5,1} \cos 5\alpha \cos \omega t$$

$$F_b = F_{5,1} \cos\left[5 \alpha - (2 \pi / 3)\right] \cos\left[\omega t - (2 \pi / 3)\right]$$

$$F_c = F_{5,1} \cos\left[5 \alpha + (2 \pi / 3)\right] \cos\left[\omega t + (2 \pi / 3)\right] \qquad (4.96)$$

que somadas, resulta em:

$$\mathcal{F} = \frac{3}{2} F_{5,1} \cos (5 \alpha + \omega t) \qquad (4.97)$$

Este resultado confirma a existência de uma onda de fmm, que gira em sentido oposto à fundamental, e com velocidade igual a um quinto da velocidade síncrona fundamental.

Quando a corrente de operação do motor de indução trifásico é composta de vários harmônicos de tempo, a fmm resultante no entreferro será também composta pela somatória de várias harmônicas espaciais [38, 42, 115, 118, 121]. Considerando que, a corrente de operação do motor possa ser decomposta em N_H componentes harmônicos existiram N_H^2 componentes harmônicos espaciais e de tempo da fmm no entreferro. A velocidade de cada componente pode ser determinada pela derivada em relação ao tempo t da equação (4.95), ou seja:

$$\frac{d}{dt} \alpha = \frac{\pm H}{X} \omega \qquad (4.98)$$

Como normalmente as formas de onda da tensão de alimentação do motor são simétricas, não existem as componentes harmônicas de ordem par na tensão ou na corrente de operação do motor. Na tabela 4.1 mostrada a seguir, consta as principais componentes harmônicas espaciais e de tempo da fmm com as respectivas velocidades de rotação em pu, tendo como velocidade

base a velocidade síncrona fundamental.

As componentes harmônicas de $\mathcal{F}_{X,H}(\alpha, t)$ para $X \neq H$, quando X ou H é múltiplo de três não geram fmm, devido a simetria das fases do motor de indução trifásico, como já comentado. Mas, para $X = H = 3k + 3$ será produzido uma fmm estacionária e variável no tempo, que será analisada ainda neste capítulo.

ORDEM DOS HARMONICOS ESPACIAIS X	ORDEM DOS HARMÔNICOS DE TEMPO (H)						
	1	3	5	7	9	11	13
1	$+1$	——	-5	$+7$	——	-11	$+13$
3	——	± 1	——	——	± 3	——	——
5	$-\frac{1}{5}$	——	$+1$	$-\frac{7}{5}$	——	$+\frac{11}{5}$	$-\frac{13}{5}$
7	$+\frac{1}{7}$	——	$-\frac{5}{7}$	$+1$	——	$-\frac{11}{7}$	$+\frac{13}{7}$
9	——	$\pm\frac{1}{3}$	——	——	± 1	——	——
11	$-\frac{1}{11}$	——	$+\frac{5}{11}$	$-\frac{7}{11}$	——	$+1$	$-\frac{13}{11}$
13	$+\frac{1}{13}$	——	$-\frac{5}{13}$	$+\frac{7}{13}$	——	$-\frac{11}{13}$	$+1$

TABELA 4.1

4.7.1.3. AMPLITUDE DAS COMPONENTES HARMÔNICAS DA FMM.

As componentes harmônicas espaciais e de tempo da fmm podem ser determinadas recorrendo-se às equações (4.5) e (4.16), que trabalhadas resulta em:

$$F_{X,H} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} N_g N_e k_{\omega X} I_H \qquad (4.99)$$

como de acordo com a equação (4.18) o fator de enrolamento para as componentes harmônicas espaciais é desprezível; pode-se então considerar que:

$$F_{X,H} \simeq 0 \qquad \text{para } X \neq 1 \qquad (4.100)$$

logo a equação (4.99) pode ser reduzida a:

$$F_{1,H} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} N_g N_e k_{\omega 1} I_H \qquad (4.101)$$

4.7.2. ANÁLISE DA CORRENTE DE OPERAÇÃO DO MIT ALIMENTADO POR TENSÃO NAO SENOIDAL.

Através da equação (4.93) pode-se concluir que o escorregamento do motor de indução para as componentes harmônicas varia muito pouco em toda a faixa de operação do motor, $\left[\, 1 \leq s \leq 0 \,\right]$. Portanto, a aproximação dada a seguir pela equação (4.102) e o circuito equivalente mostrado na figura 4.10, possibilitam uma análise qualitativa das componentes harmônicas da corrente de operação do motor de indução.

$$s_H \simeq 1,0 \qquad (4.102)$$

Reescrevendo a equação (4.83) na forma mostrada a seguir:

$$Z_{MH} = H \left(X_1 + X_2\right) \qquad (4.103)$$

e comparando-a com uma análise de malha do circuito mostrado na figura 4.10, obtém-se:

$$I_{1H} \simeq I_{2H} \simeq \frac{U_{1H}}{H \left(X_1 + X_2\right)} \qquad (4.104)$$

que mostra que, as componentes harmônicas da corrente de operação do motor de indução são constantes em toda a faixa de trabalho do motor, ou seja, são independentes da carga acionada pelo motor. Mas, como a componente fundamental da corrente é função da carga $\left(I_{11} = f(s)\right)$, verifica-se que, para o motor operando à vazio ou com cargas leves as componentes harmônicas da corrente serão relativamente muito superiores do que na operação do motor durante a partida [36, 39, 40, 41, 115].

Considerando agora o motor de indução durante a partida e alimentado por uma tensão puramente senoidal, verifica-se que:

$$I_{1p} >> I_o \quad \text{para } s \simeq 1 \qquad (4.105)$$

o que permite as seguintes aproximações [115, 117, 118, 120, 121]:

$$I_o \simeq 0 \quad \text{para } s \simeq 1 \tag{4.106}$$

ou que para $s \simeq 1$, pode-se considerar que:

$$(Z_o \;//\; Z_2) \simeq Z_2 \tag{4.107}$$

Escola Federal de Engenharia de Icajubá - EFEI
Biblioteca MAUÁ BIM

de modo que :

$$I_{1p} \simeq I_{2p} \simeq \frac{\dot{U}_1}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} \qquad \text{para } s \simeq 1{,}0 \tag{4.108}$$

Comparando as equações (4.104) e (4.108) e os circuitos que elas representam; o circuito da figura 4.10 e o da figura 4.4 com os respectivos ramos de magnetização desprezados, fica evidente uma grande semelhança entre as equações e os circuitos. Esta semelhança permite concluir que, o comportamento do motor de indução durante a partida quando alimentado por uma fonte de tensão senoidal é uma amostra do desempenho deste motor com relação às componentes harmônicas. Assim, um motor de indução que exige elevada corrente de partida se for alimentado por uma fonte de tensão não senoidal, apresentará componentes harmônicas da maior amplitude.

Os componentes harmônicos de corrente de sequência zero, como já comentado, não produzem fmm. Entretanto, o fluxo destas correntes produzem componentes espaciais de fmm conforme a equação (4.96) e a tabela 4.1, que como será mostrado aumentam as perdas do estator e podem afetar o conjugado do motor. Por isto, normalmente os motores são conectados em estrela com o neutro isolado [115].

Quando a fonte de alimentação do motor possui subharmônicos, por exemplo, quando a largura dos pulsos de saída do inversor não são iguais [41, 43], as resistências do motor não serão desprezíveis. Portanto, um circuito equivalente aproximado, como o que deu origem à equação (4.108) é mais aconselhável para a análise qualitativa do desempenho do motor de indução com relação às componentes subharmônicas de corrente. Uma atenção especial deve ser dada à estas componentes de corrente, pois como a impedância subharmônica do motor é muito pequena, as correntes subharmônicas podem ser muito elevadas.

4.7.3. ANÁLISE DO CONJUGADO DE REGIME PERMANENTE DO MIT ALIMENTADO POR TENSÕES NÃO SENOIDAIS.

A presença das ondas de fmm harmônicas no entreferro resulta na produção de dois tipos de conjugado: o conjugado harmônico constante e o conjugado harmônico variável [35-40, 45-48, 115]. Como o conjugado disponível no entreferro é resultado da interação do fluxo eletromagnético resultante com a corrente do rotor, conforme a velocidade dos componentes harmônicos do fluxo e

da corrente, um dos tipos de conjugado será produzido.

4.7.3.1. CONJUGADO HARMÔNICO CONSTANTE.

Um conjugado harmônico de amplitude constante será produzido quando a velocidade síncrona do fluxo e da corrente rotórica forem iguais.

A componente harmônica da fmm resultante produz um campo girante harmônico da mesma forma que a componente fundamental da fmm. E, como o número de pólos do rotor tipo gaiola é induzido pelo campo girante, este tipo de motor de indução, reage para cada componente harmônico do fluxo da mesma forma que reage com a fundamental do campo girante, e produz para cada componente harmônica do fluxo eletromagnético, uma curva característica conjugado x velocidade $\left(C_2 = f(s)\right)$, completa em todas as faixas, ou seja, para o motor de indução operando como motor, como gerador e na região de frenagem.

Como a reação do motor de indução para cada harmônico do fluxo é a mesma, o conjugado harmônico constante pode ser determinado usando a equação (4.60), que de acordo com a equação (4.50) e em relação as componentes harmônicas pode ser escrita como:

$$C_{2\,1,H} = \pm \frac{180}{2\,\pi\,H\,n_s} \frac{R_{2H}}{s_H} I_{2H}^2 \qquad \text{para } H(\phi_{1,H}) = H(I_{2H}) \tag{4.109}$$

A equação (4.109) é restrita à interação do fluxo $\phi_{1,H}$ com uma corrente I_{2H}; sendo que a ordem H dos componentes harmônicos do fluxo e da corrente são iguais; o que, de acordo com as equações (4.2) e (4.98) significa que os dois fasores giram à mesma velocidade.

Como, de acordo com a equação (4.102), as componentes harmônicas do fluxo $\phi_{X,H}$, para $X \neq 1$ são desprezíveis, se for considerado N_H componentes harmônicos da tensão da fonte, existirão N_{H-1} conjugados harmônicos de amplitude constante e um conjugado fundamental [48].

Normalmente as correntes harmônicas são pequenas, e assim os conjugados harmônicos que alternam no sentido positivo $\left[H = 3\ k - 1\right]$ e negativo $\left[H = 3\ k + 1\right]$, são práticamente desprezíveis; quando comparados com o conjugado desenvolvido pela componente fundamental. Conforme será demostrado a seguir, a curva característica do conjugado disponível no entreferro em função do escorregamento $\left[C_2 = f(s)\right]$ não sofre nenhuma distorção na faixa normal de operação do motor, ou seja, para $s_N \leq s \leq 0$.

Substituindo a equação (4.104) na equação (4.109), obtém-se que:

$$C_{21,H} \simeq \pm \frac{180}{2\ \pi\ H\ n_s} \frac{R_{2H}}{s_H} \frac{U_{1H}^2}{H^2 \left[X_1 + X_2^2\right]} \qquad (4.110)$$

Derivando esta equação com relação a s_H e igualando-a a zero, chega-se à equação (4.111) mostrada a seguir, que determina

o escorregamento no qual o conjugado harmônico máximo ocorre:

$$s_{CH} \simeq \pm \sqrt{\frac{180\ R_{2H}\ U_{1H}^2}{2\ \pi\ H^3\ n_s \left(X_1 + X_2\right)^2}} \qquad (4.111)$$

Os resultados da equação (4.111) e da equação (4.93) serão sempre muito próximos de um. Isto significa que, a característica $C_z = f(s)$ na faixa normal de operação do motor, $s_N \leq s \leq 0$, não sofre nenhuma distorção com a produção de conjugados harmônicos de amplitude constante.

4.7.3.2. CONJUGADO HARMÔNICO VARIÁVEL.

Um conjugado harmônico de amplitude variável de forma periódica, será produzido pela interação de componentes harmônicos do fluxo eletromagnético e da corrente rotórica, quando a velocidade síncrona dos dois fasores forem diferentes.

Entretanto, de acordo com a equação (4.101), sómente os conjugados resultantes da interação de componentes harmônicos de corrente rotórica com a componente fundamental de espaço da fmm do entreferro são significativos. Portanto, para N_H componentes harmônicos da corrente de operação do motor, existirão $N_H^2 - N_H$ conjugados harmônicos de amplitude variável [48].

Considere como exemplo, a componente fundamental de espaço da fmm criada pela componente harmônica da corrente do

estator de ordem H igual a cinco, que conforme a equação (4.98) gira em sentido contrário à fmm $\mathcal{F}_{1,1}$ e com uma velocidade igual a cinco vezes a velocidade síncrona fundamental. Suponha agora, que esta componente da fmm resultante do entreferro reaja com uma componente harmônica da corrente do rotor de ordem igual a sete. Como a velocidade do fasor corrente I_{27} é diferente da velocidade da fmm $\mathcal{F}_{1,5}$, será produzido um conjugado harmônico periódico, cuja freqüência pode ser determinada pela equação dada a seguir:

$$f\left[C_{21,H-H}\right] = \frac{\omega\left[\mathcal{F}_{1,H}\right] - \omega\left[I_{2H}\right]}{2\pi} \qquad (4.112)$$

A amplitude do conjugado harmônico variável pode ser determinada substituindo a equação (4.63) na equação (4.64), que resulta em:

$$C_2 = k\,\phi\,I_2\cos\theta_2 \qquad (4.113)$$

que pode ser reescrita de uma forma mais geral, para incluir os componentes harmônicos de espaço e de tempo de ordem igual a um e H, respectivamente:

$$C_{21,H-H} = \pm\, k\,\phi_{1,H}\,I_{2H}\cos\theta_{2H} \qquad (4.114)$$

O ângulo θ_{2H} é o ângulo de fase da componente harmônica da corrente I_{2H} do rotor, e conforme a equação (4.38) e a figura

4.1.b terá um valor constante se a velocidade das ondas de fmm do estator e do rotor forem iguais. Entretanto, quando as fmm(s) do estator e do rotor giram com velocidades diferentes, o ângulo θ_{2H} varia [45, 48], conforme é ilustrado na figura 4.12. Portanto, de acordo com a equação (4.114) a variação de θ_{2H} resultará na produção de um conjugado harmônico variável, cujas oscilações caracteriza-no como uma função cossenoidal de θ_2 ou uma função senoidal de λ_2, como é mostrado na figura 4.13 e de freqüência igual à determinada pela equação (4.112). Como o ângulo θ_{2H} é uma função do tempo, pode-se escrever que:

$$t_o = t \longrightarrow t_\alpha = t + \Delta t$$

$$\omega_{25} = 5\,\omega_{1,1} \longrightarrow \theta_{25}\left[t_\alpha\right] = \theta_{25}\left[t_o\right] + 6\,\alpha$$

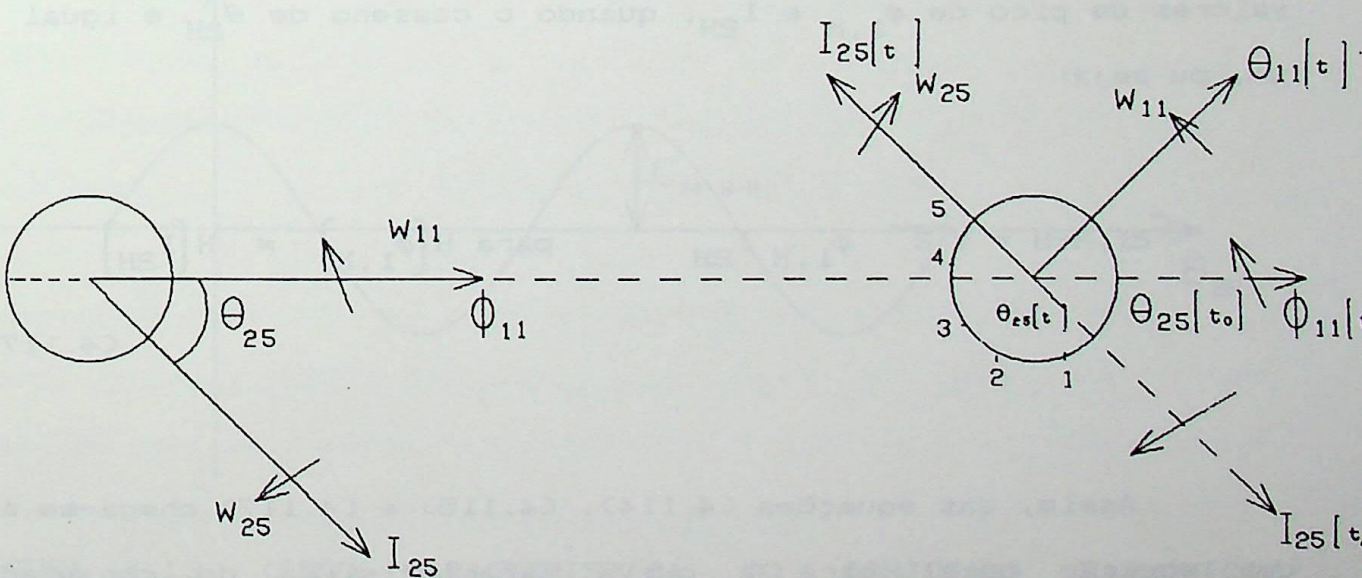


FIGURA 4.12. DIAGRAMA VETORIAL ILUSTRANDO A VARIAÇÃO DO ÂNGULO θ_{2H}.

genéricamente; obtemos:

$$\theta_{2H} = 2 \Pi f \left[C_{21,H}\right] t \qquad \text{para } H\left[\phi_{1,H}\right] \neq H\left[I_{2H}\right]$$

(4.115)

Como a freqüência das oscilações do conjugado harmônico dada pela equação (4.112), é igual à diferença entre as frequências de $\dot{\phi}_{1,H}$ e $\dot{I}_{2H}$, a equação (4.115) pode ser reescrita :

$$\theta_{2H} = \left[H\left[\phi_{1,H}\right] - H\left[I_{2H}\right]\right] 2 \pi t \qquad \text{para } H\left[\phi_{1,H}\right] \neq H\left[I_{2H}\right]$$

(4.116)

Da equação (4.114) pode-se concluir que a amplitude máxima do conjugado harmônico variável é determinada pelo produto dos valores de pico de $\dot{\phi}_{1,H}$ e $\dot{I}_{2H}$, quando o cosseno de θ_{2H} é igual a um, ou seja:

$$C_{21,H-H} = \sqrt{2} \; \phi_{1,H} \, I_{2H} \qquad \text{para } H\left[\phi_{1,H}\right] \neq H\left[I_{2H}\right]$$

(4.117)

Assim, das equações (4.114), (4.116) e (4.117) chega-se à uma equação geral para a curva característica do conjugado harmônico variável:

$$C_{21,H-H} = \sqrt{2}\ \phi_{1,H}\ I_{2H} \cos 2\pi t \left[H\left(\phi_{1,H}\right) - H\left(I_{2H}\right)\right]$$

$$\text{para } H\left(\phi_{1H}\right) \neq H\left(I_{2H}\right) \qquad (4.118)$$

A amplitude máxima do conjugado harmônico variável pode ainda ser calculada através de uma equação mais prática, de forma análoga à equação (4.109), ou seja:

$$C_{21,H} = \frac{180}{2\pi n_s \left[H\left(\phi_{1,H}\right) - H\left(I_{2H}\right)\right]} \frac{R_{2H}}{s_H} \sqrt{2}\ I_{2H} \qquad (4.119)$$

sendo que R_{2H} e s_H são determinados para a freqüência da corrente I_{2H} do rotor.

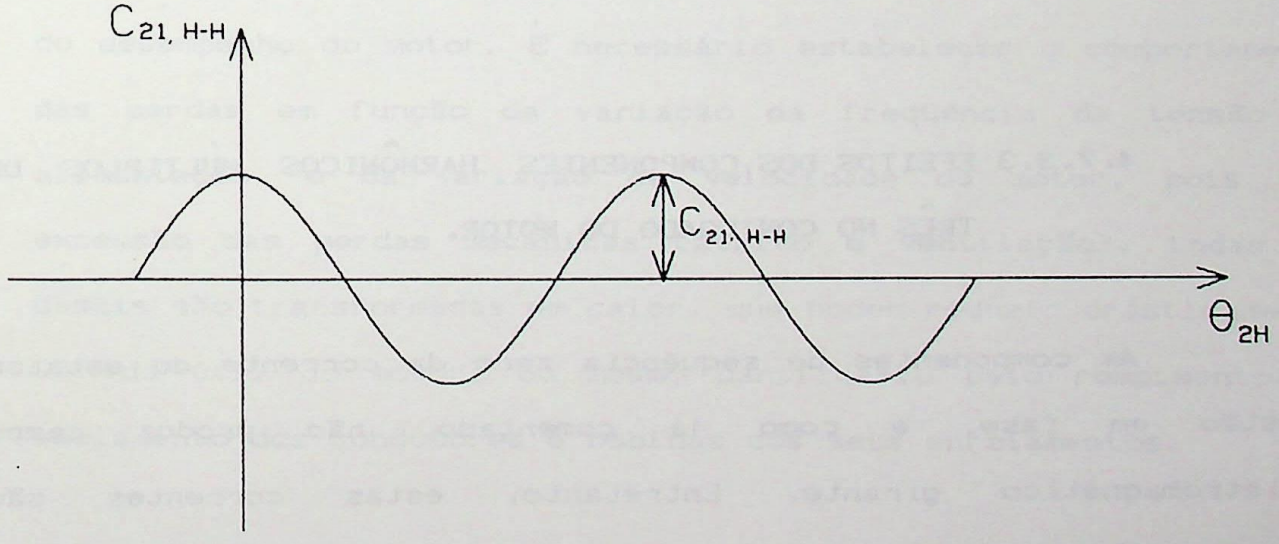


FIGURA 4.13. CURVA CARACTERÍSTICA DO CONJUGADO HARMÔNICO VARIÁVEL.

Reescrevendo a equação (4.63) para permitir o cálculo das componentes harmônicas de espaço fundamental do fluxo eletromagnético, como mostrado a seguir:

$$\phi_{1,H} = k \left[\frac{E_{1H}}{f_H} \right] \qquad (4.120)$$

e substituindo esta equação na equação (4.117) e considerando-se também a equação (4.104), pode-se concluir que a amplitude máxima do conjugado harmônico variável será constante e independente da carga acionada se a razão E_{1H} / f_H for mantida constante.

Na figura 4.13 pode-se verificar que o conjugado harmônico variável possui um valor médio igual a zero, logo não afeta o conjugado de regime permanente do motor, mas pode causar problemas como vibração e torsão. Estes problemas se tornam relativamente mais prejudiciais à medida que a velocidade do motor diminui [36, 45, e 115].

4.7.3.3 EFEITOS DOS COMPONENTES HARMÔNICOS MÚLTIPLOS DE TRÊS NO CONJUGADO DO MOTOR.

As componentes de sequência zero da corrente do estator estão em fase, e como já comentado, não produz campo eletromagnético girante. Entretanto, estas correntes são responsáveis pela produção de componentes espaciais múltiplas de três da fmm.

As componentes espaciais de sequência zero da fmm são

estacionárias, sua amplitude varia conforme uma senóide, podendo ser decompostas em duas ondas de fmm [115]; uma onda que gira no mesmo sentido da onda de fmm fundamental e outra em sentido oposto, como é mostrado na tabela 4.1. Estas ondas viajantes induzem correntes de sequência zero no rotor, que poderiam afetar o conjugado do motor.

Contudo, de acordo com a equação (4.101) as componentes espaciais da fmm são práticamente desprezíveis. Portanto, o maior prejuízo com a presença de correntes de sequência zero é o aumento das perdas do estator. Na prática, normalmente os circuitos inversores não geram componentes harmônicos de tensão múltiplos de três [115].

4.8. PERDAS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.

O estudo das perdas do motor de indução alimentado com tensão não senoidal, é imprescindível para o cálculo e verificação do desempenho do motor. É necessário estabelecer o comportamento das perdas em função da variação da freqüência da tensão de alimentação, e da variação de velocidade do motor, pois com excessão das perdas mecânicas (atrito e ventilação), todas as demais são transformadas em calor, que podem reduzir drásticamente a vida útil do motor, ou mesmo danifica-lo pelo rompimento do isolamento dos condutores e bobinas dos seus enrolamentos.

4.8.1. CLASSIFICAÇÃO DAS PERDAS.

A NBR 5383/82 [138] considera as perdas totais do motor

como a soma das seguintes parcelas:

a) Perdas Independentes da Corrente:

- perdas no Ferro;
- perdas por atrito;
- perdas totais por ventilação;

b) Perdas devidas à carga:

- perdas $R I^2$ nos enrolamentos primários;
- perdas $R I^2$ nos enrolamentos secundários;

c) Perdas Suplementares em carga:

- perdas suplementares no Ferro;
- perdas suplementares nos condutores;

A seguir, serão estudadas cada parcela destas perdas com referência ao circuito equivalente do motor, conforme é mostrado na figura 4.4, e quando se fizer necessário serão demonstrados os fatores de correção em função da freqüência da tensão de alimentação e da velocidade de operação do motor.

4.8.2. PERDAS NO FERRO.

Da teoria básica do funcionamento do motor de indução e análogamente do transformador, sabe-se que as perdas no ferro, devido à magnetização cíclica do núcleo do motor pode ser dividida em duas partes: as devidas ao fenômeno da histerese, e as devidas à circulação de correntes parasitas.

Do circuito equivalente do motor (figura 4.4), observa-se que estas duas parcelas das perdas no ferro são representadas pela

resistência R_F, o que permite concluir que as perdas totais por fase, no motor de indução será igual a:

$$P_F = \frac{U_2^2}{R_F} \qquad (4.121)$$

Entretanto, para a operação do motor alimentado por uma tensão não senoidal, é necessário separar estas parcelas, pois apresentam um comportamento diferente em função da freqüência. De acordo com Jian [33] as perdas no ferro podem ser equacionadas por:

$$P_F = K_h U_2^h + K_e U_2^2 \qquad (4.122)$$

onde: K_h e K_e são constantes e o expoente h é igual a 1,6 para baixas densidades de fluxo (abaixo de 10 K Gauss), e aumenta para 2,0 ou mais para altas densidades de fluxo.

Considerando que, a densidade de fluxo (U_2/f_1) é mantida constante, na faixa de operação de conjugado constante, e é diminuida na faixa de operação de potência constante, conforme será mostrado no capítulo 5, a equação (4.122) pode ser reescrita como apresentada por Lobosco [131]:

$$P_F = K_h f_1 B^2 + K_e f_1^2 B^2 \qquad (4.123)$$

onde: B = densidade de fluxo magnético [Wb/m^2]

f_1 = freqüência da magnetização ciclíca = freqüência

fundamental da tensão de alimentação [HZ].

Da equação (4.123) conclui-se que: - as perdas devido a histerese variam linearmente com a freqüência, e as perdas devido às correntes parasitas variam com o quadrado da freqüência, se for mantido constante a densidade de fluxo magnético. Desta forma, pode-se chegar a equação (4.124) que permite corrigir as perdas no ferro em função da freqüência, a partir das perdas nominais do ferro.

$$P_{FS} = P_{FN} \left[K_h \left(\frac{f_1}{f_N} \right) + K_e \left(\frac{f_1}{f_N} \right)^2 \right] \qquad (4.124)$$

sendo que; $K_h = 0,8$ e $K_e = 0,2$, que são valores típicos a 60 HZ; que de acordo com Tsivitse [20], e Kirchental [19], substanciais variações nestas constantes influenciam muito pouco no resultado.

Adotando-se então estas constantes e conhecendo as perdas totais no ferro para a condição nominal de operação do MIT, obtém-se os valores das resistências equivalentes para as perdas devido à histerese e às correntes parasitas, em função da frequência da tensão de alimentação do MIT ou seja:

$$R_h = \frac{U_{ZN}}{0,8\ P_{FN}} \quad \frac{f_1}{f_N} \qquad (4.125)$$

e

$$R_e = \frac{U_{ZN}^2}{0,2\ P_{FN}} \left(\frac{f_1}{f_N} \right) \qquad (4.126)$$

onde: f_N = freqüência nominal do motor.

4.8.3. PERDAS POR ATRITO E VENTILAÇÃO.

As perdas mecânicas correspondem as perdas por atrito nos mancais do motor, e a potência necessária ao acionamento do ventilador montado no próprio eixo do motor. Estas perdas variam com a velocidade do motor, mas como são pequenas comparadas com as perdas totais do motor pode-se considerá-las constantes e iguais ao valor nominal.

4.8.4. PERDAS ÔHMICAS NO ESTATOR DO MIT.

As perdas por efeito Joule nos enrolamentos primários, podem ser calculadas pela equação (4.127); ou seja:

$$P_{C1} = 3 R_1 I_1^2 \qquad (4.127)$$

Com o motor alimentado por uma fonte de tensão não senoidal, é necessário adicionar as perdas correspondentes às correntes harmônicas às perdas devidas à componente fundamental. Como o objetivo deste trabalho é a especificação de motores de indução de baixa tensão e produção seriada, e a grande maioria

destes motores são fabricados com bobinas de enrolamentos aleatórios (muitas espiras de fio fino - carcaça < 355), o efeito pelicular na resistência do estator é desprezível, conforme já comentado no item 4.6.1.1. Assim, as perdas $R\ I^2$ no estator do motor serão iguais à soma destas perdas para cada componente harmônico de corrente, ou seja:

$$P_{C1} = 3 \sum_{1}^{H} R_{1N}\ I_{1H}^{2} \qquad (4.128)$$

4.8.4. PERDAS ÔHMICAS NO ROTOR DO MOTOR.

Devido as características construtivas e principalmente a geometria das barras do rotor tipo gaiola, do motor de indução, a resistência nominal do rotor deve ser corrigida em função da freqüência, ou seja, o efeito pelicular não pode ser desprezado. Portanto, corrigido o valor da resistência do rotor em função da freqüência da corrente rotórica, o cálculo das perdas $R_2\ I_2^2$ é análogo ao das perdas nos enrolamentos do estator, logo:

$$P_{C2} = 3 \sum_{1}^{H} R_{2H}\ I_{2H}^{2} \qquad (4.129)$$

sendo que:

$$R_{2H} = K_{RH}\ R_{2N} \qquad (4.130)$$

onde: R_{2H} = resistência do rotor à freqüência da componente de ordem H da corrente rotórica.

K_{RH} = fator de correção da resistência do rotor em função da freqüência, como será deduzido no capítulo 5.

4.8.5. PERDAS SUPLEMENTARES EM CARGA.

Estas perdas são de difícil determinação, e representam as perdas devido a fenômenos muito complexos do funcionamento do motor.

As perdas suplementares tem pequena influência no desempenho do motor quando este é alimentado por uma fonte de tensão senoidal, pois estas perdas são decorrentes, principalmente dos harmônicos espaciais, presentes no fluxo do motor devido ao número finito de ranhuras, conforme comentado no item 4.7.1.3, e podem ser estimadas para o ponto de operação nominal do motor, usando os valores empíricos estabelecidos nas normas técnicas de ensaio.

Entretanto, na presença de harmônicos estas perdas aumentam e sua influência no desempenho do motor pode se tornar significativa. Existem várias propostas para o modelamento matemático destas perdas, que podem ser obtidas na bibliografia deste trabalho. Da análise destas propostas, observa-se o concenso em considerá-las proporcionais à carga do motor, sendo que alguns autores sugerem acrescentar uma resistência adicional ao secundário do circuito equivalente do motor, e outros adicionam esta resistência ao circuito primário (estator) como Kirschen

[19].

Neste trabalho, estas perdas estarão implícitamente calculadas e representadas pelo acréscimo da resistência do estator, conforme será demonstrado no próximo capítulo.

4.9. COMPORTAMENTO TÉRMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.

O estudo do comportamento térmico de uma máquina elétrica é imprescindível para o seu projeto, sua especificação e proteção, conforme se verifica na vasta literatura citada [90-109].

A máquina elétrica não é um corpo homogêneo e no seu interior há diferentes fontes de calor, de intensidade desiguais [131]. Assim, o estudo do comportamento térmico é muito complexo e exige a utilização de modelos térmicos para estimar a temperatura em pontos críticos, onde as medidas diretas não são possíveis, ou para determinar a distribuição de temperaturas. O nível de complexidade depende do modelo adotado, que é escolhido em função das informações necessárias e da precisão exigida.

Particularmente para o motor de indução de rotor tipo gaiola verifica-se a existência de várias propostas, para o modelamento térmico do motor. A escolha de um determinado modelo é função da aplicação, que é objeto de estudo e em alguns casos do estado operacional do motor.

Basicamente, os modelos disponíveis na literatura técnica podem ser resumidos, como a seguir:

a) Motor como um corpo homogêneo:

Este modelo é o mais simples e apresenta resultados menos confiáveis, pois consiste em considerar o motor elétrico como um corpo homogêneo submetido à uma única fonte de calor (perdas totais do motor). Os resultados obtidos com a utilização deste modelo são usados como orientativos e/ou comparativos, para uma família de motores que apresentam iguais características de dissipação de calor, ventilação e similitude dimensional; desde que, se disponha de valores consistentes de dados de ensaios [131].

O estudo do comportamento térmico do motor com a utilização deste modelo, não permite a identificação do ponto mais quente do motor, ou o conhecimento da distribuição de temperatura.

b) Modelo de Parâmetros Concentrados.

O modelo térmico de parâmetros concentrados se baseia na semelhança entre a Lei de Ohm e a Lei de Fourier, para condução de calor [102].

A precisão dos resultados depende da disponibilidade de dados de projeto e de ensaios do motor ou de equações empíricas, que permitam a solução de um circuito térmico equivalente mais completo. Neste circuito térmico equivalente do motor, cada parte que constitui o motor elétrico é representada por uma fonte de calor com as respectivas resistências térmicas ao fluxo de calor para as partes adjacentes.

A referência bibliográfica [101] apresenta um circuito térmico equivalente do motor de indução de rotor tipo gaiola, bastante completo, onde os coeficientes de transmissão de calor são calculados através de equações empíricas, obtidas de ensaios de diversos tipos de motores e as resistências térmicas são determinadas com base em dados de projeto do motor.

c) Modelo de Parâmetros Distribuidos.

Com elevado nível de complexidade, este modelo permite obter a distribuição de temperaturas em todas as partes do motor elétrico. Entretanto para a sua solução, que é obtida através do método de elementos finitos, é necessário o conhecimento de muitos dados de projeto e de ensaios do motor e um elevado número de cálculos, que normalmente exigem o uso de computadores.

A seguir, será apresentada uma proposta para o equacionamento do comportamento térmico do motor de indução de rotor tipo gaiola, adequado ao objetivo deste trabalho; pois, como pode-se concluir dos comentários anteriores, a adoção de um determinado modelo é função da aplicação (projeto, especificação ou proteção do motor), dos dados disponíveis e da confiabilidade exigida.

4.9.1. MODELO TÉRMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.

Para a especificação de motores elétricos, na maioria dos casos não é necessário o conhecimento da distribuição de

temperaturas. Portanto, o modelo de parâmetros concentrados que representa os pontos críticos, é suficiente para uma adequada avaliação do comportamento térmico de um motor acionando uma determinada carga.

Para justificar a escolha deste modelo faz-se necessário uma análise do fluxo de calor em um motor elétrico nas principais condições de operação; como é mostrado a seguir:

a) Operação em Regime Permanente.

Quando o tempo de operação do motor é suficientemente grande, de modo que a distribuição de temperaturas atinge o equilíbrio térmico, dizemos que o motor opera em regime permanente ou regime contínuo, como é definido pela ABNT. Nesta condição, o motor aciona uma carga constante com perdas e dissipação também constantes. Portanto, cada parte que constitui o motor estará à sua temperatura de regime, e por razões econômicas estas temperaturas deverão ser iguais ou muito próximas aos limites de temperatura de projeto.

Com relação ao fluxo de calor de um motor de indução totalmente fechado e com ventilador externo montado no próprio eixo do motor, vários autores [102, 136] admitem as seguintes considerações:

a) Pelas características de projeto dos motores elétricos, os pontos de temperatura mais elevadas se localizam nos enrolamentos do estator e do rotor.

b) O calor resultante das perdas na resistência dos enrolamentos do estator é transferido por condução, através do

isolamento próprio dos condutores e do isolamento das ranhuras para o núcleo do estator.

c) O calor devido às perdas magnéticas do núcleo do estator mais o calor recebido do estator é dissipado por condução, para a carcaça do motor, e daí para o meio externo com a ajuda da ventilação.

d) A maior parte das perdas nos enrolamentos e do núcleo do rotor são dissipadas por condução, através do próprio núcleo do rotor e do eixo do motor.

Com base nestas considerações e recorrendo à analogia entre um circuito elétrico e um circuito térmico, o circuito térmico equivalente para o estator pode ser representado como é mostrado na figura (4.14) [102].

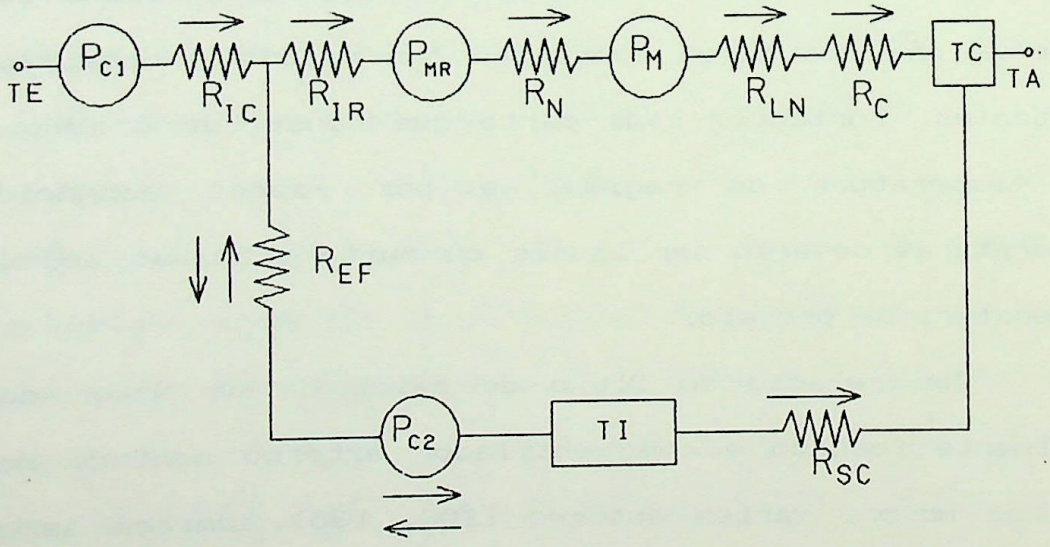


FIGURA 4.14. CIRCUITO TÉRMICO EQUIVALENTE PARA O ESTATOR.

onde:

TE - corresponde à temperatura do ponto "mais quente" do estator; que se supõe que seja no interior das

bobinas dos enrolamentos do estator.

P_{C1} - perdas totais no cobre do estator.

R_{ic} - corresponde a resistência à condução de calor do isolamento próprio dos condutores.

R_{iR} - corresponde a resistência à condução de calor do isolamento entre as bobinas e a ranhura.

P_{MR} - perdas magnéticas nos "dentes" do núcleo.

R_N - corresponde a resistência do núcleo do estator à condução de calor.

P_M - perdas magnéticas no núcleo do estator.

R_{LN} - corresponde a resistência térmica devido às laminações do núcleo do estator.

R_C - resistência térmica total da carcaça do motor.

T_C - corresponde à temperatura da superfície externa da carcaça do motor.

T_A - corresponde à temperatura do meio ambiente.

R_{EF} - corresponde a resistência térmica à condução de calor do entreferro do motor.

P_{CZ} - perdas totais dos enrolamentos do rotor.

TI - corresponde à temperatura do ar interno do motor.

R_{SC} - corresponde a resistência térmica à condução de calor dos suportes (alojamento dos enrolamentos) do rotor e tampas da carcaça do motor.

As setas indicam a direção normal do fluxo de calor.

O fluxo de calor através do entreferro é muito pequeno, e na maioria dos casos pode ser desprezado. Esta afirmativa se justifica pela elevada resistência térmica do ar à condução de calor, e a relativamente pequena diferença de temperatura entre os

enrolamentos do estator e do rotor. Desta forma, pode-se adotar um circuito térmico equivalente desaclopado para o estator, ou seja, desprezando o fluxo de calor através do entreferro; as fontes de calor do estator e do rotor não se interagem. Assim, o circuito térmico equivalente para o estator mostrado pela figura (4.14) se reduz ao circuito mostrado pela figura (4.15).

Na operação em regime permanente o ponto crítico com relação às temperaturas de trabalho se restringe à temperatura dos enrolamentos do estator; pois, caso esta temperatura atinja valores superiores à temperatura da classe de isolamento dos enrolamentos do estator, a vida útil do motor se reduzirá drásticamente.

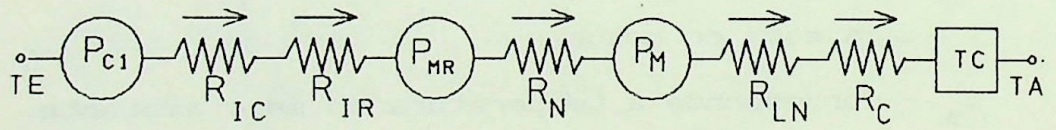


FIGURA 4.15. CIRCUITO TÉRMICO EQUIVALENTE PARA O ESTATOR (REDUZIDO).

Observando o circuito térmico equivalente mostrado na figura 4.15, conclui-se que o fluxo de calor possui uma única direção, do ponto mais quente do enrolamento para o meio externo. Considerando que, as perdas no enrolamento do estator normalmente correspondem à maior parte das perdas totais do motor, típicamente em torno de 30 a 40% das perdas totais do motor [125], para a especificação térmica de um motor de indução de rotor tipo gaiola,

é suficiente uma adequada avaliação da temperatura de operação dos enrolamentos do estator.

Desta forma, no próximo item deste capítulo será proposto um modelo térmico capaz de estimar a temperatura média dos enrolamentos do estator de um motor de indução de rotor tipo gaiola, com facilidade e confiabilidade.

b) Operação de Partida do Motor.

O aquecimento de um motor de indução durante a partida sob tensão nominal, pode ser considerado um processo adiabático [101]; pois, uma quantidade de calor muito pequena é perdida, quando comparada com o calor gerado. Além disto, os enrolamentos do estator e do rotor se aquecem centenas de vezes mais rápido do que quando o motor está operando à carga e velocidade nominal. O isolamento, o cobre e o núcleo, sob esta rápida razão diferencial de expansão térmica é submetido à um elevado risco de danos mecânicos. Por outro lado, a alta temperatura pode destruir térmicamente o isolamento elétrico se persistir por muito tempo, [103].

É necessário observar que o limite de temperatura na condição de rotor bloqueado pode ser definido pelo limite de sobreelevação de temperatura do rotor ou do estator. Grandes motores de dois pólos são normalmente limitados pela temperatura do estator. Os enrolamentos do estator são danificados antes que a temperatura do rotor atinja limites não seguros. Outros motores são "rotor limitados" [103].

Para informar aos usuários as limitações do motor quanto à

condição de rotor bloqueado, os fabricantes são obrigados por norma a fornecer o "tempo máximo de rotor bloqueado". Contudo, este termo é alvo de grande controvérsia; pois, em alguns casos a sua definição está relacionada com a instalação em ambientes sujeitos a gases explosivos em suspensão no ar. E, em outra situação, sua definição é função dos limites térmicos do motor [131].

A ABNT de acordo com o "Dicionário Brasileiro de Eletricidade - COBEI [132], define o tempo máximo de rotor bloqueado como: " Tempo t_e de um equipamento elétrico: Tempo necessário para que um enrolamento de corrente alternada, quando percorrido pela sua corrente de partida, atinja a sua temperatura limite, partindo da temperatura atingida em serviço nominal e considerando a temperatura ambiente no seu valor máximo". Definição semelhante é dada por Nailen [103] que se traduz como: "Tempo máximo de rotor bloqueado é considerado como sendo o máximo tempo que o motor pode ser bloqueado quando alimentado à tensão nominal sem perda significativa da vida útil do motor".

O tempo máximo de rotor bloqueado típicamente se situa na faixa de 5 a 50 segundos, e de acordo com as definições aqui transcritas, pode-se concluir que é um parâmetro muito útil para a especificação da proteção de motores que acionam cargas de alta inércia, como pode ser verificado nas referências [103, 104].

Após os comentários dos itens a e b, pode-se concluir que para o objetivo deste trabalho, o modelo térmico de parâmetros concentrados que permite estimar a temperatura média dos enrolamentos do estator, para qualquer condição de operação é suficiente. Pois, em acionamentos controlados por inversores as

operações de aceleração e frenagem do acionamento são normalmente executadas de forma "mais suave" para o motor; o que garante que os riscos decorrentes de uma alta taxa de elevação diferencial de temperatura está eliminado.

A seguir será mostrado, uma metodologia para os cálculos de um modelo térmico, capaz de estimar a temperatura média dos enrolamentos do estator, para qualquer condição de operação de um acionamento controlado.

4.9.2. CÁLCULO DO MODELO TÉRMICO DO MIT.

Com base nas observações e comentários do item anterior, será mostrado a seguir, um modelo que permite estimar a temperatura média dos enrolamentos do estator, adequada aos objetivos deste trabalho. Faz-se necessário observar, que a maior dificuldade na formulação deste modelo se restringe ao fato do uso exclusivo dos dados constantes na folha de dados dos motores fornecida pelo fabricante, de acordo com a NBR 7094 [137].

No circuito térmico equivalente mostrado na figura (4.15), observa-se que a temperatura dos enrolamentos do estator pode ser considerada, sem perda significativa da precisão dos resultados, como função do calor gerado nos enrolamentos do estator e das condições de ventilação.

Considerando inicialmente que as condições de ventilação são constantes e tomando os enrolamentos do estator como um corpo homogêneo, tem-se para as condições nominais de operação e de acordo com a teoria de aquecimento de um corpo homogêneo

[131] que:

$$\tau_N = \frac{m\ c}{B_N} \qquad (4.131)$$

onde: τ_N = constante térmica de aquecimento das bobinas do estator [seg].

m = massa de cobre do estator [Kg].

c = calor específico do cobre [J/Kg °C].

B_N = fator de dissipação de calor para as condições nominais de ventilação [W/°C].

Sabendo-se que, caso não houvesse dissipação de calor o motor atingiria sua temperatura máxima após decorrido um tempo igual a sua constante de tempo, obtém-se para o aquecimento do estator, em um processo térmico adiabático, a seguinte expressão:

$$\tau_N = \frac{m\ c\ \theta_N}{P_{C1}} \qquad (4.132)$$

onde: P_{C1} = perdas, por fase, nos enrolamentos do estator, que podem ser calculadas como:

$$P_{C1} = R_1\ I_1^2 \qquad (4.133)$$

mas como:

$$R_1 = \rho \frac{L}{S} \qquad (4.134)$$

ou ainda:

$$R_1 = \frac{\rho V}{S^2} \qquad (4.135)$$

onde: $V = L\,S$ = Volume de cobre do estator.

Logo, substituindo a equação (4.135) na equação (4.133) e finalmente na equação (4.132), obtém-se:

$$\tau_N = \frac{m\,c\,\theta_N}{\rho\,V\left[I_1 / S\right]^2} \qquad (4.136)$$

como $(m / V) \triangleq \gamma$ = peso específico do cobre e $(I_1 / S)^2 \triangleq I_{1D}^2$ = densidade de corrente do estator, a equação (4.136) será:

$$\tau_N = \frac{\gamma\,c\,\theta_N}{\rho\,I_{1D}^2} \qquad (4.137)$$

Tomando as constantes características do cobre, como:

$\gamma \simeq 8940$ Kgf/m^3

$c \simeq 385$ J/Kg °C

$\rho = 0{,}0239\ \Omega\ mm^2/m$ a 120°C

Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca MAUÁ BIM

e substituindo na equação (4.137), obtém-se:

$$\tau_N = \frac{\theta_N}{0{,}0055\ I_{1DN}^2} \qquad (4.138)$$

Portanto, conforme a equação (4.318) para determinar a constante térmica de aquecimento nas condições nominais de ventilação basta conhecer a sobreelevação máxima de temperatura, dado pela classe de isolamento do motor e a densidade de corrente do estator, que tipicamente está compreendida entre 3 a 6 A/mm^2 [131].

Como a densidade de corrente não consta da folha de dados do motor, faz-se necessário uma alternativa para determiná-la. Para isto, observa-se que a IEC 79-4 recomenda aos fabricantes de motores que para a determinação do tempo máximo de rotor bloqueado a quente, que é um parâmetro de projeto, seja utilizada a seguinte equação:

$$t_b = \frac{\theta_{LIM} - \theta_{CLASSE}}{0{,}0065\ 0{,}85\ I_{1DP}^2} \qquad (4.139)$$

onde: t_b = tempo máximo de rotor bloqueado a quente [seg].

θ_{LIM} = temperatura limite a que o isolamento dos condutores pode ser submetido, sem perda significativa da vida útil, durante um tempo igual a t_b.

θ_{CLASSE} = limite de temperatura de regime da classe de

isolamento.

I_{1DP} = densidade de corrente de partida do motor.

Ainda de acordo com a IEC 79-4, a tabela (4.2) dada a seguir, deve ser utilizada para o cálculo de t_b.

CLASSE DE ISOLAMENTO	TEMPERATURA DA CLASSE	TEMPERATURA LIMITE DA CLASSE
B	120°	185°
F	140°	210°
H	165°	235°

TABELA 4.2. Temperaturas de acordo com a classe de isolamento considerando que θ_A = 40°C.

Observa-se que as equações (4.138) e (4.139) são idênticas, o que seria esperado, pois, durante o tempo de rotor bloqueado o processo térmico também é adiabático.

Como a densidade de corrente nominal é igual a:

$$I_{1DN} = \frac{I_{1DP}}{\left(I_P / I_N \right)} \qquad (4.140)$$

substituindo a equação (4.140) na equação (4.139), obtém-se:

$$I_{1DN} = \sqrt{\frac{\theta_{LIM} - \theta_{CLASSE}}{0,0055\ t_b\ (I_P/I_N)^2}} \qquad (4.141)$$

Determinada a densidade de corrente nominal (I_{1DN}) através da equação (4.141), a constante de tempo térmica é calculada através da equação (4.138).

Para determinar a sobreelevação média de temperatura dos enrolamentos do estator em função do tempo e da carga acionada, mantendo-se entretanto as condições de ventilação constante e igual à nominal; basta recorrer à equação exponencial de aquecimento de um corpo homogêneo; ou seja:

$$\theta = \theta_{máx}\ (\ 1 - e^{-\ t/\tau}\ ) + \theta_o\ e^{-\ t/\tau} \qquad (4.142)$$

onde: θ = sobreelevação de temperatura ao final de um tempo t.

$\theta_{máx}$ = sobreelevação máxima de temperatura, que correponde à temperatura de regime.

t = tempo de operação em segundos.

θ_o = sobreelevação inicial de temperatura (quando o motor inicialmente se encontra à temperatura ambiente, θ_o = 0)

τ = constante de tempo térmica.

Da equação (4.131) conclui-se que mantendo-se constante as condições de ventilação ($B = B_N$ = constante), a constante

térmica também será constante. Portanto, nestas condições, variando-se a carga acionada, o que implica na variação das perdas do motor, e por consequência a temperatura máxima que as bobinas do estator atingirá.

Sabendo-se que:

$$\theta_{máx} = \frac{P_{C1}}{B_N} \qquad (4.143)$$

pode-se determinar o coeficiente nominal de transmissão de calor, considerando que a temperatura máxima nas condições nominais de operação do motor é igual á máxima sobreelevação de temperatura permitida pela classe de isolamento do motor. Logo:

$$B_N = \frac{\theta_C}{P_{C1N}} \qquad (4.144)$$

calculado o valor de B_N, a equação (4.142) pode ser reescrita de forma a permitir a determinação da sobreelevação média das bobinas do estator em função do tempo de operação, para qualquer carga aplicada ao eixo do motor, desde que se mantenha constanteas condições de ventilação, $B = B_N$ = constante, ou seja:

$$\theta = \frac{P_{C1}}{B_N} \left(1 - e^{-t/\tau_N} \right) + \theta_o \, e^{-t/\tau_N} \qquad (4.145)$$

onde: P_{C1} = perdas no cobre do estator para uma determinada carga na ponta do eixo do motor.

Como o coeficiente de transmissão de calor é função da superfície de dissipação de calor e da ventilação, faz-se necessário uma análise que permita a correção do valor de B_N para os acionamentos de velocidade variável, que utilizam motores elétricos autoventilados. Este estudo será mostrado no próximo item.

4.9.3. INFLUÊNCIA DA VARIAÇÃO DE VELOCIDADE NO COMPORTAMENTO TÉRMICO DO MOTOR.

No item anterior foram deduzidas as equações que permitem o modelamento matemático do comportamento térmico do motor adequado à especificação de um motor de indução rotor tipo gaiola, para acionamentos de velocidade variável.

Quando utiliza-se motores autoventilados a eficiência da ventilação varia com a velocidade do motor, logo é necessário corrigir os valores de B e τ para adequá-los às condições de dissipação de calor em função da velocidade de operação do motor. Estas correções podem ser calculadas através das equações empíricas, adotadas em vários trabalhos [105, 117, 136],como mostradas a seguir.

$$\tau = \tau_N \left[0,3 + 0,7 \, (n / n_N)^{0,7} \right]^{-1} \qquad (4.146)$$

$$B = B_N \left[0,3 + 0,7 \, (n / n_N)^{0,7} \right] \qquad (4.147)$$

4.10. CONCLUSÃO.

Neste capítulo o comportamento do motor em regime permanente alimentado por uma fonte de tensão senoidal e não senoidal, foi analisado de modo a obter um modelo adequado à especificação do motor de indução, de rotor tipo gaiola, para acionamentos de velocidade variável. Observa-se a consistência entre os fundamentos teóricos do funcionamento do motor de indução e a necessidade de se obter equações que permitam quantificar o desempenho do motor de modo confiável, utilizando-se apenas os dados disponíveis em catálogos de fabricantes, como é o objetivo deste trabalho.

5.0. CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO DO MOTOR DE INDUCÃO TRIFÁSICO.

Desenvolve-se neste capítulo, uma metodologia que permite o cálculo dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução, de rotor tipo gaiola, bem como os fatores de correção dos parâmetros do rotor, em função da freqüência.

Todos os dados necessários neste método, são fornecidos pelo fabricante, que de acordo com a NBR 7094/81 da ABNT, deve apresentar os seguintes dados:

a) número de fase;

b) tensão nominal;

c) freqüência nominal;

d) tipo de motor (de gaiola, de rotor bobinado);

e) potência nominal;

f) velocidade síncrona ou número de polos;

g) regime tipo;

h) classe de temperatura da isolação do motor;

i) limite de elevação de temperatura, quando diferente do normalizado para a respectiva classe de temperatura da isolação;

j) temperatura ambiente máxima quando diferente de 40 °C;

k) altitude, quando superior a 1000 m;

l) velocidade de rotação nominal;

m) corrente nominal;

n) categoria;

o) corrente com rotor bloqueado;

p) conjugado nominal;

q) conjugado com rotor bloqueado;

r) conjugado máximo;

s) rendimento a 100%, 75% e 50% da potência nominal;

t) fator de potência a 100%, 75% e 50% da potência nominal;

u) grau de proteção;

w) forma construtiva;

x) designação da carcaça;

z) momento de inércia do motor;

aa) tempo admissível com rotor bloqueado; partindo da temperatura de operação;

bb) massa aproximada;

5.1. OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE PARA A FAIXA NORMAL DE TRABALHO.

Na faixa normal de trabalho do motor de indução, $0 < s \leq s_N$, os parâmetros do circuito equivalente do motor podem ser considerados constantes e iguais aos valores nominais.

Todas as equações aqui deduzidas serão aplicáveis aos motores de indução trifásicos (MIT), de rotor tipo gaiola, tomando os valores de tensão e corrente de fase.

Observando uma curva típica de $C = f(s)$ de um MIT e de acordo com Mcpherson [121], conclui-se que o conjugado disponível na ponta do eixo do motor varia linearmente com o escorregamento, o que nos permite escrever:

$$C = \frac{s}{s_N} C_N \qquad (5.1)$$

o que significa que:

$$s_{75} = 0,75\ s_N$$

e (5.2)

$$s_{50} = 0,50\ s_N$$

que correspondem respectivamente, ao escorregamento a 75% e 50% da carga nominal.

Análogamente obtém-se que:

$$C_{ZN} = \frac{n_1}{n_N}\ C_N \qquad (5.3)$$

onde: C_{ZN} = conjugado nominal transferido no entreferro do motor, [Nm].

C_N = conjugado nominal disponível na ponta do eixo do motor [Nm].

n_1 = velocidade síncrona [rpm].

n_N = velocidade nominal [rpm].

Sabendo-se que:

$$P = \frac{2\ \pi}{60}\ n\ C \qquad (5.4)$$

obtém-se:

$$P_{ZN} = \frac{2\pi}{60} n_1 C_{ZN} \qquad (5.5)$$

onde P_{ZN} = potência disponível no entreferro do motor.

Substituindo a equação (5.3) em (5.4), chega-se a:

$$P_{ZN} = \frac{2\pi}{60} \frac{n_1^2}{n_N} C_N \qquad (5.6)$$

relembrando que:

$$s \triangleq \frac{n_1 - n_N}{n_1} \qquad (5.7)$$

a equação (4.5) será:

$$P_{ZN} = \frac{2\pi n_1}{60} \frac{C_N}{1 - s_N} \qquad (5.8)$$

em conformidade com a equação (4.56), temos:

$$P_{ZN} = \frac{P_N + P_{AV}}{1 - s_N} \qquad (5.9)$$

que trabalhada chega-se a:

$$P_{AV} = P_{2N} (1 - s_N) - P_N \qquad (5.10)$$

Portanto, tomando os valores nominais do conjugado e potência, calcula-se a potência transferida no entreferro do motor e a perdas nominais de atrito e ventilação.

Das equações (5.1) e (5.8), obtém-se:

$$P_{275} = \frac{2 \pi n_1}{60} \frac{0,75}{1 - s_{75}} C_N \qquad (5.11)$$

e

$$P_{250} = \frac{2 \pi n_1}{60} \frac{0,50}{1 - s_{50}} C_N \qquad (5.12)$$

Considerando as perdas de atrito e ventilação constantes, conforme discutido no capítulo 4 e a equação (5.10), obtém-se que:

$$P_{75} = P_{275} (1 - s_{75}) - P_{AV} \qquad (5.13)$$

$$P_{50} = P_{250} (1 - s_{50}) - P_{AV}$$

que correspondem, respectivamente, às potências disponíveis no eixo do motor para 75% e 50% da carga nominal. Observa-se que os pontos de operação de 100%, 75% e 50% da carga nominal, constante

nos catálogos dos fabricantes, correspondem na verdade a pontos de operação a 100%, 75% e 50% do conjugado nominal.

Tomando agora os valores dos rendimentos constantes do catálogo do motor, calcula-se a potência elétrica demandada para cada ponto de operação; ou seja:

$$P_{1N} = P_N \,/\, \eta_n$$

$$P_{175} = P_{75} \,/\, \eta_{75} \qquad (5.15)$$

$$P_{150} = P_{50} \,/\, \eta_{50}$$

e com os valores do fator de potência para cada ponto de operação e a tensão nominal por fase; obtém-se:

$$I_{1N} = \frac{P_1}{3\, U_{1N} \cos \varphi_N} \qquad (5.16)$$

$$I_{175} = \frac{P_{175}}{3\, U_{1N} \cos \varphi_{75}} \qquad (5.17)$$

$$I_{150} = \frac{P_{150}}{3\, U_{1N} \cos \varphi_{50}} \qquad (5.18)$$

Calculadas as correntes para cada ponto de operação, determina-se as potências reativas; ou seja:

$$Q_{1N} = 3\ U_{1N}\ I_{1N}\ \text{sen}\ \varphi_N$$

$$Q_{175} = 3\ U_{1N}\ I_{175}\ \text{sen}\ \varphi_{75} \qquad (5.17)$$

$$Q_{150} = 3\ U_{1N}\ I_{150}\ \text{sen}\ \varphi_{50}$$

Considerando que a resistência do estator é constante e igual ao valor nominal ($R_1 = f(T)$); e desprezando as variações das perdas no ferro, pois estas são muito pequenas na faixa de $0 < s \leq s_N$; pode-se calcular as perdas nominais no cobre do estator e as perdas nominais no núcleo do estator. Para $R_1 = R_{1N}$, conclui-se que:

$$P_{C1N} = 3\ R_{1N}\ I_{1N}^2$$

(5.18)

$$P_{C150} = 3\ R_{1N}\ I_{150}^2$$

ou ainda:

$$P_{C150} = \frac{I_{150}^2}{I_{1N}^2}\ P_{C1N} \qquad (5.19)$$

analisando o fluxo de potência ativa no motor de indução, conclui-se que:

$$P_{1N} = P_{C1N} + P_{FN} + P_{2N}$$

$$P_{150} = P_{C1N}\, D_1 + P_{FN} + P_{250} \qquad (5.20)$$

sendo que :

$$D_1 \triangleq \left(I_{150} / I_{1N} \right)^2 \qquad (5.21)$$

Portanto, tomando as equações (5.20), como um sistema de duas equações à duas incógnitas, obtém-se:

$$P_{C1N} = \frac{P_{175} - P_{275} - P_{1N} + P_{2N}}{D_1 - 1} \qquad (5.22)$$

e que:

$$P_{FN} = P_{1N} - P_{C1N} - P_{2N} \qquad (5.23)$$

e da equação (5.12), obtém-se:

$$R_{1N} = \frac{P_{C1N}}{3\, I_{1N}^2} \qquad (5.24)$$

Para a determinação dos demais parâmetros é necessário estimar a tensão do circuito secundário, que é igual a:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 - \dot{Z}_1 \dot{I}_1 \qquad (5.25)$$

Substituindo os circuitos de magnetização e do rotor por um circuito equivalente, teremos na condição de operação nominal:

$$\dot{Z}_{EN} = \dot{Z}_M \,//\, \dot{Z}_2 \qquad (5.26)$$

e que

$$R_{EN} = \mathcal{R}(\dot{Z}_{EN}) \qquad (5.27)$$

e conclui-se facilmente que::

$$P_{EN} \triangleq P_{2N} + P_{FN} = 3 R_{EN} I_{1N}^2 \qquad (5.28)$$

ou ainda:

$$P_{EN} = 3 U_{2N} I_{1N} \cos \varphi_{EN} \qquad (5.29)$$

sendo que:

$$\cos \varphi_{EN} = \frac{R_{EN}}{Z_{EN}} \qquad (5.30)$$

e que:

$$\dot{U}_{2N} = \dot{Z}_{EN}\ \dot{I}_{1N} \qquad (5.31)$$

ou

$$\dot{U}_{2N} = U_{2N}\angle\varphi_u = Z_{EN}\ I_{1N}\angle\varphi_{EN} - \varphi_N \qquad (5.32)$$

o que significa dizer que:

$$\varphi_u = \varphi_{EN} - \varphi_N \qquad (5.33)$$

considerando inicialmente que $\varphi_u = 0^\circ$, conclui-se que:

$$\varphi_{EN} = \varphi_N \qquad (5.34)$$

substituindo a equação (5.34) em (5.29), chega-se a:

$$U_{2N} = \frac{P_{EN}}{3\ I_{1N}\cos\varphi_N} \qquad (5.35)$$

Estimado o valor nominal da tensão secundária do circuito equivalente, obtém-se de forma análoga à equação (5.29) que:

$$Q_{EN} = 3\ U_{2N}\ I_{1N}\ \text{sen}\ \varphi_N \qquad (5.36)$$

e do circuito equivalente do MIT, conclui-se que:

$$Q_{C1N} = Q_{1N} - Q_{EN} \tag{5.37}$$

e que permite calcular uma estimativa para a reatância nominal nominal do estator, ou seja:

$$X_{1N} = \frac{Q_{C1N}}{3\, I_{1N}^2} \tag{5.38}$$

e a demanda reativa dos enrolamentos do estator para 50% de carga nominal será:

$$Q_{C150} = 3\, X_{1N}\, I_{150}^2 \tag{5.39}$$

pois a reatância de dispersão do estator é constante e igual ao valor nominal para $0 < s \leq s_N$.

Analisando o fluxo de potência reativa do motor de indução, através de seu circuito equivalente, verifica-se que:

$$Q_{1N} = Q_{C1N} + Q_{2N} + Q_{MN} \tag{5.40}$$

Considerando-se também, que a reatância de magnetização é constante e igual à nominal para $0 < s \leq s_N$; conclui-se que:

$$Q_{MN} = \frac{3\, U_{2N}^2}{X_{MN}} \tag{5.41}$$

e ainda que:

$$Q_{M50} = \frac{3\,U_{250}^2}{X_{MN}} \qquad (5.42)$$

logo, comparando as equações (5.41) e (5.42), conclui-se que:

$$Q_{M50} = \frac{U_{250}^2}{U_{2N}^2}\,Q_{MN} \qquad (5.43)$$

Como a reatância de dispersão do rotor, na faixa de operação $0 < s \leq s_N$, pode ser considerada constante e igual à nominal, obtém-se:

$$Q_{2N} = 3\,X_{2N}\,I_{2N}^2 \qquad (5.45)$$

e que:

$$Q_{250} = 3\,X_{2N}\,I_{250}^2 \qquad (5.46)$$

e análogamente que:

$$P_{2N} = 3\,\frac{R_{2N}}{s_N}\,I_{2N}^2 \qquad (5.47)$$

e que:

$$P_{250} = 3 \frac{R_{2N}}{S_{50}} I_{250}^2 \qquad (5.48)$$

o que permite dizer que:

$$D_2 \triangleq \left(\frac{I_{250}}{I_{2N}} \right)^2 = \frac{S_{50} P_{250}}{S_N P_{2N}} \qquad (5.49)$$

o que leva a concluir, das equações (5.45), (5.46) e (5.49), que:

$$Q_{250} = D_2 Q_{2N} \qquad (5.50)$$

Definindo que::

$$D_3 \triangleq \left(\frac{U_{250}}{U_{2N}} \right)^2 \qquad (5.51)$$

a equação (5.43) pode ser reescrita como:

$$Q_{M50} = D_3 Q_{MN} \qquad (5.52)$$

Considerando-se finalmente as equações (5.40), (5.50), e (5.52), pode-se escrever as equações do fluxo de potência reativa

no motor, para dois pontos de carga; ou seja:

$$Q_{1N} - Q_{C1N} = Q_{MN} + Q_{2N} \tag{5.53}$$

$$Q_{150} - Q_{C150} = D_3 \, Q_{MN} + D_2 \, Q_{2N}$$

que de modo análogo à equação (5.22), resulta:

$$Q_{2N} = \frac{Q_{150} - Q_{C150} - D_3 \, (\, Q_{1N} - Q_{C1N} \,)}{D_2 - D_3} \tag{5.54}$$

e que:

$$Q_{MN} = Q_{1N} - Q_{C1N} - Q_{2N} \tag{5.55}$$

Como Q_{2N} é pequena comparada à P_{2N}, e Q_{MN} é predominante no fluxo da potência reativa do motor, o valor calculado de Q_{MN} é considerado correto. Entretanto, devido a aproximação usada na equação (5.35) faz-se necessário recalcular Q_{C1N} e Q_{2N}; o que significa recalcular X_{1N} e X_{2N}.

Conhecido então o valor de Q_{MN} e a estimativa da tensão U_{2N}, obtém-se:

$$X_{MN} = \frac{3 \, U_{2N}^2}{Q_{MN}} \tag{5.56}$$

e ainda:

$$R_{FN} = \frac{3\ U_{2N}^2}{P_{FN}} \qquad (5.57)$$

A potência aparente do rotor é igual a:

$$S_{2N} = \sqrt{P_{2N}^2 + Q_{2N}^2} \qquad (5.58)$$

e a corrente nominal do rotor será:

$$I_{2N} = \frac{S_{2N}}{3\ U_{2N}} \qquad (5.59)$$

logo, a resistência nominal do rotor será igual a:

$$R_{2N} = \frac{s_N\ P_{2N}}{3\ I_{2N}^2} \qquad (5.60)$$

e a reatância nominal de dispersão do rotor será:

$$X_{2N} = \frac{Q_{2N}}{3\ I_{2N}^2} \qquad (5.61)$$

Portanto, as impedâncias do circuito equivalente do motor,

para o ponto de operação a 50% da carga serão iguais à:

$$\dot{Z}_{M50} = Z_{MN} = R_M \;//\; j\,X_M \qquad (5.62)$$

e

$$Z_{250} = \frac{R_{2N}}{s_{50}} + j\,X_{2N} \qquad (5.63)$$

e ainda que:

$$\dot{Z}_{E50} = \dot{Z}_{MN} \;//\; \dot{Z}_{250} \qquad (5.64)$$

sabendo que a impedância do motor é igual a:

$$\dot{Z}_{150} = \frac{\dot{U}_{1N}}{\dot{I}_{150}} \qquad (5.65)$$

pode-se calcular a impedância dos enrolamentos do estator, ou seja:

$$\dot{Z}_{C150} = \dot{Z}_{150} - \dot{Z}_{E50} \qquad (5.66)$$

e finalmente que:

$$X_{1N} = \mathcal{I}\left[Z_{C150}\right] \qquad (5.67)$$

Portanto;

$$\dot{Z}_{C1N} = R_{1N} + j\, X_{1N} \qquad (5.68)$$

e a tensão nominal, corrigida, do rotor pode então ser calculada usando a equação (5.25).

A potência reativa do estator é recalculada através da equação dada a seguir:

$$Q_{C1N} = 3\, X_{1N}\, I^2_{1N} \qquad (5.69)$$

o que permite calcular o valor correto da potência reativa do rotor, que será igual a:

$$Q_{2N} = Q_{1N} - Q_{C1N} - Q_{MN} \qquad (5.70)$$

Finalmente retorna-se às equações (5.56) a (5.61) e recalcula os valores nominais de X_{MN}, R_{FN}, S_{2N}, I_{2N}, R_{2N} e X_{2N}; concluíndo o cálculo dos parâmetros nominais do circuito equivalente do motor de indução trifásico.

5.2. CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO PARA S = 1.0.

Com o rotor bloqueado (s = 1) a freqüência da corrente no

rotor é igual à freqüência do estator e a influência do efeito pelicular nos parâmetros do rotor devem ser investigados. Na partida do motor, a corrente de magnetização é desprezível comparada com a corrente do estator. Assim pode-se considerar que a corrente do rotor na partida é igual à corrente de partida do motor [117]; ou seja:

$$I_{2P} = I_{1P} \tag{5.71}$$

Portanto, considerando o circuito equivalente do motor de indução trifásico, mostrado na figura (4.4), sem o circuito de magnetização, concluimos que:

$$\dot{I}_{1P} = \frac{\dot{U}_{1N}}{\dot{Z}_{1P} + \dot{Z}_{2P}} \tag{5.72}$$

Como já comentado a resistência do estator pode ser considerada constante é igual ao valor nominal.

Tomando os valores de I_{1P} e do conjugado de rotor bloqueado dado pelo catálogo do motor, a resistência do rotor na partida pode ser calculada, usando a seguinte equação:

$$R_{2P} = \frac{2 \pi n_1}{180 I_{1P}^2} C_P \tag{5.73}$$

e a potência transferida pelo entreferro, que na situação de rotor bloqueado (s = 1) é toda transformada em calor será:

$$P_{2P} = 3\ R_{2P}\ I_{1P}^{2} \qquad (5.74)$$

Como a potência total demandada pelo motor com rotor bloqueado é igual a:

$$P_{1P} = 3\ R_{1N}\ I_{1P}^{2} + P_{2P} \qquad (5.75)$$

e, a potência aparente do motor para s = 1,0 é:

$$S_{1P} = 3\ U_{1}\ I_{1P} \qquad (5.76)$$

O fator de potência na partida será:

$$\cos \varphi_{P} = \frac{P_{1P}}{S_{1P}} \qquad (5.77)$$

que nos permite calcular a potência reativa:

$$Q_{1P} = 3\ U_{1N}\ I_{1P}\ \text{sen}\ \varphi_{P} \qquad (5.78)$$

e finalmente, a soma das reatâncias de dispersão do estator e do rotor para s = 1.

$$X_{P} \triangleq X_{1P} + X_{2P} = \frac{Q_{1P}}{3\ I_{1P}^{2}} \qquad (5.79)$$

Para separar X_P em X_{1P} e X_{2P}, é necessário verificar que de acordo com o comentado no itém 4.5, para correntes de operação do motor superior à 1,1 I_N pode ocorrer a saturação magnética do motor. Considerando o grau de saturação igual às duas reatâncias, a reatância equivalente X_P será igual a:

$$X_P = K_S \left[X'_{1P} + X'_{2P} \right] \qquad (5.80)$$

sendo que:

K_S = fator de saturação

X'_{1p} = reatância não saturada do estator para s = 1.

X'_{2P} = reatância não saturada do rotor para s = 1.

Como já comentado para a reatância de dispersão do estator pode-se desprezar a influência do efeito pelicular; portanto, $X'_{1P} = X_{1N}$. Entretanto, para a reatância de dispersão do rotor é necessário verificar a influência do efeito pelicular. Assim, a equação (5.80), pode ser reescrita como:

$$X_P = K_S \left[X_{1N} + K_X X_{2N} \right] \qquad (5.81)$$

onde: K_X = fator de correção do efeito pelicular para a reatância do rotor.

Da equação (5.81), verifica-se que, conhecendo o valor de K_X pode-se determinar o fator de saturação K_S.

Biblioteca MAUÁ BIM

5.3. CÁLCULO DOS FATORES DE CORREÇÃO DEVIDO AO EFEITO PELICULAR.

Repetindo, por conveniência, a equação (4.74);

$$\varepsilon = H_b \sqrt{\pi \frac{\mu_o}{\rho} \frac{l_b}{l_r} f_N s} \qquad (5.82)$$

onde: H = profundidade da barra do rotor.

μ_o = permeabilidade magnética.

l_r, l_b = largura da ranhura e da barra respectivamente.

ρ = resistividade do material das barras do rotor.

Observando-se as variáveis da equação (5.82), verifica-se que exceto o escorregamento s, todas as variáveis são definidas pelo projeto do motor; portanto, são constantes para cada motor. Assim, pode-se agrupá-las em uma única constante, e reescrever a equação (5.82); da seguinte forma:

$$\varepsilon = K_M \sqrt{s} \qquad (5.83)$$

logo, para s = 1, concluímos que $\varepsilon = K_M$.

Substituindo a equação (5.83) e a equação (4.70) na equação (4.72), para a condição de rotor bloqueado, obtém-se:

6.0. ESPECIFICACÃO DE MOTOR DE INDUCÃO TRIFÁSICO DE ROTOR TIPO GAIOLA PARA ACIONAMENTOS DE VELOCIDADE VARIÁVEL.

A correta especificação de um motor de indução trifásico, de rotor tipo gaiola, para acionamentos de velocidade variável, através do controle do valor eficaz e freqüência da tensão de alimentação, será fácilmente concluída usando as equações desenvolvidas nos capítulos 4 e 5.

Conforme Murphy [115], várias técnicas de controle podem ser implementadas, em função do tipo de aplicação e do conversor. Contudo, foge ao objetivo deste trabalho a análise dessas técnicas de controle. Portanto, para a especificação do MIT é necessário o prévio conhecimento do sistema de controle que será usado e o conteúdo harmônico da tensão de saída do conversor de fonte de tensão.

Teóricamente, há duas faixas de operação em acionamentos de velocidade variável:

a) Faixa de Operação a Conjugado Constante.

Nesta faixa de operação, o fluxo eletromagnético do motor é mantido constante e igual ao nominal, mantendo-se constante a relação U_2/f_1, ou aproximadamente U_1/f_1. Sendo que, a freqüência da tensão de alimentação pode ser variada de zero à freqüência nominal. É importante ressaltar, que o limite mínimo de f_1 é definido pelas características do sistema de acionamento conversor-motor-carga, pois a baixas velocidades podem ocorrer instabilidades na operação do motor, principalmente devido ao

conjugado harmônico variável, conforme já comentado. Na prática, este limite se encontra em torno de 5 HZ.

b) Faixa de Operação a Potência Constante.

Esta faixa de operação caracteriza-se pelo enfraquecimento do campo eletromagnético do motor, mantendo-se a tensão de alimentação constante e igual à nominal e aumentando a sua freqüência, conseguindo assim que o motor opere com potência constante e velocidades superiores à nominal.

6.1. LIMITAÇÕES MECÂNICAS DO MOTOR.

As observações relacionadas a seguir; devem ser observadas para a especificação do MIT.

6.1.1. LIMITE DE VELOCIDADE MÁXIMA.

De acordo com os fabricantes, o limite máximo de velocidade de operação do motor de indução trifásico, de rotor tipo gaiola, é básicamente determinado pela velocidade máxima de operação dos rolamentos usados no motor. Desta forma, basta verificar os manuais de manutenção destes motores, que normalmente informam a velocidade máxima de operação dos rolamentos.

$$\frac{R_{2P}}{R_{2N}} = K_M \frac{\text{senh } 2K_M + \text{sen } 2K_M}{\cosh 2K_M - \cos 2K_M} \qquad (5.84)$$

O valor de K_M pode então ser obtido resolvendo a equação (5.84) usando um método numérico. Calculado o valor de K_M, obtém-se o valor de K_X, para s = 1, através da equação (4.73); e o fator de saturação é igual a:

$$K_s = \frac{X_P}{X_{1N} + k_X X_{2N}} \qquad (5.85)$$

5.4. CONCLUSÃO.

A metodologia apresentada neste capítulo, para o cálculo dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico, é simples, e de fácil implementação computacional. A comparação entre os valores de rendimento e fator de potência fornecidos pelos catálogos dos fabricantes, e os valores obtidos a partir deste método apresentou erros desprezíveis para os valores de 75% e 50% da carga nominal, e erro igual a zero para os valores nominais; como pode ser verificado no apêndice I.

Para s = 1, rotor bloqueado, os erros são maiores quando se compara os valores de corrente de partida dados pelo catálogo e os valores calculados. Comparando ainda, o fator de potência obtido de dados de ensaio de tipo de motores, com os calculados, pelo método proposto, observa-se que normalmente os valores

calculados são maiores.

Algumas ponderações podem ser explicitadas para explicar um maior erro nos resultados deste método, para a condição de rotor bloqueado.

a) Os dados de corrente e conjugado de partida são os mais sujeitos à erros de medida, devido às dificuldades da execução de ensaio de rotor bloqueado à tensão nominal

b) Os valores de corrente e conjugado de rotor bloqueado podem variar com a posição relativa do rotor em relação ao estator, como prevê a NBR 5383 [138] que recomenda a execução do ensaio de rotor bloqueado para várias posições do rotor em relação ao estator. E estabelece ainda, que na folha de dados do motor deve constar o valor máximo de corrente de partida e o valor mínimo de conjugado de partida, obtidos pelos ensaios.

c) Como já comentado no item 4.8.5, este método conduz a obtenção de uma perda nominal nos enrolamentos do estator, ligeiramente maior, e por consequência uma resistência nominal do estator também superior a que se obteria através de uma medição direta. Isto ocorre devido a adição das perdas suplementares às perdas do estator.

Contudo, é necessário observar que todos os erros verificados são inferiores às tolerâncias admitidas pela ABNT nos resultados dos ensaios de motores de indução. Observa-se ainda que a modelagem matemática implícita das perdas suplementares melhora os resultados calculados para a faixa de operação normal do motor e garante uma maior confiabilidade aos resultados do método proposto, para o cálculo do desempenho do motor alimentado por uma fonte de tensão não senoidal.

6.1.2. VIBRAÇÃO.

De acordo com Lobosco [131], um cuidado especial deve ser tomado com relação a vibração, principalmente em acionamentos de velocidade variável. Recomenda-se solicitar ao fabricante do motor o ensaio de medida de vibração, de forma, que se possa evitar a operação do motor próximo à freqüência crítica.

6.1.3. CAPACIDADE DE SOBRECARGA.

Para garantir uma capacidade de sobrecarga eventual do motor, o conjugado máximo do motor deve ser igual ou superior a 1,6 vezes o conjugado admissível; ou seja:

$$\frac{C_K}{C_{AD}} \geq 1,6 \qquad (6.1)$$

Esta relação garante uma capacidade de sobrecarga de 50% durante 50 segundos, o que é admissível pela maioria dos conversores [111]. Na faixa de operação a potência constante, admite-se que:

$$\frac{C_K}{C_{AD}} \geq 1,3 \qquad (6.2)$$

que é também a taxa mínima admitida para os períodos de aceleração da carga.

6.2. CARACTERÍSTICAS CONJUGADO × VELOCIDADE DA CARGA.

A maioria das cargas pode ter a sua característica de conjugado × velocidade modelada, de modo aproximado, pela equação:

$$C_c = C_o + K\, n^x \qquad (6.3)$$

sendo que x pode assumir os valores -1, 0, 1 e 2 e C_o representa o conjugado resistente da carga à velocidade nula.

6.3. ESPECIFICAÇÃO DO MOTOR.

A metodologia de especificação do motor de indução trifásico, de rotor tipo gaiola, para acionamentos de velocidade variável através do controle do valor eficaz e da freqüência da tensão de alimentação, consiste de um processo de tentativas, que pode ser resumido pelo roteiro mostrado a seguir:

a) Inicialmente, identificada a característica conjugado × velocidade da carga, conforme a equação (6.3), escolhe-se o motor cuja potência nominal é imediatamente superior à máxima potência solicitada pelo acionamento, em regime de operação contínua. A escolha do motor, de um catálogo de fabricante, dentre os motores padrão disponíveis, obedece às mesmas recomendações para a seleção

de um motor alimentado por uma fonte puramente senoidal. Ou seja, todas as características da instalação devem ser cuidadosamente analisadas: tais como: temperatura ambiente, altitude da instalação, classificação do ambiente, etc.

b) Escolhido o motor, e de posse dos dados de catálogo, aplica-se a metodologia proposta no capítulo 5, para o cálculo dos parâmetros do circuito elétrico equivalente do motor e, de acordo com o item 4.9.2 determina-se os valores nominais da constante térmica de aquecimento (τ_N) e do coeficiente nominal de dissipação térmica (B_N).

c) Considerando que o sistema de controle do acionamento mantém o escorregamento nominal constante, a frequência fundamental da tensão de alimentação pode ser determinada a partir da equação (2.2), que resulta em:

$$f_1 = \frac{n\ p}{120\ (\ 1\ -\ s_N)} \qquad (6.4)$$

d) Determinada a freqüência da tensão de alimentação para o ponto de operação em análise, o valor eficaz da tensão de alimentação, será calculado por:

$$U_1 = \frac{U_N}{f_N}\ f_1 \qquad \text{para } f_1 \leq f_N \qquad (6.5)$$

ou

$$U_1 = U_N \qquad \text{para } f_1 > f_N \qquad (6.6)$$

e) A seguir, determina-se o escorregamento de operação do motor para a condição de carga (C_S , em estudo. De acordo com as conclusões do item 4.4.2 e lembrando que o conjugado varia linearmente com o escorregamento, na faixa normal detrabalho [121]; verifica-se que:

$$s = \frac{C_S}{C_N} s_N \qquad \text{para } f_1 \leq f_N \qquad (6.7)$$

e

$$s = \frac{C_S}{C_N} \frac{f_1}{f_N} s_N \qquad \text{para } f_1 > f_N \qquad (6.8)$$

f) Conhecido o conteúdo harmônico da fonte de tensão, pode-se determinar o escorregamento de operação correspondente a cada componente harmônico, conforme a equação (4.93), que por conveniência é repetida a seguir:

$$s_H = \frac{\left[H \pm 1 \right] \mp s}{H} \qquad (6.9)$$

g) Neste ponto, é necessário a correção dos parâmetros do circuito equivalente em função da frequência. Portanto, a equação (5.83) é reescrita, conforme é mostrado a seguir, de forma a permitir a adequada correção dos parâmetros do circuito do rotor:

$$\varepsilon_H = \frac{K_M}{f_N} \sqrt{s_H f_1} \qquad (6.10)$$

h) Com o valor de ε_H, determina-se os fatores de correção que deverão ser aplicados aos valores nominais da resistência e reatância do rotor, K_{RH} e K_{XH}, respectivamente, através das equações (4.72) e (4.73), repetidas a seguir:

$$K_{RH} = \varepsilon_H \frac{\text{senh } 2\varepsilon_H + \text{sen } 2\varepsilon_H}{\cosh 2\varepsilon_H - \cos 2\varepsilon_H} \qquad (6.11)$$

$$K_{XH} = \frac{3}{2\,\varepsilon_H} \frac{\text{senh } 2\varepsilon_H - \text{sen } 2\varepsilon_H}{\cosh 2\varepsilon_H - \cos 2\varepsilon_H} \qquad (6.12)$$

i) Determinados os fatores de correção K_{RH} e K_{XH}, os valores corrigidos dos parâmetros dependentes da freqüência serão iguais a:

$$R_{2H} = K_{RH}\, R_{2N} \qquad (6.13)$$

$$X_{2H} = K_{XH}\, X_{2H}\, \frac{f_H}{f_N} \qquad (6.14)$$

$$X_{1H} = X_{1N}\, \frac{f_H}{f_N} \qquad (6.15)$$

j) Agora é possível resolver o circuito equivalente do motor para cada componente harmônico da tensão de alimentação, calculando os valores de I_{1H}, U_{2H} e I_{2H}.

l) Conhecido os valores de I_{1H}, U_{2H} e I_{2H}; pode-se determinar o conjugado transferido pelo entreferro do motor, utilizando a equação (4.109), repetida a seguir:

$$C_{Z1,H} = \pm \frac{180}{2\,\pi\,H\,n_S}\, \frac{R_{2H}}{s_H}\, I_{2H}^2 \qquad (6.16)$$

m) Determina-se finalmente as potências e as perdas do motor conforme as equações mostradas no capítulo 4 e 5, lembrando-se que as perdas no núcleo do estator deverão ser corrigidas, em função da freqüência, de acordo com a equação (4.124).

n) Determina-se o desempenho do motor somando-se algébricamnte o conjugado desenvolvido $\left(C_{Z1,H}\right)$, as perdas totais $\left(P_{EH}\right)$ e as perdas no cobre do estator $\left(P_{C1H}\right)$, observando as

seguintes condições:

$$\left(C_{Z1,H} - C_{Z1,H-1} \right) \triangleq \Delta C_{Z1} \qquad (6.17)$$

$$\left(P_{EH} - P_{E\ H-1} \right) \triangleq \Delta P_{E} \qquad (6.18)$$

onde: $$P_{EH} = P_{C1H} + P_{C2H} + P_{FH}$$

Se, $\Delta C_{Z} \leq 0,01$ e $\Delta P_{E} \leq 0,01$, continua no próximo item (o); caso contrário, retorna-se ao item (f) e executa-se novamente todos os passos para o próximo componente harmônico da tensão de alimentação. Este limite de erro, garante uma boa precisão dos resultados, considerando que os erros de medida, inerentes aos dados de catálogo, podem ser maiores do que este limite.

o) Finalmente, determinado o desempenho do motor alimentado por uma fonte de tensão não senoidal é necessário verificar se o motor escolhido atende às solicitações mecânicas e térmicas, conforme é mostrado a seguir.

6.3.1. SOLICITAÇÕES MECÂNICAS.

a) para faixa de operação a conjugado constante: $f_1 < f_N$

$$C_{AD} = C_{N} \qquad (6.19)$$

e

$$C_K = C_{KN} \tag{6.20}$$

b) para faixa de operação a potência constante: $f_1 > f_N$

$$C_{AD} = C_N \frac{f_1}{f_N} \tag{6.21}$$

e

$$C_K = C_{KN} \left(\frac{f_N}{f_1} \right)^2 \tag{6.22}$$

que será comparado com o conjugado desenvolvido pelo motor, na condição de carga analisada.

O motor selecionado será adequado, do ponto de vista mecânico; se:

a) para $f_1 < f_N$ se:

$$\frac{C_K}{C_S} \geq 1,6 \tag{6.23}$$

b) para $f_1 > f_N$ se:

$$\frac{C_K}{C_S} \geq 1,3 \tag{6.24}$$

6.3.2. SOLICITAÇÕES TÉRMICAS.

O segundo critério que o motor escolhido deve atender é a solicitação térmica, ou seja, a temperatura de regime do motor não deve ser maior que a temperatura da classe de isolamento do motor.

Esta verificação é implementada usando o modelo térmico do motor, conforme desenvolvido no capítulo 4, com os valores de B_N e τ_N devidamente corrigidos para a velocidade de operação do motor, através das equações (4.146) e (4.147), respectivamente, repetidas a seguir:

$$\tau = \tau_N \left[0,3 + 0,7 \left(n / n_N \right)^{0,7} \right]^{-1} \qquad (6.25)$$

$$B = B_N \left[0,3 + 0,7 \left(n / n_N \right)^{0,7} \right] \qquad (6.26)$$

Matemáticamente, o motor escolhido atenderá as solicitações térmicas se:

$$\frac{P_{C1}}{B} \left(1 - e^{-t/\tau} \right) + \theta_o \, e^{-t/\tau} \leq \theta_{CLASSE} \qquad (6.27)$$

6.3.3. SELEÇÃO DO MOTOR.

Caso uma das solicitações discutidas não seja atendida pelo motor inicialmente escolhido, uma das medidas a seguir devem ser tomadas:

a) - escolhe-se um novo motor, de mesmas características e de potência nominal imediatamente superior;

b) - escolhe-se um motor com temperatura de isolamento superior, e com as demais características nominais idênticas ao anterior, caso este tenha sido reprovado pelas solicitações térmicas;

c) - escolhe-se um motor com ventilação independente, caso a velocidade base do acionamento seja muito baixa comparada com a velocidade nominal do motor;

d) - conforme a característica conjugado x velocidade da carga, seleciona-se um motor com menor número de pólos e mesma potência que o anterior, levando assim o acionamento para operação na faixa de potência constante.

Observa-se que as medidas citadas, estão para a maioria dos acionamentos, listadas em uma ordem crescente de preferência. Contudo só uma análise técnico econômica pode indicar qual a melhor solução.

6.4. CONCLUSÃO.

Neste capítulo, apresentou-se um roteiro resumido de especificação de um motor de indução para acionamentos de

velocidade variável, pois todas as equações necessárias foram deduzidas e comentadas nos capítulos 4 e 5.

Observa-se que a metodologia de especificação é muito simples, entretanto pode-se tornar trabalhosa, em função das características do acionamento e das amplitude das componentes harmônicas de tensão da fonte de alimentação.

Mas, a simplicidade da metodologia proposta facilita a sua implementação computacional.

7.0. CONCLUSÕES GERAIS.

Este capítulo apresenta as conclusões gerais a que se chegou neste trabalho, considerando-se que os resultados e observações mais específicas de cada capítulo já foram discutidas.

Conforme pode-se verificar nos capítulos 2 e 3, a grande variedade de tipos de acionamentos e conversores, exigem uma avaliação criteriosa das necessidades e características de cada acionamento de velocidade variável, de modo que se possa escolher o melhor sistema para uma determinada aplicação. Dessa forma não é objetivo deste trabalho estabelecer uma diretriz para esta escolha ou decisão.

No capítulo 4, comprova-se através de uma análise simples mas confiável e fiel aos fenômenos eletromecânicos, envolvidos na utilização de um sistema de acionamento de velocidade variável com um motor de indução de rotor tipo gaiola, a necessidade do desenvolvimento de equações que permitam simular o desempenho do motor alimentado por uma fonte de tensão não senoidal. Demonstra-se neste capítulo a validade da técnica escolhida, ancorada na vasta bibliografia citada, de forma a permitir que a partir dos dados disponíveis em catálogos de fabricantes, o desempenho do motor de indução trifásico seja adequadamente simulado. Observa-se que todos os efeitos da aplicação de uma tensão não senoidal aos terminais de entrada do MIT são avaliadas e conclui-se o capítulo desenvolvendo uma metodologia capaz de garantir a operação do motor dentro do seu limite térmico.

O estudo do motor de indução através de seu circuito equivalente, usando o príncipio da superposição resulta na

obtenção de resultados precisos, desde que os limites de linearidade do motor de indução sejam devidamente estabelecidos e os parâmetros do circuito equivalente sejam confiáveis. Assim, o capítulo 5 tratou da determinação destes parâmetros utilizando os dados disponíveis nos catálogos de fabricantes, estabelecendo uma metodologia que permite o cálculo das variáveis do circuito equivalente T do motor de indução trifásico, de rotor tipo gaiola, considerando duas condições de operação. Na faixa normal de operação, escorregamento igual ou menor que o escorregamento nominal, quando as características de funcionamento do motor são sabidamente lineares, determina-se os valores nominais dos parâmetros do circuito equivalente. Na condição de rotor bloqueado, quando a linearidade não se verifica, obtém-se os fatores de correção devido ao efeito pelicular na resistência e reatância de dispersão do rotor tipo gaiola e uma estimativa do fator de saturação das reatâncias de dispersão do motor. Como é demonstrado no apêndice I, os resultados do método proposto apresenta erros desprezíveis na faixa normal de operação, quando comparados com dados de ensaio do motor e resultados aceitáveis na condição de rotor bloqueado, se considerarmos que os valores medidos, nesta condição de operação, podem apresentar erros consideráveis devido às dificuldades da realização dos ensaios.

No capítulo 6, foi apresentado resumidamente uma sistemática para a especificação do motor de indução trifásico para acionamentos de velocidade variável alimentados por um conversor de fonte de tensão. Como demonstrado, neste capítulo, toda a análise desenvolvida neste trabalho se dirigiu a um roteiro básico de especificação, cuja confiabilidade dos resultados

depende da precisão dos dados de catálogo. Demonstrou-se também que o objetivo deste trabalho foi alcançado, ou seja, a estruturação de uma metodologia adequada à análise e especificação de um MIT, para acionamentos de velocidade controlada, com o uso de conversores de fonte de tensão.

8.0.BIBLIOGRAFIA.

ARTIGOS

[1]- Veres, Richard P. "New Inverter Supplies for High Horsepower". IEEE, T-IGA-6, nº 2, March / April 1970, pp 121-127.

[2]- Pollack, Jerry J. "Some guidelines for the Aplication of Adjustable-Speed AC Drives". IEEE, T-IA-9, nº 6, Nov / Dec 1973, pp 704-710.

[3]- Schieman, Robert G; Wilkes, Edward A. and Jordan, Howard E. "Solid-State Control of Eletric Drive". Proccedings IEEE Dec 1974.

[4]- Lampkin, J.O. and Berger, R. G. "An Introduction to AC and DC Adjustable-Speed drive Systems". Power Transmission Design, vol 22(8), set/1980, pp 57- 60; Power Transmission Design, vol 22(10), Out / 1980, pp 65-68; Power Transmission Design, vol 22(11), Nov / 1980, pp 38-41.

[5]- By John Reason - Associate Editor. "AC Motor Control - A Special Report". Power , vol 125, Feb / 1981, pp 1 - 24.

[6]- Connors, Dennis P. and Jarc, Dennis A. "Application Consideration for AC Drives". IEEE, T-IA-19, nº 3, May / June 1983, pp 455 - 460.

[7]- Bose, Bimal K. "Adjustable Speed AC Drives - A Technology Status Review". Proccedings IEEE, vol 70 , nº 2, Feb 1982, pp 116 - 135.

[8]- Jones, B. L. and Brown, J. E. "Eletrical Variable-Speed

Drives". IEE Proccedings, vol 131, Parte A, nº 7, Sept 1984, pp 516 - 558.

[9]- Connors, Dennis P.; Jarc, Dennis A.; and Daugherty; Roger H. "Consideration in Applying Induction Motors with Solid-State Adjustable Frequency Controllers". IEEE, T-IA-20, nº 1, Jan / Feb 1984, pp 113 - 121.

[10]- Jarc, Dennis A. and Connors, Dennis P. "Variable Frequency Drives and Power Factor". IEEE, T-IA-21, nº 4, May / June 1985, pp 771 - 777.

[11]- Phillips, Kenneth P. "Current-Source Converter for AC Motor Drives". IEEE, T-IA-8, nº 6, Nov / Dec 1972, pp 679 - 683.

[12]- Humphrey, Andrew J. "Inverter Commutation Circuits". IEEE, T-IGA-1, nº 1, Jan / Feb 1968, pp 104 - 110.

[13]- Brennen, M. B. " A Comparation Analysis of Two Commutation for Adjustable Current Input Inverters Feeding Industry Motors". IEEE, 1973 Power Elec. Spec Conf., 1973, pp 201 - 212.

[14]- Mokrytzki, Boris. "Pulse Width Modulated Inverters for AC Motor Drives". IEEE, T-IGA-3, 6, Nov / Dec 1967, pp 493 - 503.

[15]- Penkowski, Lu J. and Pruzinsky, Kenneth E. "Fundamentals of a Pulse Widht Modulated Power Circuits". IEEE, T-IA-8, 5, Sep / Oct 1972, pp 584 - 592.

[16]- Green, R. M. and Boys, J. T. "Inverter AC-Drive Eficiency". IEE Proccedings, 129, Parte B, 2, March 1982, pp 75 - 81.

[17]- Field, A. B. "Eddy Currents in Large Slot-Wound

Conductors". AIEE, 1905, pp 761 - 789.

[18]- Gilman, R. E. "Eddy Current Losses in Armature Conductors". AIEE, 1920, pp 997 - 1056.

[19]- Taylor, H. W. "Eddy Currents in Stator Windings". IEE, 1920, pp 279 - 300.

[19]- Kirschen, Daniel S.; Novotony, Donald W. "Minimizing Induction Motor Losses by Excitation Control in Variable Frequency Drives". IEEE, T-IA-20, 5, Sept/Oct 1984, pp 1244 - 1250.

[20]- Tsivitse, Peter J.; Klingshirn, Eugene A. "Optimum Voltage and Frequency for Polyphase Induction Motors Operating with Variable Frequency Power Supplies. IEEE, T-IGA-7, 4, July/Aug 1971, pp 480 - 487.

[21]- Lyon, Waldo V. "Heat Losses in the Conductors on Alternating-Current Machines". AIEE T, 1921, pp 1361 - 1409.

[22]- Kim, K. K. and Hammond, M. A. "Universal Loss Chart for the Calculation off Eddy-Current Losses in Thiek Steel Plates". Proccedings IEE, 117, 4, April 1970, pp 857 - 864.

[23]- Babb, D. S. and Willians, J. E. "Circuits Analysis Method for Determination of A-C Impedances of Machines Conductors". AIEE T, 70, 1951, pp 661 - 666.

[24]- Liwschitz - Garik, M. "Skin-Effect Bars of Squirrel-Cage Rotors". IEEE-T, 73, April 1954, pp 255 - 258.

[25]- Silvester, P. "Dynamic Resistance and Inductance of Slot-Embedded Conductors". IEEE T, PAS-87, 1, Jan 1968, pp 250 - 256.

[26]- Rader, L. T. and Litscher, E. C. "Some Aspects of Inductance when Iron is Present". AIEE T, 63, March 1944, pp 133 - 139.

[27]- Lloyd, T. C.; Giusti, Victor F. and Chang, S. S. L. "Reatances of Squirrel-Cage Induction Motors". AIEE T, 66, 1947, pp 1349 - 1355.

[28]- Chang, Sheldon S. L. and Lloyd, T. C. "Saturation Effect of Leakage Reatance". AIEE Transaction, 68, 1949, pp 1144.

[29] Chalmers, B. Jc. and Dodgson, R. "Satured Leakage Reatances od Cage Induction Motors". Proccedings IEE, 116, 8, Aug / 1969, pp 1395 - 1404.

[30]- Liwschitz, M. M. "Field Harmonics in Induction Motors". AIEE Transaction, 61, 1942, pp 797 - 803.

[31]- Linkous, c. E. "Effect of Skew on Induction Motors Magnetic Fields". AIEE Transactions, Aug 1955, pp 760 - 765.

[32]- Buchanan, L. W. and Cation, k. L. "Rotor Current and magnetic Field Variations in Induction Motors with Skewed Rotors". IEEE, T-PAS-91-II, 1972, pp 1803 - 1811.

[33]- Novotony, D. W.; Gritter, D. J. and Studtmann, G. H. "Self-Excitation in Inverter Driven Induction Machines". IEEE, T-PAS-96, 4, July / Aug 1977, pp 1117 - 1125.

[34]- Jian, t. W.; Schmitz, N. L. and Novotony, D. W. "Characteristic Induction Motor Slip values for Variable Voltage Part Load Performance Optimization". IEEE, T-PAS-102, 1, Jan 1983, pp 38 - 46.

[35]- Scholey, Doug. "How Adjustable Frequency Drives Affect

Induction Motor Operation". Plant Engieneering, 26 July, 1984, pp 44 - 47.

[36]- Scholey, Douglas. "Induction Motors for Variable Frequency Power Supplies". IEEE, T-IA-18, 4, July / Aug 1982, pp 368 - 372.

[37]- Beck, Charles D. and Chandler, Edgar F. "Motor Drive Inverter Ratings". IEEE, T-IGA-4,6, Nov / Dec 1968, pp 589-595.

[38]- Dogget, L. A. and Queer, E. R. "Induction Motor Operation with Non-Sinusoidal Impressed Voltages". AIEE Transactions, Oct 1929, pp 1117 - 1220.

[39]- Jain, G. C. "The Effect of Voltage Waveshape on the Performance of a 3-Phase Induction Motor". IEEE, T-PAS-83, June 1964, pp 561 - 566.

[40]- Klingshirn, Eugene A. and Jordan, Howard E. "Polyphase Induction Motor Performance and Losses on Nonsinusoidal Voltage Sources". IEEE, T-PAS-87, March 1968, pp 624 - 631.

[41]- Jacovides, Linos J. "Analysis of Induction Motor Drives with Nonsinusoidal Supply Voltage Using Fourier Analysis".IEEE, T-IA-9, 6, Nov/Dec 1973, pp 741 - 747.

[42]- Chalmers, B. J. and Sarkar, B. R. "Induction Motor Losses due to Nonsinusoidal Supply Waveforms". Proccedings IEE, 115, 12, Dec 1968, pp 1777 - 1782.

[43]- Lazim, Mohammed T. and Shepherd, William. "Analysis of Induction Motor Subjected to Nonsinusoidal Voltages Containing Subharmonics". IEEE, IA-21, 4, July / Aug 1985, pp 956 - 965.

[44]- Mclean, G. W.; Nix, G. F. and Alwash, S. R. "Performance and Design of Induction Motors with Square-Wave Excitation". Proccedings IEE, 116, 8, Aug 1969, pp 1405 - 1411.

[45]- Robertson, Stuart D. T. and Hebbar, K. M. "Torque Pulsations in Induction Motors with Inverters Drives". IEEE, T-IGA-7, 2, March / April 1971, pp 318 - 323.

[46]- De Buck, Fernand G. G. "Losses and Parasitic Torques in Eletric Motors Subjected to PWM Waveforms". IEEE, T-IA-15, 1, Jan / Feb 1979, pp 45 - 53.

[47]- Schönung, A. et Stemmler, H. "Réglage d'un Moteur Triphasé Réverseble à Láide d'un Convertisseur Statique de Fréquense Commandé Suivant Le Procédé de La Sous-Oscilation". Revue Brown boveri, Aout / Sept 1964, pp 555 - 576.

[48]- Largiader, H. "Design Aspects of Induction Motors for Traction Applications with Supply Through Static Frequency Changers". Brown Boveri Rev, 4 - 70, pp 152 - 167.

[49]- Venkatesan, K. and Lidsay, James F. "Comparative Study of the Losses in Voltage and Current Source Inverter fed Induction Motors". IEEE, T-IA-18, 3, May / June 1982, pp 240 - 246.

[50]- Kliman, G. B. and Plumbett, A. B. "Development of a Modulation Strategy for a PWM Inverter Drive". IEEE, IAS'75 Annual, pp 915 - 921.

[51]- Andresen, Egon C. and Bieniek, Kurt. "On the Torques and Losses of Voltage and Current-Source Inverters Drives". IEEE, T-IA-20, 2, March / April 1984, pp 321 - 327.

[52]- Yermekova, R. A. "On the Effectiveness of Induction Motor Performance in the Presence of Voltage and Frequency Deviations". Electric Technology, 1972, pp 136 - 142.

[53]- Artamonov, V. V. "Calculation of the Characteristics of an Electric Drive with Frequency Control by the Equivalent Resistance Method". Electric Technology U S R R, 1959, pp 294 - 301.

[54]- Olivier, E.; Perret, R. and Perard, J. "Localization of the Losses in an Induction Machine Supplied by an Inverter". Electric Machines and Power Systems, 9, 6, 1984, pp 401 - 412.

[55]- De Buck, Fernand G. G.; Gistelinck, Paul; and Debacker, Dirk. "A Simple but Reliable Loss Model for Inverter-Supplied Induction Motors". IEEE T-IA-20, 1, Jan / Feb 1984, pp 190 - 202.

[56]- Cummings, Paul G. "Estimating Effect of System Harmonics on Losses and Temperature Rise of Squirrel-Cage Motors". IEEE T-IA-22, 6, Nov / Dec 1986, pp 1121 - 1126.

[57]- Khater, Facka M. H. and Novotony, Donald W. "An Equivalent-Circuit Model for Phase-Back Voltage Control of AC Machines". IEEE T-IA-22, 5, Sept / Oct 1986, pp 835 - 841.

[58]- Zagorskii, A. E. "Problem in the Investigation and Development of Variable-Frequency Induction Motors". Elektrotikhorika, 47, 10, 1976, pp 24 - 28.

[59]- Finzi, Leo A.; Paice, Derek A. "Analysis of the Solid Iron Rotor Induction Motor for Solid-State Speed Controls". IEEE, T-PAS-87, 2, Feb 1968, pp 590 - 596.

[60]- Brown, J. E. and Butler, O I. "The Zero-Sequence Parameters and Performance of Three-Phase Induction Motors". Proccedings IEE, Parte IV, 7, Aug 1954, pp 219 - 224.

[61]- Spooner, T. "Squirrel-Cage Induction Motor Core Losses". AIEE T, 44, 1925, pp 155 - 163.

[62]- Alger, P. L.; Angst, G. and Davis, John E. "Stray-Load Losses in Polyphase Induction Machines". AIEE T, June 1959, pp 349 - 357.

[63]- Chalmers, B. J. and Williamson, A. C. "Stray Losses in Squirrel-Cage Induction Motor". - "Validity of the Reverse-Rotation Test Method". Procceding IEE, 110, 10, Oct 1963, pp 1773 - 1777.

[64]- Christofides, N. "Origins of load in Induction Motors with Cast Alumimnium Rotors". Proceeding IEE, 112, 12, Dec 1965, pp 2317 - 2332.

[65]- Jimoh, A. A,; Findalay, R. D. and Poloujadofff, M "Stray Losses In Induction Machines: Part I, Definition, Origin and Measurement ". IEEE T, PAS-104, 6, June 1985, pp 1500 - 1505.

[66]- Jimoh, A. A.; Findlay, R. D. and Poloujadoff. "Stray Losses in Induction Machines: Part II, Calculation and Reduction. IEEE T, PAS-104, June 1985, pp 1506 - 1512.

[67]- Barton, T. H. and Ahmad, V. "The Measurement of Induction-Motor Stray Loss and its Effect on Performance". Proccedings IEE, 105, Part C, 1958, pp 69 - 75.

[68]- Chalmers, Brian J. and Narain, Chandra K. "High-Frequency No-Load Losses of Cage Induction Motors". IEEE T, PAS- ,

6, July / Aug 1970, pp 1043 - 1049.

[69]- Ladomatos, N. ; Lucas, N. J. D. and Murgatroyd, W. "Industrial Energy Use-1: Power Losses in Electrically Driven Machinery". Energy Research, 2, 1978, pp 179 - 196.

[70]- Norman, Horace M. "Starting Characteristics and Control of Polyphase Squirrel-Cage Induction Motors". AIEE T, 45, 1926, pp 369 - 382.

[71]- Branson, W. J. "Polyphase Induction Motors: A Labor Saving Method of Calculating Performance from Previously Determined Constants". AIEE T, 49, 1930, pp 319 - 332.

[72]- Alger, P. L. "Induction Motor Performance Calculation". AIEE T, 49, 1930, pp 1055 - 1066.

[73]- Veinott, C. G. "Performance Calculation on Induction Motors-Practical Straightforward Means for Calculating Performance of Single-Phase or Polyphase Induction Motors". AIEE T, 51, 1932, pp 743 - 755.

[74]- Webking, Henry E. " A Simplified Method for Predicting Induction Motor Performance". AIEE T, 70, 1951, pp 667 - 670.

[75]- Middendorf, W. H. "Calculation of Induction Motor Torque and Power". IEEE T, PAS-77, Part II, Dec 1958, pp 1055 - 1059.

[76]- Kelly, A. R. "Induction-Motor Model for Industrial Power System Computation". AIEE T, 81, July 1962, pp 166 - 172.

[77]- O'Kelly, D. "Eddy-Current and Histeresis Effects in Rotative Machines". Procceding IEE, 116, 3, March 1969, pp 391 - 395.

[78]- Lindsay, J. F. and Barton, Thomas H. "A Modern Approach to

Induction Machine Parameter Identification". IEEE T, PAS-91, 1972, pp 1493 - 1499.

[79]- Lindsay, J. F. and Barton, Thomas H. "Parameter Identification for Squirrel Cage Induction Machines". IEEE T, PAS-92, 1973, pp 1287 - 1291.

[80]- Alger, P. L. and Wray, J. H. "Double and Triple Squirrel Cages for Polyphase Induction Motors". IEEE T, PAS-72, August 1953, pp 637 - 644.

[81]- Appelbaum, J. "Determination of Slot Dimensions of Double Squirrel-Cage and Deep-Bar Rotors". IEEE T, PAS-91, 1972, pp 1513 - 1518.

[82]- Levi, Enrico and Zabar, Zivan. "Basic Design of Electrical Machines". IEEE T, PAS-104, 6, June 1985, pp 1513 - 1518.

[83]- Umans, Stephen D. and Hens, Herbert L. "Modeling and Anlysis of the Wanlass Three-Phase Induction Motor Configuration". IEEE T, PAS-102, 9, Sept 1983, pp 2912 - 2926.

[84]- Chalmers, B. J. and Mulki, A. S. "Design Synthesis of Double-Cage Induction Motors". Proccedings IEE, 117, 7, July 1970, pp 1257 - 1263.

[85]- Waters, Samuel S. and Willoughby, Ronald D. "Modeling Induction Motors or System Studies". IEEE T, IA-19, Sept / Oct 1983, pp 875 - 878.

[86]- Dell'Aquilla, A.; Salvatore, L. and Savind, M. "A New Test Method for Determination of Induction Motor Efficiency". IEEE T, PAS-103, 10, Oct 1984, pp 2961 - 2973.

[87]- Liwschitz-Garik, M. M. "Some Factors Influencing The

Temperature Rise of Armature Windings". AIEE T, 34, Aug 1955, pp 752 - 759.

[88]- Cummings, Paul G.; Bowers, W. D.; Martiny, Walter J. "Induction Motor Efficiency Test Methods". IEEE T-IA, 17, nº 3, May/June 1983, pp 253-272.

[89]- Natarajan, R. and Misra, V. K. "Parameter Estimation of Induction Motors Using a Spreadsheet Program on a Personal Computer". Electric Power Systems Research, 16, 1989, pp 157-164.

[90]- Bates, J. J. and Tustin, A. "Temperature Rises in Electrical Machines as Related to the Properties of Thermal Networks". Proccedings IEE, 103, Part A, April 1956, pp 471 - 482.

[91]- Tustin, A. and Bates, J. J. "Temperature Rises in Electrical Machines on Variable Load an with Variable Speed". Proccedings IEE, 103, Parte A, April 1956, pp 483 - 492.

[92]- Tustin, A; Netteli, D. F. and Solt, R. "Performance and Heating Curves for Motors on Short-Run Duties". Proccedings IEE, 103, Part A, April 1956, pp 493 - 507.

[93]- Heidbreder, J. FF. "Induction Motor Temperature Characteristies". AIEE T, 77, Oct 1958, pp 800 - 804.

[94]- Martiny, W. T.; McCoy, R. M. and Margolis, H. B. "Thermal Relationship in an Induction Motor Under Normal and Anormal Operation". AIEE T, 80, April 1961, pp 66 - 78.

[95]- Heidbreder, J. F.; Robinson, R. C. and Merril, E. F. "Relationship Between High-Temperature Operation and The Performance Guarantees of Induction Motors". AIEE T, 82,

Escola Federal de Engenharia
Biblioteca

Aug 1963, pp 597 - 599.

[96]- Bowers, George H. and York, James W. "Temperature Rise Versus Efficiency in Motors". Insulation / Circuits, Oct 1979, pp 36 - 37.

[97]- Griffith, J. W.; McCoy, R. M. and Sharma, D. K. "Induction Motor Squirrel-Cage Rotor Winding Thermal Analysis". IEEE T, EC-1, 3, Sep 1986, pp 22 - 25.

[98]- Geszti, P. and Kis, M. R. "Indiret Solution for Determining the Rotor Temperature in Asynchronous Motors". Power Eletronics and Variable-Speed Drives, IEE Confference Publication Number 234, pp 333 - 336.

[99]- Loeser, Fridrich and Sattler, Phillipp K. "Identification and Compensation of the Rotor Temperature of AC Drives by an Observer". IEEE T, IA-21, 6, Nov/Dec 1985, pp 1387 - 1393.

[100]- Namburi, N. R. and Barton, T. H. "Thermal Moddeling of an Induction Motor". IEEE T, PAS-102, 8, August 1983, pp 2636 - 2639.

[101]- Zocholl, Stanley E.; Schweitzer, Edmund O. and Aliaga-Zigarra , Antenor. "Thermal Protection of Induction Motor Enhanced by Interactive Electrical and Thermal Models". IEEE, T-PAS, vol 103, nº 7, July 1984, pp 1749-1755.

[102]- Kotnik, Robert. "An Equivalent Thermal Circuit for Nonventilated Induction Motors". IEEE, T-PAS, vol 73, Part II, 1954/55, pp 1604 - 1608.

[103]- Nailen, Richard L. "Safe Locked Rotor Time: How Safe It?". IEEE, IAG, vol7, nº 6, Nov / Dec 1971, pp 708 - 712.

[104]- Eliasen, A. N. "Hight-Inertia Drive Motors and Their Starting Characteristics". IEEE, PAS, vol 99, nº 4, July / Aug 1980, pp 1472 - 1482.

[105]- Luke, George E. "The Cooling of Electric Machines". AIEE T, June 1923, pp 636 - 651.

[106]- Luke, George E. " Heat Transfer in Electric Machines with Forced Air Flow". AIEE T, 45, June 1926, pp 1036 - 1047.

[107]- Hoseason, D. B. "The Cooling of Electrical Machines". IEE Journal, 69, 409, Jan 1931, pp 121 - 155.

[108]- "La Technique de Mesure Pour La Recherche de L'écoulement D'air Dans Les Machines Électriques". Cigré 1964, Tome II, pp 9 - 38.

[109]- Nonaka, S.; Yamamoto M.; M. Nakano and Kawase M. "Analysis of Ventilation and Cooling System for Induction Motors". IEEE T, PAS-100, 11, Nov 1981, pp 4636 - 4643.

[110]- Contin, Mário Célio. "Motores com Rotor Bobinado com Velocidades Reduzidas". Revista Mundo Elétrico, Outubro 1984, pp 30 - 32.

[111]- Oliveira Jr, Nery de. "Acionamento de corrente alternada Velocidade/Frequência Variáveis. Revista Mundo Elétrico, Novembro 1988, pp 53-59.

LIVROS.

[112]- Bedfford, B. D. and Hoft, R. G. "Principles of Inverters Circuits". J. Wiley, New York, 1964.

[113]- Sugandhi, Rajendra Kumar; Sugandhi, Krishma Kummar. "Thyristors, Theory and Application". John Wiley & Sons,

Inc., New York, 1981.

[114]- Pelly, B. R. "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters Operation, Control and Performance". John Wiley & Sons, Inc., New York, 1971.

[115]- Murphy, J. M. D. "Thyristor Control of AC Motors". Pergamon Press, England, 1978.

[116]- Ramshaw, R. S. Power Eletronics - "Thyristor Controlled Power for Eletric Motors". Chapman and Hall, 1973, London - Reprinted as a Science Paperbacks, 1975.

[117]- Kostenko, M.; Piotrovsky, L. "Electrical machines". In two volums. Translated from the Russiam by A. Chernukhin. Mir Publishers, 1977.

[118]- Garik-Liwschitz, Michael; Whipple, Clyde C. "Alternating-Current Machines". D. Vans Nostrand Company, Inc. Priceton, New Jersey, 1961. Second Edition.

[119] Alger, Philip L. " The Nature of Polyphase Induction Machines". Jonh Wiley & Sons, Inc., New York. Chapman & Hall, Ltda, London 1951. Copyright, 1951, by General Electric Company.

[120]- Say, M. G. The "Performance and Design of Alternating Currents Machines". Pitman Paperbacks, Third Edition, 1958, London.

[121]- McPherson, George. "An Introduction to Electrical Machines and Transformers". Jonh Wiley & Sons, Inc, 1981.

[122]- Hindmarsh, John. "Electrical Machines and Their Application". Third Edition, 1977. Pergamon Press, Oxford-England, 1977.

[123]- Rosenblat, Jack; Fridman, M. Harold. "Direct

and Alternating Current Machinery". Mcgraw-Hill Book Company New York, 1963.

[124]- Fitzgerald, A. E.; Kingsley Jr; Charles; Kusko, Alexander. "Máquinas Elétricas". Tradução Josafá A. Neves. Editora McGraw-Hill do Brasil Ltda, São Paulo, 1975.

[125]- Andreas, Jonh C. "Energy-Efficient Electric Motors-Selection and Aplication". Marcel Dekker, Inc, New York, 1982.

[126]- Adkins, Bernard and Harley, Ronald G. "The General Theory of Alternating Current Machines-Application to Pratical Problems". Chapman and Hall, London, 1975.

[127]- Ivo, Barbi. "Teoria Fundamental do Motor de Indução". Editora da UFSC, Eletrobrás, Florianópolis, 1985.

[128]- Chilikin, M. "Electric Drive". Translated from the Russiam by Jacob Feinberg, Mir Publishers, London, 1976.

[129]- Fink, Donald G. and Carrol, John M. "Standard Handbook for Electrical Engineers". Thenth Edition. McGraw-hill, New York, 1968.

[130]- Trenkmann, H. "La escuela del Técnico Eletricista". Volume IV. Teoria, Cálculo y Construcción de Las Máquinas de Corriente Contínua. Editorial Labor, S. A., 1966.

[131]- Lobosco, Orlando Silva e Dias, José Luiz Pereira da Costa. "Seleção e Aplicação de Motores Elétricos". McGraw-Hill - Siemens - 1988 - São Paulo - 2 Volumes.

[132]- ABNT - COBEI, "Dicionário Brasileiro de Eletricidade". ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas, 1986.

TESES.

[133]- Rosenberg, Samuel Alexander; "Pulse Width Control in Pulse Modulated Inverters". Thesis for Master of Applied Science - University of Toronto, July 1970.

[134]- Pitel, Ira Jay; "Programmed-Waveform Pulse Widht Modulation Techiniques for the Control of Converters Harmonics". Thesis for Doctor of Philosophy - Carnegie - Mellon University, Pittsburg - Pennsylvania, January 1978.

[135]- Lyrio de Almeida, Antonio Tadeu; "Especificação de Motores de Indução Trifásicos Controlados pela Variação Combinada do Valor Eficaz da Tensão do Estator e da Resistência do Circuito do Rotor". Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, EFEI - Escola Federal de Engenharia de Itajubá, Fevereiro de 1986.

[136]- Sá, Jocélio Souza de; "Contribuição à Análise do Comportamento Térmico de Motores de Indução Trifásicos com Rotor do Tipo Gaiola". Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica - UNICAMP - Faculdade de Engenharia Elétrica - Campinas, Abril de 1989.

NORMAS TÉCNICAS.

[137]- NBR 7094 - "Máquinas Elétricas Girantes - Motores de Indução - Especificação". ABNT, Dezembro/1981.

[138]- NBR 5383 - "Máquinas Elétricas Girantes - Máquinas de Indução - Determinação das Características - Método de Ensaio". ABNT, Novembro/1982.

9.0. APÊNDICES.

9.1. APÊNDICE I.

Neste apêndice é apresentado alguns resultados da implementação computacional da metodologia proposta no capítulo 5.0 deste trabalho, para o cálculo dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico, de rotor tipo gaiola.

O programa escrito em linguagem Fortran, calcula os parâmetros do circuito equivalente do MIT, e compara o desempenho simulado do motor com os dados de catálogo ou com os dados de ensaio de tipo. Pela análise dos erros, verifica-se a confiabilidade dos resultados, como já comentado.

DADOS DE CATALOGO DO MIT ESCOLHIDO

POTENCIA NOMINAL EM CV	=	2.500000E-01
TENSAO NOMINAL EM VOLTS	=	220.000000
CORRENTE NOMINAL EM AMPERES	=	1.300000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
VELOCIDADE NOMINAL EM RPM	=	1720.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	4.500000
CONJUGADO NOMINAL EM KGF	=	1.020474E-01
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	3.200000
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	3.200000

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	40.397330
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	68.205860
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	75.892430
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	316.399300
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	17.339590
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	52.771320
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	17.644540
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	12.859020
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	16.703870
RAZAO X1 / X2	=	1.292480
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	8.625332E-02
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	2.449038E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	1.017587
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	9.949800E-01
FATOR DE POTENCIA DO MIT NA PARTIDA	=	8.910743E-01
CORRENTE PARTIDA CALCULADA [A]	=	3.377499
CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [mkgf]	=	3.265516E-01
CORRENTE PARTIDA CATALOGO [A]	=	3.377499
ERRO CORRENTE DE PARTIDA CALCULADA [%]	=	0.000000E+00
CONJUGADO DE PARTIDA CATALOGO [mkgf]	=	3.265516E-01
ERRO CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [%]	=	0.000000E+00

COMPARACAO ENTRE OS DADOS DE CATALOGO E OS CALCULADOS PELO METODO PROPOSTO

FATOR DE POTENCIA:	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	6.500000E-01	6.500000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	6.000000E-01	6.059318E-01	9.886324E-01
P/ 50% DE PN =	5.200000E-01	5.361973E-01	3.114870

RENDIMENTO :	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	5.600000E-01	5.600001E-01	1.064369E-05
P/ 75% DE PN =	5.300000E-01	5.210801E-01	-1.682988
P/ 50% DE PN =	4.600000E-01	4.541462E-01	-1.272559

DADOS DE CATALOGO DO MIT ESCOLHIDO

POTENCIA NOMINAL EM CV	=	3.300000E-01
TENSAO NOMINAL EM VOLTS	=	220.000000
CORRENTE NOMINAL EM AMPERES	=	1.600000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
VELOCIDADE NOMINAL EM RPM	=	1720.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	5.200000
CONJUGADO NOMINAL EM KGF	=	1.366383E-01
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	3.500000
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	3.400000

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	17.091510
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	56.718360
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	63.866590
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	302.655600
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	13.578870
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	80.189770
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	13.578870
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	21.027990
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	14.873130
RAZAO X1 / X2	=	7.073017E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	0.000000E+00
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	2.622278E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	1.000000
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	1.000000
FATOR DE POTENCIA DO MIT NA PARTIDA	=	6.495451E-01
CORRENTE PARTIDA CALCULADA [A]	=	4.659216
CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [mkgf]	=	4.782341E-01
CORRENTE PARTIDA CATALOGO [A]	=	4.803555
ERRO CORRENTE DE PARTIDA CALCULADA [%]	=	-3.004819
CONJUGADO DE PARTIDA CATALOGO [mkgf]	=	4.782340E-01
ERRO CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [%]	=	6.231744E-06

COMPARACAO ENTRE OS DADOS DE CATALOGO
E OS CALCULADOS PELO METODO PROPOSTO

FATOR DE POTENCIA:	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	6.000000E-01	6.000000E-01	-9.934107E-06
P/ 75% DE PN =	5.800000E-01	5.718247E-01	-1.409537
P/ 50% DE PN =	5.100000E-01	5.102474E-01	4.851351E-02

RENDIMENTO :	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	6.600000E-01	6.600000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	6.400000E-01	6.264902E-01	-2.110898
P/ 50% DE PN =	5.700000E-01	5.687107E-01	-2.261944E-01

DADOS DE CATALOGO DO MIT ESCOLHIDO

Não dá certo

POTENCIA NOMINAL EM CV	=	4.000000
TENSAO NOMINAL EM VOLTS	=	220.000000
CORRENTE NOMINAL EM AMPERES	=	12.000000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
VELOCIDADE NOMINAL EM RPM	=	1730.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	7.400000
CONJUGADO NOMINAL EM KGF	=	1.665687
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	2.700000
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	3.200000

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	1.852063
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	2.803049
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	12.178050
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	65.624450
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	1.415379
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	4.561302
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	1.415379
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	2.320475
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	1.425998
RAZAO X1 / X2	=	6.145283E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	0.000000E+00
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	5.087308E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	1.000000
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	1.000000
FATOR DE POTENCIA DO MIT NA PARTIDA	=	6.572822E-01
CORRENTE PARTIDA CALCULADA [A]	=	44.255440
CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [mkgf]	=	4.497355
CORRENTE PARTIDA CATALOGO [A]	=	51.268700
ERRO CORRENTE DE PARTIDA CALCULADA [%]	=	-13.679410
CONJUGADO DE PARTIDA CATALOGO [mkgf]	=	4.497355
ERRO CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [%]	=	2.120522E-05

COMPARACAO ENTRE OS DADOS DE CATALOGO E OS CALCULADOS PELO METODO PROPOSTO

FATOR DE POTENCIA:	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	8.300000E-01	8.300000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	7.800000E-01	7.932928E-01	1.704211
P/ 50% DE PN =	7.100000E-01	7.141037E-01	5.779888E-01

RENDIMENTO :	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	7.800000E-01	7.800000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	7.700000E-01	7.640774E-01	-7.691631E-01
P/ 50% DE PN =	7.200000E-01	7.178025E-01	-3.052171E-01

DADOS DE CATALOGO DO MIT ESCOLHIDO

POTENCIA NOMINAL EM CV	=	7.500000
TENSAO NOMINAL EM VOLTS	=	220.000000
CORRENTE NOMINAL EM AMPERES	=	22.000000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
VELOCIDADE NOMINAL EM RPM	=	1720.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	7.700000
CONJUGADO NOMINAL EM KGF	=	3.110893
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	2.800000
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	3.000000

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	1.279068
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	1.325408
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	2.538853
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	30.368760
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	8.600346E-01
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	7.068878E-01
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	8.600346E-01
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	6.199945E-01
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	1.162484
RAZAO X1 / X2	=	1.874991
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	0.000000E+00
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	8.770763E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	1.000000
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	1.000000
FATOR DE POTENCIA DO MIT NA PARTIDA	=	7.682402E-01
CORRENTE PARTIDA CALCULADA [A]	=	79.011090
CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [mkgf]	=	8.710500
CORRENTE PARTIDA CATALOGO [A]	=	97.803120
ERRO CORRENTE DE PARTIDA CALCULADA [%]	=	-19.214150
CONJUGADO DE PARTIDA CATALOGO [mkgf]	=	8.710500
ERRO CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [%]	=	0.000000E+00

COMPARACAO ENTRE OS DADOS DE CATALOGO E OS CALCULADOS PELO METODO PROPOSTO

FATOR DE POTENCIA:	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	8.300000E-01	8.300000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	7.500000E-01	7.686340E-01	2.484528
P/ 50% DE PN =	6.500000E-01	6.557127E-01	8.788843E-01

RENDIMENTO :	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	7.900000E-01	7.900000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	7.800000E-01	7.827592E-01	3.537459E-01
P/ 50% DE PN =	7.500000E-01	7.480403E-01	-2.612909E-01

DADOS DE CATALOGO DO MIT ESCOLHIDO

POTENCIA NOMINAL EM CV	=	12.500000
TENSAO NOMINAL EM VOLTS	=	220.000000
CORRENTE NOMINAL EM AMPERES	=	34.000000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
VELOCIDADE NOMINAL EM RPM	=	1750.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	8.200000
CONJUGADO NOMINAL EM KGF	=	5.084931
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	2.100000
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	2.900000

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	5.214571E-01
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	1.111202
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	3.831255
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	87.212850
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	3.372769E-01
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	1.785491
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	3.372769E-01
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	8.137110E-01
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	5.064139E-01
RAZAO X1 / X2	=	6.223511E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	0.000000E+00
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	4.557351E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	1.000000
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	1.000000
FATOR DE POTENCIA DO MIT NA PARTIDA	=	5.452797E-01
CORRENTE PARTIDA CALCULADA [A]	=	139.695800
CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [mkgf]	=	10.678350
CORRENTE PARTIDA CATALOGO [A]	=	160.965300
ERRO CORRENTE DE PARTIDA CALCULADA [%]	=	-13.213690
CONJUGADO DE PARTIDA CATALOGO [mkgf]	=	10.678360
ERRO CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [%]	=	-8.930911E-06

COMPARACAO ENTRE OS DADOS DE CATALOGO E OS CALCULADOS PELO METODO PROPOSTO

FATOR DE POTENCIA:	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL	= 8.400000E-01	8.400000E-01	7.095791E-06
P/ 75% DE PN	= 8.100000E-01	8.130227E-01	3.731766E-01
P/ 50% DE PN	= 7.400000E-01	7.436395E-01	4.918269E-01

RENDIMENTO :	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL	= 8.400000E-01	8.400000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN	= 8.300000E-01	8.313328E-01	1.605807E-01
P/ 50% DE PN	= 8.000000E-01	7.998603E-01	-1.746416E-02

DADOS DE CATALOGO DO MIT ESCOLHIDO

POTENCIA NOMINAL EM CV	=	40.000000
TENSAO NOMINAL EM VOLTS	=	220.000000
CORRENTE NOMINAL EM AMPERES	=	98.000000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
VELOCIDADE NOMINAL EM RPM	=	1770.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	8.500000
CONJUGADO NOMINAL EM KGF	=	16.446080
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	2.500000
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	2.400000

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	1.363550E-01
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	3.447049E-01
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	7.458653E-01
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	12.199950
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	6.632330E-02
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	5.393522E-01
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	1.095677E-01
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	2.165165E-01
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	1.692002E-01
RAZAO X1 / X2	=	6.391090E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	2.300031E-01
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	4.908552E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	1.652025
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	8.178340E-01
FATOR DE POTENCIA DO MIT NA PARTIDA	=	5.376014E-01
CORRENTE PARTIDA CALCULADA [A]	=	480.932800
CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [mkgf]	=	41.115210
CORRENTE PARTIDA CATALOGO [A]	=	480.932700
ERRO CORRENTE DE PARTIDA CALCULADA [%]	=	6.345498E-06
CONJUGADO DE PARTIDA CATALOGO [mkgf]	=	41.115210
ERRO CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [%]	=	0.000000E+00

COMPARACAO ENTRE OS DADOS DE CATALOGO E OS CALCULADOS PELO METODO PROPOSTO

FATOR DE POTENCIA:	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	8.800000E-01	8.800000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	8.600000E-01	8.612904E-01	1.500443E-01
P/ 50% DE PN =	8.000000E-01	8.038558E-01	4.819706E-01

RENDIMENTO :	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	9.100000E-01	9.100000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	9.100000E-01	9.108458E-01	9.293739E-02
P/ 50% DE PN =	9.000000E-01	9.004128E-01	4.586909E-02

DADOS DE CATALOGO DO MIT ESCOLHIDO

POTENCIA NOMINAL EM CV	=	75.000000
TENSAO NOMINAL EM VOLTS	=	220.000000
CORRENTE NOMINAL EM AMPERES	=	180.000000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
VELOCIDADE NOMINAL EM RPM	=	1775.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	7.400000
CONJUGADO NOMINAL EM KGF	=	30.129530
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	2.200000
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	2.600000

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	5.930499E-02
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	1.588628E-01
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	1.570996
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	7.674572
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	3.107180E-02
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	3.396865E-01
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	6.908387E-02
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	1.505276E-01
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	1.051183E-01
RAZAO X1 / X2	=	4.676748E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	2.941323E-01
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	6.616926E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	2.223362
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	6.697022E-01
FATOR DE POTENCIA DO MIT NA PARTIDA	=	4.487953E-01
CORRENTE PARTIDA CALCULADA [A]	=	769.030600
CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [mkgf]	=	66.284970
CORRENTE PARTIDA CATALOGO [A]	=	769.030600
ERRO CORRENTE DE PARTIDA CALCULADA [%]	=	0.000000E+00
CONJUGADO DE PARTIDA CATALOGO [mkgf]	=	66.284970
ERRO CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [%]	=	0.000000E+00

COMPARACAO ENTRE OS DADOS DE CATALOGO E OS CALCULADOS PELO METODO PROPOSTO

FATOR DE POTENCIA:	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	9.000000E-01	9.000000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	8.800000E-01	8.901801E-01	1.156831
P/ 50% DE PN =	8.500000E-01	8.525484E-01	2.998043E-01

RENDIMENTO :	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	8.900000E-01	8.900000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	8.800000E-01	8.795983E-01	-4.565174E-02
P/ 50% DE PN =	8.500000E-01	8.507099E-01	8.351662E-02

DADOS DE CATALOGO DO MIT ESCOLHIDO

POTENCIA NOMINAL EM CV	=	100.000000
TENSAO NOMINAL EM VOLTS	=	220.000000
CORRENTE NOMINAL EM AMPERES	=	250.000000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
VELOCIDADE NOMINAL EM RPM	=	1780.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	8.500000
CONJUGADO NOMINAL EM KGF	=	40.296380
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	3.000000
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	3.000000

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	4.132727E-02
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	8.760172E-02
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	3.068924E-01
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	3.614157
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	1.894888E-02
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	2.017199E-01
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	4.950390E-02
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	8.042833E-02
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	6.618313E-02
RAZAO X1 / X2	=	4.342740E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	3.385665E-01
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	7.555003E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	2.612497
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	5.802405E-01
FATOR DE POTENCIA DO MIT NA PARTIDA	=	5.065364E-01
CORRENTE PARTIDA CALCULADA [A]	=	1226.870000
CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [mkgf]	=	120.889100
CORRENTE PARTIDA CATALOGO [A]	=	1226.870000
ERRO CORRENTE DE PARTIDA CALCULADA [%]	=	0.000000E+00
CONJUGADO DE PARTIDA CATALOGO [mkgf]	=	120.889100
ERRO CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [%]	=	6.311067E-06

COMPARACAO ENTRE OS DADOS DE CATALOGO E OS CALCULADOS PELO METODO PROPOSTO

FATOR DE POTENCIA:	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	8.500000E-01	8.500001E-01	7.012311E-06
P/ 75% DE PN =	8.100000E-01	8.112418E-01	1.533090E-01
P/ 50% DE PN =	7.200000E-01	7.236512E-01	5.071030E-01

RENDIMENTO :	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	9.100000E-01	9.100000E-01	-6.549961E-06
P/ 75% DE PN =	9.000000E-01	9.026064E-01	2.896057E-01
P/ 50% DE PN =	8.800000E-01	8.801126E-01	1.280145E-02

DADOS DE CATALOGO DO MIT ESCOLHIDO

POTENCIA NOMINAL EM CV	=	125.000000
TENSAO NOMINAL EM VOLTS	=	220.000000
CORRENTE NOMINAL EM AMPERES	=	310.000000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
VELOCIDADE NOMINAL EM RPM	=	1780.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	7.300000
CONJUGADO NOMINAL EM KGF	=	49.999800
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	2.200000
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	2.300000

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	3.762853E-02
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	1.524810E-01
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	6.176014E-01
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	4.048070
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	1.401898E-02
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	2.197460E-01
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	3.971842E-02
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	6.514510E-02
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	8.442210E-02
RAZAO X1 / X2	=	6.938968E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	3.651924E-01
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	5.536564E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	2.833189
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	5.354519E-01
FATOR DE POTENCIA DO MIT NA PARTIDA	=	4.593508E-01
CORRENTE PARTIDA CALCULADA [A]	=	1306.544000
CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [mkgf]	=	109.999600
CORRENTE PARTIDA CATALOGO [A]	=	1306.544000
ERRO CORRENTE DE PARTIDA CALCULADA [%]	=	0.000000E+00
CONJUGADO DE PARTIDA CATALOGO [mkgf]	=	109.999600
ERRO CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [%]	=	0.000000E+00

COMPARACAO ENTRE OS DADOS DE CATALOGO E OS CALCULADOS PELO METODO PROPOSTO

FATOR DE POTENCIA:	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	8.600000E-01	8.600000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	8.500000E-01	8.526083E-01	3.068517E-01
P/ 50% DE PN =	8.100000E-01	8.126794E-01	3.307911E-01

RENDIMENTO :	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	9.000000E-01	9.000000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	8.900000E-01	8.932041E-01	3.600121E-01
P/ 50% DE PN =	8.700000E-01	8.709372E-01	1.077200E-01

DADOS DE CATALOGO DO MIT ESCOLHIDO

POTENCIA NOMINAL EM CV	=	175.000000
TENSAO NOMINAL EM VOLTS	=	220.000000
CORRENTE NOMINAL EM AMPERES	=	440.000000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
VELOCIDADE NOMINAL EM RPM	=	1785.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	8.000000
CONJUGADO NOMINAL EM KGF	=	70.722960
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	2.400000
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	2.600000

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	2.543819E-02
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	6.215753E-02
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	2.007983E-01
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	2.110306
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	7.957656E-03
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	1.176761E-01
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	2.533125E-02
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	4.524637E-02
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	5.036334E-02
RAZAO X1 / X2	=	5.282087E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	4.094258E-01
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	8.102532E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	3.183255
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	4.745421E-01
FATOR DE POTENCIA DO MIT NA PARTIDA	=	4.689879E-01
CORRENTE PARTIDA CALCULADA [A]	=	2032.273000
CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [mkgf]	=	169.735100
CORRENTE PARTIDA CATALOGO [A]	=	2032.273000
ERRO CORRENTE DE PARTIDA CALCULADA [%]	=	0.000000E+00
CONJUGADO DE PARTIDA CATALOGO [mkgf]	=	169.735100
ERRO CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [%]	=	8.989765E-06

COMPARACAO ENTRE OS DADOS DE CATALOGO
E OS CALCULADOS PELO METODO PROPOSTO

FATOR DE POTENCIA:	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	8.500000E-01	8.500000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	8.100000E-01	8.154825E-01	6.768512E-01
P/ 50% DE PN =	7.300000E-01	7.340802E-01	5.589283E-01

RENDIMENTO :	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	9.100000E-01	9.100000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	9.000000E-01	9.025487E-01	2.831949E-01
P/ 50% DE PN =	8.800000E-01	8.801292E-01	1.468442E-02

DADOS DE CATALOGO DO MIT ESCOLHIDO

POTENCIA NOMINAL EM CV	=	200.000000
TENSAO NOMINAL EM VOLTS	=	220.000000
CORRENTE NOMINAL EM AMPERES	=	500.000000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
VELOCIDADE NOMINAL EM RPM	=	1780.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	7.200000
CONJUGADO NOMINAL EM KGF	=	80.592760
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	2.300000
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	2.000000

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	1.324874E-02
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	7.182541E-02
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	3.527561E-01
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	2.357912
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	9.079213E-03
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	1.593300E-01
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	2.644776E-02
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	5.257910E-02
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	4.554270E-02
RAZAO X1 / X2	=	4.507965E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	3.750916E-01
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	6.340751E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	2.913002
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	5.204450E-01
FATOR DE POTENCIA DO MIT NA PARTIDA	=	3.750348E-01
CORRENTE PARTIDA CALCULADA [A]	=	2078.461000
CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [mkgf]	=	185.363300
CORRENTE PARTIDA CATALOGO [A]	=	2078.461000
ERRO CORRENTE DE PARTIDA CALCULADA [%]	=	0.000000E+00
CONJUGADO DE PARTIDA CATALOGO [mkgf]	=	185.363300
ERRO CONJUGADO DE PARTIDA CALCULADO [%]	=	0.000000E+00

COMPARACAO ENTRE OS DADOS DE CATALOGO E OS CALCULADOS PELO METODO PROPOSTO

FATOR DE POTENCIA:	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	8.500000E-01	8.500000E-01	0.000000E+00
P/ 75% DE PN =	8.300000E-01	8.388393E-01	1.064977
P/ 50% DE PN =	7.900000E-01	7.919008E-01	2.405991E-01

RENDIMENTO :	- CATALOGO	- CALCULADO	- ERRO (%)
NOMINAL =	9.100000E-01	9.100000E-01	-6.549961E-06
P/ 75% DE PN =	9.000000E-01	8.991882E-01	-9.020170E-02
P/ 50% DE PN =	8.700000E-01	8.718914E-01	2.173994E-01

DADOS DE ENSAIO DO MIT

POTENCIA NOMINAL [CV]	=	1.500000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	2.000000
TENSAO NOMINAL [V]	=	440.000000
CONJUGADO NOMINAL [Nm]	=	3.031390
CORRENTE NOMINAL [A]	=	2.420000
CORRENTE P / 75% DA CARGA NOMINAL [A]	=	1.930000
CORRENTE P / 50% DA CARGA NOMINAL [A]	=	1.560000
FATOR DE POTENCIA NOMINAL	=	8.700000E-01
FATOR DE POT. P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	8.400000E-01
FATOR DE POT. P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	7.900000E-01
FATOR DE POTENCIA NA PARTIDA	=	9.419898E-01
RENDIMENTO NOMINAL [%]	=	67.900000
RENDIMENTO P / 75% DA CARGA NOMINAL [%]	=	67.200000
RENDIMENTO P / 50% DA CARGA NOMINAL [%]	=	59.400010
VELOCIDADE NOMINAL [RPM]	=	3432.000000
VELOCIDADE P / 75% DA CARGA NOMINAL [RPM]	=	3479.000000
VELOCIDADE P / 50% DA CARGA NOMINAL [RPM]	=	3512.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	7.231405
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	3.961039
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	3.506494

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	26.971730
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	37.844200
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	270.487400
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	636.368800
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	16.924790
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	31.660720
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	16.924790
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	7.124671
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	8.516153
RAZAO X1N / X2N	=	1.195305
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	0.000000E+00
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	2.250319E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	1.000000
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	1.000000

ERROS CALCULADOS PELA COMPARACAO ENTRE
OS DADOS DE ENSAIO COM OS VALORES OBTIDOS
PELO METODO PROPOSTO [%]

FATOR POTENCIA NOMINAL	=	0.000000E+00
FATOR POTENCIA P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	7.159937E-01
FATOR POTENCIA P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	4.499547E-01
RENDIMENTO NOMINAL	=	0.000000E+00
RENDIMENTO P / 75% DA CARGA	=	-3.151489
RENDIMENTO P / 50% DA CARGA	=	-1.054380
CORRENTE NOMINAL	=	-1.970401E-05
CORRENTE P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	3.256556
CORRENTE P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	5.543347
VELOCIDADE NOMINAL	=	0.000000E+00
VELOCIDADE P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	1.437195E-01
VELOCIDADE P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	-1.138952E-01
CORRENTE DE PARTIDA	=	-6.547397
CONJUGADO DE PARTIDA	=	9.739309E-06
FATOR DE POTENCIA NA PARTIDA	=	20.003950

DADOS DE ENSAIO DO MIT

POTENCIA NOMINAL [CV]	=	4.000000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	2.000000
TENSAO NOMINAL [V]	=	440.000000
CONJUGADO NOMINAL [Nm]	=	8.015821
CORRENTE NOMINAL [A]	=	5.850000
CORRENTE P / 75% DA CARGA NOMINAL [A]	=	4.810000
CORRENTE P / 50% DA CARGA NOMINAL [A]	=	4.020000
FATOR DE POTENCIA NOMINAL	=	7.700000E-01
FATOR DE POT. P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	7.100000E-01
FATOR DE POT. P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	6.000000E-01
FATOR DE POTENCIA NA PARTIDA	=	6.117864E-01
RENDIMENTO NOMINAL [%]	=	84.800000
RENDIMENTO P / 75% DA CARGA NOMINAL [%]	=	84.000000
RENDIMENTO P / 50% DA CARGA NOMINAL [%]	=	81.000000
VELOCIDADE NOMINAL [RPM]	=	3468.000000
VELOCIDADE P / 75% DA CARGA NOMINAL [RPM]	=	3505.000000
VELOCIDADE P / 50% DA CARGA NOMINAL [RPM]	=	3537.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	7.982906
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	3.658537
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	3.500000

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	4.873542
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	6.444314
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	14.137640
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	236.492800
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	5.867496
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	23.616480
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	5.867496
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	10.910640
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	2.977226
RAZAO X1N / X2N	=	2.728736E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	0.000000E+00
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	4.619927E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	1.000000
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	1.000000

ERROS CALCULADOS PELA COMPARACAO ENTRE
OS DADOS DE ENSAIO COM OS VALORES OBTIDOS
PELO METODO PROPOSTO [%]

FATOR POTENCIA NOMINAL	=	0.000000E+00
FATOR POTENCIA P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	4.107600E-01
FATOR POTENCIA P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	5.256931E-01
RENDIMENTO NOMINAL	=	0.000000E+00
RENDIMENTO P / 75% DA CARGA	=	2.284135E-02
RENDIMENTO P / 50% DA CARGA	=	-4.738201E-02
CORRENTE NOMINAL	=	-8.151063E-06
CORRENTE P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	2.113142
CORRENTE P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	1.045993
VELOCIDADE NOMINAL	=	0.000000E+00
VELOCIDADE P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	1.141227E-01
VELOCIDADE P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	8.481764E-02
CORRENTE DE PARTIDA	=	-7.049878
CONJUGADO DE PARTIDA	=	0.000000E+00
FATOR DE POTENCIA NA PARTIDA	=	-39.618700

DADOS DE ENSAIO DO MIT

POTENCIA NOMINAL [CV]	=	7.500000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
TENSAO NOMINAL [V]	=	440.000000
CONJUGADO NOMINAL [Nm]	=	30.445950
CORRENTE NOMINAL [A]	=	10.300000
CORRENTE P / 75% DA CARGA NOMINAL [A]	=	8.020000
CORRENTE P / 50% DA CARGA NOMINAL [A]	=	6.470000
FATOR DE POTENCIA NOMINAL	=	8.400000E-01
FATOR DE POT. P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	8.200000E-01
FATOR DE POT. P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	7.000000E-01
FATOR DE POTENCIA NA PARTIDA	=	6.938842E-01
RENDIMENTO NOMINAL [%]	=	83.700000
RENDIMENTO P / 75% DA CARGA NOMINAL [%]	=	83.600000
RENDIMENTO P / 50% DA CARGA NOMINAL [%]	=	81.400000
VELOCIDADE NOMINAL [RPM]	=	1731.000000
VELOCIDADE P / 75% DA CARGA NOMINAL [RPM]	=	1751.000000
VELOCIDADE P / 50% DA CARGA NOMINAL [RPM]	=	1767.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	7.194174
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	2.916667
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	3.205128

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	4.091586
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	5.660602
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	10.302470
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	160.814600
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	3.069850
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	8.889693
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	3.069850
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	4.540596
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	2.891270
RAZAO X1N / X2N	=	6.367601E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	0.000000E+00
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	5.107708E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	1.000000
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	1.000000

Escola Federal de Engenharia
Biblioteca
MAUÁ
BIM
EFEI

ERROS CALCULADOS PELA COMPARACAO ENTRE
OS DADOS DE ENSAIO COM OS VALORES OBTIDOS
PELO METODO PROPOSTO [%]

FATOR POTENCIA NOMINAL	=	7.095791E-06
FATOR POTENCIA P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	-2.728875
FATOR POTENCIA P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	6.310429E-01
RENDIMENTO NOMINAL	=	0.000000E+00
RENDIMENTO P / 75% DA CARGA	=	-3.579131E-02
RENDIMENTO P / 50% DA CARGA	=	-3.254091E-02
CORRENTE NOMINAL	=	9.258973E-06
CORRENTE P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	5.118163
CORRENTE P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	2.999711
VELOCIDADE NOMINAL	=	0.000000E+00
VELOCIDADE P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	1.570531E-01
VELOCIDADE P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	8.488964E-02
CORRENTE DE PARTIDA	=	-3.489270E-01
CONJUGADO DE PARTIDA	=	-1.053544E-05
FATOR DE POTENCIA NA PARTIDA	=	7.107021

DADOS DE ENSAIO DO MIT

POTENCIA NOMINAL [CV]	=	15.000000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
TENSAO NOMINAL [V]	=	440.000000
CONJUGADO NOMINAL [Nm]	=	59.770450
CORRENTE NOMINAL [A]	=	19.100000
CORRENTE P / 75% DA CARGA NOMINAL [A]	=	15.100000
CORRENTE P / 50% DA CARGA NOMINAL [A]	=	11.600000
FATOR DE POTENCIA NOMINAL	=	8.600000E-01
FATOR DE POT. P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	8.200000E-01
FATOR DE POT. P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	7.300000E-01
FATOR DE POTENCIA NA PARTIDA	=	6.127285E-01
RENDIMENTO NOMINAL [%]	=	88.100000
RENDIMENTO P / 75% DA CARGA NOMINAL [%]	=	88.200000
RENDIMENTO P / 50% DA CARGA NOMINAL [%]	=	86.400000
VELOCIDADE NOMINAL [RPM]	=	1762.000000
VELOCIDADE P / 75% DA CARGA NOMINAL [RPM]	=	1773.000000
VELOCIDADE P / 50% DA CARGA NOMINAL [RPM]	=	1781.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	6.691099
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	2.300163
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	3.132137

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	1.872585
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	3.172326
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	5.964294
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	94.704170
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	8.938240E-01
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	4.041928
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	9.404379E-01
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	2.019370
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	1.608850
RAZAO X1N / X2N	=	7.848545E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	1.136245E-01
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	5.071515E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	1.052151
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	9.851211E-01

ERROS CALCULADOS PELA COMPARACAO ENTRE
OS DADOS DE ENSAIO COM OS VALORES OBTIDOS
PELO METODO PROPOSTO [%]

FATOR POTENCIA NOMINAL	=	6.930773E-06
FATOR POTENCIA P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	2.496126E-01
FATOR POTENCIA P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	6.847104E-01
RENDIMENTO NOMINAL	=	-6.765567E-06
RENDIMENTO P / 75% DA CARGA	=	-2.152322E-01
RENDIMENTO P / 50% DA CARGA	=	-2.111688E-02
CORRENTE NOMINAL	=	1.997224E-05
CORRENTE P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	2.387880
CORRENTE P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	3.408802
VELOCIDADE NOMINAL	=	0.000000E+00
VELOCIDADE P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	8.460237E-02
VELOCIDADE P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	0.000000E+00
CORRENTE DE PARTIDA	=	0.000000E+00
CONJUGADO DE PARTIDA	=	0.000000E+00
FATOR DE POTENCIA NA PARTIDA	=	3.245369

DADOS DE ENSAIO DO MIT

POTENCIA NOMINAL [CV]	=	60.000000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
TENSAO NOMINAL [V]	=	440.000000
CONJUGADO NOMINAL [Nm]	=	237.749000
CORRENTE NOMINAL [A]	=	71.600000
CORRENTE P / 75% DA CARGA NOMINAL [A]	=	53.600000
CORRENTE P / 50% DA CARGA NOMINAL [A]	=	38.700000
FATOR DE POTENCIA NOMINAL	=	8.900000E-01
FATOR DE POT. P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	8.900000E-01
FATOR DE POT. P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	8.300000E-01
FATOR DE POTENCIA NA PARTIDA	=	6.205093E-01
RENDIMENTO NOMINAL [%]	=	91.100000
RENDIMENTO P / 75% DA CARGA NOMINAL [%]	=	91.300000
RENDIMENTO P / 50% DA CARGA NOMINAL [%]	=	90.200000
VELOCIDADE NOMINAL [RPM]	=	1777.000000
VELOCIDADE P / 75% DA CARGA NOMINAL [RPM]	=	1782.000000
VELOCIDADE P / 50% DA CARGA NOMINAL [RPM]	=	1784.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	8.002793
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	3.057851
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	3.148760

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	4.079153E-01
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	1.133604
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	3.125122
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	37.639230
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	1.361063E-01
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	1.426926
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	4.173754E-01
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	3.996198E-01
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	6.433818E-01
RAZAO X1N / X2N	=	7.944377E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	3.944626E-01
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	5.675543E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	3.066539
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	4.934443E-01

ERROS CALCULADOS PELA COMPARACAO ENTRE
OS DADOS DE ENSAIO COM OS VALORES OBTIDOS
PELO METODO PROPOSTO [%]

FATOR POTENCIA NOMINAL	=	0.000000E+00
FATOR POTENCIA P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	-1.303373
FATOR POTENCIA P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	5.095982E-01
RENDIMENTO NOMINAL	=	0.000000E+00
RENDIMENTO P / 75% DA CARGA	=	-1.113882E-01
RENDIMENTO P / 50% DA CARGA	=	1.737257E-02
CORRENTE NOMINAL	=	-1.065558E-05
CORRENTE P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	5.404231
CORRENTE P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	6.719545
VELOCIDADE NOMINAL	=	0.000000E+00
VELOCIDADE P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	-4.208754E-02
VELOCIDADE P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	-2.522421E-01
CORRENTE DE PARTIDA	=	0.000000E+00
CONJUGADO DE PARTIDA	=	0.000000E+00
FATOR DE POTENCIA NA PARTIDA	=	25.267620

DADOS DE ENSAIO DO MIT

POTENCIA NOMINAL [CV]	=	150.000000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
TENSAO NOMINAL [V]	=	440.000000
CONJUGADO NOMINAL [Nm]	=	589.699000
CORRENTE NOMINAL [A]	=	181.000000
CORRENTE P / 75% DA CARGA NOMINAL [A]	=	138.000000
CORRENTE P / 50% DA CARGA NOMINAL [A]	=	99.400000
FATOR DE POTENCIA NOMINAL	=	8.700000E-01
FATOR DE POT. P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	8.800000E-01
FATOR DE POT. P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	8.200000E-01
FATOR DE POTENCIA NA PARTIDA	=	4.661912E-01
RENDIMENTO NOMINAL [%]	=	91.800000
RENDIMENTO P / 75% DA CARGA NOMINAL [%]	=	89.200000
RENDIMENTO P / 50% DA CARGA NOMINAL [%]	=	88.900000
VELOCIDADE NOMINAL [RPM]	=	1784.000000
VELOCIDADE P / 75% DA CARGA NOMINAL [RPM]	=	1789.000000
VELOCIDADE P / 50% DA CARGA NOMINAL [RPM]	=	1794.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	8.011049
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	2.823920
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	2.674419

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	9.572852E-02
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	4.317828E-01
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	2.033041
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	14.615770
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	3.883712E-02
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	7.766870E-01
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	1.492959E-01
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	1.918023E-01
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	2.731768E-01
RAZAO X1N / X2N	=	5.559289E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	4.957471E-01
FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	6.326719E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	3.844155
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	3.903276E-01

ERROS CALCULADOS PELA COMPARACAO ENTRE
OS DADOS DE ENSAIO COM OS VALORES OBTIDOS
PELO METODO PROPOSTO [%]

FATOR POTENCIA NOMINAL	=	-6.851109E-06
FATOR POTENCIA P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	-2.009205
FATOR POTENCIA P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	3.269969E-01
RENDIMENTO NOMINAL	=	0.000000E+00
RENDIMENTO P / 75% DA CARGA	=	2.125794
RENDIMENTO P / 50% DA CARGA	=	1.300441E-01
CORRENTE NOMINAL	=	1.686054E-05
CORRENTE P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	4.024295
CORRENTE P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	6.362792
VELOCIDADE NOMINAL	=	0.000000E+00
VELOCIDADE P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	5.589715E-02
VELOCIDADE P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	1.114827E-01
CORRENTE DE PARTIDA	=	-7.290758E-06
CONJUGADO DE PARTIDA	=	0.000000E+00
FATOR DE POTENCIA NA PARTIDA	=	20.413670

9.2. APÊNDICE II.

Neste apêndice é apresentado um exemplo de seleção e especificação de um motor de indução trifásico, de rotor tipo gaiola, para o acionamento de velocidade variável através do controle do valor eficaz e freqüência da tensão de alimentação.

As cargas cujo conjugado variam com o quadrado da velocidade, são as que apresentam maiores vantagens em acionamentos de velocidade variável, e representam cerca de 40% do consumo de motores em instalações industriais [111].

EXEMPLO: Considerando uma instalação hipotética de bombeamento de água, onde é necessário o controle da vazão bombeada, e que apresenta as seguintes características nominais:

- altura manométrica = 44 m;
- vazão nominal = 12 l/s;
- rendimento nominal da bomba centrífuga = 75%;
- velocidade nominal = 1750 rpm;

Especificar o motor de indução adequado a este acionamento, de modo a permitir o controle da vazão entre 50% e 100% da vazão nominal.

SOLUÇÃO:

Como a potência elétrica de uma bomba centrífuga é calculada por:

$$P_N = \frac{\gamma\ Q\ H}{75\ \eta} \quad [CV] \qquad (I.1)$$

onde: γ - peso específico da água = 1000 Kg/m^3

Q - vazão bombeada [m^3/seg]

H - altura manométrica [m]

η - rendimento da bomba

obtém-se:

$$P_N = \frac{1000 \times 44}{75 \times 0,75} \times \frac{12}{1000} = 9,40\ CV = 6,91\ KW$$

De acordo com a teoria de turbo máquinas, é possível o acionamento de uma bomba centrífuga em diferentes velocidades, mantendo o rendimento igual ao rendimento nominal, desde que os vários pontos de operação do sistema de bombeamento se situe na mesma curva de iso-eficiência da bomba. Nestas condições, as equações de Rateaux podem ser usadas. Logo, tem-se as seguintes relações:

$$\frac{Q}{Q_N} = \frac{n}{n_N} \qquad (I.2)$$

$$\frac{H}{H_N} = \left(\frac{n}{n_N} \right)^2 \qquad (I.3)$$

$$\frac{P}{P_N} = \left(\frac{n}{n_N} \right)^3 \qquad (I.4)$$

Usando as equações (I.2), (I.3) e (I.4), pode-se verificar o desempenho do motor para vários pontos de operação do sistema de bombeamento, como é feito a seguir:

1) $Q_1 = Q_N$

obtém-se: $Q_1 = Q_N = 12$ l/s

$H_1 = H_N = 44$ m

$P_1 = P_N = 6.91$ KW

$n_1 = n_N = 1750$ rpm

$$C_1 = \frac{60}{2\,\pi\,n_1} P_1 = \frac{60}{2\,\pi\,1750} \times 6{,}91 \times 1000 = 37{,}71 \text{ Nm}$$

2) $Q_2 = 0{,}75\ Q_N$

obtém-se: $Q_2 = 9$ l/s

$n_2 = 0{,}75\ n_N = 1312{,}50$ rpm

$P_2 = (0{,}75)^3 \times P_N = 2{,}92$ KW

$C_2 = 21{,}21$ Nm

3) $Q_3 = 0{,}50\ Q_N$

obtém-se: $Q_3 = 6$ l/s

$\eta_3 = 0,50\ \eta_N = 875,00$ rpm

$P_3 = (0,50)^3 \times P_N = 0,86$ KW

$C_3 = 9,43$ Nm

Devido a característica do acionamento, o ponto de operacão nominal corresponde ao ponto de maior demanda mecânica. Consultando um catálogo de um fabricante de motores, verifica-se que o motor de 4 polos de potência nominal imediatamente superior à potência calculada, apresenta os seguintes dados:

motor trifásico rotor tipo gaiola

$P_N = 10$ CV (7,5KW) > P_N da bomba

$U_N = 220$ V (ligação Δ)

$F_N = 60$ Hz

4 polos

Portanto, de acordo com a metodologia proposta no capítulo 6.0, toma-se este motor como a primeira escolha do processo de tentativa.

Os resultados a seguir, mostram o método de seleção, especificação do motor e a simulação do seu desempenho, calculado através de um programa computacional. Dos resultados verifica-se a teoria analisada, e a confiabilidade das metodologias propostas.

A simulação do comportamento do motor é executada considerando que é usado um conversor de fonte de tensão de onda quadrada, cujo conteúdo harmônico da tensão de saída é inversamente proporcional à ordem do harmônico considerado [36, 48]. Considera-se também, que o tempo de operacão em cada ponto é suficientemente grande, de modo que o motor atinja o equilíbrio térmico.

MOTOR DE INDUCAO TRIFASICO SELECIONADO

DADOS DE CATALOGO DO MIT ESCOLHIDO

POTENCIA NOMINAL [CV]	=	10.000000
TENSAO NOMINAL [V]	=	220.000000
FREQUENCIA NOMINAL [HZ]	=	60.000000
NUMERO DE POLOS DO MOTOR	=	4.000000
VELOCIDADE NOMINAL [RPM]	=	1750.000000
CORRENTE NOMINAL [A]	=	28.000000
RAZAO CORRENTE (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	8.100000
CONJUGADO NOMINAL [Nm]	=	40.102160
RAZAO CONJUGADO (DE PARTIDA / NOMINAL)	=	2.300000
RAZAO CONJUGADO (MAXIMO / NOMINAL)	=	3.000000
RENDIMENTO NOMINAL [%]	=	8.200000E-01
RENDIMENTO P / 75% DA CARGA NOMINAL [%]	=	7.800000E-01
RENDIMENTO P / 50% DA CARGA NOMINAL [%]	=	7.300000E-01
FATOR DE POTENCIA NOMINAL	=	8.400000E-01
FATOR DE POT. P / 75% DA CARGA NOMINAL	=	8.200000E-01
FATOR DE POT. P / 50% DA CARGA NOMINAL	=	7.800000E-01
TEMPO MAXIMO DE ROTOR BLOQUEADO [seg]	=	5.000000
CLASSE DE ISOLAMENTO DO MOTOR	=	B

PARAMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT
(Calculados)

RESISTENCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	1.517590E-01
REATANCIA DO ESTATOR EM OHMS	=	6.937041E-01
RESISTENCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	11.043340
REATANCIA DE MAGNETIZACAO EM OHMS	=	35.664720
RESISTENCIA DO ROTOR EM OHMS	=	4.573701E-01
REATANCIA DO ROTOR EM OHMS	=	3.801623
RESISTENCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	4.573701E-01
REATANCIA DO ROTOR NA PARTIDA EM OHMS	=	1.570499
REATANCIA DO ESTATOR NA PARTIDA EM OHMS	=	2.865780E-01
RAZAO X1N / X2N	=	1.824757E-01
CONSTANTE DE PROJETO DO ROTOR (KM)	=	0.000000E+00

FATOR DE SATURACAO DO MIT	=	4.131128E-01
FATOR DE EFEITO SKIM (RESISTENCIA)	=	1.000000
FATOR DE EFEITO SKIM (REATANCIA)	=	1.000000

PARAMETROS NOMINAIS DO CIRCUITO EQUIVALENTE TERMICO DO MIT (Calculados)

COEFICIENTE DE TRANSMISSAO DE CALOR [W/C]	=	1.487238
CONSTANTE DE TEMPO TERMICA [min]	=	4.972883

DESEMPENHO NOMINAL DO MIT ALIMENTADO POR UMA TENSAO SENOIDAL

PERDAS NO COBRE DO ESTATOR [W]	=	118.979000
PERDAS NO NUCLEO DO ESTATOR [W]	=	1068.291000
PERDAS NO COBRE DO ROTOR [W]	=	215.973700
PERDAS ATRITO E VENTILACAO [W]	=	209.974500
PERDAS TOTAIS DO MIT [W]	=	1613.218000
POTENCIA DEMANDADA PELO MIT [W]	=	8962.323000
RENDIMENTO DO MOTOR [%]	=	82.000000
FATOR DE POTENCIA DO MOTOR	=	8.400000E-01
CONJUGADO ADMISSIVEL [Nm]	=	40.102160
CONJUGADO MAXIMO [Nm]	=	120.306500
SOBREELEVACAO DE TEMP. DE OPERACAO [C]	=	79.998180

DESEMPENHO DO MIT ALIMENTADO POR UMA FONTE DE TENSAO NAO SENOIDAL E VELOCIDADE VARIAVEL

CONTEUDO HARMONICO DA FONTE DE TENSAO DE ALIMENTACAO :
valores (pu) - valor base = UN

U (1)	=	1.0000
U (5)	=	.2000
U (7)	=	.1429
U (11)	=	.0909
U (13)	=	.0769
U (17)	=	.0588
U (19)	=	.0526
U (23)	=	.0435
U (25)	=	.0400

CARACTERISTICAS DE OPERACAO DO ACIONAMENTO

TEMPERATURA AMBIENTE MEDIA DA INST. [C]	=	40.000000

PONTO DE OPERACAO : 1

VELOCIDADE DE OPERACAO [rpm]	=	1750.000000	
CONJUGADO DA CARGA [Nm]	=	37.710000	
Desempenho do motor comparado com a operacao nominal (Tensao senoidal nominal - velocidade nominal)			
ESCORREGAMENTO DE OPERACAO , NOMINAL	=	2.612079E-02	2.777778E-(
FREQUENCIA DA COMP. FUNDAMENTAL [Hz]	=	60.000000	0.000000E+(
COMPONENTE FUNDAMENTAL TENSAO [V]	=	220.000000	0.000000E+(
CORRENTE DE OPERACAO DO MIT [A]	=	15.653840	-3.1669E
VARIACAO DO FLUXO MAGNETICO [pu]	=	9.546282E-01	
PERDAS NO COBRE DO ESTATOR [W]	=	111.562300	-6.2336
PERDAS NO NUCLEO DO ESTATOR [W]	=	1126.204000	5.4210
PERDAS NO COBRE DO ROTOR [W]	=	199.312100	-7.7146
PERDAS ATRITO E VENTILACAO [W]	=	209.974500	0.000000E+(
PERDAS TOTAIS DO MIT [W]	=	1647.053000	2.0973
POTENCIA DEMANDADA PELO MIT [W]	=	8620.343000	-3.8157
RENDIMENTO DO MOTOR [%]	=	80.893420	-1.3494
FATOR DE POTENCIA DO MOTOR	=	8.118690E-01	-3.3489
CONJUGADO ADMISSIVEL [Nm]	=	38.924500	-2.9366
CONJUGADO MAXIMO [Nm]	=	118.579000	-1.4359
RAZAO CONJ. ADMISSIVEL / CARGA	=	1.032206	
RAZAO CONJUGADO MAXIMO / CARGA	=	3.144497	
TEMP. DE OPERACAO DO ESTATOR [C]	=	75.011510	

PONTO DE OPERACAO : 2

VELOCIDADE DE OPERACAO [rpm]	=	1312.500000	
CONJUGADO DA CARGA [Nm]	=	21.210000	
Desempenho do motor comparado com a operacao nominal (Tensao senoidal nominal - velocidade nominal)			
ESCORREGAMENTO DE OPERACAO , NOMINAL	=	1.958886E-02	2.777778E-(
FREQUENCIA DA COMP. FUNDAMENTAL [Hz]	=	45.000000	-25.0000
COMPONENTE FUNDAMENTAL TENSAO [V]	=	165.000000	-25.0000
CORRENTE DE OPERACAO DO MIT [A]	=	10.503700	-35.0252
VARIACAO DO FLUXO MAGNETICO [pu]	=	9.621348E-01	
PERDAS NO COBRE DO ESTATOR [W]	=	50.229650	-57.7827
PERDAS NO NUCLEO DO ESTATOR [W]	=	642.788400	-39.8302
PERDAS NO COBRE DO ROTOR [W]	=	70.489050	-67.3622
PERDAS ATRITO E VENTILACAO [W]	=	209.974500	0.000000E+(
PERDAS TOTAIS DO MIT [W]	=	973.481600	-39.6559
POTENCIA DEMANDADA PELO MIT [W]	=	3959.018000	-55.8259
RENDIMENTO DO MOTOR [%]	=	75.411030	-8.0353
FATOR DE POTENCIA DO MOTOR	=	7.378032E-01	-12.1662
CONJUGADO ADMISSIVEL [Nm]	=	38.101620	-4.9886
CONJUGADO MAXIMO [Nm]	=	118.558400	-1.4529
RAZAO CONJ. ADMISSIVEL / CARGA	=	1.796399	
RAZAO CONJUGADO MAXIMO / CARGA	=	5.589743	
TEMP. DE OPERACAO DO ESTATOR [C]	=	38.717130	

PONTO DE OPERACAO : 3

VELOCIDADE DE OPERACAO [rpm]	=	875.000000
CONJUGADO DA CARGA [Nm]	=	9.430000

Desempenho do motor comparado com a operacao nominal
(Tensao senoidal nominal - velocidade nominal)

ESCORREGAMENTO DE OPERACAO , NOMINAL	=	1.306386E-02	2.777778E-02
FREQUENCIA DA COMP. FUNDAMENTAL [Hz]	=	30.000000	-50.000000
COMPONENTE FUNDAMENTAL TENSAO [V]	=	110.000000	-50.000000
CORRENTE DE OPERACAO DO MIT [A]	=	7.297701	-54.857180
VARIACAO DO FLUXO MAGNETICO [pu]	=	8.663858E-01	
PERDAS NO COBRE DO ESTATOR [W]	=	24.246430	-79.621250
PERDAS NO NUCLEO DO ESTATOR [W]	=	288.034200	-73.037850
PERDAS NO COBRE DO ROTOR [W]	=	19.506980	-90.967890
PERDAS ATRITO E VENTILACAO [W]	=	209.974500	0.000000E+00
PERDAS TOTAIS DO MIT [W]	=	541.762100	-66.417300
POTENCIA DEMANDADA PELO MIT [W]	=	1304.510000	-85.444510
RENDIMENTO DO MOTOR [%]	=	58.470060	-28.695050
FATOR DE POTENCIA DO MOTOR	=	5.268669E-01	-37.277750
CONJUGADO ADMISSIVEL [Nm]	=	35.684940	-11.014930
CONJUGADO MAXIMO [Nm]	=	118.516000	-1.488241

RAZAO CONJ. ADMISSIVEL / CARGA	=	3.784193
RAZAO CONJUGADO MAXIMO / CARGA	=	12.567980
TEMP. DE OPERACAO DO ESTATOR [C]	=	22.306150

DATA ...../...../19.....
PROC. .....
cD. .....
LIV. .....
RS .....

INVENTÁRIO
BIM - EFEI

DATA	Rubrica

621.313.333:621.3.02(043.2)
T.635
EFEI / Biblioteca Mauá
A851a

ASSUNÇÃO, J.T. Análise e especificação de motores de indução trifásicos com rotor tipo gaiola controlados através do valor eficaz e frequência da tensão do estator.

	N.º Registro	Data Devo
	Excelsa Prof 2ª	

EFEI

BIBLIOTECA MAUÁ

Esta publicação deverá ser devolvida dentro do prazo estipulado.

O leitor é responsável pela publicação em seu poder.

EFEI - BIBLIOTECA MAUÁ
8200635
NÃO DANIFIQUE ESTA ETIQUETA