

ALEXANDRE POSTÓL SOBRINHO

**CRITÉRIOS DE PROJETO E CONSTRUÇÃO DE
MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS
DE ALTA ROTAÇÃO**

FLORIANÓPOLIS
2008

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

CRITÉRIOS DE PROJETO E CONSTRUÇÃO DE
MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS
DE ALTA ROTAÇÃO

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ALEXANDRE POSTÓL SOBRINHO

Florianópolis, julho de 2008

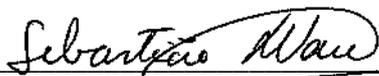
CRITÉRIOS DE PROJETO E CONSTRUÇÃO DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS DE ALTA ROTAÇÃO

Alexandre Postól Sobrinho

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Orientador

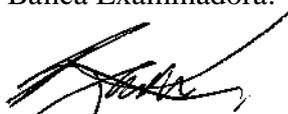


Prof. Sebastião Lauro Nau, Dr.
Co-orientador

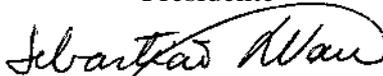


Prof.^a Kátia Campos de Almeida, Ph.D.
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

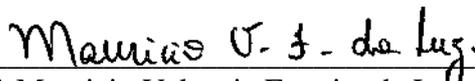
Banca Examinadora:



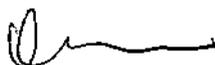
Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Presidente



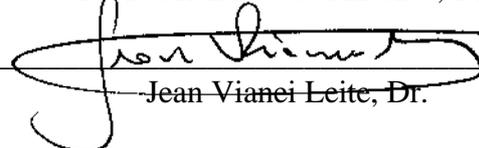
Prof. Sebastião Lauro Nau, Dr.



Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.



Prof. Orlando José Antunes, Dr.



Jean Vianei Leite, Dr.

"Às vezes, quando tudo dá errado acontecem coisas maravilhosas que jamais teriam acontecido se tudo tivesse dado certo"

Autor desconhecido

Às mulheres da minha vida:
Carmem, minha esposa.
Adriane e Mônica, minhas filhas.

AGRADECIMENTOS

À WEG, pela confiança, incentivo e apoio para cursar as disciplinas do curso, desenvolver a dissertação e assim proporcionar o desenvolvimento de seus engenheiros.

Aos professores do GRUCAD, pela disposição e dedicação para que o curso obtivesse êxito e os alunos da WEG pudessem realizar o curso.

Ao meu orientador, professor Nelson Sadowski e meu co-orientador Sebastião Lauro Nau, pela confiança, apoio e amizade.

Aos colegas de curso com os quais convivi durante este período.

Aos colegas do departamento de P&D da WEG Motores: Eduardo Duarte, Hideraldo L.V. Santos, Hilton P. Silva, Hugo G. G. Mello, Rafael Beck, Samuel S. Borges, Tiago T. Kunz e Waldiberto L. Pires pela ajuda com materiais, simulações, análises, desenhos e discussões. Aos colegas Marcelo Verardi e Rubens B. de Carvalho pelo auxílio em informática e aos colegas Adilson C. Machado, Emerson J. Xavier, Jacques R. Ruthes e Paulo R. Schmitt, pelos momentos de discussões técnicas e descontração durante esta jornada.

Aos demais colegas de departamento, que com certeza estavam torcendo para que esta conquista se concretizasse.

Aos meus pais e meus irmãos, que sempre me apoiaram e incentivaram, mesmo estando distantes.

À minha esposa Carmem e às minhas filhas Adriane e Mônica, a quem dedico esta realização, pela compreensão e estímulo.

E a Deus, pela vida.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

CRITÉRIOS DE PROJETO E CONSTRUÇÃO DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS DE ALTA ROTAÇÃO

Alexandre Postól Sobrinho

Julho/2008

Orientador: Prof. Nelson Sadowski, Dr.

Área de Concentração: Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos

Palavras-chave: alta rotação, motor de indução, harmônicas, forças, perdas no ferro.

Número de Páginas: 133

RESUMO: Este trabalho detalha as diretrizes de projetos para máquinas de indução de alta rotação. Atenção especial é dada ao rotor, mas também são revistos os conceitos para o estator, sistemas de refrigeração, mancalização e inversores de frequência apropriados para acionar uma máquina de indução de alta rotação. Os estudos mostram que a construção do rotor laminado com gaiola de esquilo deve ser usada sempre que possível, apenas em velocidades mais elevadas, um rotor de aço sólido projetado com ranhuras sobre sua superfície ou um rotor de aço sólido revestido com uma camada de cobre ou outra liga metálica podem ser a melhor indicação. Considerando o desempenho eletromagnético que se deseja e a velocidade máxima de operação, a escolha entre um material laminado ou sólido no rotor pode ser mais ou menos significativa para uma máquina de indução de alta rotação.

Do ponto de vista construtivo, um motor de alta rotação apresenta maiores desafios na área mecânica do projeto. Isto porque um corpo cilíndrico em rotação impõe desafios quanto às forças centrífugas, principalmente no que diz respeito à resistência do material e também quanto ao balanceamento da massa girante, que se não for criteriosamente efetuado, acarretará vibrações em toda a máquina e, dependendo do nível de vibração, pode inviabilizar seu funcionamento sob risco de entrar em colapso. Outro ponto que deve ser visto com muito cuidado é a refrigeração deste tipo de motor, seja pelo modo como será feita a passagem do fluido refrigerante pelo motor como qual será este fluido.

Eletricamente, com exceção do volume de perdas decorrentes de um acionamento em altas frequências, e logicamente o uso de inversores de frequência, pode-se considerar o estator como igual ao de um motor normal. Convém destacar que a densidade de potência por volume é muito maior, desta forma, se contar com materiais de baixas perdas magnéticas, um perfeito balanceamento do rotor e uma refrigeração eficiente na função de dissipar o calor gerado, tem-se uma máquina de alta velocidade com potência bem superior no mesmo volume de uma máquina normal.

Quanto ao sistema de mancais, pode ser utilizado o sistema tradicional com rolamentos, entretanto pode-se utilizar elementos especiais para suportar as altas rotações ou sistemas mais sofisticados, como mancais de deslizamento ou mesmo mancais magnéticos.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

CRITERIA FOR DESIGN AND CONSTRUCTION OF THREE-PHASE HIGH SPEED INDUCTION MOTORS

Alexandre Postól Sobrinho

July 2008

ADVISOR: Prof. Nelson Sadowski, Dr.

AREA OF CONCENTRATION: Conception and Analysis of Electromagnetic Devices.

KEYWORDS: High speed, induction motors, harmonics, forces, iron losses.

NUMBER OF PAGES: 133

ABSTRACT: This work details the guidelines for the design of high speed induction machines. Special attention is addressed to the rotor, but concepts regarding the stator, cooling system, bearings and frequency converters are also revised concerning the high speed induction machine proper driving. Studies show that the laminated rotor construction should be always preferred, except in cases of very high speeds, in which a solid rotor built with superficial slots or covered with a coating made of copper or other suitable metallic alloy may be preferred. Considering the desired electromagnetic performance and the highest operating speed, the choice between both rotor types (laminated or solid) turns to be more or less significant for a high speed induction machine.

From the constructive point of view, a high speed motor presents greater challenges in the mechanical side of the design. A rotating cylindrical body imposes challenges due to the centrifugal forces, especially regarding the resistance of the material and the balancing of the rotating mass. Particularly, if balancing is not properly done, it will cause the whole machine to vibrate and, depending on these vibration levels, the machine operation can be made unfeasible under the risk of collapsing. Another point that must be carefully considered is the cooling of this motor type, both in the way that the cooling fluid will circulate within the motor and in what kind of fluid will be used for this task.

Electrically, except for the amount of losses resulting from a high frequency drive and, of course, the use of frequency converters, the stator can be considered similar to the normal one of a standard motor. It is worth noticing that the power density per volume is much higher, so that using low loss magnetic materials, a perfect rotor balancing and an efficient cooling system the resulting high-speed machine output will be much superior than the output of a standard machine of the same frame size.

With regard to the bearings, it can be used the traditional systems with rolling elements, but in this case special elements should be used in order to stand the high speeds. Alternatively, more sophisticated systems can be used, such as sliding or magnetic bearings.

SUMÁRIO

1	APRESENTAÇÃO	1
2	INTRODUÇÃO	4
2.1	Sistema de movimentação elétrica de alta rotação	7
3	O MOTOR DE ALTA ROTAÇÃO	12
3.1	Definição de motor de alta rotação	14
3.2	Aspectos tecnológicos dos motores de alta rotação.....	16
4	CONSTRUÇÃO DO MOTOR DE ALTA ROTAÇÃO.	22
4.1	Laminação para altas frequências.	22
4.2	Enrolamento do estator para alta rotação.	25
4.2.1	O fio de Litz.....	28
4.3	O entreferro e abertura das ranhuras.	29
4.4	Perdas e refrigeração do motor de alta rotação.....	31
5	CONSTRUÇÃO DO ROTOR.....	36
5.1	Restrições para o rotor de alta rotação.	39
5.1.1	Forças centrífugas.	40
5.1.2	Rotação crítica de flexão do rotor.....	42
5.1.3	Perdas Joules e perdas por atrito no rotor.....	44
5.2	Rotores sólidos com revestimento de cobre.	45
5.3	Desafios no projeto do rotor.	46
5.4	Mancais magnéticos.	47
5.4.1	Principais componentes dos mancais magnéticos.....	47
5.4.2	Características dos mancais magnéticos.....	48
6	INVERSORES DE FREQUÊNCIA.	50
6.1	Introdução.....	50
6.2	Acionamento de motores de indução por inversores de frequência.	51
6.3	Funcionamento e características dos inversores de frequência.	53
6.3.1	Modulação por largura de pulso - PWM (Pulse Width Modulation).....	55
6.3.2	Características de controle.....	57
6.3.3	Harmônicas produzidas pelos inversores de frequência.	58
6.3.4	Harmônicas que afetam a rede.....	58
6.3.5	Distorção Harmônica Total e Distorção Total de Demanda.	58

6.3.6	Distorção Total de Demanda.	59
6.3.7	Harmônicas que afetam o desempenho do motor.	59
6.3.8	Como eliminar as harmônicas produzidas pelo inversor.	60
6.3.9	Fator de potência (fp) e fator de deslocamento (cos ϕ).	60
6.4	Motores de indução alimentados por inversores estáticos de frequência.	61
6.4.1	Influência do inversor no sistema de isolamento do motor.	61
6.4.2	Influência do rise time.	61
6.4.3	Influência do comprimento do cabo.	63
6.4.4	Influência do mínimo tempo entre pulsos consecutivos.	63
6.4.5	Influência da frequência de chaveamento.	63
6.4.6	Influência de aplicações com múltiplos motores.	63
6.4.7	Critérios, quanto ao sistema de isolamento, adotados pela norma NEMA.	64
6.4.8	Influência do inversor na temperatura do motor.	65
6.4.9	Influência do inversor na corrente pelos mancais.	65
6.4.10	Influência do inversor no ruído do motor.	66
6.4.11	Influência do inversor na vibração do motor.	66
6.4.12	Influência do inversor no rendimento do motor.	66
6.4.13	Limites de velocidade.	66
6.4.14	Limitações pelo torque.	67
6.4.15	Limitações mecânicas.	67
6.5	Aspectos normativos.	68
7	PROTÓTIPO.	70
7.1	Dimensionamento do rotor completo.	71
7.1.1	Diâmetro do rotor.	71
7.1.2	Ponta de eixo mínima para a transmissão do torque.	73
7.1.3	Limite de rotação do rolamento.	73
7.1.4	Carga mínima do rolamento.	74
7.1.5	Determinação do ajuste entre disco de balanceamento e eixo.	74
7.1.6	Ajuste entre pacote de chapas do rotor e eixo.	76
7.1.7	Determinação das ranhuras do rotor.	77
7.2	Dimensionamento do estator completo.	78
7.2.1	Dimensionamento da ranhura do estator.	78
7.3	Estimativa de perdas.	79

7.4	Limitações térmicas.	81
7.5	Determinação da carcaça.....	82
7.6	Projeto eletromagnético.....	84
8	CONCLUSÕES.....	87
8.1	Sugestão para trabalhos futuros.....	88
9	ANEXOS.....	89
9.1	Anexo 1 - Norma IEC.	89
9.2	Anexo 2- Norma NEMA.	91
9.3	Anexo 3- Disco em rotação.	93
9.4	Anexo 4- Protótipo – Simulações e Verificações.....	95
10	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	129

LISTA DE FIGURAS

- Figura 2.1 – Polia fixa.
- Figura 2.2 – “GearBox” ou trem de engrenagens.
- Figura 2.3 – Comparação entre motor normal e de alta rotação de mesma potência.
- Figura 2.4 – Diferenças entre acionamentos para alta rotação.
- Figura 2.5 – Motor de alta rotação refrigerado a ar – Protótipo.
- Figura 2.6 – Motor de alta rotação refrigerado a água - Protótipo.
- Figura 3.1 – Rotor sólido para motor de alta rotação.
- Figura 3.2 – Rotor laminado para motor de alta rotação.
- Figura 4.1 – Pontos de “loci” em um estator.
- Figura 4.2 – Estator com 36 ranhuras.
- Figura 4.3 – Rolos de diversos tipos de fio Litz.
- Figura 4.4 – Estator bobinado com canais radiais de ventilação – Fonte WEG
- Figura 5.1 – Rotor engaiolado com canais radiais e axiais de ventilação – Fonte WEG.
- Figura 5.2 – Restrições impostas ao projeto do rotor.
- Figura 5.3 – Esquema do mancal magnético.
- Figura 6.1 – Principais características das chaves semicondutoras de potência.
- Figura 6.2 – Diagrama de um inversor de frequência com circuito intermediário.
- Figura 6.3 – Diagrama do estágio inversor de um inversor de frequência trifásico.
- Figura 6.4 – Descrição do método de modulação PWM senoidal (clássica).
- Figura 6.5 – Vetores gerados devido ao chaveamento dos transistores. Modulação vetorial.
- Figura 6.6 – Pulso de tensão nos terminais do motor e definição de rise time - NEMA
- Figura 6.7 – Pulso de tensão nos terminais do motor e definição de rise time - IEC.
- Figura 6.8 – Inversor alimentando mais de um motor - Comprimento do cabo “Lc”.
- Figura 7.1 – Estado plano de tensões.
- Figura 7.2 – Projeto da ranhura do rotor – Protótipo 300kW@12815rpm.
- Figura 7.3 – Geometria da ranhura proposta – Protótipo 300kW@12815rpm.
- Figura 7.4 – Projeto da ranhura do estator – Protótipo 300kW@12815rpm.
- Figura 9.1 – Elemento diferencial de disco em rotação.
- Figura 9.2 – Plano de tensões no disco.
- Figura 9.3 – Simulação no Ansys.
- Figura 9.4 – Simulação da ranhura do rotor – Baixa rotação.

Figura 9.5 – Simulação da ranhura do rotor – Alta rotação.

Figura 9.6 – Simulação da ranhura do rotor com interferência do eixo – Alta rotação.

Figura 9.7 – Simulação da ranhura – Resultado final.

Figura 9.8 – Simulação da ranhura com alumínio.

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 4.1 – Perdas em motor de indução normal e de alta rotação, ambos 37kW IV [26].

Gráfico 7.1 – Limites de interferência.

Gráfico 7.2 – Mapeamento térmico da carcaça 200L.

Gráfico 7.3 – Potência Máxima por carcaça.

Gráfico 7.4 – Rotação crítica e máxima por carcaça.

Gráfico 7.5 – Comparação das perdas - 400cv / II / 60Hz e 400cv / II / 215Hz.

Gráfico 9.1 – Curvas estruturais para discos em rotação.

Gráfico 9.2 – Tensão máxima em função da rotação.

Gráfico 9.3 – Curva da deformação radial.

Gráfico 9.4 - Interferência mínima.

Gráfico 9.5 - Limites de interferência

LISTA DE TABELAS

- Tabela 2.1 - Dimensões do motor normal e alta rotação - Fonte: Catálogo CALNETIX
- Tabela 2.2 - Diferenças entre acionamento convencional e em alta rotação de compressor.
- Tabela 3.1 - Vantagens e desvantagens das máquinas elétricas de alta rotação.
- Tabela 4.1 - Fator de Enrolamento (ξ) para enrolamentos trifásicos.
- Tabela 4.2 - Entreferro de alguns motores de indução de alta rotação e um convencional.
- Tabela 4.3 - Cálculo do valor mínimo de entreferro para motores de alta rotação
- Tabela 6.1 – Limites para taxa de distorção harmônica (THD).
- Tabela 6.2 – Limites para distorção total de demanda (TDD).
- Tabela 6.3 – Critérios da norma NEMA para evitar degradação do sistema isolante.
- Tabela 6.4 – Critérios da norma IEC para evitar degradação do sistema isolante.
- Tabela 6.5 - Máxima velocidade de operação - Motores normais com velocidade regulável.
- Tabela 7.1 – Perdas para motores de 3600rpm.
- Tabela 7.2 – Perdas para motores na máxima rotação prevista
- Tabela 7.3 – Comparação de cálculo: 400cv II 60Hz e 400cv II 215Hz.
- Tabela 9.1 – Dados técnicos dos rolamentos – Vida útil.
- Tabela 9.2 – Dados técnicos dos rolamentos – Velocidade limite.
- Tabela 9.3 – Rotações críticas.
- Tabela 9.4 – Rolamentos - Valores do fabricante (SKF)

SIMBOLOGIA

Símbolo	Denominação	Unidade
A_1	Amplitude da harmônica de primeira ordem.	
a_1 e a_2	Constantes	
A_h	Amplitude da harmônica de ordem h	
b	Constante para rolamento de esferas.	
$Bc1_{max}$	Indução máxima na coroa do estator.	T
$Bc2_{max}$	Indução máxima na coroa do rotor	T
$Bd1_{max}$	Indução máxima no dente do estator	T
$Bd2_{max}$	Indução máxima no dente do rotor	T
Bd_{max}	Indução máxima no entreferro	T
C	Fator que descreve o torque por unidade de volume fornecido pelo rotor.	
C_f	Coefficiente de atrito	
C_{max}/C_n	Torque máximo em relação ao nominal	p.u.
$\cos\phi$	Fator de deslocamento	
C_p/C_n	Torque de partida em relação ao nominal	p.u.
D_{e2}	Diâmetro externo do rotor	mm
d_m	Diâmetro médio do rolamento	mm
D_r	Diâmetro externo máximo do rotor	mm
d_r	Diâmetro interno do rotor laminado	mm
dV/dt	Taxa de variação da tensão no tempo ou pulso de tensão	V/ μ s
E	Módulo de Young	
f	Frequência da rede	Hz
f_1	Frequência da tensão de alimentação	Hz
F_m	Frequência de rotação mecânica	Hz
f_p	Fator de potência	
F_{rm}	Força radial mínima	kN
F_x	Frequência de rotação crítica	Hz
h	Ordem da harmônica	
I_2	Corrente do rotor	A
I_L	Máxima corrente de demanda da instalação no PCC	A
I_n	Corrente nominal em carga	A
I_o	Corrente em vazio	A

Símbolo	Denominação	Unidade
I_p	Corrente de partida	A
I_p/I_n	Corrente de partida em relação à nominal	p.u.
I_{SC}	Máxima corrente de curto circuito no PCC	A
J_e	Densidade de corrente no estator	A/mm ²
k_1 e k_2	Constantes de proporcionalidade	
k_f	Coefficiente da rugosidade superficial do rotor	
k_r	Fator de carga mínima	
kW_{ar}	Potência útil em alta rotação	W
kW_{st}	Potência útil em rotação padrão	W
L_c	Comprimento do cabo de alimentação	m
L_r	Pacote de chapas do rotor	mm
l_1, l_2	Deformação radial	mm
L_{10h}	Tempo de vida do rolamento	H
l_r	Comprimento do rotor	mm
m	Número de fases	
n	Rotação	rpm
N_s	Rotação síncrona	rpm
p	Número de pares de pólos	
P	Potência ativa	kW
P_a	Pressão de contato	
p_a	Perda por atrito	W
p_{cp}	Perda por correntes parasitas	W
p_{Cu}	Perda no cobre	W
p_f	Perdas por atrito	W
p_{fear}	Perdas no ferro – alta rotação	W
p_{feo}	Perdas no ferro em vazio	W
p_{fest}	Perdas no ferro – rotação padrão	W
p_h	Perda por histerese	W
p_{har}	Perdas por harmônicas	W
p_{j1}	Perdas joules no estator	W
p_{j1ar}	Perdas joules no estator – alta rotação	W
p_{j1st}	Perdas joules no estator – rotação padrão	W

Símbolo	Denominação	Unidade
p_{j2}	Perdas joules no rotor	W
p_{j2ar}	Perdas joules no rotor – alta rotação	W
p_{j2st}	Perdas joules no rotor – rotação padrão	W
p_{jo}	Perdas joules em vazio	W
p_{mecar}	Perdas mecânicas - alta rotação	W
p_{mecst}	Perdas mecânicas – rotação padrão	W
p_{meco}	Perdas mecânicas em vazio	W
p_o	Perdas em vazio	W
p_r	Perdas a serem retiradas do rotor	W
p_s	Perdas suplementares	W
$P_{saída}$	Potência de saída	W
p_{sar}	Perdas suplementares – alta rotação	W
p_{sst}	Perdas suplementares – rotação padrão	W
p_t	Perda total	W
Q	Número de ranhuras	
q	Número de ranhuras por pólo e por fase	
Q_n, Q_n'	Interruptores dos transistores	
r	Constante	
r_2	Raio externo do disco	mm
rd	Raio qualquer do disco	mm
R_{lig}	Resistência na ligação a 20°	W
rp	Relação entre pacote e diâmetro do rotor	p.u.
rpm	Rotação	rpm
$rpm_{máx}$	Rotação máxima	rpm
rpm_{ar}	Rotação – alta rotação	rpm
rpm_{base}	Rotação base	rpm
rpm_{st}	Rotação – rotação padrão	rpm
s	Escorregamento	p.u.
S	Potência aparente	kVA
$Trbq$	Tempo de rotor bloqueado	s
U	Tensão de alimentação	V
u_n^*	Referências (sinais modulantes)	

Símbolo	Denominação	Unidade
u_8	Referência (sinal portador)	
V/f	Relação tensão/frequência	V/Hz
V_1	Tensão aplicada ao estator	V
V_{ac}	Tensão alternada	V
V_h	Amplitude da harmônica de tensão	p.u.
V_{nom}	Tensão nominal	V
V_{pico}	Tensão de pico	V
V_{rms}	Velocidades de vibração	mm/s
V_{rot}	Volume do rotor	m^3
v_s	Velocidade superficial do rotor	m/s
W	Extensão da bobina	mm
x_1, x_2	Deformação radial	mm
ΔT	Comportamento térmico	K
α	Fator de transferência eficaz de calor	
$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$	Ângulos que definem as comutações dos transistores	$^\circ$
δ	Entreferro	mm
δ_i	Interferência radial inicial entre as peças	mm
δ_p	Profundidade de penetração	mm
ε	Ângulo de defasagem entre o eixo de referência do estator e rotor	$^\circ$
ϕ_m	Fluxo de magnetização	Wb
γ	Condutividade do material	S/m
η	Rendimento do motor	%
μ	Coefficiente de Poisson do material do disco.	
μ_r	Permeabilidade relativa do material	
μ_0	Permeabilidade do vácuo	H/m
ν_p	Número de Poisson	
ν_t	Viscosidade à temperatura de funcionamento	mm^2/s
ν	Ordem da harmônica	
ρ	Massa específica do material	kg/m^3
τ	Passo polar	
σ	Fator de dispersão	

Símbolo	Denominação	Unidade
σ_{\max}	Máximo esforço admitido	MPa
$\sigma_r(r)$	Tensão mecânica radial no disco no raio r	MPa
$\sigma_\theta(r)$	Tensão mecânica tangencial no disco no raio r	MPa
ω	Frequência angular	rad/s
ω_c	Rotação crítica	rad/s
ω_m	Rotação mecânica	rpm
ωr_2	Velocidade periférica ou tangencial no raio externo do disco	rad/s
ξ_v	Fator de enrolamento para harmônica v	
ΔV	Diferença de tensão entre espiras	V
ΔT	Diferença de temperatura entre o rotor e o estator	K
\vec{i}_s	Correntes vetoriais do estator	A
Δt	Rise time	s
\vec{V}_s	Vetor de alimentação do estator	V
\vec{i}_r	correntes vetoriais do rotor	A
\vec{U}	vetor tensão	V

ABREVIATURAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
APDL	ANSYS Parametric Design Language
API	American Petroleum Institute
AWG	American wire gauge
BJT	Bipolar Junction Transistor / Transistor de Junção Bipolar
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CFD	Computational Fluid Dynamics
CFW-04	Conversor de Frequência WEG-04
CSA	Canadian Standards Association
DSP	Processador digital de sinais
FD	Fator de Distorção
fem	Força eletromotriz

fmm	Força magneto-motriz
fp	Fator de potência
GTO	Tiristor Gate-Turn-Off
HVF	Fator Harmônico de Tensão.
ICM	Corrente total de modo comum
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IEF	Inversores Estáticos de Frequência
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
ISO	International Organization for Standardization
JEM	Japan Electronic Materials Corporation
RLC	Resistência - Indutância - Capacitância
M2E	Cálculo eletromagnético - WEG
MCT	MOS Controlled Thyristor
MEF	Método de Elementos Finitos
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MTBF	Mean Time Between Failures / Período médio entre falhas
NEMA	National Electrical Manufacturers Association
ODP	Open, Drip Proof
PCC	pontos de conexão comum
PWM	Pulse Width Modulation / modulação por largura de pulsos
R134a	gás refrigerante do tipo HFC (Hidrofluorcarbono)
rms	root mean square / Valor eficaz
Rotordin	Cálculo Dinâmico de Rotor – WEG
SCR	Silicon Controlled Rectifier / Retificador Controlado de Silício
SIT	Static Induction Transistor
TDD	Distorção Total de Demanda
TEFC	Totalmente Fechado Resfriado por Ventilador
THD	Distorção Harmônica Total

1 APRESENTAÇÃO

Várias estruturas de máquinas elétricas, incluindo a de indução com rotor de gaiola de esquilo ou rotor sólido, ímã permanente, pólo de garra, homopolar, máquinas síncronas e de relutância, estão sendo revistas do ponto de vista de características rotatórias elevadas. Assim estão também as tecnologias emergentes, tais como a operação sem rolamentos, onde são utilizados os sistemas de mancais de deslizamento ou magnéticos e controles inteligentes que possuem a capacidade de adequar o perfil de operação da máquina com a operação a ser realizada.

Neste contexto está aumentando o interesse pelos motores de indução de alta velocidade acionados por inversores de frequência, muitas vezes com rotações que podem variar na faixa de 10000 a 400000 rpm, em aplicações industriais diversificadas.

Para a indústria é de extrema importância conhecer este mercado, ou seja, entender o que deve ser pesquisado, desenvolvido e projetado para que em pouco tempo tenha condições de apresentar motores capazes de atuar em aplicações de alta rotação de maneira eficiente e confiável.

O principal objetivo deste trabalho é conhecer de maneira mais detalhada os tipos de máquinas, características mecânicas e eletromagnéticas, características de funcionamento e principais aplicações dos motores de alta rotação. A partir deste entendimento, criar condições para que a empresa possa tomar decisões estratégicas da conveniência ou não de fabricar este tipo de máquina e dar suporte para que a engenharia possa atender à demanda de mercado.

Porém, os fabricantes de motores de alta rotação não têm uma definição comum, alguns dizem que as altas rotações ocorrem a partir de 5000 rpm e outros dizem que as altas rotações ocorrem somente acima de 20000 rpm.

Neste trabalho, pode-se sugerir que motores de alta rotação sejam aqueles cujas velocidades de rotação nominal estejam acima dos limites convencionais definidos pelas normas IEC 60034-1 e NEMA MG 1 Parte 12.

Os motores atuais, quando alimentados por inversores de frequência, atendem às exigências da norma NEMA MG1 – partes 30 e 31 e estão aptos a operar até 90 Hz ($3600\text{rpm} \times 1,5 = 5400\text{ rpm}$) em termos de capacidade de fornecimento de torque na ponta de eixo. Logo, se estaria sugerindo que as altas rotações acontecem acima de 5400 rpm.

É conveniente lembrar que quanto mais elevada for a rotação, mais elevada será a velocidade periférica do rotor, e mais cuidados deverão ser tomados com relação ao projeto, fabricação e operação do mesmo. Levando-se este fato em consideração, vincular o termo “alta rotação” com a velocidade final do motor, não parece ser a opção mais correta, pois motores grandes apresentam uma velocidade periférica no rotor muito maior quando comparado com um motor pequeno na mesma rotação. Considerando ser um critério mais equilibrado para classificar um motor de alta rotação, definiu-se como sendo motor de alta rotação aquele que apresenta uma velocidade periférica no rotor superior a 100 m/s, que no caso é a apresentada pela carcaça 355 em 5400 rpm.

As principais vantagens em trabalhar com altas velocidades são:

1. Solução compacta (peso/potência menor do que nos motores de baixa rotação);
2. Alta eficiência global de até 98% do conjunto;
3. Baixa necessidade de manutenção/aumento de confiabilidade com a eliminação de alguns componentes: sistemas mecânicos de amplificação de velocidade de rotação tais como polias, correias e engrenagens; eliminação de selos mecânicos e sistema de lubrificação, no caso do uso de mancais magnéticos;
4. Aumento da vida útil do sistema;
5. Instalação simples;
6. Baixo custo em relação à vida útil;
7. Baixo ruído: o sistema de resfriamento não é do tipo auto-ventilado;
8. Baixos níveis de vibração: através de um balanceamento especial do rotor, e controle ativo de vibração quando forem usados mancais magnéticos ativos;
9. Aplicações mais ecologicamente corretas no caso de uso de mancais magnéticos: eliminação da possibilidade de contaminação ambiental por óleo.

Considerando que o principal produto da empresa é o motor de indução com rotor injetado, nesta pesquisa estão abordados, principalmente, os motores de alta rotação que utilizam esta tecnologia de fabricação.

Assim, estão apresentadas nesta dissertação as alterações necessárias a serem introduzidas em motores de indução com rotor injetado normais, do ponto de vista de materiais, projetos e montagem, de modo a torná-los aptos a operarem em alta rotação.

Para isto serão abordados os seguintes assuntos:

- § As características que definem uma aplicação como alta rotação;
- § Os tipos de motores utilizados em aplicações em altas rotações;
- § As características, do ponto de vista construtivo e normativo, para que o motor esteja apto a operar em regime de alta rotação;
- § A descrição de um projeto para motor de alta rotação.

É também objetivo deste trabalho fornecer uma base de informações sobre o assunto, que possa ser utilizado por outros profissionais da área de motores elétricos trifásicos de indução, abrangendo aspectos de características de materiais, aplicações e projetos destas máquinas, auxiliando-os na análise e projeto de motores de alta rotação.

2 INTRODUÇÃO

Motores elétricos dos mais variados tipos construtivos são largamente utilizados nos acionamentos de bombas, compressores, ventiladores, equipamentos para processamento de produtos e manuseio de cargas. Estima-se que cerca de 90% dos motores elétricos utilizados nos setores industrial, comercial, rural e residencial são motores de indução com rotor de gaiola, trifásicos ou monofásicos [1].

Uma das características principais dos motores de indução com rotor injetado é de manter a velocidade praticamente constante dentro da região de funcionamento. A rigor, existe uma pequena variação em função da carga, e é justamente esta característica que se constitui em uma das poucas desvantagens destes motores.

Quando se trabalha com este tipo de motor, existem apenas três alternativas para se conseguir variar sua velocidade, sendo uma indireta e duas diretas. A utilização de dispositivos mecânicos que alteram a velocidade da carga sem que haja variação da velocidade do motor, os chamados variadores mecânicos, são posicionados entre o motor e a carga, e por este motivo são denominados indiretos, uma vez que não interferem no funcionamento do motor.

Estes dispositivos atuam como acoplamento entre o motor e a carga, e podem ter várias configurações, como por exemplo, conjunto polia-correia mostrada na Figura 2.1, onde se consegue variar a velocidade da carga em relação ao motor. Mas uma vez determinada a velocidade da carga, não é possível uma alteração desta, sem que ocorra a parada do sistema e a substituição de pelo menos uma das polias.

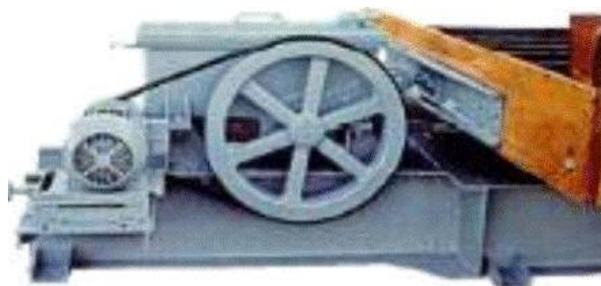


Figura 2.1 – Polia fixa.

Para se evitar este processo de parada/troca, existe o sistema de polias fixas de vários estágios, onde se consegue obter alguns estágios discretos de velocidade, mas ainda limitado.

Uma evolução do sistema de múltiplas polias é o sistema que utiliza polias cônicas. A grande diferença é que em relação aos dois sistemas anteriores, este permite uma variação contínua da velocidade da carga, através do deslocamento da correia pela superfície das polias cônicas. Neste sistema a variação da velocidade ocorre com o conjunto em funcionamento, o que é impossível de ocorrer com os anteriores.

Existem outros dispositivos que utilizam polias e correias para variar a velocidade entre o acionamento e a carga, mas o princípio de funcionamento é sempre uma variação dos citados acima.

Outra forma de variar a velocidade entre o acionamento e a carga são os jogos de engrenagens, conhecidos como Gearbox, ou caixa de engrenagens. Nestes casos a variação da rotação pode ser de maneira discreta ou contínua. A Figura 2.2 ilustra este tipo de acoplamento, que pode ser constituído por várias engrenagens e ser chamado de trem de engrenagens.



Figura 2.2 – “GearBox” ou trem de engrenagens.

A maneira direta de se variar a velocidade de um motor de indução com rotor de gaiola é alterando a velocidade síncrona do campo girante, e por consequência do motor. A rotação síncrona do campo girante é dada pela equação:

$$N_s = \frac{120.f}{2p} \quad (2.1)$$

Onde: N_s = rotação síncrona.
 f = frequência da rede.
 p = número de pares de pólos.

É fácil perceber, observando a equação (2.1), que para alterarmos a velocidade, tem-se que alterar o número de pólos do motor ou a frequência da fonte de alimentação, mas em qualquer dos dois casos, a velocidade do motor é afetada. Nestes casos o motor pode ser diretamente ou indiretamente acoplado a carga, mas neste caso, com a finalidade principal de transmitir a rotação e torque do motor para a carga, e não com o intuito de obter uma variação de velocidade.

Para se alterar a polaridade de um motor, têm-se quatro tipos de forma construtiva:

1. Dahlander.
2. Dupla velocidade.
3. Tripla velocidade.
4. Quatro velocidades.

Os motores tipo dahlander possuem enrolamento único e devem ter sempre polaridades com relação de 1:2, como por exemplo, II/IV ou IV/VIII pólos. Os de dupla velocidade possuem dois enrolamentos independentes, e, portanto, podem apresentar polaridades distintas. Os com três velocidades são uma união de um enrolamento tipo dahlander com um enrolamento simples ou de dupla polaridade independente com um enrolamento simples. Os com quatro velocidades são uma união de um enrolamento tipo dahlander com um enrolamento de dupla polaridade independente. Em todos estes casos, a variação de velocidade depende da troca de ligação dos motores, de estrela para triângulo, nos motores dahlander e geralmente de estrela para estrela nos motores com enrolamento independentes, e desta forma não podem ser adotadas com o sistema em funcionamento.

Quando a aplicação requer variação de rotação, estes motores apresentam como limitação a falta de controle sobre esta variação, além de que a velocidade está sempre limitada à síncrona, pois seja por meios mecânicos ou através da troca de polaridade, a velocidade, uma vez determinada, fica constante e a amplitude de variação é limitada. No caso de altas velocidades, a maioria dos modelos vistos até agora não se aplicam, restando

apenas as alternativas de se utilizar uma caixa de engrenagens ou de mudança na frequência, para se conseguir rotações muito superiores.

A necessidade de velocidade rotatória elevada é uma exigência comum de algumas aplicações industriais. Os compressores, as bombas e as máquinas ferramentas podem frequentemente atingir melhor desempenho com velocidades mais elevadas. A eficiência energética na aplicação de bombas e compressores também melhora nestas condições. A taxa da remoção de material em um eixo ferramenta (spindle) aumenta e o volume das máquinas e das aplicações é reduzido quando a velocidade rotatória é aumentada.

2.1 Sistema de movimentação elétrica de alta rotação

Uma aplicação tradicional em alta rotação consiste em uma máquina para acionar a carga, uma fonte de alimentação e uma caixa de engrenagens. Hoje em dia, os motores elétricos de indução são a fonte mais comum de potência mecânica, pois são de baixo custo, de elevada confiabilidade e facilmente operados. Os motores elétricos têm uma frequência de alimentação de 50 ou 60 hertz, que são fornecidos pela rede de distribuição de eletricidade. Assim, estes motores têm uma velocidade de operação máxima de 3000 ou 3600 rpm, para o caso de motores de II pólos, segundo a equação (2.1) e desconsiderando-se o escorregamento. Dependendo da aplicação, uma caixa de engrenagens muda essa velocidade para uma mais apropriada para o tipo de aplicação da máquina. Outra maneira de se ter uma velocidade rotatória elevada é usar um inversor de frequência. O inversor transforma a frequência da tensão da fonte de entrada, que pode ser 50 ou 60 hertz em uma tensão com a frequência desejada. Conseguindo velocidades rotatórias elevadas, o volume do motor e da aplicação pode ser reduzido.

Tabela 2.1 - Dimensões do motor normal e alta rotação - Fonte: Catálogo CALNETIX.

Parâmetro de Comparação	Tipo de motor	
	Alta Rotação	Convencional
Potência	2MW	2MW
Altura	0.71 m	1.85 m
Comprimento	1.34 m	2.28 m
Peso	748 kg	5130 kg
Densidade de Potência	3770 kW/m ³	326 kW/m ³

Na Figura 2.3 tem-se a comparação entre um motor normal e um motor de alta rotação, de mesma potência, e na Tabela 2.1 a comparação dos valores dimensionais dos mesmos motores.

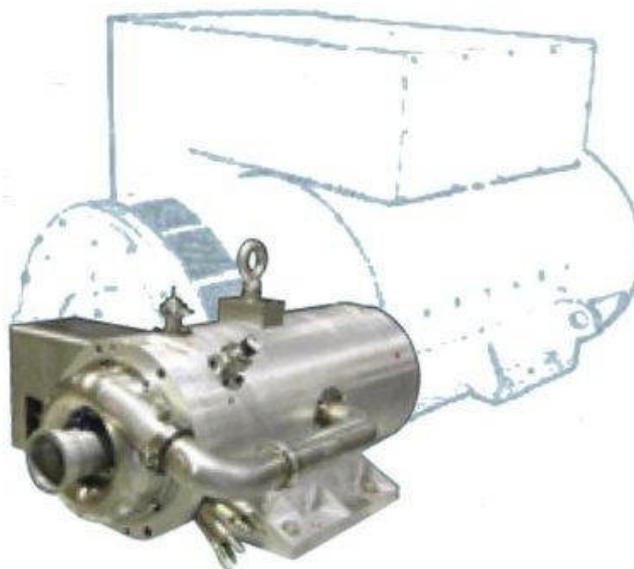
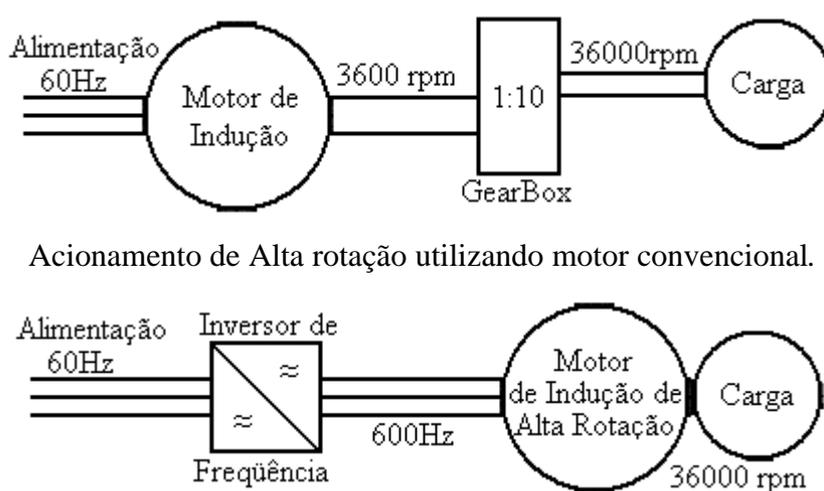


Figura 2.3 – Comparação entre motor normal e de alta rotação de mesma potência.

Fonte: Catálogo CALNETIX.

A Tabela 2.2 e a Figura 2.4 mostram as diferenças entre a utilização de motores convencionais e motores de alta rotação em uma mesma aplicação, agora do ponto de vista de acoplamento e acionamentos dos motores.



Acionamento de alta rotação utilizando inversor de frequência.

Figura 2.4 – Diferenças entre acionamentos para alta rotação.

O desenvolvimento da eletrônica de potência trouxe inversores capazes de operar com grandes potências e com grandes variações de frequência. Uma fonte de tensão e um inversor de frequência com um controle escalar simples são geralmente apropriados para alimentar um motor de indução de alta rotação nas aplicações mais comumente encontradas. Semicondutores de potência mais novos podem operar em frequências mais elevadas de chaveamento sem causar um aumento excessivo das perdas. Além de que se utilizarmos diferentes técnicas de modulação da tensão, as formas de onda de tensão na saída do inversor podem ser selecionadas de modo a reduzir as perdas, a ondulação de torque, ruídos, etc., dependendo da aplicação e das demandas. O uso da eletrônica de potência junto com redes integradas de controle e de informação torna possível a utilização eficiente e a supervisão das aplicações simultaneamente. Os processos podem ser ajustados sem perdas desnecessárias simplesmente mudando a frequência da fonte do motor elétrico.

Tabela 2.2 - Diferenças entre acionamento convencional e em alta rotação de compressor.

Tipo de Motor	Alta rotação	Convencional
Alimentação	Inversor de frequência	Direta
Dimensões	Pequeno volume e peso	Grande volume e peso
“GearBox” e acessórios	Não	Sim
Controle	Velocidade	Não
Desgaste mecânico	Não (Mancal magnético)	Engrenagens e rolamentos

Alimentar um motor elétrico com um inversor pode exigir alguns ajustes no projeto do motor, principalmente no que se refere ao isolamento. Um aumento adicional na frequência da fonte enfatiza estas exigências. As formas de onda da fonte de tensão e da corrente não são senoidais e mais perdas são introduzidas no motor. Alguns componentes das perdas, tais como as perdas por correntes parasitas, são fortemente dependentes da frequência e sua parte nas perdas totais aumentam com o aumento da frequência. A mudança no balanço das perdas faz com que o projeto ótimo do motor de alta rotação seja diferente do projeto ótimo de um motor convencional de 50/60 hertz. Neste trabalho, são abordados os motores de alta rotação com uma frequência de fonte de até 500 hertz. A aplicação de alta rotação do motor de indução considerada neste trabalho tem todos os componentes girando unidos ao mesmo eixo, ou seja, a carga é acoplada ao mesmo eixo com o rotor.

O sistema de refrigeração adotado poderá ser de dois tipos. Através da passagem do fluxo de ar, neste caso a carcaça do motor será aberta como mostra a Figura 2.5, onde um ventilador externo e com alimentação independente do motor força a circulação de ar através das partes internas do motor e regiões finais do enrolamento, mais conhecidas como cabeça de bobina. O outro sistema é utilizando uma carcaça totalmente fechada com circulação de água ou outro líquido refrigerante como mostra a Figura 2.6, realizando assim a troca térmica.

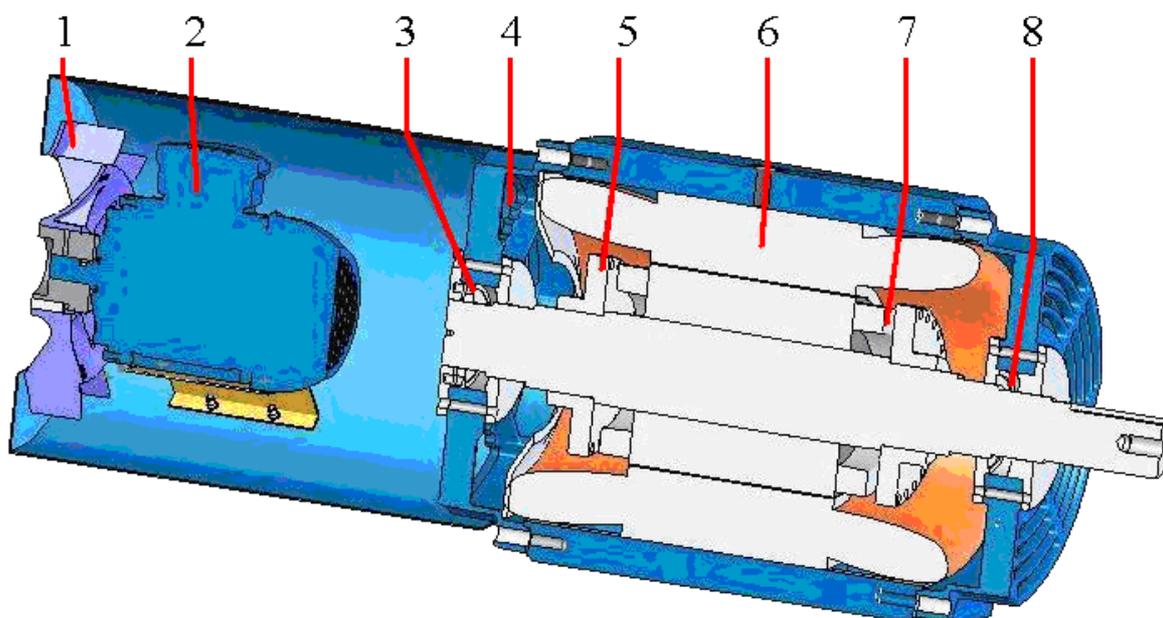


Figura 2.5 – Motor de alta rotação refrigerado a ar – Protótipo.

- | | |
|---|---|
| 1 – Ventilador. | 6 – Núcleo elétrico do motor de alta rotação. |
| 2 – Motor auxiliar normal. | 7 – Rotor para alta rotação. |
| 3 – Anel intermediário do rolamento. | 8 – Rolamentos especiais. |
| 4 – Tampa com abertura para ventilação. | 9 – Tampa especial com circulação de água. |
| 5 – Disco de balanceamento. | 10 – Carcaça especial com circulação de água. |

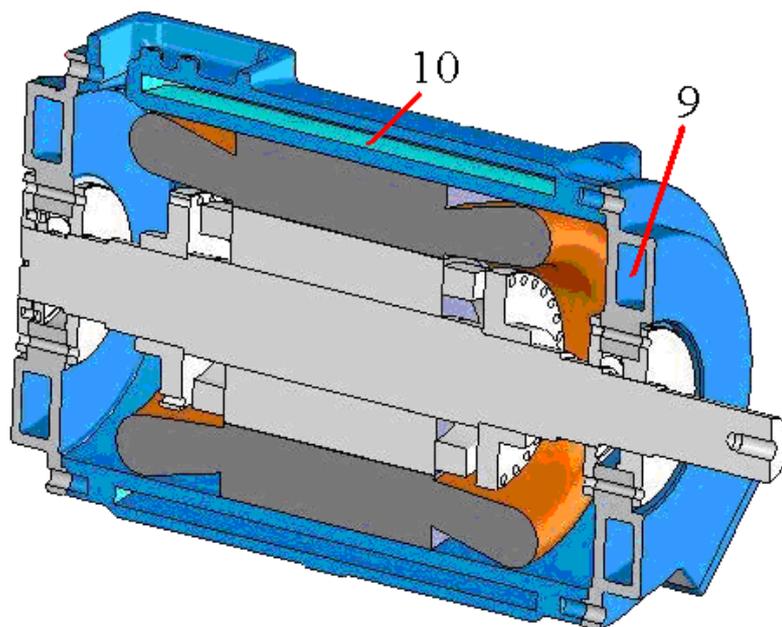


Figura 2.6 – Motor de alta rotação refrigerado a água - Protótipo.

3 O MOTOR DE ALTA ROTAÇÃO

Os motores elétricos vêm se desenvolvendo pelos últimos 180 anos. O período entre 1820 e 1875 foi experimental, em que os inventores conduziram demonstrações públicas de fenômenos interessantes no campo eletromagnético. O primeiro motor elétrico de indução trifásico foi apresentado em 1889, por Dolivo Dobrowolski, engenheiro russo que trabalhava para a AEG, uma empresa alemã. Outros inventores também são citados como responsáveis pelo feito, tais como o italiano Galileo Ferraris e o croata Nicola Tesla. As primeiras máquinas elétricas práticas foram dínamos que operavam com o princípio de corrente contínua. A primeira instalação de um sistema elétrico de distribuição em corrente alternada, foi desenvolvido em Barrington (EUA) no início de 1886. Em 1894, na Carolina do Sul (EUA) surgiu a primeira utilização de motores de indução como carga principal, operando em velocidades de 600 a 1800 rpm. Em 1906 a General Electric produziu um motor de indução trifásico de 5500 rpm com tecnologia de eixo rígido. Os primeiros motores de alta velocidade surgiram na Europa em 1908, para acionamento de eixos de máquinas para a indústria de fibras sintéticas (nylon). Em 1930 os motores de alta velocidade já operavam em 7200 rpm. Com a crescente necessidade de maiores velocidades e confiabilidade, em 1936 a GE lança o conceito de eixo flexível, com o qual o motor absorve as excessivas vibrações geradas pelo desequilíbrio das partes móveis, e com isto seus motores atingem velocidades de operação acima de 10000 rpm. Porém, o conceito de eixo flexível somente podia ser aplicado em motores operando com velocidades constantes, caso contrário deveria ser utilizado o conceito anterior, ou seja, eixo rígido, onde o desequilíbrio das partes móveis do motor passa a ser problemático. A idéia do projeto de eixo flexível foi descrita originalmente por DeLaval em 1890 para aplicação em turbinas e tinha sido utilizada por Alexanderson, em 1909, no projeto de seu alternador de alta frequência [2].

Pode-se dividir as máquinas elétricas de alta velocidade em duas categorias principais: eixo rígido e eixo flexível. Não existe uma definição única que seja aceita para projeto com eixo rígido ou flexível. Em consequência, existe muita confusão sobre o significado dos termos “eixo rígido” e “eixo flexível”, particularmente quando aplicada às máquinas elétricas. DAWSON e EIS [3] possuem duas definições que são mais frequentemente utilizadas para o projeto e operação. Resumidamente, seu critério de projeto pode ser entendido como:

- § Uma máquina de eixo rígido é aquela onde a frequência de ordem mais baixa da velocidade crítica é 130% ou mais da frequência que corresponde à velocidade máxima de operação da máquina.
- § As máquinas de eixo flexível são aquelas onde a velocidade crítica está abaixo de 130% da velocidade máxima.

Velocidade crítica é definida como a velocidade na frequência de rotação crítica, que é quando a frequência de rotação mecânica se iguala à frequência natural de flexão do rotor, resultando em uma situação de ressonância. A excitação neste caso é a força centrífuga de desbalanceamento residual, que por menor que seja, está sempre presente e ocorre sempre na frequência de rotação. Na maioria das máquinas elétricas produzidas atualmente, são utilizados projetos de acordo com os critérios de eixo rígido. Apenas os grandes turbo geradores de alta velocidade utilizam projetos baseados no conceito de eixo flexível, em consequência de seu tamanho e velocidade.

Quando o motor for utilizado em equipamentos de alta velocidade, e principalmente quando existe a possibilidade de variação desta velocidade, o projeto do rotor e do eixo deste motor torna-se muito importante. Durante a fase de projeto, deve-se levar em conta se o motor apresenta uma velocidade crítica dentro da escala da velocidade de operação.

A NORMA API-541 [4] define eixo rígido como o eixo em que a frequência de rotação mecânica é menor que a frequência de rotação crítica, tendo como valor adotado,

$$F_m = r.F_x \quad (0,7 \leq r \leq 0,8) \quad (3.1)$$

Onde: F_m = frequência de rotação mecânica.

F_x = frequência de rotação crítica.

r = Constante.

O eixo flexível é definido pela mesma norma como tendo a frequência de rotação mecânica maior que a frequência de rotação crítica,

$$F_m > F_x \quad (3.2)$$

Neste caso não deve ser aplicado a motores acionados com inversor de frequência, pois com este tipo de acionamento o motor poderá ser inadvertidamente operado na frequência crítica.

Os motores com eixo flexível podem passar pela rotação crítica, mas não podem operar nesta rotação por um tempo prolongado.

Durante as décadas de 40 e 50 as aplicações para máquinas de alta rotação se diversificaram, assim como seus fabricantes. A maioria dos desenvolvimentos utilizava motores de indução com gaiola de esquilo, refrigerados a água, com velocidades de operação de 4000 a 40000 rpm.

Atualmente, as máquinas de velocidade elevada são requeridas em diversas aplicações da indústria, como a movimentação do eixo em máquinas ferramentas e nas bombas turbo-moleculares, na indústria de semicondutores é necessária a utilização de velocidades rotatórias elevadas para melhorias de qualidade e redução do tempo de processamento. No sistema de co-geração através de micro turbinas de gás, os geradores de alta velocidade são preferidos por serem compactos e poderem ser conectados diretamente às turbinas sem as caixas de engrenagens. As vantagens da compactação são o menor peso, elevada eficiência e a manutenção mais simples e barata [5].

Recentemente, houve um grande desenvolvimento dos motores e geradores de alta rotação devido, principalmente, às seguintes razões:

- § Melhoria e menores custos dos circuitos de eletrônica de potência.
- § Ímãs permanentes de alta energia e aços elétricos com baixas perdas.
- § Melhoria da confiabilidade em máquinas rotatórias de elevadas velocidades.
- § Melhoria da lubrificação dos rolamentos e utilização de mancais magnéticos.
- § Análises computacionais e tecnologias de simulação mais desenvolvidas.
- § Operação sem rolamentos (bearingless) e controle sem sensores (sensorless).

3.1 Definição de motor de alta rotação

Conforme a norma IEC 60034-1 [6], motores de indução de gaiola convencionais de tensão nominal abaixo de 1000 V devem estar aptos para funcionar continuamente e com segurança até determinadas velocidades, que variam com a carcaça e a polaridade da

máquina. Adicionalmente existem limites de sobre velocidade definidos, nos quais esses motores devem ser capazes de operar pelo tempo de 2 minutos numa rotação 20% acima da sua faixa contínua segura. O Anexo 1 mostra o trecho da norma, que trata tais questões.

Semelhantemente, a norma NEMA MG 1 - Parte 12 [7] especifica os valores máximos de velocidade para operação contínua segura dos motores de indução de gaiola, dependentes da potência e da polaridade da máquina. Os limites de sobre velocidade, para os quais os motores devem estar aptos a operarem por um período de 2 minutos (sem conexão elétrica com a fonte) também são especificados e variam de 20% a 25% acima dos limites para operação contínua segura. Tais informações estão detalhadas no Anexo 2.

Por outro lado, os motores, quando alimentados por inversor de frequência, atendem às exigências da norma NEMA MG1 – partes 30 e 31 [7] e estão aptos a operar até 90 Hz, ou 5400 rpm, em termos de capacidade de fornecimento de torque na ponta de eixo. Desta forma, pode-se definir internamente como “motores de alta rotação” aqueles, cujo funcionamento nominal está acima de 5400 rpm.

Deve-se lembrar, porém, que quanto mais elevada for a rotação, mais elevada será a velocidade periférica do rotor e seus componentes, e mais cuidados deverão ser tomados com relação ao projeto, fabricação e operação dos mesmos.

Portanto, uma definição mais adequada para “alta rotação” vincula esse termo à velocidade periférica do rotor, pois as máquinas menores admitem rotações mais elevadas do que as máquinas maiores. A máxima velocidade periférica dos motores atualmente fabricados é de 100 m/s (carcaça 355, 5400 rpm), assim, seriam considerados motores de alta rotação aqueles cuja velocidade periférica do rotor fosse maior do que 100 m/s.

Esta conceituação está diretamente relacionada com o nível de tensões mecânicas geradas no rotor, devido ao efeito das forças centrífugas. Pode-se mostrar, para a geometria simplificada de um disco maciço em rotação, Anexo 3, que as tensões tangenciais e radiais desenvolvidas no disco, devido ao efeito da força centrífuga, estão diretamente relacionadas à velocidade periférica do disco [8].

No caso do disco maciço, essas tensões podem ser escritas como sendo:

$$\sigma_{\theta}(r) = \frac{3 + \mu}{8} \cdot \rho \cdot (\omega \cdot r_2)^2 \left[1 - \frac{1 + 3 \cdot \mu}{3 + \mu} \left(\frac{rd}{r_2} \right)^2 \right] \quad (3.3)$$

$$\sigma_r(r) = \frac{3+\mu}{8} \cdot \rho \cdot (\omega r_2)^2 \left[1 - \left(\frac{rd}{r_2} \right)^2 \right] \quad (3.4)$$

Onde: $\sigma_\theta(r)$ = tensão mecânica tangencial no disco no raio r .

$\sigma_r(r)$ = tensão mecânica radial no disco no raio r .

rd = um raio qualquer do disco.

r_2 = raio externo do disco.

ω = velocidade angular do rotor.

ωr_2 = velocidade periférica ou tangencial no raio externo do disco.

ρ = massa específica do material do disco.

μ = coeficiente de Poisson do material do disco.

Essas equações mostram que as tensões $\sigma_\theta(r)$ e $\sigma_r(r)$ serão tanto maiores, quanto maior for a velocidade periférica ωr_2 . Assim, haverá um limite de velocidade ωr_2 acima da qual as tensões tornam-se excessivamente altas, podendo provocar a desagregação do material do disco. Este limite não é necessariamente a velocidade de 100 m/s, porém, velocidades até 100 m/s podem ser consideradas velocidades de operação seguras para os materiais normalmente usados no rotor. Acima desta velocidade são necessários cuidados especiais. Além disso, na geometria real do rotor podem existir pontos de concentração de tensões que requerem verificações especiais.

3.2 Aspectos tecnológicos dos motores de alta rotação

O recente desenvolvimento dos motores de alta rotação tem sido impulsionado por uma série de fatores tecnológicos, dentre eles: as melhorias verificadas na eletrônica de potência, o desenvolvimento de aços elétricos de baixas perdas e de ímãs permanentes de alta energia, o aumento de confiabilidade das máquinas girantes em rotações cada vez mais elevadas, melhorias na mancalização, tecnologias computacionais para análise e simulação de projetos, operação “sensorless”, dentre outros. Além de alta densidade de potência, os motores de alta rotação apresentam ainda a grande vantagem de poderem ser acoplados diretamente à carga (principalmente compressores), sem a necessidade de sistemas mecânicos intermediários, tornando o acionamento mais eficiente, compacto, leve, robusto e financeiramente mais atrativo [9].

Existe atualmente uma ampla variedade de soluções tecnológicas para acionamentos de alta rotação com acoplamento direto. Elas podem ser divididas basicamente em duas categorias: soluções mecânicas (por exemplo, turbinas a gás e a vapor) e soluções elétricas (por exemplo, motores síncronos e de indução). As soluções elétricas destacam-se por apresentarem menores custos com manutenção, melhor eficiência energética, menor índice de emissão de poluentes, maior possibilidade de automação e controle remoto de processos, dentre outras vantagens [10].

Focando então as soluções elétricas disponíveis, elas podem ser classificadas como sendo de velocidade fixa ou de velocidade variável. As aplicações sem variação de velocidade são bem menos dispendiosas e geralmente a sua escolha é feita com base na eficiência global do processo em si. No entanto, sua aplicação é logicamente bem mais limitada, ao passo que a busca por soluções elétricas de velocidade variável é crescente. O diferencial entre estas aplicações é o tipo de inversor que será utilizado em seu acionamento. Se a velocidade é constante, pode-se utilizar um inversor dedicado e muito mais simples e de custo inferior. Já se a aplicação necessita de variação na velocidade, deve-se ter um inversor que seja capaz de atender a esta solicitação.

Outras características importantes das soluções elétricas são a rotação e o tipo de motor. Quando motores convencionais de “baixo custo” (até 3600 rpm) são utilizados em aplicações de alta rotação, independentemente da necessidade de haver variação de velocidade, tipicamente são necessários também sistemas mecânicos como engrenagens, polias e correias, que reduzem o rendimento global do sistema e aumentam o espaço requerido, a complexidade e o custo da instalação.

Assim, aumentar a rotação do motor acima de 3600 rpm é interessante por dois motivos: reduz tamanho e peso do equipamento (a potência é proporcional à rotação, logo a conversão de potência por volume é melhorada), o que significa melhor utilização da energia, e, além disso, o acoplamento direto ainda melhora sensivelmente o rendimento global do acionamento. Mas as características elétricas e magnéticas das máquinas devem ser melhoradas, assim como características mecânicas tais como a robustez do rotor, sistemas de resfriamento e lubrificação, mancais e amortecimento de vibrações.

Quanto ao tipo de motor, eles podem ser síncronos ou assíncronos. Motores de corrente contínua não se prestam bem a aplicações de altas velocidades e potências, máquinas homopolares apresentam desempenho muito abaixo do desejável, já os motores de relutância e de ímãs permanentes podem ser promissores, entretanto sua aplicação em

altas rotações e altas potências ainda é incipiente. O motor síncrono sem escovas é limitado construtivamente a velocidades em torno de 7000 rpm (as dificuldades estão relacionadas com a necessidade de fornecer potência elétrica ao rotor e à complexidade do rotor devido ao isolamento dos condutores, cunhas de ranhuras, etc.).

O motor de indução, por outro lado, possui um rotor bastante simples e robusto, o que reduz custos e aumenta a confiabilidade, e pode atender a praticamente todas as aplicações no que diz respeito à relação velocidade/potência. O tipo de máquina, conforme mostra a Tabela 3.1, a ser finalmente escolhido para determinada aplicação, contudo, depende de uma série de fatores incluindo a tecnologia dos mancais, a faixa de velocidades de operação, a potência nominal, os requisitos de desempenho e a temperatura ambiente.

Tabela 3.1 - Vantagens e desvantagens das máquinas elétricas de alta rotação.

Tipo de Máquina		Vantagens	Desvantagens
Indução	Rotor Laminado	Partida suave	Perdas no rotor
		Regulação de velocidade em malha aberta.	Baixo fator de potência Baixa resistência mecânica
	Rotor Sólido	Resistência mecânica elevada	Saturação elevada
		Robusto a altas temperaturas	Baixos torques Baixo fator de potência
Imã Permanente	Ímãs Superficiais	Entreferro grande	Fragilidade do rotor
		Alto fator de potência	Perdas no ferro a vazio
		Estrutura do rotor simples	Enfraquecimento do campo
	Ímãs Internos	Estrutura mais robusta	Estrutura do rotor complicada
		Maiores torques Rotações mais elevadas	Entreferro pequeno
Claw pole		Alto fator de potência	Estrutura do rotor complicada
		Ajuste do campo	Perdas no rotor
Homopolar		Alto fator de potência	Perdas por ventilação
		Ajuste do campo	Perdas no ferro
		Estrutura do rotor simples	
Imã Permanente de Fluxo Axial		Alto fator de potência	Enfraquecimento do campo
		Baixas perdas no rotor	Estrutura complicada
		Entreferro grande	
Síncrona de Relutância		Estrutura do rotor simples	Baixo fator de potência
		Baixas perdas no rotor	Perdas por ventilação
		Ajuste do campo	Entreferro pequeno
Relutância chaveada		Estrutura do rotor simples	Vibração elevada
		Grande relação rotor/inércia	Perdas por ventilação
		Ajuste do campo	Entreferro pequeno

O motor de indução pode possuir rotor sólido, Figura 3.1, ou laminado, Figura 3.2. Por sua grande integridade, o motor de indução com rotor sólido apresenta bom desempenho mecânico em altas rotações, porém, do ponto de vista elétrico é quase inaceitável por apresentar fator de potência muito baixo e perdas magnéticas muito elevadas.



Figura 3.1 – Rotor sólido para motor de alta rotação.

Fonte: Arquivo particular de Sebastião Lauro Nau – Cortesia: Rotatek/2006.



Figura 3.2 – Rotor laminado para motor de alta rotação.

Fonte: Protótipo Motor Alta Rotação – Cortesia: WEG/2007.

O motor com rotor sólido apresenta um comportamento mais complexo do que o de um motor com rotor clássico de gaiola, pois os níveis de saturação são inerentemente mais altos. Canais axiais podem melhorar o desempenho da máquina de rotor sólido, aumentando o torque produzido e o fator de potência. Por outro lado, apresentam a contrapartida de aumentar o ruído e enfraquecer mecanicamente o rotor [11]. Rotores laminados mecanicamente representam um desafio ao projetista, mas eletricamente seu

bom desempenho é garantido. O bom desempenho mecânico do rotor em altas rotações basicamente depende de dois fatores: a capacidade das lâminas e dos anéis de curto-circuito de suportarem as altas tensões mecânicas induzidas pelas forças centrífugas e a capacidade do rotor de permanecer balanceado mesmo com os diferentes níveis de expansão térmica das várias partes que o compõem.

O estator de um motor de indução de alta rotação, contudo, é bastante similar a um estator convencional, mas deve ser dada atenção especial à alimentação em alta frequência. Aços elétricos de alta qualidade devem ser usados, para que as perdas de alta frequência sejam minimizadas, mas sem que isto traga uma diminuição nas características mecânicas da chapa. Quanto ao sistema de isolamento do enrolamento do estator, poderá ser encapsulado ou impregnado com resina epóxi, para resistir às micro vibrações geradas pela alta rotação, que podem destruir o sistema isolante e também suportar com maior segurança os esforços impostos pela alimentação PWM. Isto será discutido no capítulo 6.

Uma complicação do projeto de motores de indução de alta rotação diz respeito ao método de resfriamento. Para dada potência, o motor tende a ser menor, quanto maior for a sua velocidade de rotação. No entanto, as perdas elétricas não são reduzidas na mesma proporção que o tamanho, então aumenta a relação das perdas a serem evacuadas por unidade de volume (ou área), exigindo atenção especial a este aspecto do projeto.

A limitação de potência do motor de indução se dá da seguinte forma: assumindo a necessidade de se entregar potência em determinada rotação, com base no stress mecânico suportado pelas chapas poderá ser definido o máximo diâmetro aceitável do rotor e, por conseguinte, a sua rigidez. Uma vez conhecido o diâmetro do rotor, o cálculo da rotação crítica determinará o seu comprimento máximo (altura do pacote). Adota-se uma margem de segurança de 25% entre a máxima velocidade de operação e o primeiro modo de flexão, utilizando o conceito de eixo rígido. O máximo volume rotórico passa a ser então conhecido. O torque desenvolvido pelo motor é proporcional ao volume rotórico, para determinada solução de resfriamento.

Conseqüentemente, a máxima potência também estará definida e o único meio de elevá-la seria melhorando o rendimento do sistema de resfriamento ou dos materiais utilizados em sua fabricação. Considerando um projeto em que o comprimento do rotor e o diâmetro do eixo foram escolhidos para estar seguramente abaixo da primeira rotação crítica, a potência do motor depende do diâmetro do rotor e, portanto, é limitada pela escolha dos materiais. A literatura indica que até uma frequência de operação de 500 Hz

(30000 rpm, para uma máquina de dois pólos) não há problemas em utilizar gaiola de alumínio [12], acima desta rotação deve-se buscar outras soluções, como rotor maciço ou cintas de segurança para os anéis de alumínio e superfície do rotor.

Vibrações, além de ser um problema mecânico, também causam a maior parte do ruído do motor. As vibrações são excitadas tanto pelo campo magnético da própria máquina (harmônicas de campo do estator e do rotor, harmônicas de saturação dos dentes e excentricidade), como pelas harmônicas decorrentes da alimentação por inversor de frequência. Aqui cabe ressaltar, que também os circuitos de controle devem possuir alto rendimento e para isso devem ser projetados para um menor conteúdo harmônico com tensões e correntes de alta frequência.

Finalmente, em relação às perdas nestes motores, pode-se dizer que as perdas no ferro predominam, a não ser que a densidade de fluxo seja extremamente baixa, acarretando a redução da densidade de potência, mas isso não é um grande problema, pois a densidade de potência destes motores é conceitualmente elevada. Para reduzir a densidade de fluxo, porém, o eixo não pode ser afinado para promover o alargamento da coroa do rotor, pois isso abaixaria a frequência de ressonância. Ainda em termos de perdas no ferro, a configuração com dois pólos é a recomendada, uma vez que a frequência de alimentação será a menor possível. O problema com as máquinas de dois pólos reside nas cabeças de bobina que tendem a ser grandes e nos longos caminhos do fluxo e, portanto, largura da coroa, principalmente no rotor. O diâmetro do rotor deve ser escolhido tão pequeno quanto possível, porque as perdas por atrito aumentam quadraticamente com a velocidade superficial e as forças centrífugas são proporcionais ao raio.

4 CONSTRUÇÃO DO MOTOR DE ALTA ROTAÇÃO

Um motor de alta rotação deve ser projetado de modo que trabalhe bem com uma fonte de frequência elevada fornecida por um inversor. Os conceitos mecânicos devem ser considerados com cuidado ao projetar um rotor para velocidades elevadas de rotação. A perda por atrito torna-se mais significativa e as perdas em geral são geradas em um volume menor do que em um motor convencional. A refrigeração do motor tem que ser ajustada de acordo com estes novos conceitos. A distribuição das perdas dentro do motor também muda e esta, por sua vez, muda os parâmetros de projeto. A busca de soluções para estes problemas irão conduzir a algumas diferenças de projeto de um motor de indução de alta rotação, quando comparadas com os projetos convencionais de mesmo nível de potência.

4.1 Laminação para altas frequências

Um campo magnético alternado induz correntes parasitas em partes condutoras como núcleo de ferro e enrolamentos. As correntes parasitas opõem-se a mudanças do fluxo e tentam empurrá-lo para fora do meio condutor. Assim, o campo magnético e o fluxo somente podem penetrar uma determinada profundidade em um material condutor. Logo a parte interna do material não pode ser usada como um trajeto para o fluxo. Este efeito pode ser explicado através do conceito de profundidade de penetração δ_p , que é definida como uma distância de uma superfície de um plano material condutor onde a amplitude de uma onda eletromagnética incidente que penetra no material seja diminuída pelo fator e^{-1} ou 37% de seu valor original. Esta profundidade de penetração é dada pela equação (4.1).

$$\delta_p = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \mu_r \gamma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu_0 \mu_r \gamma}}; \text{ pois } \omega = 2\pi f \quad (4.1)$$

- Onde: ω = frequência angular.
 f = frequência da onda do incidente.
 μ_0 = permeabilidade do vácuo.
 μ_r = permeabilidade relativa do material.
 γ = condutividade do material.

No motor estudado, foram utilizadas lâminas de aço não-orientado de 0,50 mm e 3,00 mm. Sabe-se que a lâmina de 0,50 mm é uma boa escolha para o estator de um motor de alta rotação acionado com frequência entre 500 e 1000 Hz de tensão e corrente fundamentais. Do ponto de vista das perdas, a lâmina de 0,50 mm é claramente melhor do que a lâmina de 3,00 mm, embora a diferença se torne menor em frequências mais baixas. Lâminas mais finas estão disponíveis hoje em dia, pois as aplicações em alta frequência estão se tornando mais comuns. Entretanto, as perdas não são a única condição a ser considerada na seleção das lâminas elétricas. Os valores das perdas das lâminas sugerem claramente o uso de uma laminação mais fina, porém o custo, a facilidade de manufatura e a resistência às forças centrífugas, sugerem uma lâmina mais grossa. Assim, SOONG et al. [13] indicam a importância de um tratamento térmico para conseguir as características apropriadas da laminação, mesmo que seja de uma espessura maior. O tamanho de grão, a elasticidade e a resistência do material podem ter seus rendimentos ajustados com tratamentos diferentes. Um tamanho de grão grande é apropriado para minimizar as perdas por histerese nas laminações para máquinas de 50/60 hertz. Em um motor de alta rotação, a perda por correntes parasitas torna-se dominante e assim um tamanho de grão pequeno é mais apropriado. Com um tratamento térmico correto, um ponto ótimo entre a perda por histerese e a perda por correntes parasitas pode ser encontrado e a perda total ser reduzida. O tratamento térmico afeta também a resistência e a fragilidade do material, portanto deve ser utilizado com critérios bem definidos para não prejudicar mecanicamente a chapa.

Basicamente, somente estas duas propriedades são importantes nas laminações do rotor, já que o objetivo é conseguir o máximo de rendimento e manter o nível necessário de fragilidade a fim evitar a desintegração do material. Segundo BOGLIETTI et al.[14] e SMITH e EDEY [15], a montagem do pacote de chapas do motor também tem efeitos nas características da lâmina. Estampar as lâminas, por exemplo, diminui as propriedades eletromagnéticas da chapa, infligindo um elevado esforço nas bordas do corte, alterando a estrutura do grão e removendo o revestimento isolante. Os dentes de um estator ou rotor de alta rotação podem ser pequenos e assim a área relativa da lâmina deteriorada pode ser grande. Técnicas mais caras de fabricação, como o corte a laser podem ser utilizados [13], evitando-se desta maneira os danos causados pelo processo de estampagem.

O empilhamento e compactação das lâminas também têm efeito nas propriedades eletromagnéticas. Neste caso o esforço mecânico pode causar efeito similar ao efeito danoso da estampagem, pois em ambos existe a compressão das chapas. O processo de

empilhamento deve também levar em consideração as condições de homogeneidade do material e do tipo de variação do campo magnético a que o pacote ficará sujeito, principalmente nos motores onde as lâminas não-orientadas podem ser utilizadas no pacote do estator. Pelo fato de existirem estas pequenas não-homogeneidades, que são devidas ao sentido de laminação do aço, as chapas devem ser empilhadas de tal modo que o sentido de laminação varie durante a formação do pacote.

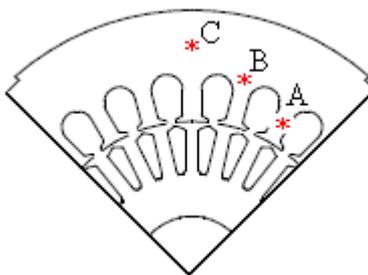


Figura 4.1– Pontos de “loci” em um estator.

Uma prática comum é girar metade do pacote em 180° , mas em casos especiais o ângulo de giro do pacote pode ser menor, como por exemplo, 90° . Outra adição é o tipo da variação do campo magnético. BERTOTTI et al. [16] demonstram que os “loci” de um campo magnético alternado são muito diferentes em posições diferentes de um estator, observando os pontos indicados na Figura 4.1, são alternados nos dentes (A), girando na extremidade do dente próximo a coroa (B) e elípticos no centro da coroa (C).

Isto levanta uma pergunta a respeito de se as chapas orientadas devem ser usadas como proposto por BOGLIETTI et al.[17], que sugerem que chapas orientadas poderiam ser empilhadas ortogonalmente para se assemelharem a uma pilha de chapas bi-orientadas. Desta estrutura magnética transversal (CMS) espera-se uma menor produção de perdas no ferro do que a produzida por uma pilha de lâminas não-orientadas.

Se um rotor de aço sólido for usado, o aço tem que suportar as correntes e o fluxo magnético produzindo o torque. Se medida, a perda total específica seria elevada. Neste sentido, a condutividade e a permeabilidade elevadas seriam ideais. Este tipo de material produziria um torque mais elevado por volume, mas também uma elevada densidade de perdas. Entretanto, se o rotor tiver um revestimento de cobre ou sulcos longitudinais com barras de alumínio, aços com condutividade mais baixa podem ser usados, principalmente

porque as seções de cobre ou alumínio carregarão as correntes e o fluxo por um trajeto com perdas resistivas menores.

4.2 Enrolamento do estator para alta rotação

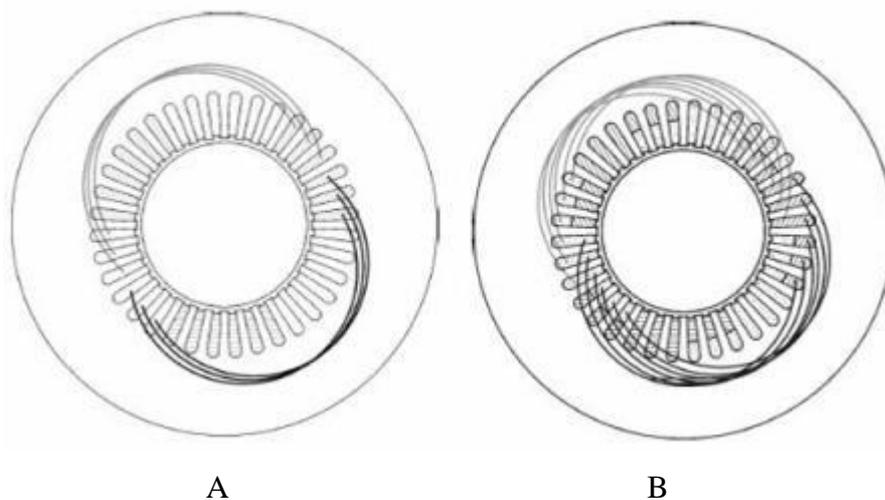
Para o enrolamento do estator, a característica mais importante no projeto do motor de alta rotação é apresentar um fluxo perfeitamente senoidal, ou o mais próximo possível, na superfície do rotor. Se não, os componentes harmônicos induzirão uma quantidade considerável de perda no rotor. Especialmente se forem utilizados os rotores sólidos. Esta condição é muito discutida na literatura e as soluções propostas podem ser divididas em dois grupos.

Um grupo das soluções tenta fazer a força magneto motriz (fmm) produzida pelo enrolamento do estator tão senoidal quanto possível, com o objetivo de reduzir as harmônicas do enrolamento. O outro grupo tenta fazer a permeância da abertura da ranhura do estator tão estável quanto possível. As soluções de ambos os grupos podem ser usadas ao mesmo tempo a fim reduzir o índice das harmônicas do fluxo de abertura das ranhuras. Os motores de indução convencionais têm geralmente enrolamento de camada única, desta forma podem utilizar a inserção da bobinagem mecanizada. Ultimamente estão sendo desenvolvidas máquinas de bobinagem mecanizada para motores utilizando bobinagem em camada mista, que é um meio termo entre a camada única e a dupla. Um motor de alta rotação é mais sensível aos harmônicos de enrolamento e uma forma de onda mais perfeita da fmm é desejada. Isto pode ser conseguido aumentando o número de ranhuras ou usando-se um enrolamento de camada dupla. Em princípio, o aumento do número de ranhuras é o melhor, contanto que exista bastante espaço para as ranhuras e deste modo os dentes não se tornem muito estreitos. A redução nas perdas no lado do rotor geralmente compensa o aumento das perdas no ferro no lado do estator. Algumas das harmônicas de enrolamento têm o mesmo valor para o fator de enrolamento que a componente fundamental. As harmônicas relativas à abertura das ranhuras têm sua ordem elevada no espectro harmônico quando o número de ranhuras é aumentado. Isto pode ser visto na Tabela 4.1. O fator de dispersão na mesma tabela descreve o índice das harmônicas de fmm. Logo a qualidade da fmm melhora com o aumento do número de ranhuras. O projeto do estator pode também ser melhorado selecionando um enrolamento de passo encurtado e camada dupla, o que diminui eficazmente os índices harmônicos da fmm e do fluxo da abertura da ranhura.

Tabela 4.1 - Fator de Enrolamento (ξ) para enrolamentos trifásicos.

v	Q=24; W/ τ = 1	Q=24; W/ τ = 5/6	Q=36; W/ τ = 1	Q=36; W/ τ = 5/6
1	0.958	0.925	0.956	0.924
5	0.205	0.053	0.197	0.051
7	0.158	0.041	0.145	0.038
11	0.126	0.122	0.102	0.098
13	0.126	0.122	0.092	0.089
17	0.158	0.041	0.084	0.022
19	0.205	0.053	0.084	0.022
23	0.958	0.925	0.092	0.089
25	0.958	0.925	0.102	0.098
29	0.205	0.053	0.145	0.038
31	0.158	0.041	0.197	0.051
35	0.126	0.122	0.956	0.924
37	0.126	0.122	0.956	0.924
$\sigma_{\delta,v} \leq 1000$	0.0088	0.0062	0.0051	0.0029

O maior inconveniente é a diminuição do fator de enchimento da ranhura devido à necessidade de isolamento entre duas fases em uma mesma ranhura. O fator de enrolamento para a fmm fundamental também é ligeiramente reduzido. PYRHÖNEN e KURRONEN [18] obtiveram resultados satisfatórios quando alteraram o enrolamento de um estator de 24 ranhuras, de passo pleno para passo encurtado em 5/6.



A - Uma fase com enrolamento com passo pleno e camada única.

B - Uma fase com enrolamento com passo encurtado de 5/6 e camada dupla.

Figura 4.2– Estator com 36 ranhuras.

A Figura 4.2 ilustra o enrolamento de um estator com 36 ranhuras com passo pleno e camada única (A) e com passo encurtado de 5/6 e camada dupla (B). Em ambos os casos para uma única fase. A Tabela 4.1 mostra os fatores de enrolamento (ξ) para estatores com 24 e 36 ranhuras e enrolamento com passo pleno e com passo encurtado de 5/6. Pode-se perceber que com o encurtamento do passo do enrolamento a qualidade da fmm está melhorada.

Os fatores de enrolamento, em função da ordem da harmônica, foram calculados usando a equação (4.2) [19]:

$$\xi_v = \text{sen}\left(v \frac{\pi}{2m}\right) \frac{\text{sen}\left(v \frac{\pi}{2m}\right)}{q \cdot \text{sen}\left(v \frac{\pi}{2m \cdot q}\right)} \text{sen}\left(v \frac{\pi \cdot W}{2\tau}\right) \quad (4.2)$$

Onde: m = número de fases.
 q = número de ranhuras por pólo por fase.
 W = extensão da bobina.
 ξ_v = fator de enrolamento para harmônica v .
 τ = passo polar.
 v = ordem da harmônica:

$$v = 2 \cdot k \cdot m + 1, k \in \mathbb{N} \quad (4.3)$$

O fator de dispersão (σ) que descreve o índice das harmônicas da fmm é dado pela equação:

$$\sigma = \sum_{v=1} \left(\frac{\xi_v}{v \xi_1} \right)^2 \quad (4.4)$$

As correntes de alta frequência e o fluxo disperso podem causar um considerável efeito skin e aumentar a perda por correntes parasitas nos enrolamentos. Para evitar estes efeitos, procura-se utilizar enrolamentos com fios finos e enrolados aleatoriamente. MEKHICHE et al. [20] usaram o fio de Litz. Este tipo de condutor filamentar é usado em

transformadores e em indutores de alta frequência. As perdas deste tipo de fio são menores, mas são mais caros do que os condutores convencionais revestidos de esmalte.

Outro problema do projeto relacionado aos enrolamentos é que as limitações dinâmicas do rotor sugerem frequentemente maiores dimensões do eixo e pacote para o rotor e estator. Para um motor de dois pólos, isto significa enrolamentos relativamente longos tendo por resultado perdas por dispersão e ôhmica relativamente mais elevadas. Um motor de quatro pólos seria melhor neste sentido, mas significaria uma fonte de alimentação com o dobro da frequência, uma perda no ferro mais elevada, um efeito skin aumentado e uma perda no chaveamento mais elevada para o inversor.

4.2.1 O fio de Litz

Este fio é composto por um grande número de fios de pequena bitola, em AWG, o que caracteriza uma menor perda elétrica devido ao efeito pelicular da corrente em frequências altas.



Figura 4.3– Rolos de diversos tipos de fio Litz.

Normalmente no fio de cobre convencional as correntes de baixas frequências, por exemplo, 60 Hz da rede elétrica pública, circulam próximo ao centro do fio. Porém, conforme se eleva a frequência, ocorre o fenômeno chamado de efeito pelicular, onde a corrente passa a circular muito próxima à periferia do fio, deixando o seu centro praticamente sem nenhuma passagem de corrente.

O fio Litz por ser composto de vários fios com pequeno diâmetro, o fabricante indica no máximo 50 fios de 38 AWG de diâmetro, aperfeiçoa a circulação da corrente, aumentando o campo elétrico e conseqüentemente aumentando a tensão de saída.

4.3 O entreferro e abertura das ranhuras

Além de reduzir as harmônicas de enrolamento, é necessária uma diminuição nas harmônicas de permeância na abertura das ranhuras do estator para termos um fluxo senoidal mais próximo do ideal no lado do rotor. Logo um dos parâmetros mais importantes no projeto de um motor de alta rotação é o entreferro. Como mencionado na seção precedente, os harmônicos podem induzir a maioria das perdas no lado do rotor. Para um motor de indução, um grande entreferro é um problema porque o rotor tem que ser magnetizado pelo lado do estator. Isto significa uma corrente de magnetização elevada, um aumento da perda ôhmica nos enrolamentos do estator e um baixo fator de potência. Entretanto, no caso de motores de alta rotação, uma opinião comum é de que a necessidade de aumentar a magnetização será compensada pela redução das perdas do rotor. Lähteenmäki et al. [21] descrevem o teste com um motor de indução de 7kW/50Hz. O entreferro inicial, 0.35mm, foi selecionado de acordo com os valores regularmente utilizados. Durante as medidas, os autores reduziram o diâmetro do rotor em duas etapas. O entreferro foi aumentado para 0.50 mm e a finalmente para 0.67 mm. Uma fonte de tensão senoidal foi usada para acionar o motor em 50, 100 e 150 Hz.

Os resultados mostraram que o motor, operando com torque nominal, e que tinha o maior entreferro apresentou um total de perdas menor quando a frequência foi aumentada. A perda total em 150 Hz caiu em um terço, quando o entreferro foi aumentado de 0.35 mm para 0.67 mm. Em 50 Hz e especialmente em vazio, as diferenças foram pequenas. Isto foi devido ao aumento das perdas do enrolamento que compensa a diminuição das perdas adicionais do ferro. Os resultados aplicam-se também de forma similar para as máquinas de indução alimentadas por inversor de frequência operado em frequências mais elevadas.

Assim, a seleção do entreferro pode ser baseada principalmente em equilibrar os componentes das perdas de modo que a soma delas seja minimizada [22].

O tamanho do entreferro pode afetar a refrigeração do motor, se o fluxo do refrigerante sofrer restrição quando da passagem pelo entreferro, principalmente em motores que utilizam carcaça aberta. A Tabela 4.2 mostra o entreferro (δ) de alguns motores de indução de alta rotação relatados na literatura. A relação do entreferro pelo diâmetro do rotor (δ/D_{e2}), o tipo do rotor, a potência nominal, a velocidade nominal e a referência também estão tabelados. Pode-se ver que o entreferro é aproximadamente dez vezes maior em um motor de alta rotação comparado a um convencional.

Tabela 4.2 - Entreferro de alguns motores de indução de alta rotação e um convencional.

δ [mm]	δ/D_{e2} [%]	Tipo de rotor	Potência [kW]	Rotação [rpm]	Referência
4,00	5,7	Sólido revestido	60	100000	[26]
4,50	5,0	Sólido revestido	60	60000	[27]
4,50	5,0	Sólido revestido	50	30600	[28]
2,50	2,8	Sólido engaiolado	50	50000	[27]
1,27	2,5	Laminado	21	50000	[13]
2,15	2,4	Laminado	50	30600	[28]
0,95	1,1	Sólido	12	13500	[29]
		Sólido com fendas			
		Sólido engaiolado			
1,00	1,0	Sólido	12	24000	[18]
		Sólido revestido			
		Sólido duplo revestimento			
0,40	0,8	Sólido	0,7	24000	[30]
		Sólido duplo revestimento			
0,80	0,4	Laminado	37	1500	Convencional

O problema da magnetização de um motor de alta rotação poderia ser evitado usando um rotor de ímãs permanentes. Mas o projeto mecânico do rotor de ímãs permanentes necessita de cuidados especiais, porque o rotor não é tão robusto quanto os rotores dos motores de indução. Outra maneira de diminuir as harmônicas de permeância é minimizar o efeito da abertura da ranhura do estator fazendo-a tão pequena quanto possível [23] e [24], ou utilizando-se de cunhas de materiais magnéticos ou semi-magnéticos no fechamento da abertura da ranhura, e com isto diminuir a flutuação da onda de permeância a um grau muito menor [25]. As desvantagens destas soluções são o aumento da dificuldade de inserção dos fios de cobre que formam as bobinas, o que acarreta um aumento no custo de fabricação do produto, tanto pelo maior tempo de bobinagem como pelo maior custo da cunha magnética em relação ao isolante de fechamento normalmente utilizado.

A norma IEC 60079-7 apresenta a equação (4.5), que pode ser utilizada para dimensionar o entreferro mínimo que deve ser previsto para motores de rotação elevada. Evidentemente deve-se buscar um ponto de equilíbrio entre este valor e um máximo, determinado conforme se viu anteriormente.

$$\delta = \left[0,15 + \frac{D_{e2} - 50}{780} \left(0,25 + \frac{0,75.n}{1000} \right) \right].rp.b \quad (4.5)$$

- Onde: δ = entreferro.
 D_{e2} = diâmetro externo do rotor.
 n = máxima rotação.
 b = 1,0 para rolamento de esferas, 1,5 para rolamento de rolos.
 rp = relação entre pacote e diâmetro do rotor, conforme equação (4.6).
 Lr = pacote de chapas do rotor.

$$rp = \frac{Lr}{1,75 \cdot D_{e2}} \quad (4.6)$$

Através da equação (4.6) tem-se a Tabela 4.3, onde estão tabulados, para alguns motores com carcaças pequenas, médias e grandes, em 50 e 60Hz, os valores para os mínimos valores de entreferro que podem ser utilizados em motores normais e de alta rotação.

Pode-se também comparar o valor mínimo que deve ter o entreferro para motores girando na rotação síncrona, em 10000 rpm e 15000 rpm.

Tabela 4.3 - Cálculo do valor mínimo de entreferro para motores de alta rotação.

Dados dos motores							Mínimo δ na rotação		
Hz	Carcaça	cv	D_{e2}	Lr	n	δ	Síncrona	10000 rpm	15000 rpm
50	225 VI	50	260	250	1000	0,60	0,2527	1,4025	2,0412
50	225 VIII	40	260	250	750	0,60	0,2208	1,4025	2,0412
60	90 IV	2	92.5	95	1800	0,30	0,2218	0,7362	1,0498
60	132 IV	10	150	140	1800	0,60	0,2507	0,9067	1,3067
60	200 II	40	185	190	3600	1,35	0,4949	1,1569	1,6741
60	200 IV	50	206	260	1800	0,85	0,4036	1,5391	2,2315
60	355 IV	500	395	600	1800	2,00	0,7482	3,1237	4,5722
60	355 VI	200	420	360	1200	1,60	0,3382	1,8576	2,7208

4.4 Perdas e refrigeração do motor de alta rotação

A distribuição das perdas em um motor de alta rotação é diferente se comparada com a distribuição de perdas de um motor convencional. Isto ocorre porque os fenômenos que originam algumas das perdas dependem da frequência de diferentes maneiras, deste modo estas componentes das perdas são alteradas com a mudança da velocidade. O

seguinte quociente da perda total (p_t) pela potência de saída ($P_{saída}$), ilustra esta dependência [31]:

$$\frac{p_t}{P_{saída}} = \frac{p_{cu} + p_h \cdot n + p_{cp} \cdot n^2 + p_a \cdot n^3}{C \cdot V_{rotor} \cdot n} \quad (4.7)$$

Onde: p_{Cu} = perda no cobre.

p_h = perda por histerese.

p_{cp} = perda por correntes parasitas.

p_a = perda por atrito.

n = rotação.

C = fator que descreve o torque por unidade de volume fornecido pelo rotor.

V_{rot} = Volume do rotor.

A equação é simplificada e não deve ser aplicada quando se tem grande variação na frequência, mas pode-se observar o comportamento das parcelas relativas às perdas ôhmicas, por correntes parasitas e por atrito em função da rotação, e também ilustra bem a idéia de uma distribuição de perdas em função da velocidade. Levando-se em consideração que a distribuição das perdas se altera em função da frequência, é lógico se esperar que o projeto dos motores também deva mudar em função da alteração na frequência. SAARI [26] fornece um exemplo desta diferença na distribuição das perdas, comparando um motor convencional e um de alta rotação. Ambos os motores são de indução com potência de 37kW. O total de perdas está mostrado no Gráfico 4.1. As perdas resistivas no cobre do motor de alta rotação são menores em razão do enrolamento do estator apresentar uma resistência mais baixa. As perdas no núcleo foram reduzidas utilizando-se lâminas mais finas na formação do pacote e entreferro maior. Em compensação as perdas mecânicas, onde estão incluídas as perdas por atrito, nos rolamentos e por refrigeração, aumentaram mais de quatro vezes no motor de alta rotação, sempre em comparação com o motor convencional.

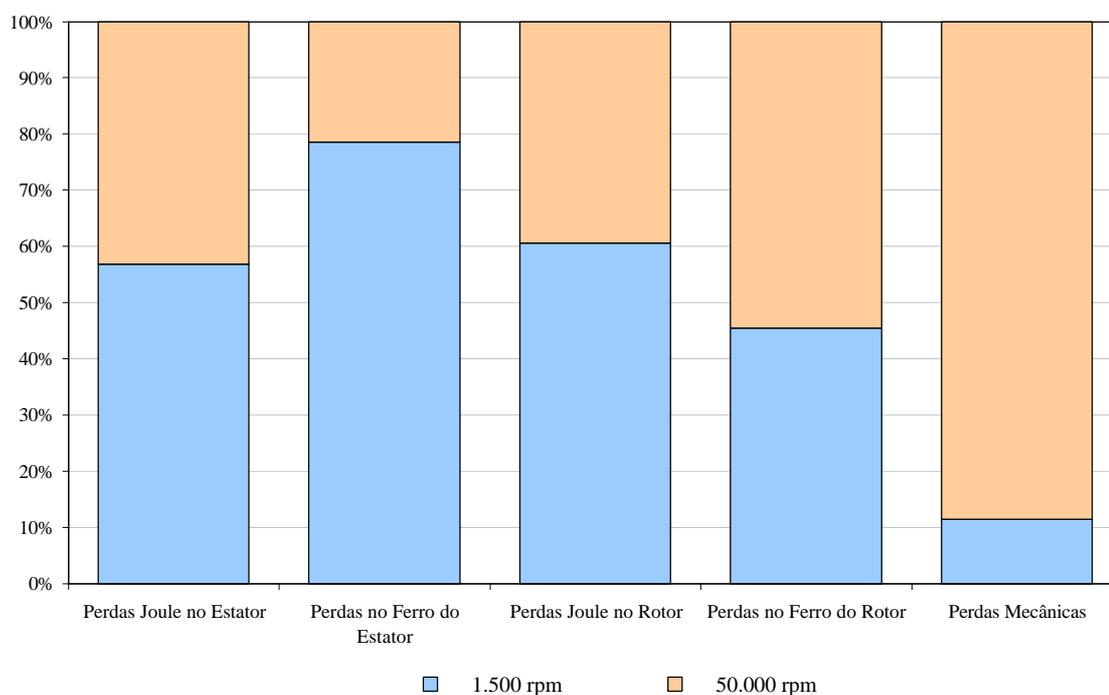


Gráfico 4.1 – Perdas em motor de indução normal e de alta rotação, ambos 37kW IV [26].

Deste modo as perdas totais no motor de alta rotação tornam-se maiores que no motor convencional de mesma potência. Utilizando-se dos parâmetros de projeto especificados no trabalho de SAARI [26], pode-se calcular o volume do estator e rotor, e concluímos que o motor de alta rotação apresentava um volume de estator e rotor de somente 23% e 5%, respectivamente, do volume das mesmas partes do motor convencional. Este exemplo mostra bem que a densidade de perda em um motor de alta rotação é mais elevada, e isto afeta a topologia ideal do motor. Motores auto-ventilados (TEFC), ou seja, motores cujo ventilador está acoplado ao próprio eixo do motor tornam-se impraticáveis, acima de certa rotação, pois uma grande parcela das perdas totais é composta pelas perdas por atrito e por ventilação, ou seja, no ventilador. Além do mais, o ruído acústico gerado pelo ventilador em altas rotações poderia ser inaceitável. O ar quente que se encontra no entreferro deve ser retirado de modo que não contribua para o aumento da temperatura do estator e rotor, e sim contribua na retirada de calor do rotor, mantendo sua temperatura em níveis aceitáveis. Assim, nos motores estudados é utilizada a refrigeração independente com circulação de ar forçado através do entreferro e das cabeças de bobinas.

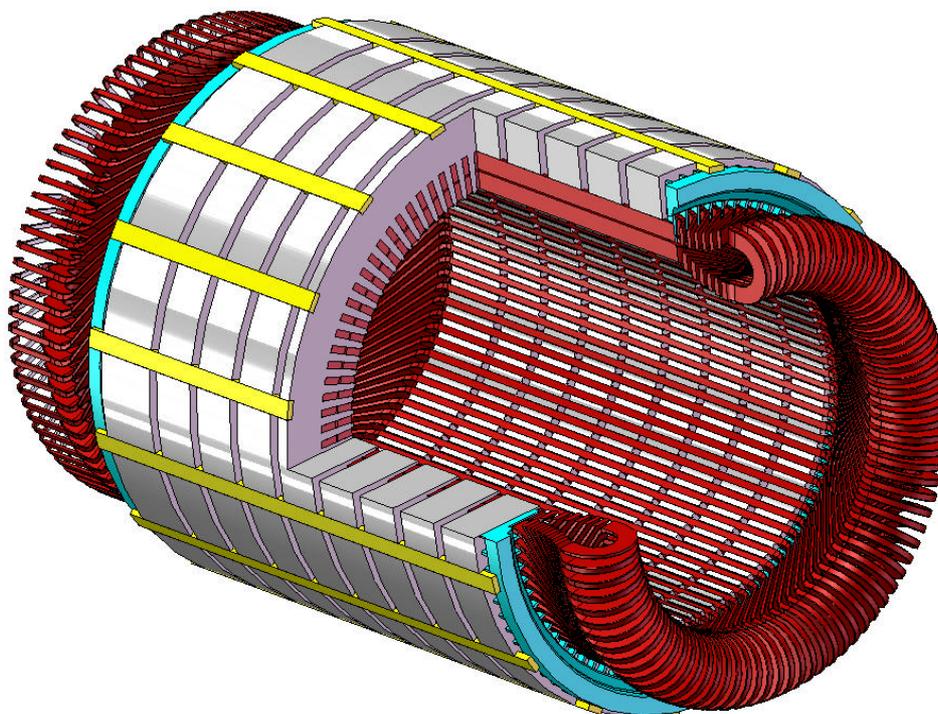


Figura 4.4 – Estator bobinado com canais radiais de ventilação – Fonte WEG

Podem ser previstos dutos de refrigeração no estator, conforme se pode observar na Figura 4.4, que são formados por espaçamentos entre as lâminas formando canais radiais, diminuindo desta forma a distância que o fluido refrigerante deve percorrer pelo entreferro. Este recurso normalmente é utilizado em motores com carcaça aberta. O ventilador pode soprar ou sugar o ar através do motor. Do ponto de vista de elevação de temperatura é melhor sugar o ar através do motor, pois deste modo a região mais fria do estator recebe um fluxo mais quente, ao contrário do que ocorre quando se sopra o fluido refrigerante sobre o rotor. Tem-se que levar em consideração que diferentes formas construtivas para os motores, levam a diferentes soluções para que o sistema de refrigeração seja o mais eficiente, e isto também influencia no projeto da carcaça, seja aberta ou fechada. Uma regra geral é sempre preferir um sistema eficiente de retirada de calor da máquina, mesmo que não seja a opção de menor custo [14]. FUCHS e FRANK [33] e [34] mostram que a seleção do sistema de refrigeração e o tipo de motor devem ser projetos executados em conjunto, onde deve ser levada em consideração a aplicação onde a máquina será utilizada.

Quando se utiliza circuitos fechados para a circulação do fluido refrigerante, e conseqüentemente tem-se um trocador de calor, pode-se pensar em diferentes substâncias. O hidrogênio e o hélio apresentam uma baixa perda por atrito, com as paredes do circuito, e uma taxa de transferência de calor elevada [32]. A água ou o composto R134a podem ser

combinados para atingir o máximo desempenho [20]. Quando for utilizado um sistema totalmente aberto, naturalmente o fluido será o ar, deve-se lembrar que será necessário um volume e velocidade de ar apropriado sobre o motor para conseguirmos manter a temperatura desejada nas diversas partes aquecidas do equipamento.

5 CONSTRUÇÃO DO ROTOR

Partindo das experiências de Francois Aragon em 1824, a indução e as aplicações eletromagnéticas foram estudadas e experimentadas por Faraday, Ferraris, Tesla entre outros [35]. Ferraris construiu diversos tipos de motores de indução sempre utilizando cilindros de cobre como rotor. Destas experiências chegou à conclusão que uma eficiência máxima de 50% poderia ser atingida quando o escorregamento do rotor era de 50%. Tesla pôs um enrolamento de cobre, formando uma gaiola, sobre um cilindro de ferro sólido, conseguindo desta maneira mais de 50% de eficiência em seus motores experimentais. Em 1891, em um evento de exibição de equipamentos elétricos, na cidade alemã de Frankfurt, Dolivo-Dobrowolski e Brown apresentaram três motores de indução com eficiência máxima de 90% [21]. Desde o início do século XX, a construção do motor de indução é praticamente a mesma como é hoje. Neste intervalo de tempo, a técnica da laminação que era utilizada na construção dos dínamos e nos transformadores foi adotada para a construção dos rotores de máquinas de indução.

Para que o motor apresente um rendimento considerado bom, o seu rotor deve, em princípio, fornecer as seguintes funções básicas:

- § Deve apresentar uma alta permeabilidade para o fluxo, de modo que a maior parte da energia gerada pelo campo magnético seja usada no entreferro para a produção de torque.
- § Deve apresentar uma baixa resistividade ao fluxo de correntes induzidas de tal forma que as perdas ôhmicas que se relacionam às correntes que produzem o torque sejam baixas.
- § Drenar de maneira eficiente o calor gerado em seu interior.

Materiais ferromagnéticos possuem elevada permeabilidade, mas falta a baixa resistividade, se comparado a outros metais. Este problema pode ser resolvido construindo um rotor de modo que as duas funções sejam executadas por peças diferentes de uma mesma estrutura.

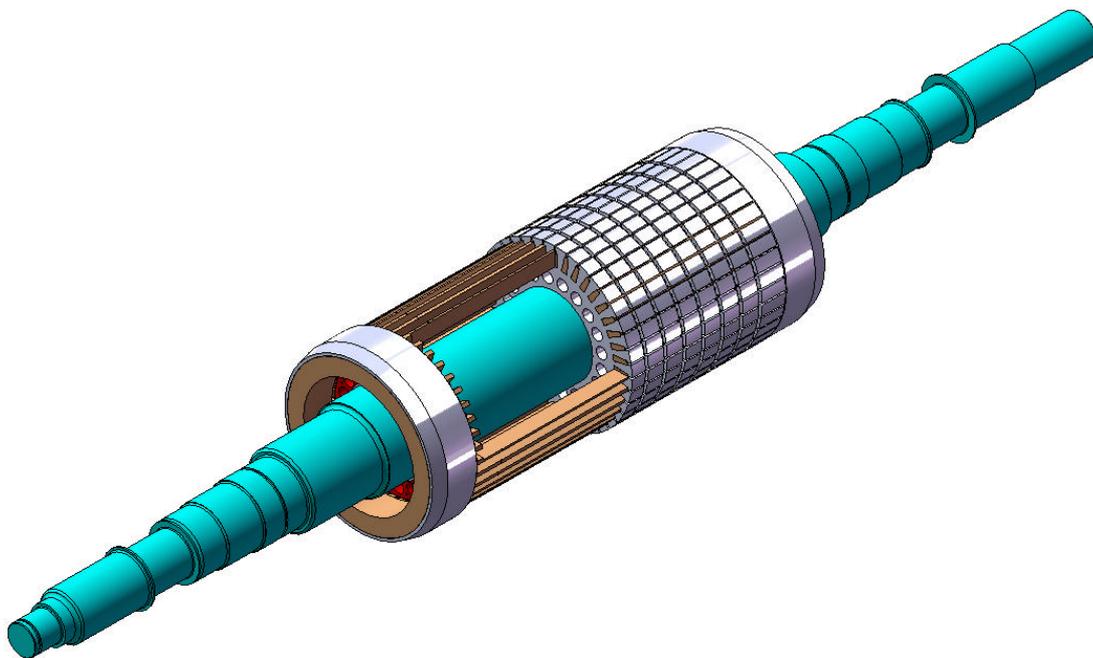


Figura 5.1 – Rotor engaiolado com canais radiais e axiais de ventilação – Fonte WEG.

Este tipo de divisão funcional chama-se de anisotropia eletromagnética do rotor. Em um motor de indução normal, esta anisotropia é realizada através do projeto mecânico. A parte do rotor voltada para o campo magnético é feita de material ferromagnético laminado e é conhecida como núcleo. Já a parte que irá compor o circuito para a circulação das correntes é feita com metal de elevada condutividade, geralmente cobre ou alumínio, e é denominada como enrolamento de gaiola ou gaiola do esquilo, como pode ser observado na Figura 5.1.

Outra maneira de realizar a anisotropia é com a utilização de materiais anisotrópicos ou “matrizes de materiais”, como sugerida por ITO et al.[36]. Laminar o núcleo ferromagnético tem como primeiro benefício aumentar a resistividade vista pelas correntes parasitas. A corrente que produz o torque é forçada a utilizar a parte superior das barras que compõem a gaiola de esquilo, reforçando assim a resistividade e a anisotropia. Também é importante o fato de que, impedindo que as correntes parasitas percorram o mesmo caminho do fluxo magnético, assegura-se uma melhor condição para a penetração do fluxo magnético na superfície do rotor. Sem estes efeitos, as correntes parasitas tendem a empurrar o campo magnético induzido para fora do rotor, então o fluxo magnético é pressionado para a região superficial do rotor. Com isto ocorre o fenômeno da saturação magnética e as partes internas do núcleo e da gaiola de esquilo tornam-se inúteis. Se em operação a máquina apresentar um escorregamento relativamente baixo, o uso de rotor de

núcleo sólido não apresenta grandes problemas. Em máquinas síncronas, não há nenhum escorregamento e o núcleo do rotor pode ser feito de material sólido porque somente as harmônicas induzem correntes parasitas, mas para máquinas de indução de alta rotação, mesmo em uma operação com baixo escorregamento, significa a presença de altas frequências. Outro problema com rotor sólido são as harmônicas que podem ser a principal fonte de geração de perdas no rotor. Para as harmônicas, o escorregamento é sempre maior que a unidade, ocasionando uma pequena profundidade de penetração. Os componentes das harmônicas do fluxo o concentram na superfície do rotor e se este não for laminado ou sólido com superfície ranhurada ou então de um material com elevada resistividade, ocorrerão elevadas perdas por correntes parasitas. A redução das perdas causadas por harmônicas é estudada por diversos autores. Em capítulos anteriores foca-se maneiras de minimizar estas perdas através da manipulação de parâmetros como a abertura da ranhura do estator e do dimensionamento do entreferro. Do ponto de vista do rotor, também se pode minimizar estas perdas adotando alguns procedimentos.

Um método mais convencional é cortar ou sulcar a superfície do rotor. Isto faz com que a impedância da superfície do rotor seja aumentada e assim ocorra uma diminuição na saturação e perdas por correntes parasitas [37]. Os sulcos são feitos axialmente ao longo do entreferro, e podem ser utilizados tanto em rotor laminado como em rotor contínuo [29].

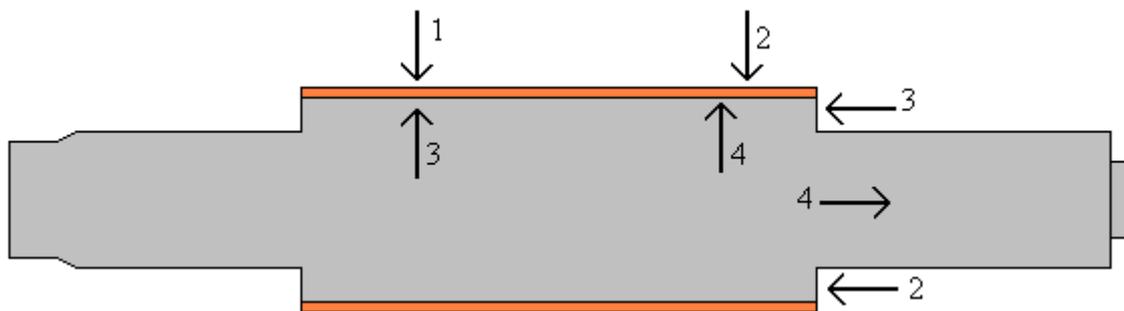
O problema em implantar cortes axiais no rotor é que em velocidades muito elevadas o atrito entre o rotor girando e o meio refrigerante aumenta. Isto significa que o que se ganha em diminuição das perdas harmônicas pode ser anulado pelo aumento nas perdas por atrito. O impacto destas perdas pode ser visto no Gráfico 4.1. Contudo se a opção por se realizar os sulcos superficiais no rotor prevalecer, pode-se contornar ou mesmo eliminar o aumento nas perdas por atrito com a utilização de uma proteção cilíndrica lisa, colocada sobre a superfície do rotor. Esta técnica é usada frequentemente nos motores de alta rotação homo polares [33], onde o rotor é extremamente irregular e em motores de alta rotação com ímãs permanentes, onde os ímãs pedem uma sustentação adicional em virtude da força centrífuga exercida sobre eles [24]. Em outros casos esta proteção cilíndrica sobre o rotor também possui a função de aumentar a resistência mecânica do rotor, principalmente quando o motor irá operar em altíssima velocidade, o que irá submeter o rotor a altas forças centrífugas, correndo o risco de sofrer desintegração por fadiga do material das chapas.

Para se evitar a técnica de sulcar a superfície rotórica, outros métodos foram estudados. Pode-se dizer que os sulcos conduzem a componente fundamental do fluxo no rotor, já que as componentes harmônicas do fluxo e as correntes parasitas que viajam na superfície do rotor encontram um aumento da impedância. Este mesmo efeito pode ser conseguido com a utilização de diferentes materiais. PYRHÖNEN e KURRONEN [18] revestiram um rotor sólido com uma liga de ferro-alumínio, com isto conseguiram aumentar a impedância superficial, reduzindo as perdas por correntes parasitas. Um resultado ainda melhor foi conseguido com a inclusão de uma camada de cobre entre a superfície do rotor e um cilindro de liga Fe-Al. Isto pode ser explicado pelo fato de que com a camada de cobre a resistência vista pelas correntes fundamentais é reduzida. Isto se traduz em um menor escorregamento em relação ao torque produzido, que é essencial em uma máquina de alta rotação para se ter uma operação não-saturada e eficiente. Este resultado também foi alcançado por SHARMA et al. [38], quando testaram camadas de cobre, ferro-cobalto e ferro-níquel em um rotor de aço sólido. Do que foi escrito, pode-se concluir que os rotores laminados com gaiola de esquilo, para os motores de indução de alta rotação, são preferidos em função de suas melhores características eletromagnéticas. Com a utilização de rotores sólidos, a eficiência tende a ser menor e as máquinas, além de um maior volume, necessitam de um sistema de refrigeração mais eficiente. Entretanto, em aplicações de altíssima velocidade, as propriedades mecânicas apresentadas por um rotor de material sólido se impõem sobre as suas deficiências. Em certas aplicações, dependendo da velocidade nominal na qual o motor irá operar ou então em função de seu tamanho, o conceito de rotor não laminado pode ser a única solução possível. A Tabela 4.2 mostra que os rotores de aço sólido têm extensa aplicação em máquinas de elevada potência com alta velocidade.

5.1 Restrições para o rotor de alta rotação

As principais restrições que limitam o projeto de um rotor de alta velocidade podem ser divididas em mecânicas e térmicas. A imposição destas condições afeta a escolha dos materiais usados nos rotores e a relação direta do comprimento/diâmetro. As restrições térmicas relacionam-se as componentes das perdas dentro do rotor e no entreferro. Relacionam-se também com a escolha do sistema e fluido de refrigeração que será utilizado. As restrições mecânicas são freqüentemente as dominantes na determinação das

características do projeto. São estas que definem os limites quanto ao tamanho do rotor, afetam a escolha de materiais e de exigências da qualidade e técnicas de fabricação.



1 – Força centrífuga

3 - 1ª rotação crítica de flexão do eixo

2 – Perdas por atrito

4 – Densidades de perdas

Figura 5.2 – Restrições impostas ao projeto do rotor.

Estes requisitos mecânicos e térmicos podem ser afetados pela aplicação. Um bom compressor ou um projeto de eixo ferramenta podem modificar a maneira como se verifica as restrições impostas, já que diferentes condições de aplicação causam diferentes níveis de restrições, frequentemente contraditórias e que interagem entre si. Assim devem ser consideradas simultaneamente na etapa de projeto do motor. A Figura 5.2 ilustra como restrições diferentes interferem na definição do rotor.

5.1.1 Forças centrífugas

As forças centrífugas aumentam quando um rotor está girando em torno de seu eixo e estas forças induzem tensões nos materiais que compõem este rotor. Em uma velocidade particular, estas tensões alcançam um nível onde as deformações mecânicas não são mais reversíveis. Para evitar esta situação, o projeto do rotor deve ser tal que garanta que estas tensões estarão abaixo do nível crítico em cada ponto da estrutura, ou seja, que as deformações mecânicas sejam reversíveis. Alguns valores de projeto conhecido como margem de segurança, devem ser ajustados, pois os materiais sempre apresentam não homogeneidades e irregularidades. REICHERT e PASQUARELLA [40] indicam equações que podem ser utilizadas para calcular o diâmetro máximo para os rotores sólidos, equação (5.1) ou laminados, equação (5.2).

$$D_r \leq \sqrt{\frac{8 \cdot \sigma_{\max}}{\rho \cdot \pi^2 \cdot n^2 (3 + \nu_p)}} \quad (5.1)$$

$$D_r \leq \sqrt{\frac{4 \cdot \sigma_{\max}}{\rho \cdot \pi^2 \cdot n^2 (3 + \nu_p)} - \frac{1 - \nu_p}{3 + \nu_p} d_r^2} \quad (5.2)$$

Onde: D_r = Diâmetro externo máximo do rotor.

d_r = Diâmetro interno do rotor laminado.

σ_{\max} = Máximo esforço admitido.

ρ = Densidade do material utilizado.

ν_p = Número de Poisson.

n = rotação.

Reescrevendo a equação(5.2), tem-se:

$$v_s = D_r \cdot \pi \cdot n \leq \sqrt{\frac{4 \sigma_{\max}}{\rho \left[\left(1 - \nu_p \left(\frac{d_r}{D_r}\right)^2 + (3 + \nu_p)\right) \right]}} \quad (5.3)$$

Onde: v_s = Velocidade superficial do rotor.

Utilizando as equações (5.1), (5.2) e (5.3), e os parâmetros típicos para as lâminas de aço ($\sigma_{\max} = 400$ MPa, $\rho = 8000$ kg/m³, $\nu_p = 0,3$) e adotando-se que o diâmetro interno do rotor (d_r) é a metade do diâmetro externo do rotor (D_r) e também que o rotor não tem ranhuras, tem-se uma velocidade superficial máxima de 240 m/s. Com os valores dos parâmetros para o aço sólido ($\sigma_{\max} = 590-690$ MPa, $\rho = 7800$ kg/m³, $\nu_p = 0,3$), tem-se um limite superior de 460 m/s. Selecionando metais com as mesmas características, mas que admitam um maior esforço ($\sigma_{\max} > 690$ MPa), pode-se chegar a velocidades superficiais de até 550 m/s [31].

Considerando-se o fato que as lâminas do rotor também têm a função de suportar o alumínio que forma a gaiola de esquilo, um limite superior em torno de 200 m/s pode ser aceito. Este resultado é relatado por VIGGIANO e SCHWEITZER [39] baseados em seus

próprios estudos. Eles também demonstraram que os rotores laminados com gaiola de esquilho podem tolerar forças centrífugas mais elevadas se forem utilizadas ranhuras fechadas em vez de ranhuras abertas. Com ranhuras fechadas, o esforço no topo das ranhuras é distribuído de maneira mais uniforme pelo interior do rotor. Em função disto é necessária que durante a fase de projeto das ranhuras do rotor seja observada uma distância mínima entre o topo da ranhura e a borda da lâmina, região conhecida como ponte do rotor, que resista às forças rotacionais que serão impostas quando em operação na rotação nominal.

Os resultados acima indicam que os rotores sólidos são capazes de suportar velocidades rotacionais muito mais elevadas. A possibilidade de aumentar o diâmetro do rotor ou a velocidade rotórica, através da escolha de materiais que suportam maiores esforços rotacionais, pode ser entendida como uma relação de potência/rotação mais elevada. A equação (5.2) mostra que o desempenho de um rotor laminado pode ser melhorado diminuindo-se o diâmetro interno (d_r). Outra maneira de calcular os esforços dentro da construção do rotor é usar a análise numérica, MEF (Método de Elementos Finitos), por exemplo. Os exemplos do uso de MEF podem ser encontrados em VIGGIANO e SCHWEITZER [39], MEKHICHE et al. [20] e SOONG et al. [13], mas não serão abordados neste trabalho.

5.1.2 Rotação crítica de flexão do rotor

Da mesma forma que ocorre com a corda de um instrumento musical, existem as frequências naturais que não são totalmente atenuadas pela estrutura do rotor. Desta forma, o rotor passa a vibrar em certas condições. Pode-se considerar o desequilíbrio mecânico como a fonte mais importante na geração destas vibrações. Em uma determinada velocidade, denominada de velocidade crítica, a frequência rotórica e o desequilíbrio mecânico coincidem com a frequência natural do rotor e este começa a vibrar excessivamente. Os dois primeiros modos críticos de vibração apresentam um baixo valor de frequência e são superadas com facilidade, pois os mancais da máquina podem absorver e atenuar facilmente estas vibrações, principalmente se estiver utilizando mancais de deslizamento ou magnéticos.

As velocidades críticas que correspondem a outros modos de vibração e que possuem frequências superiores devem ser evitadas, fixando o ponto de operação da máquina antes ou depois da frequência correspondente. VIGGIANO e SCHWEITZER [39]

propõem uma equação que estima aproximadamente a primeira frequência crítica de flexão para um rotor laminado.

$$\omega_c = \sqrt{\left(\frac{d_r}{D_r}\right)^4 \frac{3.E.D_r^2}{\rho.l_r^4}} \quad (5.4)$$

Onde: ω_c = Rotação crítica.
 D_r = Diâmetro externo máximo do rotor.
 d_r = Diâmetro interno do rotor laminado.
 E = Módulo de Young.
 l_r = Comprimento do rotor.
 ρ = Densidade do material utilizado.

Pode-se ver que um rotor curto, e com diâmetro grande apresenta rotação crítica mais elevada. A equação (5.4) mostra que o desempenho de um rotor laminado pode ser melhorado aumentando-se o diâmetro interno, ou seja, utilizando um eixo com diâmetro maior. Isto é contraditório ao resultado relacionado aos esforços centrífugos, portanto deve-se buscar um ponto de equilíbrio entre estas duas soluções, de modo que se consiga o melhor desempenho. O pacote de chapas do rotor tem uma rigidez de flexão baixa, isto é, um módulo de Young baixo. A gaiola de esquilo tem um efeito no aumento da rigidez, o que também pode ser conseguido aplicando reforços ou estruturas mecânicas, mas estas soluções não são relatadas na literatura quando se considera máquinas de alta velocidade. Se uma operação subcrítica para o motor for requerida, o rotor laminado deve ser projetado com um diâmetro menor se comparado com o projeto de um rotor sólido, para uma mesma aplicação da máquina. Isto porque uma rigidez baixa, como é o caso do rotor laminado, diminui os valores da frequência natural. Um desequilíbrio mecânico em um rotor causa forças e vibrações radiais e também vibrações de flexão perto das velocidades críticas, quando o rotor gira em torno de sua linha central. Quando o desequilíbrio é considerado, um rotor sólido apresenta menos influência do que um laminado. O balanceamento não muda em função da temperatura e tempo de uso, mas as lâminas tendem a mover-se ao redor do eixo, em função dos esforços centrífugos e da flexão do rotor, e mesmo sendo um movimento bastante reduzido, é suficiente para desequilibrar o rotor, especialmente em

velocidades rotacionais elevadas. Os rolamentos magnéticos ativos podem ser utilizados como uma ferramenta para auxiliar no balanceamento do rotor, utilizando a compensação do desequilíbrio com controle magnético ativo do rolamento [41] e [42]. Considerando os limitantes de forças centrífugas e de modos de flexão críticas ao mesmo tempo, vê-se que a escala possível de potência/velocidade é menor para um rotor laminado do que para um rotor sólido [31], desde que os requisitos de desempenho sejam os mesmos para os dois tipos de rotores.

5.1.3 Perdas Joules e perdas por atrito no rotor

Além das restrições mecânicas, o projeto do rotor é afetado pelas perdas por atrito e pelas perdas geradas dentro do rotor pela corrente induzida nas barras de alumínio. O rotor é refrigerado geralmente por convecção do calor da sua superfície ao ar circunvizinho e então ao estator. Se uma determinada quantidade das perdas do rotor deve ser transferida, o limite mínimo para as dimensões do rotor pode ser aproximado pela equação (5.5) [40]:

$$D_r l_r \geq \frac{P_r}{\pi \alpha \Delta T} \quad (5.5)$$

Onde: P_r = Quantidade de perdas a ser retirada do rotor.

D_r = Diâmetro externo do rotor.

l_r = Comprimento do rotor.

α = Fator de transferência eficaz de calor.

ΔT = Diferença de temperatura entre o rotor e o estator.

Se for utilizado um sistema de refrigeração forçada, o α e o ΔT podem ser definidos entre o rotor e o ar no entreferro. Logicamente, a perda por atrito, causada pela superfície girante do rotor em atrito com o fluido presente no entreferro, depende também das dimensões do rotor. A perda por atrito cresce rapidamente em função da velocidade da superfície cilíndrica ou do diâmetro do rotor. A perda por atrito de um rotor girando com raio r_r pode ser estimada usando a seguinte equação (5.6) [43]:

$$P_f = K_f \cdot C_f \cdot \rho \cdot \pi \cdot \omega^3 \cdot r_r^4 \cdot l_r \quad (5.6)$$

Onde: P_f = Perdas por atrito.
 k_f = Coeficiente da rugosidade superficial do rotor.
 C_f = Coeficiente de atrito.
 ω = Velocidade angular do rotor.

Do ponto da vista das perdas, seria melhor ter um rotor fino e longo. Mas isto é contraditório ao resultado que se relaciona às velocidades críticas. Lá, um rotor com diâmetro elevado e curto é mais indicado. As componentes das perdas do rotor são freqüentemente calculados numericamente através do MEF. A perda ôhmica, as componentes das perdas por correntes parasitas e da perda por histerese são dadas por uma solução acoplada de campos eletromagnéticos e de equações do circuito [44]. O cálculo da perda por atrito e da perda por refrigeração é normalmente executado usando as fórmulas analíticas baseadas na pesquisa experimental. A fluidodinâmica computacional, utilizando o software Computational Fluid Dynamics (CFD), pode ser usada para modelar mais exatamente estas perdas [30]. Com todos os componentes das perdas modelados, a elevação da temperatura em partes do motor pode ser calculada. Os parâmetros das Redes Térmicas [43] dão resultados razoáveis com pouco esforço computacional. Os fluxos do fluido refrigerante podem ser incluídos na rede como fontes controladas de temperatura [45]. Para se ter um modelo mais exato, um MEF térmico, acoplado a um eletromagnético, pode ser usado [46].

5.2 Rotores sólidos com revestimento de cobre

Os rotores de aço sólido revestidos de cobre são usados nos motores de indução de alta velocidade na escala de 70 a 250 kW e 50000 a 18000 rpm, respectivamente [47]. A camada de cobre recobre o rotor inteiro de uma extremidade a outra, agindo como um número infinito de barras e como os anéis de curto circuito nas extremidades. É o trajeto principal das correntes fundamentais. Logicamente uma pequena parte destas correntes circula na parte de aço contínua à intersecção entre a camada de cobre e a superfície do rotor. A idéia deste tipo de construção é ter os condutores colocados de tal maneira que as propriedades mecânicas e eletromagnéticas do rotor são as melhores possíveis. A força de 100 MPa pode ser conseguida na ligação entre uma camada de cobre lisa e a superfície contínua do aço. Um revestimento com uma fina camada de cobre é mais do que adequado e o limite das forças centrífugas toleradas não é imposto pela força de ligação entre os

metais, mas sim pela força apresentada pela camada contínua à divisória entre o aço e o revestimento. Ao dar maior prioridade às propriedades mecânicas, algumas propriedades da magnetização serão prejudicadas. O entreferro é muito mais elevado do que nas construções onde o circuito condutor é formado pelas barras. Isto causa correntes de magnetização mais elevadas no enrolamento do estator, e conseqüentemente um aumento das perdas ôhmicas. Mas um entreferro maior também significa uma diminuição no conteúdo harmônico do fluxo magnético visto pelo rotor. É conveniente que a superfície do entreferro seja a mais lisa possível, tanto do lado do rotor, quanto do lado do estator, ou seja, na equação (5.6) o valor de k_f deve ser o mais próximo da unidade ($k_f \approx 1,0$) a fim de evitar uma excessiva perda por atrito. A superfície do rotor já é normalmente lisa, mas na superfície interna do estator talvez seja necessário utilizar um procedimento para fechar a abertura das ranhuras, seja com cunhas de material isolante ou com o preenchimento por resina.

5.3 Desafios no projeto do rotor

Pode-se concluir que os rotores sólidos apresentam melhores características mecânicas, mas os rotores laminados apresentam as melhores características eletromagnéticas. Portanto o rotor laminado deve ser sempre preferido, desde que suas características mecânicas sejam adequadas. Isto levanta duas perguntas:

- § Como se pode melhorar as propriedades mecânicas dos rotores laminados?
- § Como se pode melhorar as propriedades eletromagnéticas dos rotores sólidos?

Para responder a estas perguntas, deve-se:

1. Verificar rotações máximas/carcaça/potência/tipo de motor;
2. Verificar necessidades/possibilidades de resfriamento;
3. Verificar tipo/limitações do mancal em função dos limites de velocidade;
4. Verificar necessidades/limitações do inversor;
5. Verificar velocidade periférica máxima admissível.

5.4 Mancais magnéticos

Similares a um motor elétrico, a corrente elétrica que circula pelas bobinas do estator, denominado de atuador, produzem forças atrativas no material ferromagnético do rotor, que pode ser de laminado ou sólido. Esta interação entre atuador e rotor gera as forças que levitam o eixo evitando o contato com a parte fixa do mancal, substituindo assim os rolamentos geralmente utilizados para esta finalidade. O entreferro típico varia de 0,5mm a 2,0mm.

No caso de mancais magnéticos de escora (axiais), um disco maciço de aço é fixado sobre o eixo, com um estator anular de cada lado. Neste caso o estator pode ser maciço ou laminado.

O mancal magnético radial, geralmente é utilizado com sensores indutivos de controle de posição segundo 2 eixos radiais por mancal, mais um eixo axial. Estes sensores monitoram a posição do eixo e alimentam o sistema de controle com esta informação. O sistema de controle, baseado na resposta desejada, gera correntes que são convertidas em forças pelos atuadores, que agem sobre o ajuste da posição do rotor de modo a manter a posição do eixo em relação ao mancal e fornecendo amortecimento.

Em caso de interrupção de energia elétrica, o mancal magnético deve estar preparado com mancais auxiliares (deslizamento ou rolamento), os quais devem estar projetados para suportar um número adequado de ciclos de acordo com a aplicação.

Para melhorar a confiabilidade, os mancais podem ser alimentados com um sistema auxiliar, o qual fornecerá a energia necessária aos mancais até a parada em segurança do rotor. Como uma característica adicional dos motores que utilizam este tipo de mancal, o próprio motor pode atuar como gerador auxiliar fornecendo a energia elétrica suficiente para o controlador trazer o eixo até o repouso em uma condição segura.

5.4.1 Principais componentes dos mancais magnéticos

- § Atuadores magnéticos (estator).
- § Sensores de posição.
- § Controlador - Processador digital de sinais (DSP).
- § Fonte de potência.
- § Amplificador de potência.
- § Algoritmos avançados avaliam a posição do eixo e regulam a corrente dos atuadores 10000 vezes por segundo.

Na Figura 5.3, tem-se um diagrama esquemático simplificado de um sistema de mancal magnético.

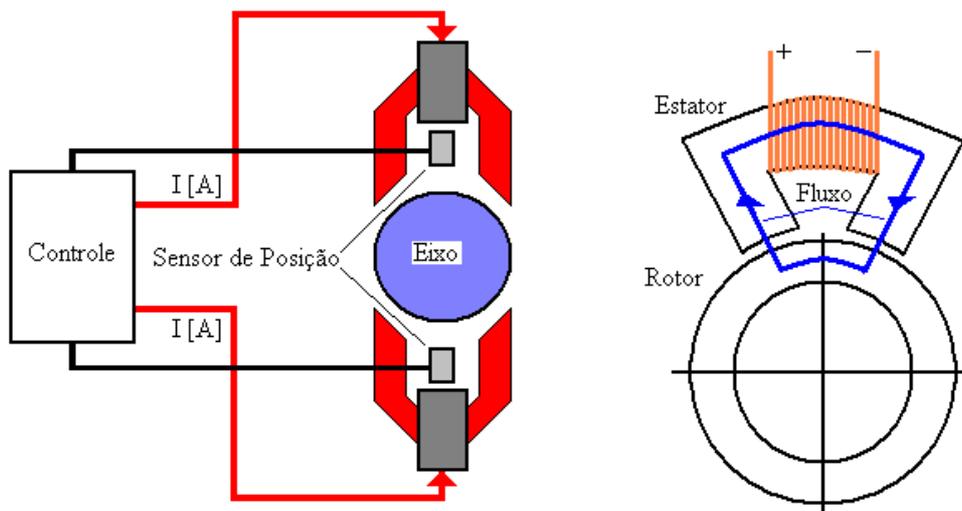


Figura 5.3 Esquema do mancal magnético.

5.4.2 Características dos mancais magnéticos

- § Livres de lubrificação, desgaste e contaminação do ambiente.
- § Temperaturas de operação inferiores às temperaturas de outros tipos de mancais.
- § Baixo consumo de energia quando comparado às perdas por atrito em outros tipos de mancais (máximo de 80W para uma carga de 450kgf).
- § Permitem rotações muito maiores do que outros tipos de mancais (até 250m/s).
- § Permitem controle adaptativo de vibração devido ao desbalanceamento e ressonâncias.
- § Aumento de confiabilidade (MTBF de cerca de 14 anos – catálogo SKF).
- § Capacidade de carga: 40 a 60kN/cm².
- § Permitem operação em ambientes hostis: alta temperatura, baixa temperatura, vácuo, poeira, vapor, e vários corrosivos químicos.
- § Cargas no mancal de até 350 kN = 35000 kgf.
- § Diâmetros de até 1,5 m.
- § Velocidades de até 200 m/s.
- § Sem necessidade de selo mecânico.
- § Sem atrito, sem desgaste.

- § Monitoramento remoto dinâmico integrado.
- § Precisão no controle dinâmico da posição do rotor, estabilidade.
- § Melhoria no desempenho rotor-dinâmica através de projetos mais compactos, eixos e distância entre mancais mais curtos [48].

6 INVERSORES DE FREQUÊNCIA

6.1 Introdução

O grande desenvolvimento verificado na área da eletrônica de potência, nos últimos anos, aliado com as limitações dos motores de corrente contínua (CC) utilizados em acionamentos de velocidade variável tornam cada vez mais importante a utilização dos motores (CA) nestas aplicações. A principal alteração nos semicondutores de potência e que deu início a estas novas perspectivas, foi o desenvolvimento do controle de condução e bloqueio, permitindo controle de motores de corrente alternada. Esta evolução dos semicondutores (chaves/interruptores) de potência pode ser dividida em três gerações [49]:

§ 1ª Geração (1958-1975): Tiristor (SCR).

§ 2ª Geração (1975-1985): Transistores de potência BJT, MOSFET, GTO (Gate Turn-Off Thyristor).

§ 3ª Geração (a partir de 1985): IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), SIT (Static Induction Transistor), SITH (Static Induction Thyristor), MCT (Mos Controlled Thyristor).

Estes semicondutores possuem capacidades de potência e características de condução e bloqueio (unidirecional, bi-direcional, controlável, não controlável) bem como sinais de controle (contínuo, pulsante, na forma de tensão ou corrente), particulares. A Figura 6.1 [50] resume as principais características das chaves semicondutoras mais utilizadas atualmente em acionamentos de máquinas elétricas.

A partir desta variedade de chaves eletrônicas, começaram a ser desenvolvidos inversores com diferentes topologias para o acionamento de motores de corrente alternada. Logicamente o projeto de um inversor está diretamente ligado ao tipo de motor, neste caso de corrente alternada, que será acionado. Deste universo pode-se citar:

§ Motor de indução de gaiola;

§ Motor de indução de rotor bobinado;

§ Motor síncrono de ímã permanente;

§ Motor de relutância.

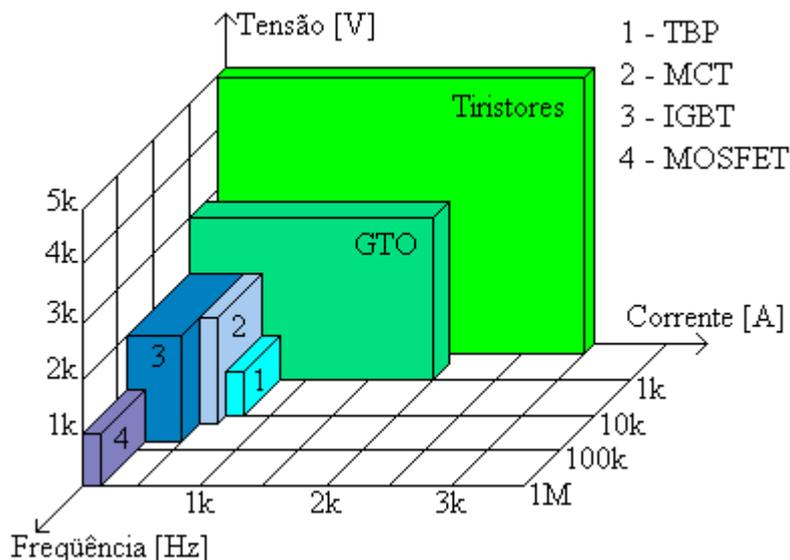


Figura 6.1 – Principais características das chaves semicondutoras de potência.

Apesar de existir a possibilidade de um grande número de combinações entre o conjunto de inversores e motores, neste trabalho, serão estudados apenas os acionamentos de motores de indução de gaiola com inversores de frequência PWM.

Aborda-se as principais características, alguns aspectos normativos que regem estas aplicações e também se irá analisar como os inversores de frequência afetam o desempenho do motor, com destaque para os seguintes aspectos:

- § Stress do sistema de isolamento;
- § Elevação de temperatura;
- § Correntes pelos mancais;
- § Ruído e vibração;
- § Rendimento.

6.2 Acionamento de motores de indução por inversores de frequência

O mais eficiente método de controle de velocidade de motores de indução trifásicos, com menores perdas no dispositivo responsável pela variação de velocidade, consiste na variação da frequência da fonte de alimentação através de inversores de frequência, de modo que o motor possa ser controlado para prover um ajuste contínuo de velocidade e conjugado com relação à carga mecânica.

A velocidade dos motores de indução é dada pela seguinte equação:

$$n = \frac{120 \cdot f_1 \cdot (1 - s)}{2p} \quad (6.1)$$

Onde: n = velocidade de rotação.
 f_1 = frequência da tensão de alimentação.
 p = número de pares de pólos.
 s = escorregamento.

A equação (6.1) revela a possibilidade de controle da velocidade do motor por meio da frequência de alimentação. Variando-se a frequência da tensão aplicada ao estator, varia-se a velocidade mecânica do rotor. Os Inversores Estáticos de Frequência (IEF) atuam como uma fonte de frequência variável para o motor, permitindo o ajuste contínuo de velocidade e torque. O escorregamento do motor é mantido constante, portanto as perdas podem ser otimizadas de acordo com as condições de carga.

Do equacionamento da máquina assíncrona sabe-se que o torque desenvolvido pelo motor de indução vale:

$$T = k_1 \cdot \phi_m \cdot I_2 \quad (6.2)$$

E que, desprezando-se a queda de tensão na impedância do estator, pode-se dizer que:

$$\phi_m = k_2 \cdot \frac{V_1}{f_1} \quad (6.3)$$

Onde: ϕ_m = fluxo de magnetização.
 I_2 = corrente do rotor.
 V_1 = tensão aplicada ao estator.
 f_1 = frequência da tensão aplicada ao estator.
 k_1, k_2 = constantes.

Para possibilitar a operação do motor com torque constante em diferentes velocidades deve-se manter o fluxo constante, para isto tem-se que variar a tensão V_1 proporcionalmente à frequência f_1 , deste modo a corrente I_2 permanece constante.

A variação V_1/f_1 é feita linearmente até atingir a frequência nominal do motor. A partir deste ponto, a tensão permanece constante em seu valor nominal e apenas a frequência aplicada ao enrolamento do estator continua a variar. Com isto, o fluxo decresce gradativamente, determinando a região de enfraquecimento de campo, diminuindo também o torque, conforme a rotação do motor é aumentada.

Portanto tem-se duas situações para o torque disponível no eixo, constante até a frequência nominal e decrescente para frequências maiores. Já a potência disponível, cresce linearmente até a frequência nominal e permanece constante a partir deste ponto.

6.3 Funcionamento e características dos inversores de frequência

Os inversores de frequência transformam a tensão elétrica da rede de alimentação de amplitude e frequência fixas para uma tensão de amplitude e frequência variáveis, permitindo variar a velocidade dos motores de corrente alternada. Para tanto eles devem satisfazer os seguintes requisitos:

- § Capacidade de ajuste da frequência de acordo com a rotação desejada;
- § Capacidade de ajuste da tensão, mantendo o fluxo do entreferro constante na região de torque constante;
- § Capacidade de suprir a corrente demandada continuamente em todas as frequências de operação.

A conversão da tensão da rede pode ser obtida de duas maneiras:

1. Conversão Direta: O cicloconversor é um regulador direto comutado pela rede, ou seja, a tensão de comutação é fornecida diretamente pela rede de alimentação. São utilizados em casos especiais como em aplicações de baixa frequência (entre 0 e 20 Hz) e altas potências.

2. Conversão Indireta: a conversão do sinal de entrada passa por um circuito intermediário (filtro). O inversor indireto é composto fundamentalmente pelos seguintes circuitos:

- Retificador – transforma a tensão de entrada de alternada em contínua;
- Filtro/link DC – Melhora o “ripple” da tensão proveniente do retificador e desacopla os estágios;
- Inversor – Através de chaveamento, transforma a tensão contínua do Link DC em uma tensão alternada de frequência variável.

Assim, a formação da tensão de saída é completamente independente da rede em termos de tensão e frequência.

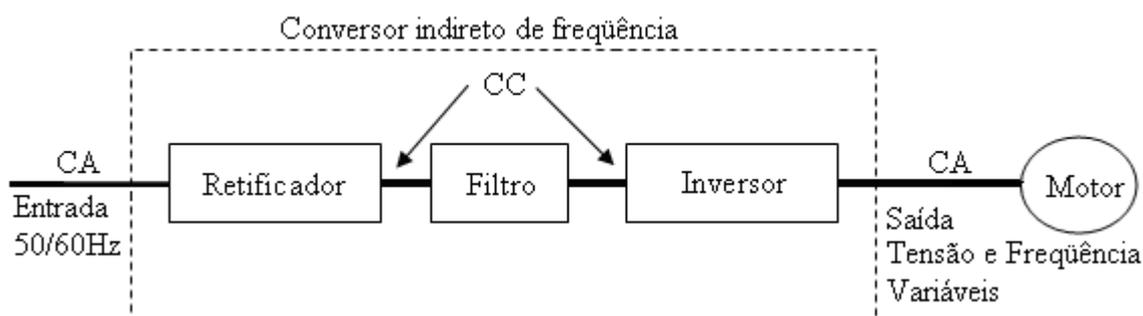


Figura 6.2 – Diagrama de um inversor de frequência com circuito intermediário.

A maioria dos inversores de frequência são indiretos e possuem circuito retificador não-controlado, ou seja utilizam diodos na retificação, circuito intermediário de tensão imposta e modulação por largura de pulsos (Pulse Width Modulation).

Os três principais estágios de um inversor de frequência são compostos por:

- § Retificador: ponte com 6 diodos.
- § Circuito intermediário (Filtro / Link DC): banco de capacitores.
- § Inversor: transistores de potência (normalmente IGBTs) e diodos de roda livre.

6.3.1 Modulação por largura de pulso - PWM (Pulse Width Modulation)

Na maioria das aplicações dos inversores necessita-se o controle ou regulação da tensão na carga, no caso motor de indução. Os métodos empregados para o controle da tensão de saída dos inversores são os seguintes [51]:

1. Controle da tensão na entrada do estágio inversor: Tipo de controle bastante comum. Utilizado quando a fonte de energia é uma bateria, empregando-se um inversor CC-CC (“Chopper”) ou quando a fonte for a rede alternada comercial, empregando-se um retificador controlado.
2. Controle de tensão por modulação ou defasagem: Controle em constante evolução e mais complexo de ser aplicado. Conhecido como PWM apresenta um crescimento acentuado em aplicações finais.

A modulação PWM permite a variação da tensão de saída do inversor pela ação no circuito de comando dos transistores, que são chaves eletrônicas, mantendo a tensão de entrada no estágio inversor inalterada. Pode ser implementada por meio de duas técnicas principais: a modulação PWM senoidal e a modulação PWM vetorial (Space Vector Modulation).

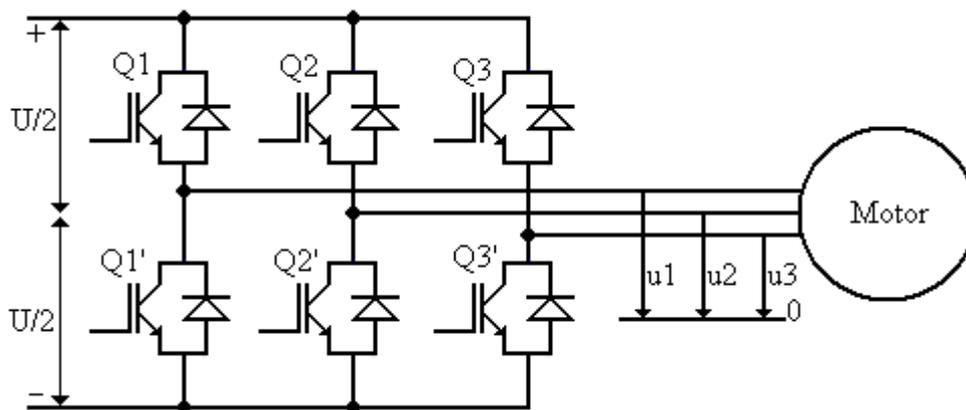


Figura 6.3 – Diagrama do estágio inversor de um inversor de frequência trifásico.

Na modulação PWM senoidal (clássica) a decisão de qual dispositivo será fechado ou aberto em um determinado braço (ramo) do inversor, depende da comparação entre a portadora triangular e uma modulante senoidal da respectiva fase.

Por exemplo, na Figura 6.3, se $u_1^* > u_\delta$ abre Q_1' e fecha Q_1 , caso contrário (ou seja, $u_1^* < u_\delta$) abre Q_1 e fecha Q_1' . A Figura 6.4 ilustra melhor essa operação.

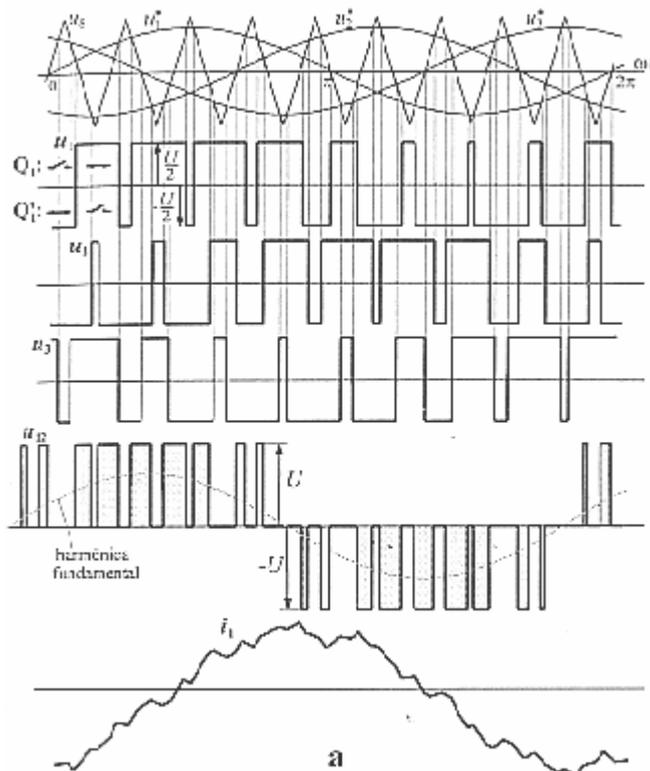


Figura 6.4 – Descrição do método de modulação PWM senoidal (clássica).

Os sinais u_1^* , u_2^* , u_3^* são as referências (sinais modulantes) e o sinal u_δ é a triangular (sinal portador).

A modulação vetorial (Space Vector Modulation) baseia-se na representação do sistema trifásico de tensão de saída em um vetor tensão (\vec{U}) como indica a equação (6.4). Este vetor é representado em um plano complexo (plano $\alpha\beta$) mostrado na Figura 6.5.

$$\vec{U} = u_1 \cdot e^{j0^\circ} + u_2 \cdot e^{j120^\circ} + u_3 \cdot e^{j240^\circ} \quad (6.4)$$

Uma diferença importante desta técnica para a técnica PWM Senoidal é que, neste caso, as 6 chaves do inversor são vistas como um único conjunto para o chaveamento, enquanto que na modulação PWM Senoidal o chaveamento é controlado em cada ramo

(braço) do inversor independentemente, ou seja, a cada 2 transistores complementares de uma única fase.

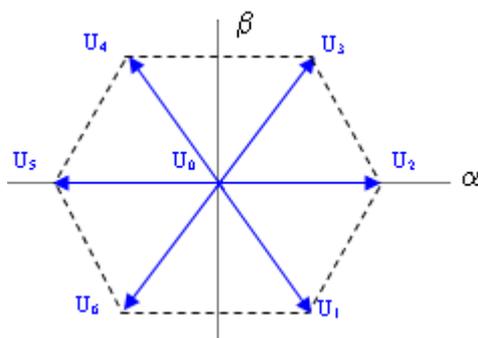


Figura 6.5 – Vetores gerados devido ao chaveamento dos transistores. Modulação vetorial.

6.3.2 Características de controle.

Essencialmente existem dois tipos de controle do inversor [52]:

1. Escalar.
2. Vetorial.

O controle escalar simplesmente impõe ao motor valores de tensão e frequência de modo a manter constante a relação V/f (tensão/frequência) nominal. Sua característica principal é que a precisão da velocidade no motor é função do escorregamento, o qual varia em função da carga, já que a frequência no estator é fixa e imposta. Em baixas rotações, existe também a necessidade de o inversor aumentar a relação V/f para compensar o efeito da queda de tensão na resistência do estator, com o objetivo de manter a capacidade de torque do motor em baixas rotações. De qualquer forma, o controle escalar é ainda o mais utilizado em função da sua simplicidade e também devido ao fato de que a grande maioria das aplicações não necessita de alta precisão e/ou rapidez no controle da velocidade.

Já o controle vetorial é mais complexo e possibilita atingir um elevado grau de precisão e rapidez no controle tanto do torque quanto da velocidade do motor. Pode ser implementado de duas maneiras: com sensor ou sem sensor (sensorless). O controle vetorial com sensor precisa que o motor possua um sensor de velocidade, permitindo uma maior precisão no controle da velocidade e do torque, mesmo com o motor parado. O controle vetorial sensorless é isento de sensor de velocidade. Apresenta limitações em baixíssimas rotações e velocidade zero.

6.3.3 Harmônicas produzidas pelos inversores de frequência

Quando ligado diretamente à rede o motor de indução comporta-se como uma carga linear. Já o sistema formado pelo conjunto inversor/motor, quando visto pela fonte de alimentação, é uma carga não linear, portanto, ele é capaz de produzir distúrbios na rede de alimentação. Esses distúrbios geralmente caracterizam-se por desequilíbrio de tensão e corrente, distorção na forma de onda, flutuação de tensão ou por alguma combinação destes efeitos. O principal é a geração de harmônicas. É interessante considerar as harmônicas geradas pelo inversor sob dois aspectos:

- § Harmônicas que são injetadas na rede;
- § Harmônicas que afetam o desempenho do motor.

6.3.4 Harmônicas que afetam a rede

O primeiro estágio do inversor deforma a corrente de entrada do inversor. Como regra geral, pode-se considerar que o retificador produz harmônicas no lado CA, ou seja, na rede. As harmônicas superiores geralmente possuem menor amplitude e são mais fáceis de serem filtradas.

6.3.5 Distorção Harmônica Total e Distorção Total de Demanda

Também chamada de THD (Total Harmonic Distortion) ou FD (Fator de Distorção) de uma onda periódica não-senoidal. O THD é calculado através da equação (6.5), excluindo a componente fundamental e usando como base o valor da amplitude (A) da fundamental.

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{A_h}{A_1} \right)^2} \quad (6.5)$$

Onde: h = ordem da harmônica ímpar, não incluindo as divisíveis por três.

A₁ = amplitude da harmônica de primeira ordem.

A_h = amplitude da harmônica.

A norma NEMA [55] recomenda limites de THD para sistemas com $V \leq 69$ kV conforme apresentado na Tabela 6.1 e Tabela 6.2. Essa norma define valores para instalação final, sendo necessária a análise de cada caso.

Tabela 6.1 – Limites para taxa de distorção harmônica (THD).

Harmônicas de Tensão	
Todas pares	3,0%
Todas ímpares	3,0%
THD _{tensão}	5,0%

6.3.6 Distorção Total de Demanda

A máxima distorção em corrente recomendada pela IEEE-519 é dada em termos do TDD (Distorção Total de Demanda) e depende da relação entre a máxima corrente de curto circuito e a máxima corrente de demanda da instalação.

Tabela 6.2 – Limites para distorção total de demanda (TDD).

Harmônicas de Corrente Ímpares (As correntes harmônicas pares estão limitadas em 25% das ímpares)						
Máxima distorção harmônica de corrente (percentualmente em relação a I_L)						
I_{sc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20<50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50<100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100<1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

*Todo equipamento de geração de potência está limitado a estes valores de distorção de corrente, independentemente do valor real da relação I_{sc}/I_L .

O parâmetro que quantifica o distúrbio causado pelas harmônicas é o THD.

6.3.7 Harmônicas que afetam o desempenho do motor

Quando submetido a tensões PWM provenientes de um inversor de frequência, o motor responde absorvendo uma corrente que possui também componentes harmônicas. Os efeitos causados no motor são:

- § Aumento da temperatura;
- § Aumento do nível de ruído;

- § Aumento da vibração;
- § Aumento das perdas;
- § Diminuição do rendimento.

O motor recebe uma tensão PWM e uma corrente senoidal. Portanto, as principais componentes harmônicas sobre o motor são harmônicas de tensão. Para o motor não existe nada normalizado quanto aos valores limites de distorção harmônica de tensão e corrente.

A norma NEMA [59] apresenta, para motores alimentados por inversores de frequência, o HVF (Harmonic Voltage Factor) Fator Harmônico de Tensão. Conforme o valor encontrado para o HVF deve-se aplicar um fator de redução do torque (derating factor) para manter o motor com o mesmo comportamento térmico (ΔT). A relação do HVF com o fator de redução de torque está apresentada na equação (6.6). O HVF é válido para o motor funcionando na sua condição nominal de operação. Para a determinação do HVF assume-se que não há desbalanceamento de tensão e nem a presença de harmônicas pares.

$$\text{HVF} = \sqrt{\sum_{h=5}^{\infty} \frac{V_h^2}{h}} \quad (6.6)$$

Onde: h = ordem da harmônica ímpar, não incluindo as divisíveis por três.

V_h = amplitude da harmônica de tensão, em p.u..

6.3.8 Como eliminar as harmônicas produzidas pelo inversor

Basicamente, as soluções que existem para a redução das harmônicas geradas por um inversor de frequência PWM, são [53]:

- § O uso de filtros (ativos ou passivos);
- § O uso de inversores com maior número de pulsos;
- § O uso de técnicas de comando PWM.

6.3.9 Fator de potência (fp) e fator de deslocamento (cos ϕ)

Quando se trabalha com inversores de frequência, deve-se ter cuidado especial para não confundir o fator de potência (fp) com o fator de deslocamento (cos ϕ).

O fator de potência é dado pela relação entre potência ativa e potência aparente.

$$f_p = \frac{P}{S} \quad (6.7)$$

Onde: f_p = fator de potência.

P = Potência ativa.

S = Potência aparente.

O fator de deslocamento ($\cos \phi$) é a defasagem entre a tensão e a corrente de harmônicas de mesma ordem. Portanto, o fator de potência (f_p) será igual ao fator de deslocamento ($\cos \phi$), somente na ausência de harmônicas de corrente.

6.4 Motores de indução alimentados por inversores estáticos de frequência

6.4.1 Influência do inversor no sistema de isolamento do motor

Os inversores de frequência utilizam transistores de potência, cujos chaveamentos ocorrem em velocidades muito elevadas, em frequências da ordem de kHz. Quando esses inversores são utilizados em conjunto com um motor de indução de gaiola, os pulsos, em combinação com as impedâncias do cabo e do motor, geram sobre tensões nos terminais do motor, de forma repetitiva e podem reduzir a vida do sistema isolante.

6.4.2 Influência do rise time

Certa quantidade de tempo é requerida para que a tensão nos terminais de saída do inversor transite do seu valor mínimo até o seu valor máximo. Devido à rapidez do crescimento do pulso de tensão (dV/dt) emitido pelo inversor ao motor, as primeiras espiras da primeira bobina de uma dada fase ficam submetidas a um alto valor de tensão. Nas bobinas subsequentes ocorre o amortecimento do pulso, devido às perdas de alta frequência indutivas e capacitivas.

Com isso, o rise time (Δt) tem influência direta no tempo de vida útil do sistema isolante, ou seja, quanto menor o tempo de crescimento do pulso, maior será a taxa de variação da tensão (dV/dt) e maior a diferença de potencial originada entre espiras, conseqüentemente, a degradação do sistema de isolamento do motor será mais rápida [54].

Assim, o sistema de isolamento do motor fica submetido a altos gradientes de potencial elétrico, exigindo dos isolantes características dielétricas superiores.

A norma NEMA [59] define rise time (tempo de subida) como sendo o tempo que a tensão leva para variar de 10% a 90% da tensão do link DC, conforme mostra a Figura 6.6.

Já a norma IEC 60034-25, diversamente, define o rise time como sendo o tempo que a tensão leva para subir de 10% a 90% da tensão de pico nos terminais do motor, conforme mostra a Figura 6.7.

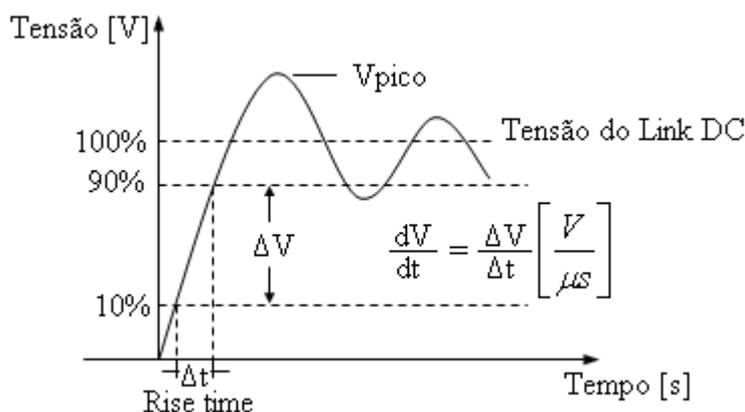


Figura 6.6 – Pulso de tensão nos terminais do motor e definição de rise time - NEMA

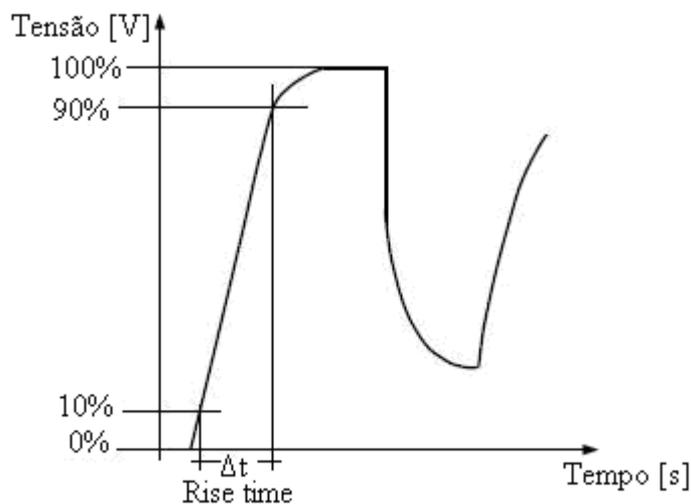


Figura 6.7 – Pulso de tensão nos terminais do motor e definição de rise time - IEC.

6.4.3 Influência do comprimento do cabo

Comprimentos de cabo elevados aumentam o valor da sobre tensão nos terminais do motor, conforme a norma NEMA [55]. Com os modernos IGBTs estes fenômenos começam aparecer a partir de aproximadamente 3 m de cabo e podem atingir duas vezes o valor da fonte para comprimentos de cabo de 15 m. Em casos de comprimentos de cabo excessivos, acima de 120 m, por exemplo, pode resultar em picos superiores a duas vezes ao valor da fonte ($V_{\text{link DC}}$), além de permanecer existindo por mais tempo.

6.4.4 Influência do mínimo tempo entre pulsos consecutivos

Os inversores variam a tensão média aplicada sobre o motor, mudando a largura dos pulsos de saída e o tempo entre eles. A sobre tensão torna-se pior quando o tempo entre os pulsos consecutivos é muito pequeno. Essa condição ocorre durante regimes transitórios, como aceleração e desaceleração, e quando são necessárias tensões elevadas na saída.

6.4.5 Influência da frequência de chaveamento

Ao contrário dos eventuais impulsos provenientes de manobras de rede, neste caso trata-se de um trem de pulsos mantido em uma determinada frequência. Quanto maior for a frequência de chaveamento do inversor, mais rápida será a degradação do sistema isolante do motor [54]. Conforme estudo apresentado na bibliografia [56], a dependência do tempo de vida útil do isolamento, em função da frequência de chaveamento não é uma relação simples, porém, experiências mostram dados interessantes.

- § Para frequências de chaveamento ≤ 5 kHz a probabilidade de falha do isolamento é diretamente proporcional à frequência de chaveamento.
- § Para frequências de chaveamento > 5 kHz a probabilidade de falha do isolamento é diretamente proporcional ao quadrado da frequência de chaveamento.

6.4.6 Influência de aplicações com múltiplos motores

Se mais de um motor é conectado ao mesmo inversor, pode ocorrer sobre tensão devido à reflexão entre motores. Essa situação é tão pior quanto maior for o comprimento do cabo entre o inversor e o ponto comum de conexão dos motores [55].

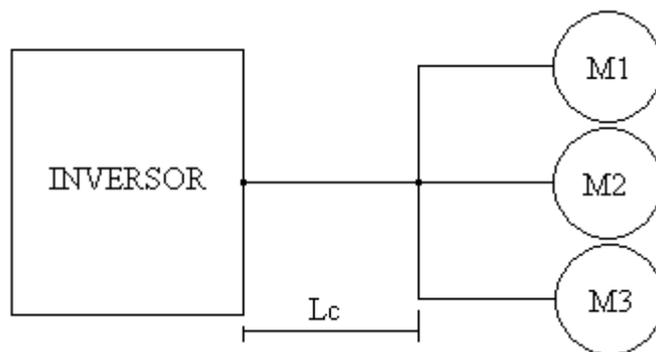


Figura 6.8 – Inversor alimentando mais de um motor - Comprimento do cabo “Lc”.

6.4.7 Critérios, quanto ao sistema de isolamento, adotados pela norma NEMA

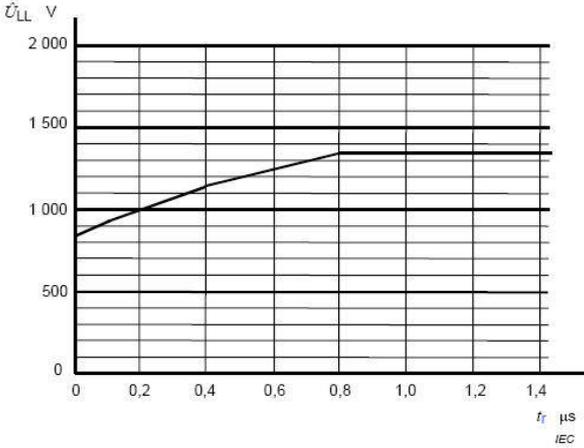
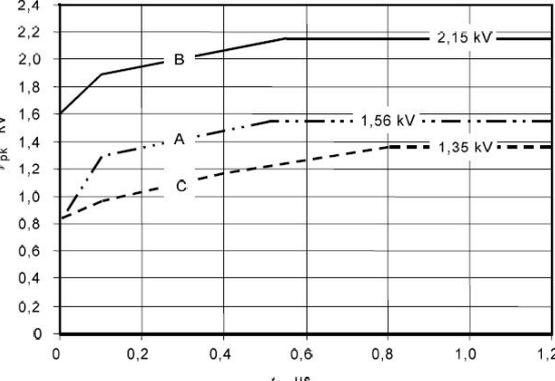
Na operação dos motores com inversores de frequência, os critérios adotados pela norma NEMA para evitar possível degradação do sistema isolante são os seguintes:

Tabela 6.3 – Critérios da norma NEMA para evitar degradação do sistema isolante.

NEMA MG1 - 2003 Parte 30 - Motores de aplicação geral usados com inversores	
Para Tensão ≤ 600 V $V_{\text{pico}} \leq 1\text{kV}$ Rise Time $\geq 2\mu\text{s}$	Para Tensão > 600 V $V_{\text{pico}} \leq 2,04V_{\text{nom}}$ Rise Time $\geq 1\mu\text{s}$
NEMA MG1 - 2003 Parte 31 - Motores de uso específico alimentados por inversores	
Para Tensão ≤ 600 V $V_{\text{pico}} \leq 3,1V_{\text{nom}} \quad (2.1,1.\sqrt{2})$ Rise Time $\geq 0.1\mu\text{s}$	Para Tensão > 600 V $V_{\text{pico}} \leq 2,04V_{\text{nom}}$ Rise Time $\geq 1\mu\text{s}$

Já a IEC estabelece que o sistema de isolamento de motores até 500 V deve suportar os níveis de V_{pico} mostrados na tabela abaixo. Acima de 500 V, o sistema isolante deve ser reforçado ou filtros devem ser instalados na saída do inversor, para aumentar o rise time e limitar as tensões de pico.

Tabela 6.4 – Critérios da norma IEC para evitar degradação do sistema isolante.

Parte 17 (2002) – motores normais	Parte 25 (2004) – motores de uso específico
<p>Curva válida para motores Standard</p> 	<p>Curva A: para motores até 500 V_{ac} Curva B: para motores até 690 V_{ac} Curva C: idem IEC 60034-17</p> 

6.4.8 Influência do inversor na temperatura do motor

A alimentação do motor por inversor de frequência provoca aumento na temperatura do enrolamento. As harmônicas de tensão provenientes do inversor provocam o aparecimento de correntes harmônicas, aumentando as perdas Joule no enrolamento e também ocasionam aumento das perdas no ferro. A operação do motor em baixas rotações provoca uma perda de ventilação. Portanto, para evitar o excessivo sobreaquecimento do motor operando com inversor, deve ser considerada a influência conjunta de ambos os fatores. Para isso, normalmente reduz-se o torque nominal do motor ou então sobredimensiona-se o mesmo, a fim de manter a temperatura da máquina dentro do limite da classe térmica do seu sistema de isolamento. Pode-se também utilizar o sistema de ventilação forçada independente.

6.4.9 Influência do inversor na corrente pelos mancais

O fenômeno da tensão/corrente induzida no eixo provém fundamentalmente de desequilíbrios no circuito magnético dos motores. Excentricidades e outras imperfeições decorrentes do processo de fabricação podem ser apontadas como causas usuais desse problema, que acomete principalmente em máquinas grandes. Com o advento dos inversores PWM, contudo, o problema foi agravado, passando a ocorrer também em

máquinas de potências menores, pois os motores passaram a ser alimentados por formas de ondas já desequilibradas desde a fonte e que possuem ainda componentes de alta frequência. Assim, às causas de tensão induzida no eixo devido aos inversores de frequência somam-se aquelas intrínsecas ao motor e que também provocam a circulação de corrente pelos mancais.

6.4.10 Influência do inversor no ruído do motor

Para motores com alimentação da rede a principal fonte de ruído é o sistema de ventilação, particularmente para motores 2 e 4 pólos. Por outro lado, motores de 6 ou mais pólos geralmente têm no circuito eletromagnético sua principal fonte de ruído. O ruído gerado pelos rolamentos não é importante em comparação com as outras causas, quando os rolamentos não têm falhas. Em acionamentos de velocidade variável, porém, devido ao conteúdo harmônico da tensão, o ruído de origem magnética pode prevalecer em motores de quaisquer polaridades, especialmente nas baixas frequências de operação, em que o ruído proveniente do sistema de ventilação diminui [57].

6.4.11 Influência do inversor na vibração do motor

A vibração dos motores de indução tende a aumentar, quando estes são acionados por inversores de frequência. No entanto, o acréscimo das velocidades de vibração (VRMS) em mm/s é menor para a maior frequência de chaveamento do inversor. Portanto, em termos de vibração e ruído, quanto maior a frequência de chaveamento, melhor para o desempenho do motor.

6.4.12 Influência do inversor no rendimento do motor

O rendimento do motor de indução alimentado por inversor de frequência diminui, devido ao aumento nas perdas causado pelo conteúdo harmônico.

6.4.13 Limites de velocidade

A máxima velocidade de operação do motor é limitada por considerações mecânicas e por considerações de torque. Quanto ao limite mínimo de velocidade de operação, não há ressalvas, desde que o motor seja resfriado através de ventilação forçada.

6.4.14 Limitações pelo torque

A máxima capacidade de torque, ou torque máximo, do motor limitará a máxima velocidade, na qual a operação com potência constante é possível. Uma forma aproximada de verificar o limite máximo de velocidade, é por meio da equação (6.8).

$$\text{rpm}_{\text{máx}} = \text{rpm}_{\text{base}} \left[\frac{(C_{\text{máx}}/C_{\text{n}})}{1,5} \right] \quad (6.8)$$

Onde: $\text{rpm}_{\text{máx}}$ = Rotação máxima.

rpm_{base} = Rotação nominal.

$C_{\text{máx}}/C_{\text{n}}$ = Torque máximo em relação ao nominal.

O fator “1,5” equivale a menor condição de “ $C_{\text{máx}}/C_{\text{n}}$ ” exigida para motores alimentados com inversores de frequência acima da velocidade base de operação e com tensão nominal aplicada, ou seja, o torque máximo deve ser no mínimo 150% do torque na frequência em que o motor está operando.

6.4.15 Limitações mecânicas

A máxima velocidade segura de operação, conforme a norma NEMA [59], com acoplamento direto, para temperatura ambiente entre 0 e 40°C, não deve exceder os valores da Tabela 6.5. As aplicações onde os valores de velocidade estarão acima dos definidos nesta tabela, deverão ser consideradas como aplicação de alta velocidade, e o motor a ser utilizado deverá possuir os requisitos de projeto e fabricação de acordo com os exigidos para altas rotações. A IEC não define valores máximos de velocidade para motores operando com inversores de frequência.

Tabela 6.5 - Máxima velocidade de operação - Motores normais com velocidade regulável.

Potência [hp]	Motor Fechado (TEFC)			Motor Aberto (ODP)		
	Velocidade Síncrona em 60Hz					
	3600	1800	1200	3600	1800	1200
0,25	7200	3600	2400	7200	3600	2400
0,33	7200	3600	2400	7200	3600	2400
0,50	7200	3600	2400	7200	3600	2400
0,75	7200	3600	2400	7200	3600	2400
1,0	7200	3600	2400	7200	3600	2400
1,5	7200	3600	2400	7200	3600	2400
2,0	7200	3600	2400	7200	3600	2400
3,0	7200	3600	2400	7200	3600	2400
5,0	7200	3600	2400	7200	3600	2400
7,5	5400	3600	2400	7200	3600	2400
10	5400	3600	2400	5400	3600	2400
15	5400	3600	2400	5400	3600	2400
20	5400	3600	2400	5400	3600	2400
25	5400	2700	2400	5400	2700	2400
30	5400	2700	2400	5400	2700	2400
40	4500	2700	2400	5400	2700	2400
50	4500	2700	2400	4500	2700	2400
60	3600	2700	2400	4500	2700	2400
75	3600	2700	2400	3600	2700	2400
100	3600	2700	1800	3600	2700	1800
125	3600	2700	1800	3600	2700	1800
150	3600	2700	1800	3600	2700	1800
200	3600	2250	1800	3600	2700	1800
250	3600	2250	1800	3600	2250	1800
300	3600	2250	1800	3600	2250	1800
350	3600	1800	1800	3600	2250	1800
400	3600	1800	-	3600	2250	-
450	3600	1800	-	3600	2250	-
500	3600	1800	-	3600	2250	-

6.5 Aspectos normativos

Em nível nacional não existe uma norma que oriente quanto ao uso de inversores eletrônicos de frequência para acionamento de máquinas CA [58], apesar de existirem normas para dispositivos semicondutores e para acionamento eletrônico de máquina CC. Em nível internacional, existem algumas normas que abordam o assunto, como:

- * NEMA MG1 - Motors and generators / “Estados Unidos”.
- * NEMA - Application Guide for AC Adjustable Speed Drive Systems (2001).
- * IEC 60034 - Rotating Electrical Machines / “Internacional”.

Outros documentos técnicos de referência são:

- * GAMBICA/REMA Technical Guides for Variable Speed Drives and Motors.
- * GAMBICA/REMA Technical Reports for Variable Speed Drives and Motors.
- * CSA C22.2 No.100-2004 Item 12 (Canadá).
- * JEM-TR 148-1986 (Japão).
- * IEC 60034-18-41.

7 PROTÓTIPO

Dificuldades a serem vencidas durante o projeto, construção e testes de um motor de alta rotação:

1. Acionamento - inversores de frequência - IGBTs em frequências elevadas.
2. Térmicas - sobreaquecimento e método para refrigeração da máquina.
3. Materiais - chapas especiais para menores perdas com resistência mecânica.
4. Mecânicas - dinâmicas e balanceamento do rotor.
 - folgas, ajustes e encaixes das peças.
 - rolamentos, mancais magnéticos.
5. Elétricas - perdas em altas frequências.
6. Econômicas - custos com desenvolvimento de novos processos.
7. Mercadológicas - aceitação/demanda de um novo produto.
8. Concorrência - especializados em motores/geradores de alta rotação.

Soluções adotadas para o protótipo:

§ Tipo de Máquina: Indução com rotor de gaiola.

§ Tipo de Acionamento: Controle vetorial sensorless ou com Encoder.

§ Projeto Elétrico:

- Cálculo eletromagnético M2E (Software de cálculo de motor de indução).
- Cálculo de Ruído Magnético.
- Características de Funcionamento:
 - § Tensão: 380V – Trifásica.
 - § Frequência: 50/60Hz.
 - § Potência: 400 HP (294,4 kW).
 - § Fator de serviço: 1,15.
 - § Rotação a plena carga: 12815 rpm – 1,0 SF.
 - § Capacidade de velocidade: 10000 a 15000 rpm.
 - § Sentido de rotação horário.
 - § Isolamento classe F, com classe B, 90°C em 1,00 SF.

§ Ensaio:

- § Dinamômetros que permitam o ensaio em carga em alta rotação.

§ Equipamentos de medição aptos para realizar ensaio tipo em altas frequências.

§ Bobinagem/Isolamento - Impregnação a vácuo.

- Proteção para cabeça de bobinas.

§ Material das chapas: E-170 espessura 0,50 mm.

§ Projeto do rotor: ranhuras adequadas em rotores laminados.

§ Grau de Proteção - IP23 e IP55.

Características mecânicas:

§ Sistema de Resfriamento - Líquido e a ar (ventilação forçada).

§ Mancais - rolamentos com esferas convencionais.

- rolamentos com esferas cerâmicas.

- lubrificados a graxa ou a óleo.

- Mancais de deslizamento hidrodinâmico.

- Mancais magnéticos.

§ Projeto mecânico - Análise Estrutural Estática (Ansys).

- Análise Estrutural Dinâmica (Ansys).

- Análise Dinâmica do Rotor (Rotordin – WEG; Ansys).

- Análise de Escoamento de Fluido (CFX).

- Análise Térmica (Ansys, CFX).

- Análise de Mancais.

7.1 Dimensionamento do rotor completo

7.1.1 Diâmetro do rotor

No dimensionamento do diâmetro interno do rotor deve ser levada em consideração a interferência mecânica entre o eixo e o pacote de chapas que forma o rotor. Esta interferência se traduz na sobreposição que deve existir nas medidas dos diâmetros do eixo e das chapas para evitar o escorregamento entre estas peças durante a transmissão do torque. Deve-se levar em consideração o efeito de dilatação térmica diferencial entre as peças. Por este motivo o diâmetro externo do eixo precisa ser maior que o diâmetro interno das chapas, deste modo existirá um efeito de mola entre o eixo e as chapas, garantindo que não irá ocorrer escorregamento, mesmo após o aquecimento. O diâmetro interno do rotor deve ser usinado para garantir a interferência necessária para o ajuste com o eixo e

eliminar a chaveta interna, caso exista, para evitar a concentração de esforços que podem danificar o pacote de chapas. Esta interferência tem um valor mínimo para garantir o contato entre o rotor e o eixo para a condição mais crítica (máxima rotação e maior diferença de temperatura entre rotor e eixo). Por outro lado, deve ter um valor máximo para que os esforços da força centrífuga combinados com a pressão de contato entre rotor e eixo não ultrapassem o limite de resistência do material. Estes limites variam conforme a rotação de trabalho do motor. Para o exemplo do protótipo de alta rotação, foram realizadas simulações no software Ansys [61] para avaliar os limites de interferência entre rotor e eixo. O Gráfico 7.1 apresenta os limites de interferência para este caso.

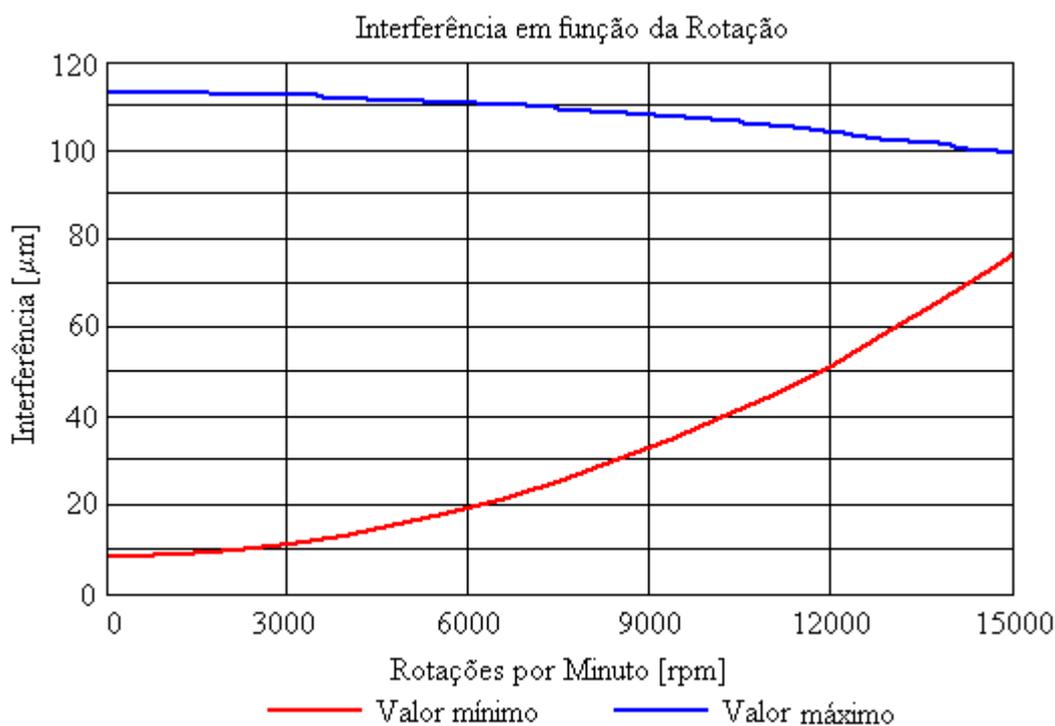


Gráfico 7.1 – Limites de interferência.

Realizaram-se simulações no Ansys para validar a concentração de tensões obtidas no software. Para essa validação foi utilizado o estado plano de tensões mostrado na Figura 7.1, que simula a concentração de esforços em um disco rígido com furos [62] e que pode representar o disco de balanceamento para a aplicação de uma pressão uniforme na circunferência externa da peça. As demais simulações encontram-se no Anexo 4.

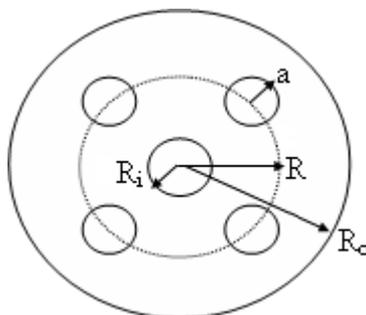


Figura 7.1 – Estado plano de tensões.

7.1.2 Ponta de eixo mínima para a transmissão do torque

O motor possui potência nominal de 300 kW e rotação nominal de 12800 rpm, podendo variar de 10000 a 15000 rpm. Para o cálculo dos coeficientes de segurança foram considerados fator de serviço de 1,15 e conjugado máximo de $1,2 C_n$. Visto que a partida do motor será realizada com inversor de frequência com torque constante. O material do eixo empregado foi o aço ABNT 4140.

Para essa condição chegou-se ao diâmetro mínimo na ponta de eixo, para a transmissão do torque, de 26 mm, com coeficiente de segurança estático de 4,1.

7.1.3 Limite de rotação do rolamento

As condições para a especificação dos rolamentos é ter limite de rotação mecânica acima de 15000 rpm, suportar uma carga radial de 350 N e axial da mesma intensidade, além de ter uma vida L_{10h} de no mínimo 20000 h.

Segundo catálogo do fabricante NSK, não é possível utilizar rolamentos rígidos de esferas comuns, porém é possível utilizar rolamento de contato angular de no máximo 40 mm de diâmetro. Todavia esses rolamentos exigem maiores cuidados de montagem. Ainda podem ser utilizados rolamentos rígidos de esferas com gaiola de resina fenólica de até 60 mm de diâmetro.

Existe também a possibilidade de se utilizar rolamentos híbridos fabricados pela empresa SKF, onde se encontra duas possibilidades:

§ 1ª: 6008-2RZTN9/HC5C3WT

Limite de rotação: 18000 rpm.

Vida L_{10h} estimada: 9780 h

§ 2ª: 6208-2RZTN9/HC5C3WT

Limite de rotação: 16000 rpm.

Vida L_{10h} estimada: 59600 h

Em princípio, o rolamento mais viável é o 6208-2RZTN9/HC5C3WT da SKF.

7.1.4 Carga mínima do rolamento

Para operar adequadamente, principalmente em elevadas rotações, é necessário que o rolamento seja submetido a uma carga radial mínima. Em altas velocidades as forças de inércias das esferas e da gaiola, assim como a condição do lubrificante podem contribuir negativamente para as condições de rolagem e ocasionar o deslizamento das esferas nas pistas.

A carga radial mínima é calculada pelo procedimento da SKF:

$$F_m = k_r \cdot \left(\frac{vt \cdot n}{1000} \right)^{2/3} \cdot \left(\frac{d_m}{100} \right)^2 \quad (7.1)$$

Onde: F_m = Força radial mínima.

k_r = Fator de carga mínima.

vt = Viscosidade à temperatura de funcionamento.

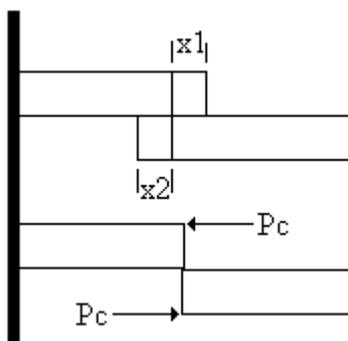
n = Velocidade de rotação.

d_m = Diâmetro médio do rolamento.

Considerando $k_r=0,025$, $vt=6,5 \text{ mm}^2/\text{s}$, $n=15000 \text{ rpm}$ e $d_m=60 \text{ mm}$. A carga mínima para o rolamento 6208 nessa condição é de 190 N. Como o peso do rotor completo é de 550 N, a carga radial em cada rolamento será superior à mínima requerida.

7.1.5 Determinação do ajuste entre disco de balanceamento e eixo

Para o cálculo da interferência necessária entre o disco de balanceamento e o eixo foram realizadas as seguintes considerações:

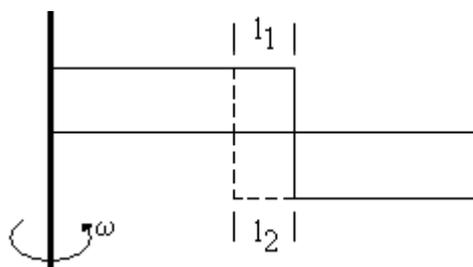


Verificou-se por meio de simulações no Ansys que a deformação radial do eixo e do disco é diretamente proporcional à pressão de contato: $x_1=k_1*P_c$ e $x_2=k_2*P_c$. Onde k_1 e k_2 são constantes de proporcionalidade.

Assim a pressão de contato pode ser definida como:

$$P_c = \frac{x_1 + x_2}{k_1 + k_2} = \frac{\text{Interferência}}{k_1 + k_2} \quad (7.2)$$

Os valores das constantes podem ser obtidos através de uma simulação de cada peça separada, aplicando uma pressão e observando a deformação radial. O valor de interferência acima é radial. Por outro lado, devido às forças centrífugas, ocorre o aumento dos diâmetros de contato das peças. A deformação radial é diretamente proporcional ao quadrado da rotação mecânica: $l_1=a_1*\omega_m^2$ e $l_2=a_2*\omega_m^2$.



Os valores das constantes a_1 e a_2 são obtidos através de simulações separadas das peças sujeitas à rotação máxima. O procedimento da simulação dos esforços consiste em realizar 4 simulações iniciais das peças separadas para a determinação das constantes de proporcionalidade, e uma simulação final do disco, contendo como condições de contorno:

rotação do disco e a nova pressão interna devido à variação da interferência interna com a rotação.

O disco analisado possuía as seguintes dimensões:

- Raio interno: 37,5 mm.
- Raio externo: 89,5 mm.
- Diâmetro do furo: 8 mm.
- Distância do furo ao centro do disco: 83 mm.
- Número de furos: 30.

Foram consideradas as propriedades do aço ABNT 1045. A interferência mínima calculada para que o disco permaneça em contato com o eixo foi de 52 μm no diâmetro. A tensão equivalente máxima no diâmetro interno do disco variou segundo a seguinte relação, com a interferência em 15000 rpm, $\sigma = 24,03 + 4,346 \cdot \delta_i$, onde δ_i é a interferência radial inicial entre as peças.

Para um limite de escoamento de 290 MPa, a interferência máxima no diâmetro deve ser de 122 μm .

7.1.6 Ajuste entre pacote de chapas do rotor e eixo

Realizou-se a análise das frequências naturais do eixo, sendo que a primeira frequência encontrada foi de 19628 rpm. Nesse procedimento de cálculo não é levado em consideração o acréscimo de rigidez da estrutura devido ao ajuste por interferência entre o rotor e o eixo.

O eixo necessita de maior precisão dimensional que o eixo padrão. O pacote de chapas do rotor deve ser montado no eixo sem chaveta, evitando concentrações de tensão no diâmetro interno do rotor. Assim, o ajuste do pacote de chapas do rotor deve ser feito por interferência.

Devido às altas forças centrífugas, e às baixas propriedades de resistência mecânica do alumínio, o anel de curto apresenta um ponto crítico do rotor completo. Dessa forma, devem ser eliminados os pinos para balanceamento e as aletas do anel de curto. Logo, necessita-se de discos de balanceamento para ser possível realizar o balanceamento do rotor completo. Pelos mesmos motivos de concentração de tensões, os discos de balanceamento devem ser montados com ajuste interferente.

7.1.7 Determinação das ranhuras do rotor

Através do cálculo eletromagnético, levando-se em consideração os parâmetros de desempenho que o motor deve apresentar, foi projetada uma lâmina para o rotor, conforme Figura 7.2. As ranhuras não diferem das ranhuras utilizadas em motores de baixa rotação, a não ser que para garantir a integridade do rotor, a ponte sobre as barras de alumínio deve ser de no mínimo 1 mm de espessura (Anexo 4). Já o raio superior da ranhura do rotor deve ser maior que 3,4mm, novamente com a intenção de se evitar pontos de concentração de tensões. A proposta final para a ranhura do rotor pode ser vista na Figura 7.3.

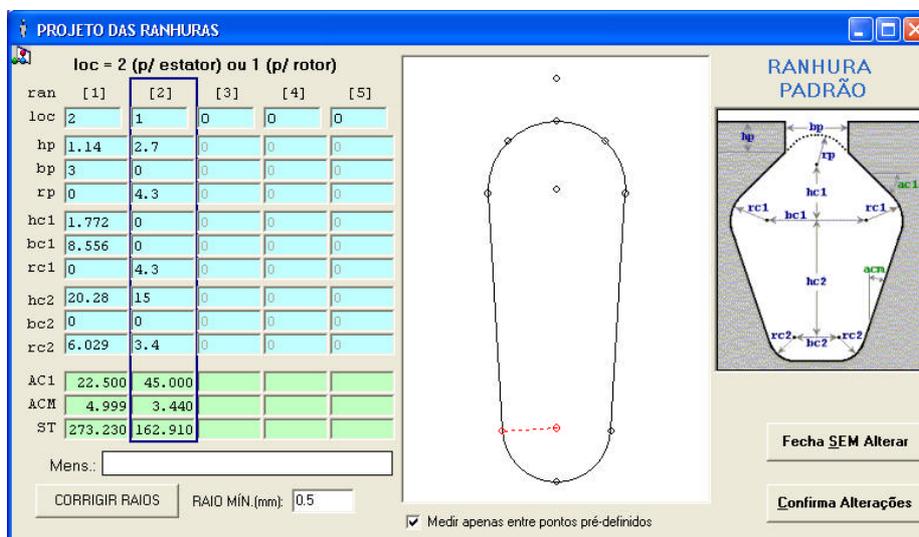


Figura 7.2 – Projeto da ranhura do rotor – Protótipo 300kW@12815rpm.

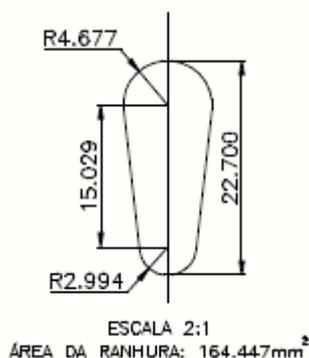


Figura 7.3 – Geometria da ranhura proposta – Protótipo 300kW@12815rpm.

7.2 Dimensionamento do estator completo

O estator de um motor de alta rotação não difere em nada de um estator normal, já que toda a solicitação de esforços em virtude do motor trabalhar em alta rotação está concentrada no rotor. No dimensionamento do estator deve-se levar em conta às perdas, que sofrem a influência da alta frequência, e em consequência a elevação de temperatura.

Serão utilizados os mesmos diâmetros da carcaça normal, pois assim pode-se utilizar o ferramental já existente na fábrica, tanto para a usinagem das peças como para a montagem.

Como estes motores estão sujeitos a apresentarem micro vibrações geradas pela alta rotação, o enrolamento do estator deve ser impregnado com resina epóxi para evitar a destruição do sistema isolante.

7.2.1 Dimensionamento da ranhura do estator

A ranhura de um enrolamento para motor de alta rotação não apresenta diferença em relação às ranhuras do motor normal. Como foi estudado, uma das únicas recomendações é de que a abertura da ranhura seja a menor possível, para diminuir o ruído causado pela turbulência do ar que se encontra no entreferro, quando o motor está em rotação plena. Neste caso, se fixa a abertura no valor normalmente utilizado, com o intuito de facilitar a utilização de ferramental de bobinagem já existente na fábrica. Na Figura 7.4 tem-se o dimensionamento completo da ranhura do estator.

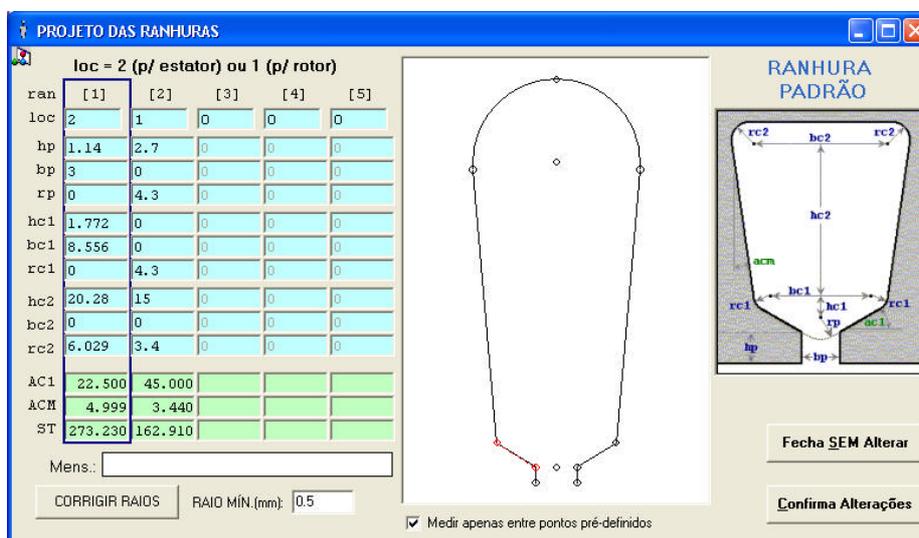


Figura 7.4 – Projeto da ranhura do estator – Protótipo 300kW@12815rpm.

7.3 Estimativa de perdas

As perdas em altas rotações foram estimadas, de maneira aproximada, em função da relação de rotação, ou frequência de operação, conforme abaixo, onde as perdas mecânicas são consideradas constantes. A potência e as perdas Joules no estator e rotor, foram consideradas como variando proporcionalmente à rotação e para as perdas no ferro e suplementares foi adotado que metade das perdas varia com o quadrado e metade diretamente com a relação de rotação.

$$kW_{ar} = kW_{st} \cdot \frac{rpm_{ar}}{rpm_{st}} \quad (7.3)$$

$$P_{j1ar} = P_{j1st} \cdot \frac{rpm_{ar}}{rpm_{st}} \quad (7.4)$$

$$P_{j2ar} = P_{j2st} \cdot \frac{rpm_{ar}}{rpm_{st}} \quad (7.5)$$

$$P_{fear} = \frac{P_{fest}}{2} \cdot \left[\left(\frac{rpm_{ar}}{rpm_{st}} \right)^2 + \frac{rpm_{ar}}{rpm_{st}} \right] \quad (7.6)$$

$$P_{sar} = \frac{P_{sst}}{2} \cdot \left[\left(\frac{rpm_{ar}}{rpm_{st}} \right)^2 + \frac{rpm_{ar}}{rpm_{st}} \right] \quad (7.7)$$

$$P_{mecar} = P_{mecst} \quad (7.8)$$

Onde: ar = Alta Rotação.
 st = Rotação Padrão.
 kW = Potência útil.
 rpm = Rotação nominal.
 p_{j1} = Perdas joule no estator.
 p_{j2} = Perdas joule no rotor.
 p_{fe} = Perdas no ferro.
 p_s = Perdas suplementares.
 p_{mec} = Perdas mecânicas.

A partir destas considerações, chega-se às perdas para os motores em todas as carcaças, onde na Tabela 7.1 tem-se para a rotação de 3600 rpm e na Tabela 7.2 tem-se para a máxima rotação prevista.

Tabela 7.1 – Perdas para motores de 3600rpm.

Rotação nominal					Perdas calculadas (W)				
Carcaça	cv	kW	Hz	rpm	p_{i1}	p_{i2}	p_{fe}	p_s	p_{mec}
63	0,5	0,37	60	3600	60,91	27,72	20,56	4,43	17,74
71	1,0	0,75			96,08	59,55	29,45	13,69	26,37
80	2,0	1,50			95,93	84,24	56,89	19,60	36,42
90L	4,0	3,00			183,92	123,04	93,86	68,59	65,37
100L	5,0	3,70			165,01	115,21	104,89	38,69	109,19
112M	7,5	5,50			325,26	119,38	348,00	67,82	135,04
132M	15	11,0			445,17	227,30	338,34	175,71	193,22
160L	30	22,0			589,79	373,77	546,97	419,45	291,59
180M	30	22,0			544,74	307,02	549,37	426,65	406,32
200L	50	37,0			736,39	466,10	694,19	513,66	832,12
225S/M	60	45,0			853,93	414,56	909,81	322,90	1378,12
250S/M	100	75,0			1440,18	776,39	1123,44	708,17	1080,45
280S/M	150	110			1669,94	894,84	1340,31	713,22	2317,90
315S/M	250	185			1879,90	1201,75	2299,21	837,17	3659,07
355M/L	350	260			3021,41	1317,81	2281,16	1773,59	3965,20

Tabela 7.2 – Perdas para motores na máxima rotação prevista.

Alta Rotação					Perdas estimadas (W)						
Carcaça	cv	kW	Hz	rpm	p_{i1}	p_{i2}	p_{fe}	p_s	p_{mec}		
63	0,5	2,06	333	20000	338,36	153,99	374,32	80,65	17,74		
71	1,0	4,17			533,76	330,85	536,32	249,26	26,37		
80	2,0	8,33			532,92	468,01	1035,87	356,93	36,42		
90L	4,0	16,7			1021,79	683,56	1709,20	1249,05	65,37		
100L	5,0	20,6			916,72	640,08	1909,98	704,47	109,19		
112M	7,5	30,6			1807,00	663,22	6337,09	1235,07	135,04		
132M	15	61,1			2473,18	1262,80	6161,08	3199,66	193,22		
160L	30	122			3276,63	2076,52	9960,31	7638,15	291,59		
180M	30	91,7			250	15000	2269,75	1279,25	5913,36	4592,41	406,32
200L	50	154			233	14000	3068,28	1942,10	7472,17	5528,97	832,12
225S/M	60	163	217	13000	3083,64	1497,03	7574,70	2108,92	1378,12		
250S/M	100	271			5200,65	2803,63	9353,33	5895,92	1080,45		
280S/M	150	306	167	10000	4638,72	2485,68	7032,49	3742,20	2317,90		
315S/M	250	514			5221,94	3338,19	12063,76	4392,54	3659,07		
355M/L	350	578	133	8000	6714,24	2928,47	8167,12	6349,89	3965,20		

7.4 Limitações térmicas

Um grande fator limitante para obtenção de altas rotações em motores de indução convencionais é a temperatura, pois um dos motivos de obter altas rotações é reduzir a relação peso/potência da máquina. Quando isso acontece a relação peso/perdas da máquina também reduz, aumentando a temperatura de operação, se as mesmas características de resfriamento forem mantidas. Portanto, para manter a integridade térmica dos componentes do motor é necessário que os limites térmicos sejam respeitados. Contudo, para respeitar esses limites térmicos é necessário conhecer qual o valor máximo de perda que cada motor pode produzir.

No intuito de conhecer qual valor de temperatura na bobina que cada motor atinge em diversas condições de operação, tais como variação de perdas ou de velocidade de ar sobre a carcaça, foi elaborado um procedimento de cálculo apresentado no Anexo 4, que, com base no valor conhecido de temperatura da bobina de um motor normal é possível conhecer o comportamento térmico da bobina em novas condições de operação.

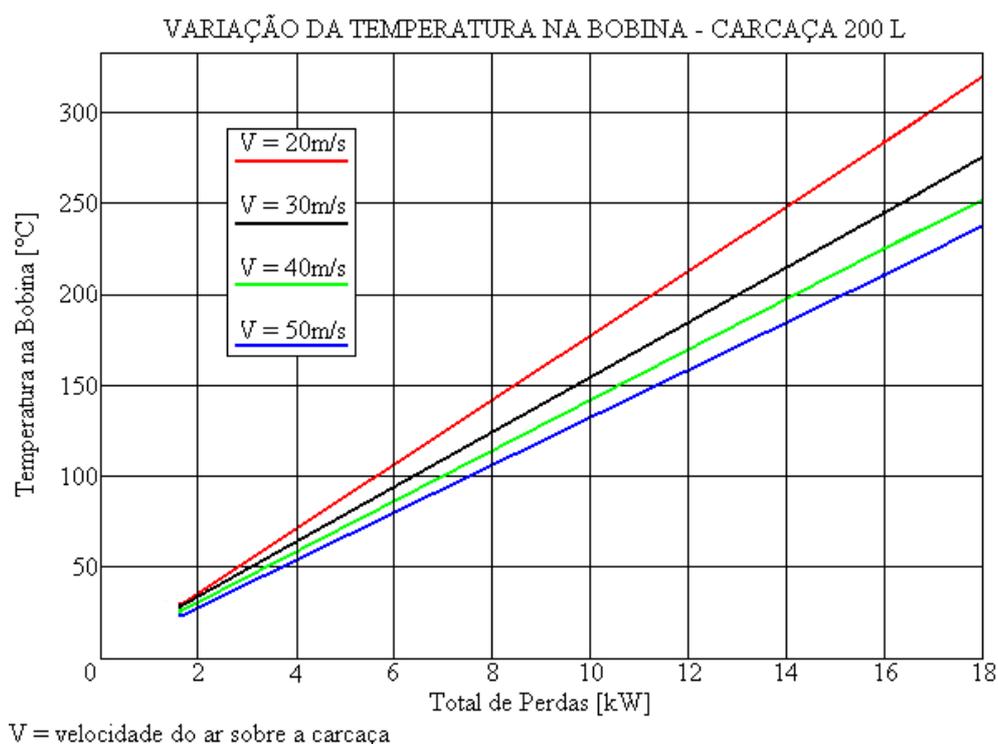


Gráfico 7.2 – Mapeamento térmico da carcaça 200L.

O Gráfico 7.2 é um exemplo de resultado do procedimento de cálculo descrito anteriormente e tem como objetivo facilitar a obtenção da variação de temperatura na bobina do motor da carcaça 200L, que pode ser obtida da seguinte forma: supondo que as perdas totais desse motor serão de 4 kW e a velocidade média do ar sobre a carcaça será de 30 m/s, então se encontra o ponto de cruzamento entre o valor de 4 kW no eixo das abscissas e a reta azul de 30 m/s, obtendo-se o valor de delta de temperatura no eixo das ordenadas, que será aproximadamente 68 °C.

No Anexo 4 estão os gráficos com o mapeamento térmico de todas as carcaças. Para realizar o mapeamento térmico das carcaças foram utilizados como motores referência os de maior potência por carcaça sempre em II pólos.

7.5 Determinação da carcaça

Todo o desenvolvimento matemático, considerações e critérios adotados para chegarmos à conclusão dos limites de potência por carcaça e rotação crítica/máxima por carcaça estão demonstrados no Anexo 4.

Aqui apenas se está disponibilizando o Gráfico 7.3 e o Gráfico 7.4, a partir dos quais se pode determinar a carcaça a ser utilizada em nosso protótipo.

Como a potência do motor protótipo é de 295kW, através do Gráfico 7.3, pode-se verificar que dispomos das carcaças acima da 180L para atender a este requisito, pelo critério da máxima potência (linha vermelha). Já pelo critério da rotação máxima, que no caso do protótipo é de 12815 rpm, através do Gráfico 7.4, percebe-se que para a carcaça 180L apresenta a rotação máxima igual à rotação crítica, já a carcaça 200L apresenta a rotação máxima superior à rotação crítica. Com base nestas informações, adota-se a carcaça 200L, padrão IEC, para nosso projeto.

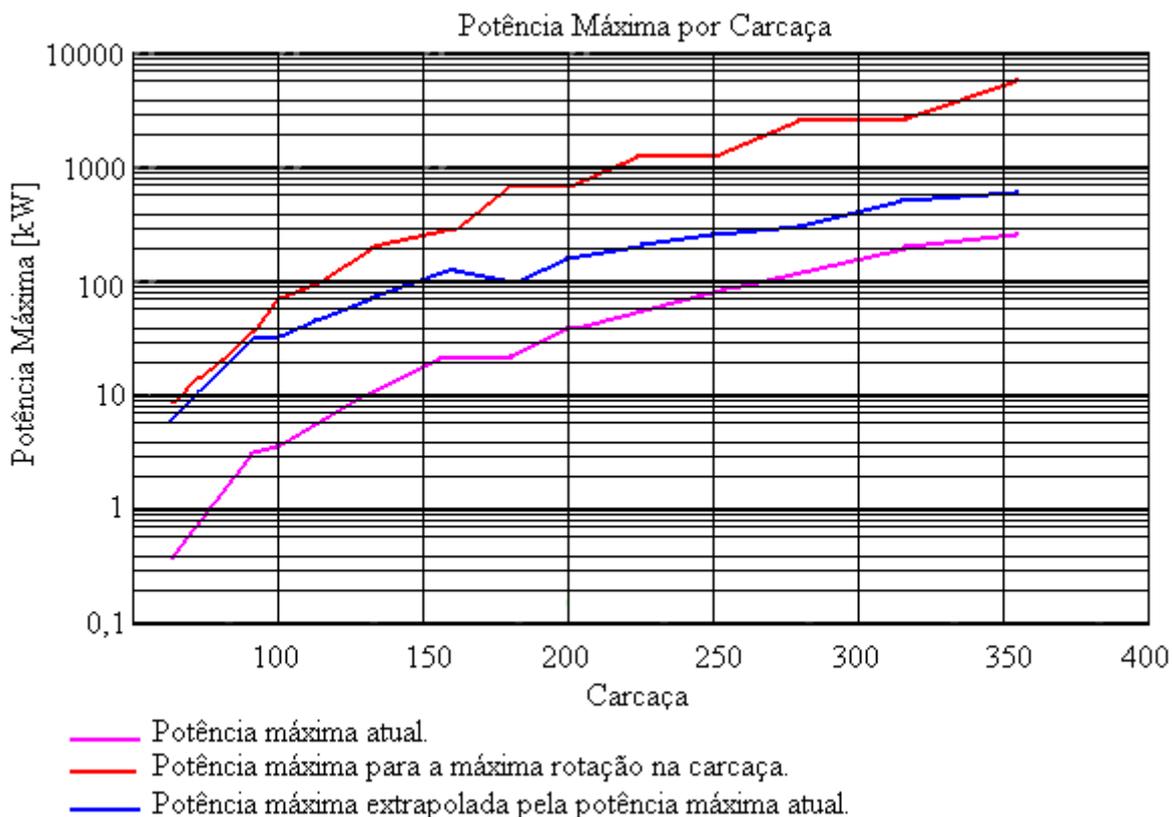


Gráfico 7.3 – Potência Máxima por carçaça.

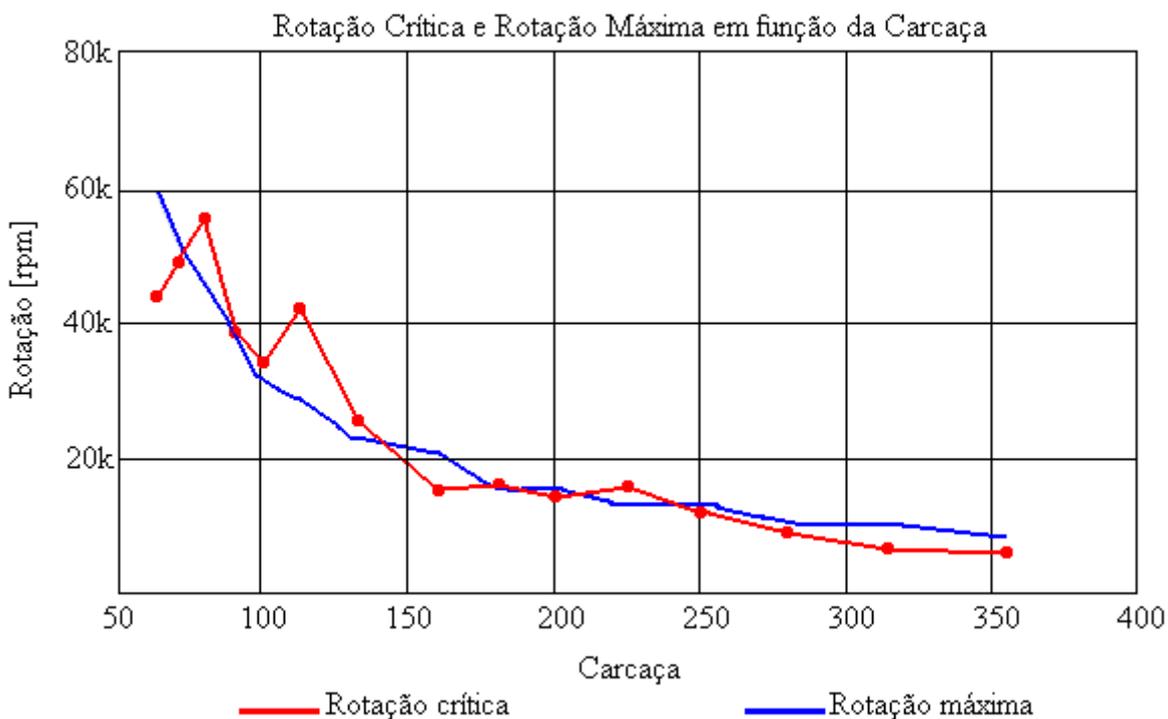


Gráfico 7.4 – Rotação crítica e máxima por carçaça.

7.6 Projeto eletromagnético

Utilizando o cálculo existente na empresa, M2E, efetua-se o dimensionamento eletromagnético do motor protótipo que pode ser visto no Anexo 4. Do ponto de vista de projeto de motores, não se percebe diferença nos procedimentos de cálculo. Na Tabela 7.3 pode-se verificar as diferenças de desempenho e dimensional entre dois motores de 400cv II pólos, um de 60Hz e outro de 215Hz.

Tabela 7.3 – Comparação de cálculo: 400cv II 60Hz e 400cv II 215Hz.

Motor		400cv II	400cv II	Motor		400cv II	400cv II	
Frequência		60 Hz	215 Hz	Frequência		60 Hz	215 Hz	
Carcaça (IEC)		315B	200L	Carcaça (IEC)		315B	200L	
Vazio	U (V)	380	380	Pacote (mm)	400	200		
	Io (A)	157,57	172,01	Entreferro (mm)	3,00	1,70		
	Po (W)	7292,5	6713,4	Ranhuras (E/R)	48 / 32	36 / 28		
	pmeco (W)	300,0	13844,6	Área ranh. (E/R mm ²)	613,7 / 413,0	276,7 / 162,9		
	pfeo (W)	2965,0	6183,1	Espiras	2:1:2:1	5		
	pjo (W)	327,6	244,4	Fios x mm ²	64 x 1,32	13x1,32/6x1,25		
	Rlig 20° (Ω)	0,0064	0,0042	Passo	1:16:18:20:22	1:14:16:18		
				Enchimento (%)	0,680	0,730		
Carga	In (A)	528,98	538,26	Camada	Dupla	Única		
	Je (A/mm ²)	3,0	6,2	Ligação	Paralelo Y	Paralelo T		
	rpm	3573	12816	Peso de alum. (kg)	23,76	4,77		
	cos φ	100%	0,889	0,870	Peso do cobre (kg)	114,44	25,10	
		75%	0,865	0,842	Peso da chapa (kg)	876,41	154,79	
		50%	0,798	0,769				
	η (%)	100%	95,11	95,54				
		75%	95,01	95,45				
		50%	94,12	94,63				
	pj1 (W)	3691,8	2393,6					
	pj2 (W)	2269,2	1965,2					
	pfe1 (W)	2659,6	5367,8					
	pfe2 (W)	106,0	135,1					
	ps + phar (W)	2443,4	3584,3					
Σp (W)	15117,3	13742,8						
ΔT (°C)	87,1	96,5						
Partida e Conj. Máx.	Cp/Cn	2,02	0,60					
	Cmáx/Cn	2,95	2,65					
	Ip/In	7,91	6,09					
	Trbq(F) (s)	32	14					
	Ip (A)	4184,21	3276,88					
Induções em Vazio	Bc2max (T)	1,610	1,759					
	Bd2max (T)	1,824	1,598					
	Bδmax (T)	0,638	0,765					
	Bd1max (T)	1,772	1,527					
	Bc1max (T)	1,495	1,760					

Onde:

U	= Tensão de entrada.
I_o	= Corrente a vazio.
P_o	= Potencia em vazio.
p_{meco}	= Perdas mecânicas em vazio.
p_{feo}	= Perdas no ferro a vazio.
p_{jo}	= Perdas joules a vazio.
$R_{lig\ 20^\circ}$	= Resistência de ligação a 20° .
I_n	= Corrente nominal.
J_e	= Densidade de corrente no enrolamento.
rpm	= Rotação nominal.
$\cos \varphi$	= Fator de potência.
η	= Rendimento.
p_{j1}	= Perdas joules no estator.
p_{j2}	= Perdas joules no rotor.
p_{fe1}	= Perdas no ferro no estator.
p_{fe2}	= Perdas no ferro no rotor.
$p_s + p_{har}$	= Perdas suplementares e perdas por harmônicas.
Σp	= Somatório ou total de perdas.
ΔT	= Elevação de temperatura no enrolamento.
C_p/C_n	= Torque de partida em relação ao nominal.
$C_{m\acute{a}x}/C_n$	= Torque máximo em relação ao nominal.
I_p/I_n	= Corrente de partida em relação ao nominal.
$Trbq (F)$	= Tempo de rotor bloqueado para isolamento classe F.
I_p	= Corrente de partida.
B_{c2max}	= Indução máxima na coroa do rotor.
B_{d2max}	= Indução máxima no dente do rotor.
$B_{\delta\ max}$	= Indução máxima no entreferro.
B_{d1max}	= Indução máxima no dente do estator.
B_{c1max}	= Indução máxima na coroa do estator.

No Gráfico 7.5, é mostrada a comparação das perdas calculadas para um motor com rotação de 400cv, 3600 rpm, 60Hz na carcaça 315B, com as perdas calculadas para o

protótipo de 400cv, 12815 rpm, 215Hz na carcaça 200L, onde pode-se notar que as perdas estão de acordo com o comportamento descrito anteriormente. Neste caso ambos os motores estão projetados para utilizar a mesma qualidade e espessura da chapa, tanto no estator como no rotor. A chapa utilizada é do tipo siliciosa com 0,5 mm de espessura.

Para a construção do gráfico, para perdas de mesma qualidade adota-se como 100% a soma da perda em cada motor, e determina-se o percentual relativo a cada um. Por exemplo, no caso de perdas no ferro no estator, tem-se 2659,6 W para o motor de 3600 rpm (60Hz) e 5367,8W para o motor de 12815 rpm (215Hz), o que resulta em 8027,4W e tem-se a relação de 33,13% para as perdas em 3600 rpm e 66,87% para as perdas em 12815 rpm.

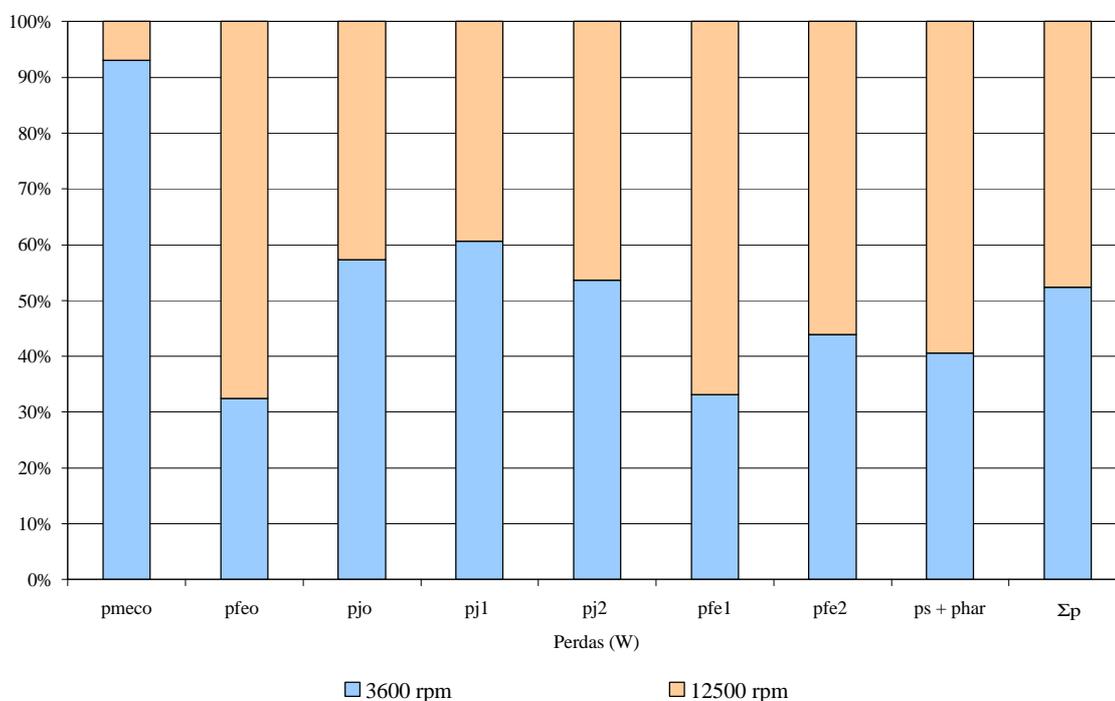


Gráfico 7.5 – Comparação das perdas - 400cv / II / 60Hz e 400cv / II / 215Hz.

Para o motor de alta rotação, considera-se que as perdas mecânicas possuem o mesmo valor que para o motor de baixa rotação. Isto pode ser considerado em função de que o projeto do motor de alta rotação utiliza ventilação independente e deste modo as perdas provenientes da ventilação são consideradas apenas como sendo do motor auxiliar, que não é de alta rotação. Convém lembrar que as perdas por ventilação crescem com o cubo da velocidade, em valores aproximados.

8 CONCLUSÕES.

A proposta deste trabalho foi analisar e compilar informações sobre o projeto e fabricação de motores de alta rotação. Estas informações servirão para dar suporte e referência para futuros desenvolvimentos além de fonte de consulta para os colegas de profissão que desejarem se aprofundar neste tipo de aplicação.

Durante nossas pesquisas, percebe-se que os maiores desafios no desenvolvimento de um motor de alta rotação se concentram na parte do projeto relativa à construção mecânica. Já a parte relativa ao projeto elétrico em muito se assemelha ao projeto de um motor de rotação normal.

No desenvolvimento mecânico deve-se analisar com muito critério o balanceamento das partes girantes e a resistência dos materiais utilizados na construção, pois quando em altas rotações estes elementos sofrem a atuação de uma grande força de desagregação, através da força centrífuga que está diretamente relacionada com a rotação.

Outro ponto que deve ser revisto é quanto às folgas de encaixe e interferências, pois como as solicitações e esforços serão muito maiores, devem ser bem dimensionadas e principalmente executadas, não se descartando a utilização de técnicas de ferramentaria, onde a precisão de usinagem é muito maior. Ainda nesta linha, os rolamentos também devem ser vistos como altamente especializados, pois quanto maior for a solicitação de velocidade, maiores devem ser os cuidados com as folgas e principalmente com a lubrificação, pois folgas excessivas além de provocarem o aumento na temperatura dos mancais, irão gerar um maior nível de ruído. Com o aumento da temperatura, os mancais entram em colapso, o que não se pode permitir que ocorra.

O sistema de resfriamento do motor também deve ser criteriosamente dimensionado, pois como este tipo de máquina apresenta uma densidade de potência por volume de material na ordem de seis vezes a de um motor normal na mesma carcaça. Conseqüentemente, a retirada de calor deve ser eficiente, sem representar um acréscimo de perdas ao equipamento. Podem-se utilizar dois sistemas, carcaça totalmente fechada com refrigeração a água ou carcaça aberta com ventilação forçada de ar diretamente sobre o enrolamento.

Do ponto de vista do projeto eletromagnético, o maior desafio é determinar as perdas geradas no interior do motor, e a principal é a perda no ferro, que tende a aumentar em função da frequência. O entreferro também merece atenção, pois se for dimensionado

de forma incorreta pode ocasionar um aumento nas perdas, no caso de ser muito abaixo do recomendado, ou prejudicar o desempenho do motor, no caso de ser muito grande.

Quanto ao ensaio, este requer equipamentos que suportem altas rotações e instrumentos capazes de efetuar medições precisas em altas frequências, além de estrutura de segurança.

8.1 Sugestão para trabalhos futuros

Alguns temas não foram abordados neste trabalho e devem ser retomados em trabalhos futuros:

- 1 Estudo das perdas no ferro em altas frequências.
- 2 Desenvolver a utilização de rolamentos mais simples, para facilitar a montagem e manutenção.
- 3 Desenvolver outros fluidos de refrigeração para substituir com maior eficiência a refrigeração por circulação de água.
- 4 Verificar a aplicação da técnica de Fluxo Ótimo em alta frequência [60].
- 5 Adequação do cálculo eletromagnético para maior precisão no dimensionamento das perdas e desempenho.
- 6 Estudar novas técnicas de balanceamento das partes girantes.
- 7 Estudar novos materiais isolantes, chapas e materiais compósitos em aplicações de alta frequência.
- 8 Desenvolver e implementar novas tecnologias aplicadas a inversores de frequência, para os tornar aptos a acionar motores de grande potência com alta frequência.

9 ANEXOS

9.1 Anexo 1 - Norma IEC

Reprodução de informações constantes nas páginas 113 e 115 da IEC 60034-1 (2004).

Table 17 – Maximum safe operating speed (min^{-1}) of three-phase single-speed cage induction motors for voltages up to and including 1 000 V

Frame number	2 pole	4 pole	6 pole
≤ 100	5 200	3 600	2 400
112	5 200	3 600	2 400
132	4 500	2 700	2 400
160	4 500	2 700	2 400
180	4 500	2 700	2 400
200	4 500	2 300	1 800
225	3 600	2 300	1 800
250	3 600	2 300	1 800
280	3 600	2 300	1 800
315	3 600	2 300	1 800

NOTE The above values may have to be reduced to meet the requirements of IEC 60079.

Table 18 – Overspeeds

Item	Machine type	Overspeed
1	AC machines All machines other than those specified below:	1,2 times the maximum rated speed
1a)	Water-turbine driven generators, and any auxiliary machines connected directly (electrically or mechanically) to the main machine	Unless otherwise specified, the runaway speed of the set but not less than 1,2 times the maximum rated speed
1b)	Machines which may under certain circumstances be driven by the load	The specified runaway speed of the set but not less than 1,2 times the maximum rated speed.
1c)	Series and universal motors	1,1 times the no-load speed at rated voltage. For motors integrally attached to loads that cannot become accidentally disconnected, the words 'no-load speed' shall be interpreted to mean the lightest load condition possible with the load
1d)	Three-phase single-speed cage induction motors according to 9.6	1,2 times the maximum safe operating speed
2	DC machines	
2a)	Shunt and separately excited motor	1,2 times the highest rated speed or 1,15 times the corresponding no-load speed, whichever is greater
2b)	Compound excited motors having speed regulation of 35 % or less	1,2 times the higher rated speed or 1,15 times the corresponding no-load speed, whichever is greater but not exceeding 1,5 times the highest rated speed
2c)	Compound excited motors having speed regulation greater than 35 % and series motors	The manufacturer shall assign a maximum safe operating speed which shall be marked on the rating plate. The overspeed for these motors shall be 1,1 times the maximum safe operating speed. The safe operating speed marking is not required on motors that are capable of an overspeed of 1,1 times the no-load speed at rated voltage
2d)	Permanent-magnet excited motors	Overspeed as specified in item 2a) unless the motor has a series winding and, in such a case, they shall withstand the overspeeds specified in items 2b) or 2c) as appropriate
2e)	Generators	1,2 times the rated speed

9.2 Anexo 2- Norma NEMA

Reprodução de informações das páginas 19 a 21 da NEMA MG 1 – Parte 12 (2003).

12.52 OVERSPEEDS FOR MOTORS

12.52.1 Squirrel-Cage and Wound-Rotor Motors

Hp	Synchronous Speed, Rpm	Overspeed, Percent of Synchronous Speed
200 and smaller	1801 and over	25
	1201 to 1800	25
	1200 and below	50
250-500, incl.	1801 and over	20
	1800 and below	25

**Table 12-5
CONTINUOUS SPEED CAPABILITY FOR GENERAL-PURPOSE SQUIRREL-CAGE INDUCTION MOTORS
IN DIRECT COUPLED APPLICATIONS, EXCEPT THOSE MOTORS IN TABLE 12-6**

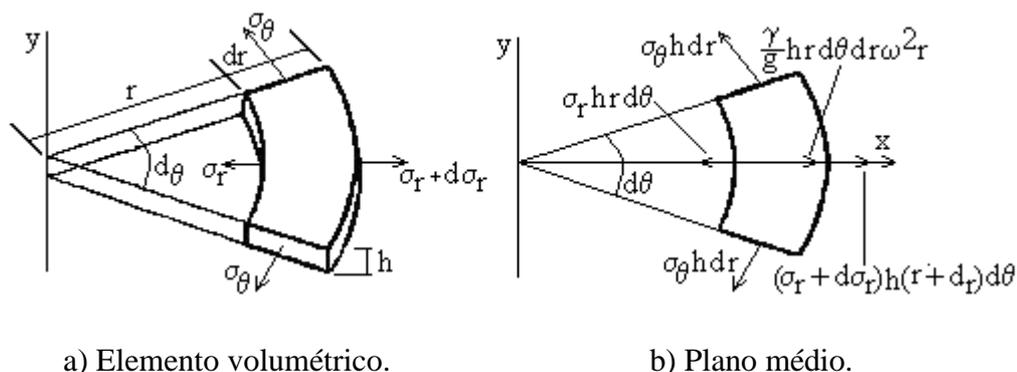
Horsepower	Totally Enclosed Fan-Cooled			Open Dripproof		
	Synchronous Speed at 60 Hz					
	3600	1800	1200	3600	1800	1200
	Minimum Design Speed					
1/4	5200	3600	2400	5200	3600	2400
1/3	5200	3600	2400	5200	3600	2400
1/2	5200	3600	2400	5200	3600	2400
3/4	5200	3600	2400	5200	3600	2400
1	5200	3600	2400	5200	3600	2400
1.5	5200	3600	2400	5200	3600	2400
2	5200	3600	2400	5200	3600	2400
3	5200	3600	2400	5200	3600	2400
5	5200	3600	2400	5200	3600	2400
7.5	4500	2700	2400	5200	2700	2400
10	4500	2700	2400	4500	2700	2400
15	4500	2700	2400	4500	2700	2400
20	4500	2700	2400	4500	2700	2400
25	4500	2700	1800	4500	2700	1800
30	4500	2700	1800	4500	2700	1800
40	3600	2300	1800	4500	2300	1800
50	3600	2300	1800	3600	2300	1800
60	3600	2300	1800	3600	2300	1800
75	3600	2300	1800	3600	2300	1800
100	3600	2300	1800	3600	2300	1800
125	3600	2300	1800	3600	2300	1800
150	3600	2300	1800	3600	2300	1800
200	3600	2300	1800	3600	2300	1800
250	3600	2300	1200	3600	2300	1200
300	3600	1800	1200	3600	2300	1200
350	3600	1800	1200	3600	1800	1200
400	3600	1800	-	3600	1800	-
450	3600	1800	-	3600	1800	-
500	3600	1800	-	3600	1800	-

**Table 12-6
CONTINUOUS SPEED CAPABILITY FOR GENERAL-PURPOSE DESIGN A AND B DIRECT COUPLED (TS
SHAFT FOR MOTORS ABOVE THE 250 FRAME SIZE) SQUIRREL-CAGE INDUCTION MOTORS**

Horsepower	Totally Enclosed Fan-Cooled			Open Dripproof		
	Synchronous Speed at 60 Hz					
	3600	1800	1200	3600	1800	1200
	Minimum Design Speed					
1/4	7200	3600	2400	7200	3600	2400
1/3	7200	3600	2400	7200	3600	2400
1/2	7200	3600	2400	7200	3600	2400
3/4	7200	3600	2400	7200	3600	2400
1	7200	3600	2400	7200	3600	2400
1.5	7200	3600	2400	7200	3600	2400
2	7200	3600	2400	7200	3600	2400
3	7200	3600	2400	7200	3600	2400
5	7200	3600	2400	7200	3600	2400
7.5	5400	3600	2400	7200	3600	2400
10	5400	3600	2400	5400	3600	2400
15	5400	3600	2400	5400	3600	2400
20	5400	3600	2400	5400	3600	2400
25	5400	2700	2400	5400	2700	2400
30	5400	2700	2400	5400	2700	2400
40	4500	2700	2400	5400	2700	2400
50	4500	2700	2400	4500	2700	2400
60	3600	2700	2400	4500	2700	2400
75	3600	2700	2400	3600	2700	2400
100	3600	2700	1800	3600	2700	1800
125	3600	2700	1800	3600	2700	1800
150	3600	2700	1800	3600	2700	1800
200	3600	2300	1800	3600	2700	1800
250	3600	2300	1800	3600	2300	1800
300	3600	2300	1800	3600	2300	1800
350	3600	1800	1800	3600	1800	1800
400	3600	1800	-	3600	1800	-
450	3600	1800	-	3600	1800	-
500	3600	1800	-	3600	1800	-

9.3 Anexo 3- Disco em rotação

Em um disco composto de material, cuja massa específica seja igual a γ/g , que esteja girando a uma velocidade angular ω , as forças de massa que atuam sobre um elemento diferencial do disco, pode ser representada por uma resultante aplicada ao plano médio do disco, conforme Figura 9.1.



a) Elemento volumétrico.

b) Plano médio.

Figura 9.1 – Elemento diferencial de disco em rotação.

Logo, tem-se, escrevendo a condição de equilíbrio do elemento projetando todas as forças sobre o eixo x:

$$dm \cdot \omega^2 r = \frac{\gamma}{g} h r d\theta dr \cdot \omega^2 r \Rightarrow r \frac{dS_r}{dr} + S_r - S_q - \frac{\gamma}{g} \omega^2 r^2 = 0$$

Desenvolvendo o sistema:

$$\frac{d^2 u}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{du}{dr} - \frac{u}{r^2} = -\frac{1-m^2}{E} \cdot \frac{\gamma}{g} \omega^2 r \Rightarrow \frac{d}{dr} \left[\frac{1}{r} \frac{d(ur)}{dr} \right] = -\frac{1-m^2}{E} \cdot \frac{\gamma}{g} \omega^2 r$$

Integrando,

$$u = \overline{C_1} r + \frac{\overline{C_2}}{r} - \frac{1-m^2}{8E} \cdot \frac{\gamma}{g} \omega^2 r^3$$

$$S_r = C_1 + \frac{C_2}{r^2} - \frac{3+m}{8} \cdot \frac{\gamma}{g} \omega^2 r^2 \quad e \quad S_q = C_1 - \frac{C_2}{r^2} - \frac{1+3m}{8} \cdot \frac{\gamma}{g} \omega^2 r^2$$

$$C_1 = \frac{E}{1-m} \overline{C_1} \quad e \quad C_2 = \frac{E}{1+m} \overline{C_2} \quad e \quad (S_r)_{r=r_1} = S_{r1} \quad e \quad (S_r)_{r=r_2} = S_{r2}$$

$$\begin{aligned}
S_{r_1} &= C_1 + \frac{C_2}{r_1^2} - \frac{3+m}{8} \frac{g}{g} W^2 r_1^2 \\
C_1 &= \frac{r_2^2}{r_2^2 - r_1^2} S_{r_2} - \frac{r_1^2}{r_2^2 - r_1^2} S_{r_2} + \frac{3+m}{8} \frac{g}{g} W^2 (r_1^2 + r_2^2) \\
C_2 &= \frac{r_1^2 r_2^2}{r_2^2 - r_1^2} S_{r_2} - \frac{r_1^2 r_2^2}{r_2^2 - r_1^2} S_{r_2} - \frac{3+m}{8} \frac{g}{g} W^2 r_1^2 r_2^2 \\
S_{r_2} &= 0 \quad e \quad S_{r_1} = 0 \\
C_1 &= \frac{3+m}{8} \frac{g}{g} W^2 (r_1^2 + r_2^2) \quad e \quad C_2 = -\frac{3+m}{8} \frac{g}{g} W^2 r_1^2 r_2^2
\end{aligned}$$

Substituindo as constantes de integração:

$$S_r = \frac{3+m}{8} \frac{g}{g} W^2 \left(r_1^2 + r_2^2 - \frac{r_1^2 r_2^2}{r^2} - r^2 \right) \quad e \quad S_q = \frac{1}{8} \frac{g}{g} W^2 \left[(3+m) \left(r_1^2 + r_2^2 + \frac{r_1^2 r_2^2}{r^2} \right) - (1+3m)r^2 \right]$$

Para um disco maciço, $r_1 = 0$ e $r = \frac{g}{g}$, logo se tem:

$$S_r = \frac{3+m}{8} r (W.r_2)^2 \left[1 - \left(\frac{r}{r_2} \right)^2 \right] \quad e \quad S_q = \frac{3+m}{8} r (W.r_2)^2 \left[1 - \frac{1+3m}{3+m} \left(\frac{r}{r_2} \right)^2 \right]$$

9.4 Anexo 4- Protótipo – Simulações e Verificações.

Dados do motor:

- § Tensão: 380V – Trifásico.
- § Frequência: 50/60Hz.
- § Potência: 400 HP (294,4 kW).
- § Fator de serviço: 1,15.
- § Rotação a plena carga: 12815 rpm – 1,0 SF.
- § Capacidade de variação de velocidade: 10000 a 15000 rpm.
- § Sentido de rotação horário.
- § Isolamento classe F, com elevação classe B, 90°C em 1,00 SF.

Tabela 9.1 – Dados técnicos dos rolamentos – Vida útil.

Carcaça	Rotação máxima [rpm]	Rolamento	Vel. de referência [rpm] SKF	Velocidade Limite [rpm] SKF	Vida L10h [horas]	Intervalo de relubrificação [horas] (p/ DT=30°C)	Velocidade máxima recomendada para a carga real [rpm]
63	20000	6201-ZZ DT	50000	32000	26600	2530	32000
71	20000	6203-ZZ D	38000	24000	40000	1220	17500
		6202-ZZ T	43000	28000	23700	1810	28000
80	20000	6204-ZZ D	32000	20000	67400	690	14900
		6203-ZZ T	38000	24000	33300	1220	17500
90 S/L	20000	6205-ZZ D	28000	18000	43200	400	13000
		6204-ZZ T	32000	20000	37000	690	14900
100 L	20000	6206-ZZ D	24000	15000	58500	170	10900
		6205-ZZ T	28000	18000	28800	400	13000
112 M	20000	6307-ZZ D	19000	12000	131500	47	8700
		6206-ZZ T	24000	15000	32800	170	10900
132 S/M	20000	6308-ZZ D	17000	11000	133000	35	8330
		6207-ZZ T	20000	13000	39700	73	9350
160 M/L	18000	6309-C3 D	15000	9500	144400	20	6900
		6209-Z-C3 T	17000	11000	40300	110	7690
180 M/L	15000	6311-C3 D	12000	8000	120000	19	5710
		6211-Z-C3 T	14000	9000	303000	44	6450
200 M/L	14000	6312-C3 D	11000	7000	247800	17	5260
		6212-Z-C3 T	13000	8000	69400	37	8880
225 S/M	12000	6314-C3 DT	9500	6300	927000	18	4550
250 S/M	12000	6314-C3 DT	9500	6300	790000	184	4530
280 S/M	10000	6314-C3 DT	9500	6300	635000	62	4550
315 S/M	10000	6314-C3 DT	9500	6300	355000	62	4550
355 S/M	8000	6314-C3 DT	9500	6300	247000	210	4550

Tabela 9.2 – Dados técnicos dos rolamentos – Velocidade limite.

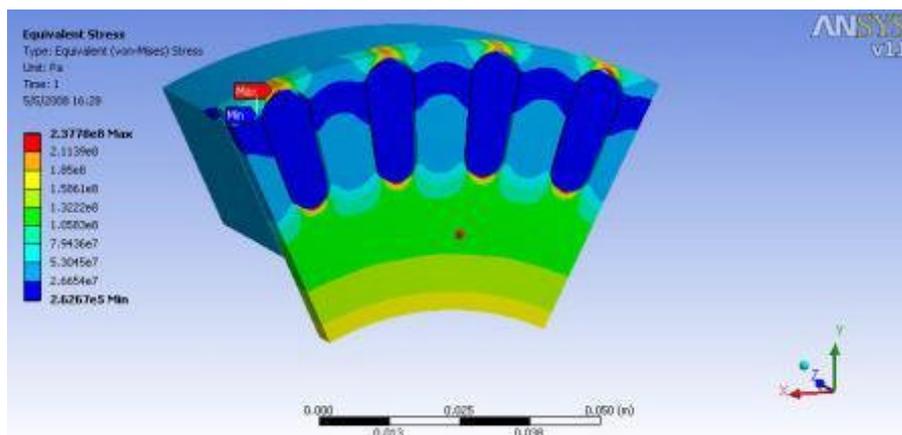
Carcaça	Rotação Máxima	Rolamento Sugerido	Velocidade Referência	Velocidade Limite	Carcaça	Rotação Máxima	Rolamento Sugerido	Velocidade Referência	Velocidade Limite
	[rpm]					[rpm]			
63	20000	SKF 6201-C3	50000	32000	63	20000	SKF 6201-C3	70000	43000
71	20000	61803-C3	56000	34000	71	20000	61803-C3	56000	34000
		61802-C3	60000	38000			61802-C3	60000	38000
80	20000	61804-C3	45000	28000	80	20000	61804-C3	45000	28000
		61803-C3	56000	34000			61803-C3	56000	34000
90 S/L	20000	61805-C3	38000	24000	90 S/L	20000	61805-C3	38000	24000
		61804-C3	45000	28000			61804-C3	45000	28000
100 L	20000	61806-C3	32000	20000	100 L	20000	61806-C3	32000	20000
		61805-C3	38000	24000			61805-C3	38000	24000
112 M	20000	61807-C3	28000	18000	112 M	20000	61807-C3	28000	18000
		61806-C3	32000	20000			61806-C3	32000	20000
132 S/M	20000	61808-C3	26000	16000	132 S/M	20000	61808-C3	26000	16000
		61807-C3	28000	18000			61807-C3	28000	18000
160 M/L	18000	61809-C3	22000	14000	160 M/L	18000	61809-C3	22000	14000
		61809-C3	22000	14000			61809-C3	22000	14000
180 M/L	15000	61811-C3	19000	12000	180 M/L	15000	61811-C3	19000	12000
		61811-C3	19000	12000			61811-C3	19000	12000
200 M/L	14000	61812-C3	17000	11000	200 M/L	14000	61812-C3	17000	11000
		61812-C3	17000	11000			61812-C3	17000	11000
225 S/M	12000	61814-C3	15000	9000	225 S/M	12000	61814-C3	15000	9000
250 S/M	12000	61814-C3	15000	9000	250 S/M	12000	61814-C3	15000	9000
280 S/M	10000	61814-C3	15000	9000	280 S/M	10000	61814-C3	15000	9000
315 S/M	10000	61814-C3	15000	9000	315 S/M	10000	61814-C3	15000	9000
355 S/M	8000	61814-C3	15000	9000	355 S/M	8000	61814-C3	15000	9000

Tabela 9.3 – Rotações críticas.

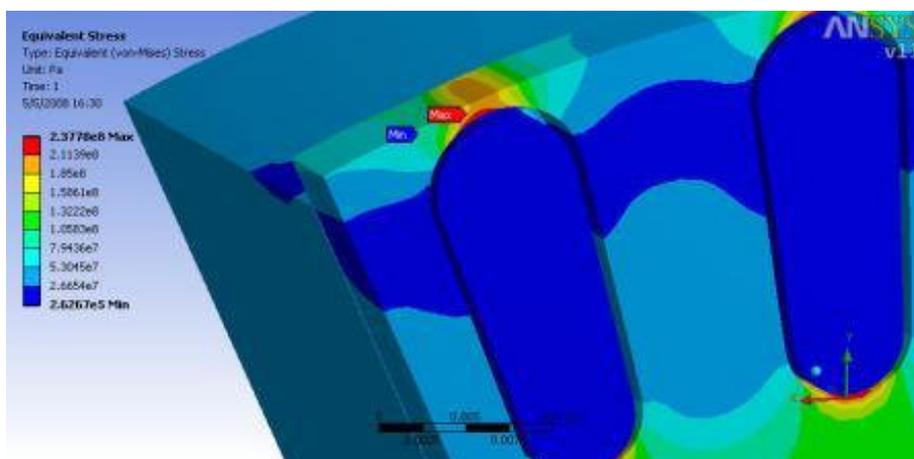
Carcaça	Potência [kW]	1º rotação crítica [rpm]	2º rotação crítica [rpm]	Rolamentos
63	0,4	44010	221394	6201 ZZ / 6201 ZZ
71	0,8	49331	208228	6203 ZZ / 6202 ZZ
90	3,0	39063	142628	6204 ZZ / 6203 ZZ
100	3,7	34180	127981	6206 ZZ / 6205 ZZ
112	5,5	42105	158145	6307 ZZ / 6206 ZZ
132	11	25996	99250	6308 ZZ / 6207 ZZ
160	22	15655	60927	6309-C3 / 6209-Z-C3
180	22	16131	70458	6311-C3 / 6211-Z-C3
200	37	15113	66958	6312-C3 / 6212-Z-C3
225	55	16080	71700	6314-C3 / 6314-C3
250	75	12540	54660	6314-C3 / 6314-C3
280	110	9120	46440	6314-C3 / 6314-C3
315	185	6660	28560	6314-C3 / 6314-C3
355	260	6060	29160	6314-C3 / 6314-C3

Dados das ranhuras do rotor, através da simulação no Ansys:

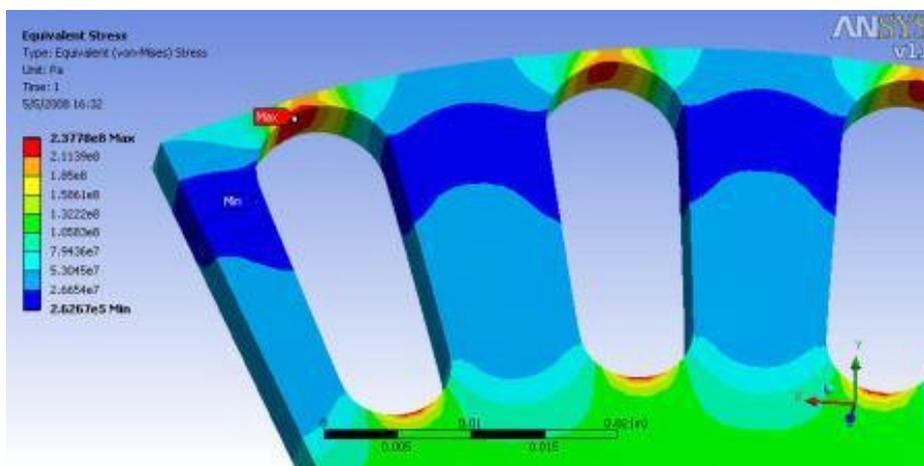
Ponte com 0,5mm



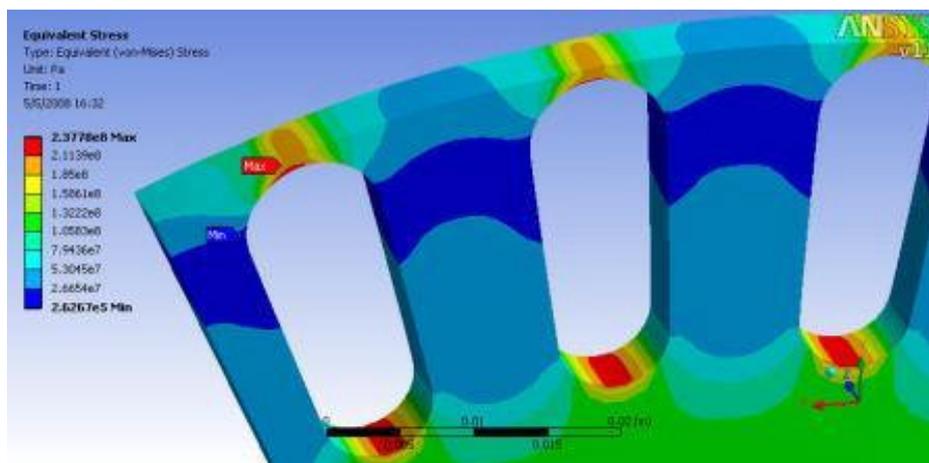
Ponte com 0,5mm e com arco



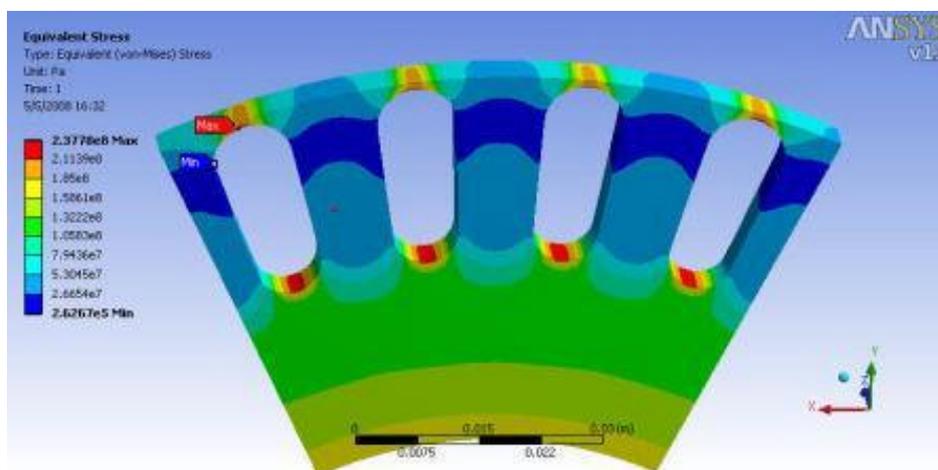
Ponte com 1,5mm



Ponte com 1mm



Ranhura selecionada – Ponte com 1mm.



Análise estrutural do anel de curto-circuito e rotor completo para análise de rotação crítica e desintegração.

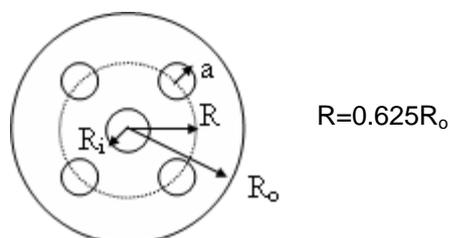


Figura 9.2 – Plano de tensões no disco.

Primeiramente foram atribuídos os valores para as variáveis geométricas da Figura 9.2: $a = 50$ mm; $R_o = 200$ mm e $R_i = 50$ mm. Obtendo o resultado da Figura 9.3, onde o

valor máximo de concentração de tensão foi de 5,14, quando o indicado por Peterson [62] para esta situação é aproximadamente 5,14.

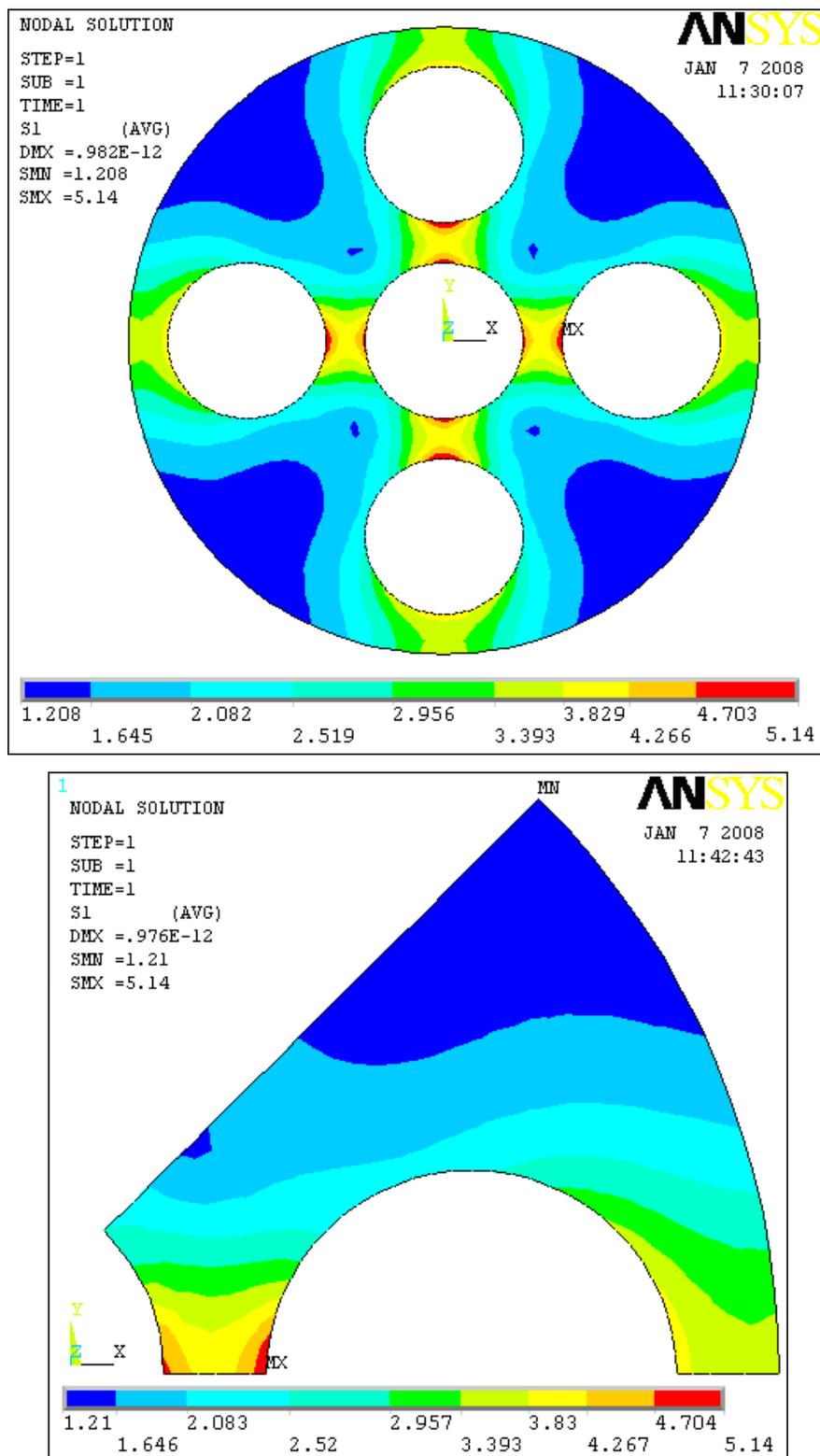


Figura 9.3 – Simulação no Ansys.

Com isto, constata-se que é possível realizar a simulação com 1/8 da peça inteira para obter o mesmo resultado da peça completa. Os nós da peça cortada foram rotacionados para o sistema de coordenadas polares e na região de simetria foi imposta uma condição de rotação nula dos nós. Foi elaborado um código para a realização de simulações com diferentes valores de R_o e R_i para a peça com 4 e com 6 furos. Desta forma, obteve-se 4 curvas mostradas no Gráfico 9.1. Assim pode-se comparar os resultados das simulações com as curvas sugeridas por Peterson [62], o método utilizado para a determinação do fator de concentração de tensões é satisfatório, com fator de correlação médio de 0.99997.

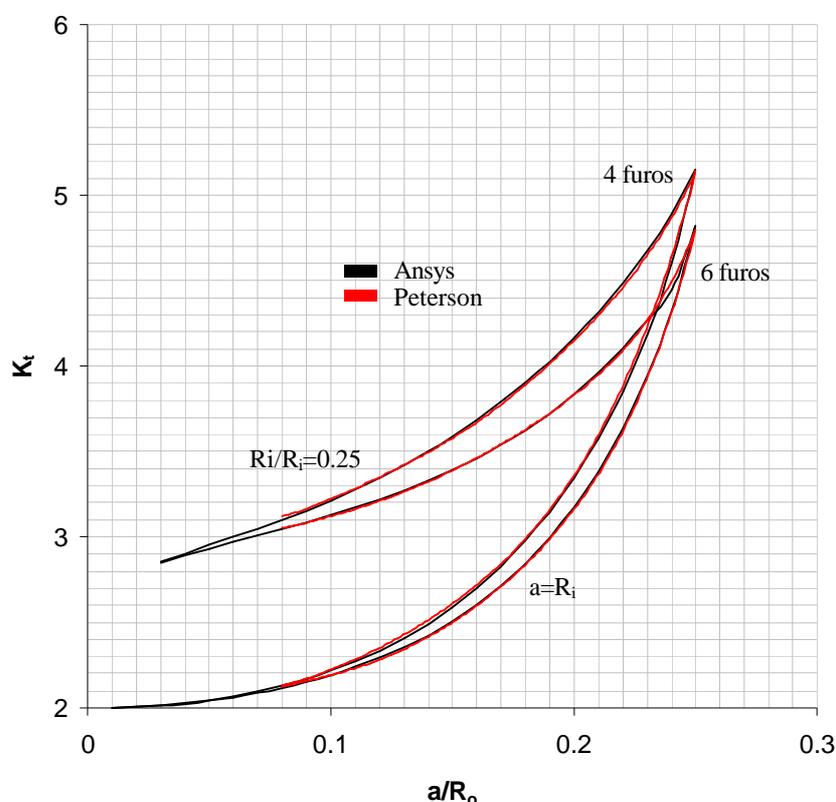


Gráfico 9.1 – Curvas estruturais para discos em rotação.

Realizou-se uma simulação de uma ranhura típica de rotor a fim de avaliar o fator de concentração de tensão da mesma, conforme a Figura 9.4.

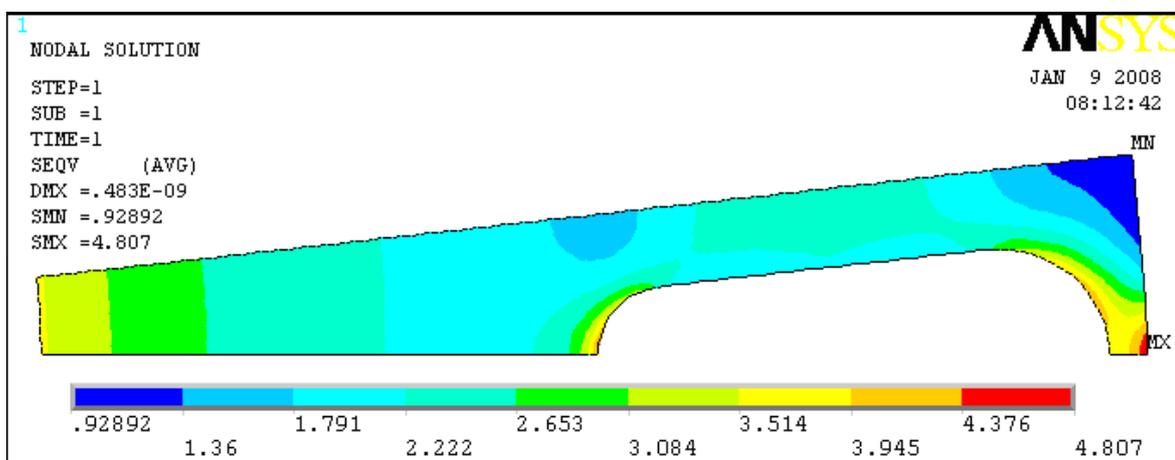


Figura 9.4 – Simulação da ranhura do rotor – Baixa rotação.

Após estas simulações modelou-se uma seção contendo a metade da ranhura da chapa do rotor do protótipo de alta rotação, com o objetivo de analisar as tensões e deslocamentos devido à rotação. A Figura 9.5 apresenta o caso em que a rotação atinge o valor de 15000 rpm.

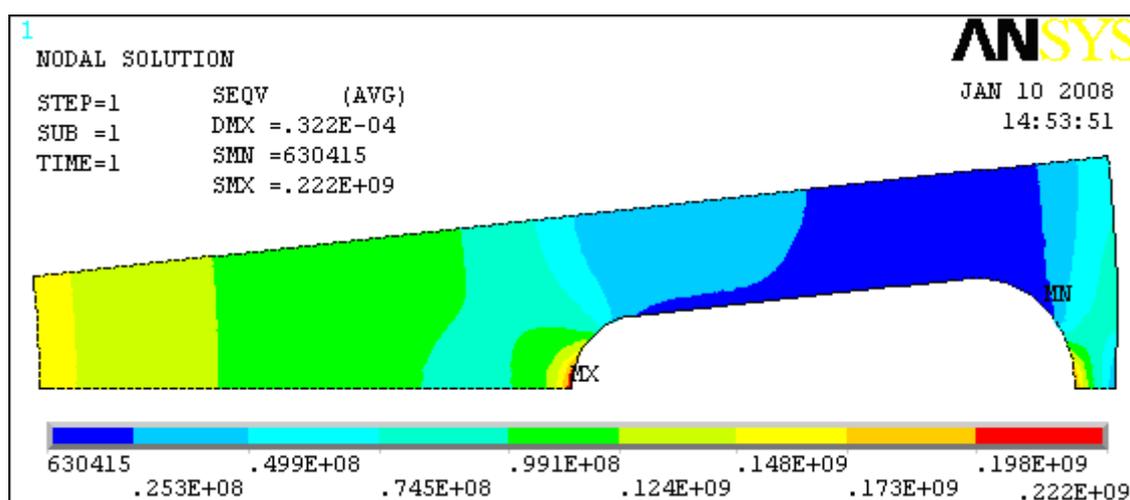


Figura 9.5 – Simulação da ranhura do rotor – Alta rotação.

Também se realizou uma simulação para o mesmo modelo acima com aplicação de uma pressão constante no raio interno devido ao ajuste com interferência com o eixo, conforme observado na Figura 9.6.

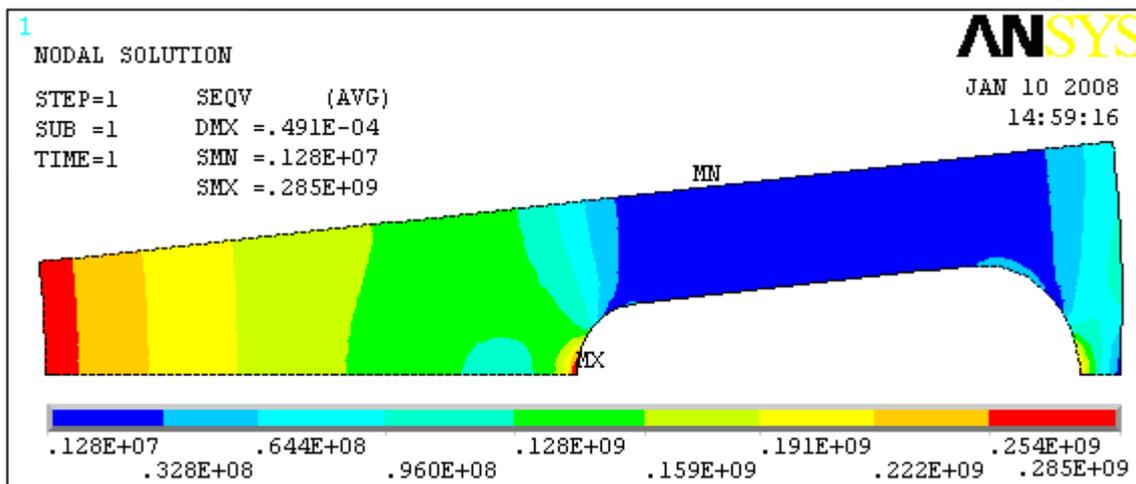


Figura 9.6 – Simulação da ranhura do rotor com interferência do eixo – Alta rotação.

Após realizou-se duas simulações combinadas, a primeira contendo apenas a rotação da peça, com o objetivo de obter o valor da deformação radial do raio interno. A segunda com a aplicação da nova pressão de contato devido à redução da interferência. O resultado final é apresentado na Figura 9.7.

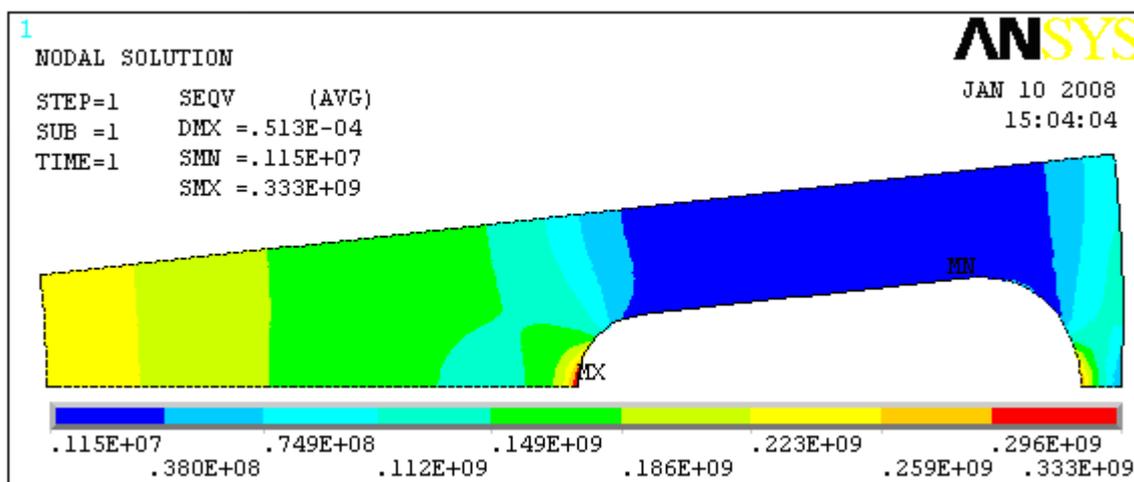


Figura 9.7 – Simulação da ranhura – Resultado final.

Elaborou-se uma rotina em APDL para variar a rotação de 0 a 15000 rpm, e em cada passo determinar a tensão máxima equivalente para o ajuste com interferência mínima e máxima. Os resultados são apresentados no Gráfico 9.2.

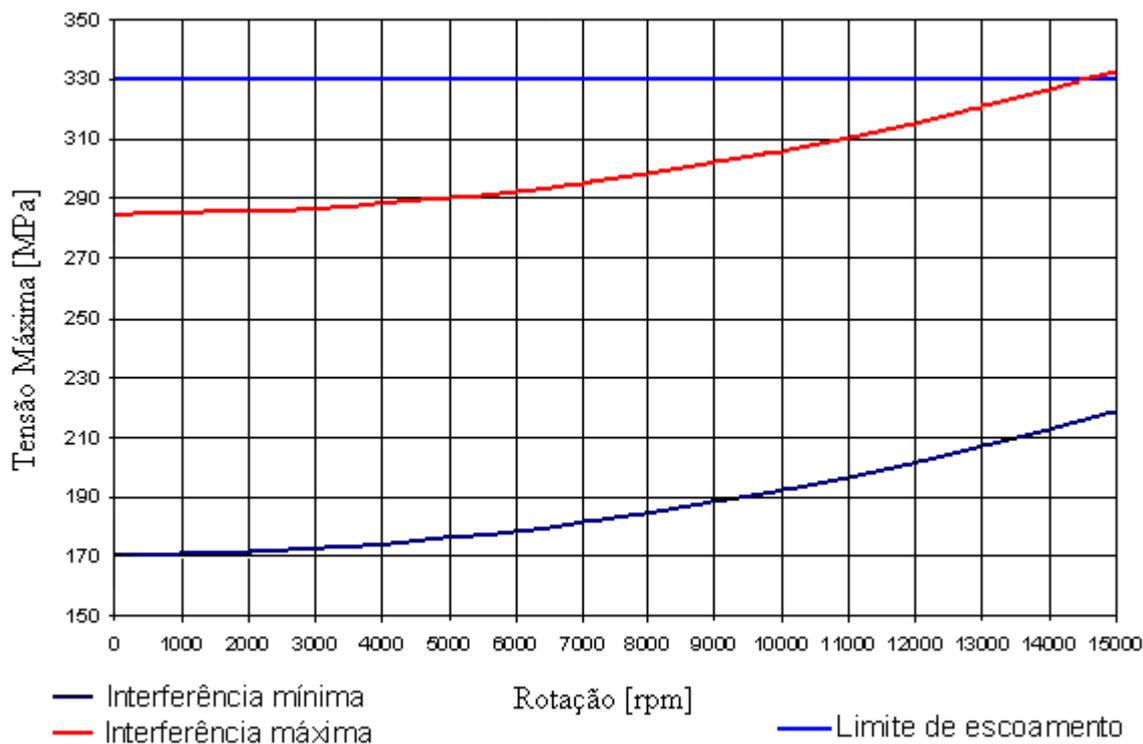


Gráfico 9.2 – Tensão máxima em função da rotação.

Como era esperada, a tensão máxima em função da rotação é uma função do 2º grau. Nota-se também que a diferença de tensão entre o ajuste de interferência máximo e mínimo mantém-se constante para toda a faixa de rotação. Desta forma o Gráfico 9.2, pode ser obtido a partir de apenas dois resultados (A derivada da tensão máxima em relação à rotação é nula em $\text{rpm} = 0$. As duas curvas apresentam a mesma curvatura, e a tensão máxima na rotação nula é diretamente proporcional à interferência).

No Gráfico 9.3 está representada a curva da deformação radial, no raio interno da chapa para a condição de rotação máxima apenas. Esta curva também é uma função do 2º grau. Como na rotação nula a deformação é nula, assim como a derivada da deformação em função da rotação, basta apenas um ponto da curva para determiná-la. Esta curva é importante para determinar o limite mínimo do ajuste por interferência entre o rotor e o eixo.

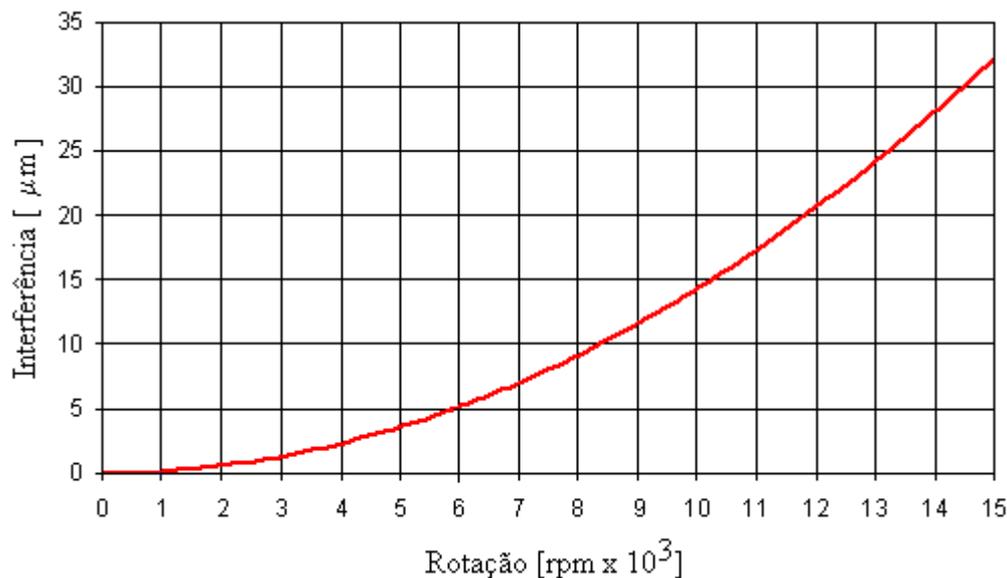


Gráfico 9.3 – Curva da deformação radial.

Também se realizou uma simulação para determinar a diminuição da interferência em função do aumento do diâmetro do eixo sujeito à rotação elevada, considerando-se a diferença de temperatura entre o rotor e o eixo. Para a determinação da interferência mínima entre o rotor e o eixo fez-se duas simulações na rotação máxima, a primeira para determinar a deformação radial do eixo e a segunda para determinar a deformação radial do rotor. A interferência mínima resultante é a soma da deformação radial do rotor devido à rotação com a dilatação térmica menos a deformação radial do eixo devido à rotação.

Com este valor de interferência mínima realizaram-se duas simulações desconsiderando a diferença de temperatura (condição a favor da segurança), uma considerando apenas a pressão de contato existente no ajuste entre as peças e a outra considerando a diminuição da interferência e da pressão de contato devido à rotação e aplicando a rotação máxima.

O Gráfico 9.4 apresenta a interferência mínima calculada para a configuração de chapa analisada em função da rotação de trabalho. Observam-se 4 curvas:

- § curva 1 - curva resultante para a interferência mínima;
- § curva 2 - representa a deformação radial do raio interno do rotor;
- § curva 3 - representa a deformação devido à dilatação térmica;
- § curva 4 - representa a deformação radial do eixo.

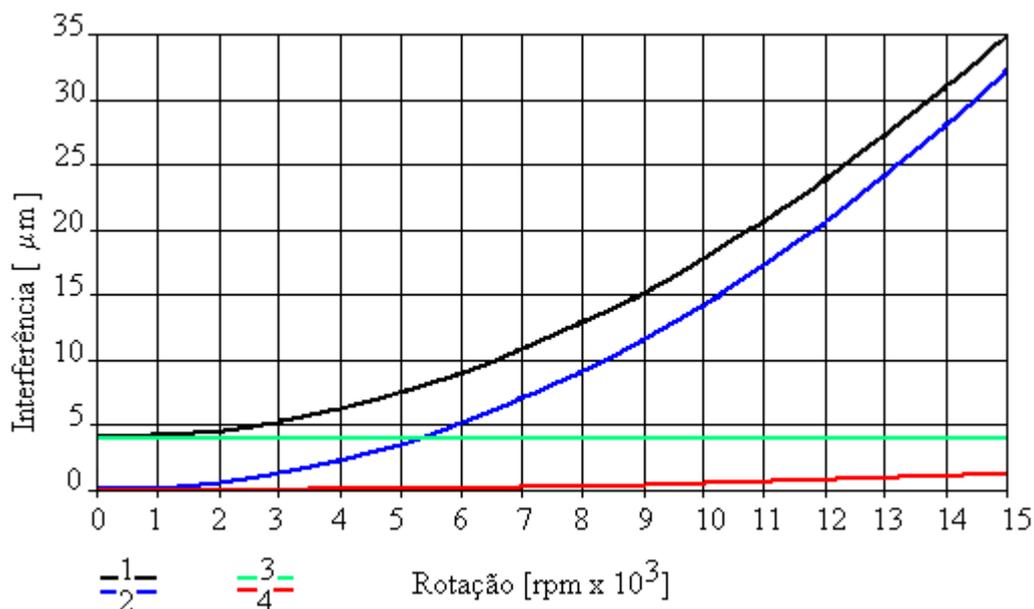


Gráfico 9.4 - Interferência mínima.

Para determinar a curva resultante basta apenas uma simulação para obter um ponto da curva resultante e saber a dilatação térmica do rotor.

Na Figura 9.8 se fez simulações considerando a ranhura preenchida com alumínio e com um par de contato sem atrito entre o alumínio da gaiola e o aço da chapa do rotor. Nota-se um aumento na tensão máxima de 222 MPa para 241 MPa.

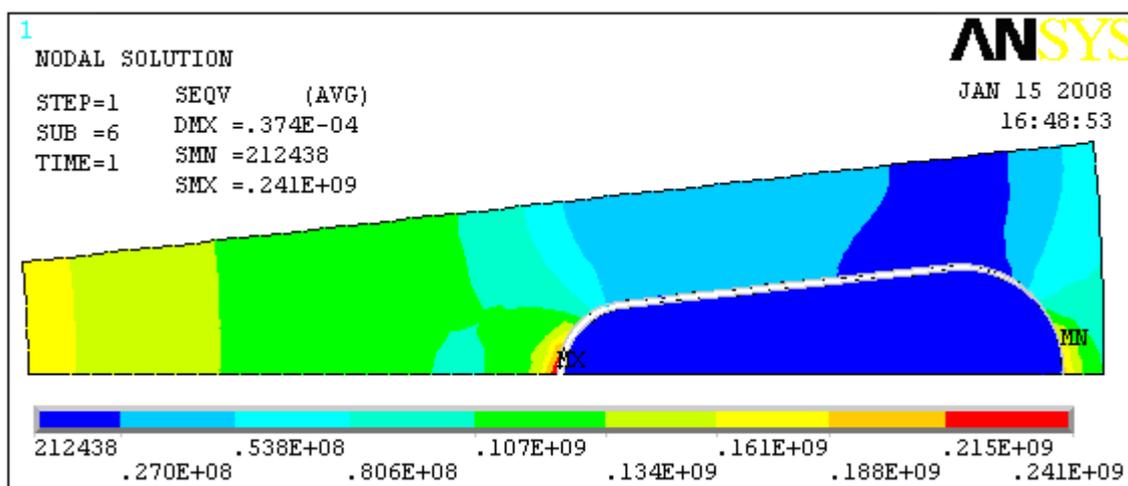


Figura 9.8 – Simulação da ranhura com alumínio.

Com base nos resultados das simulações elaborou-se um procedimento em Mathcad para processar os resultados obtidos no Ansys e elaborar as curvas de interferência em

função da rotação de trabalho do rotor. Neste procedimento é possível variar a diferença de temperatura entre o rotor e o eixo e o limite de escoamento do material da chapa. O Gráfico 9.5 ilustra uma curva com os limites de interferência máximos e mínimos para a chapa analisada nos casos acima com um DT de 8 °C e limite de escoamento de 330 MPa.

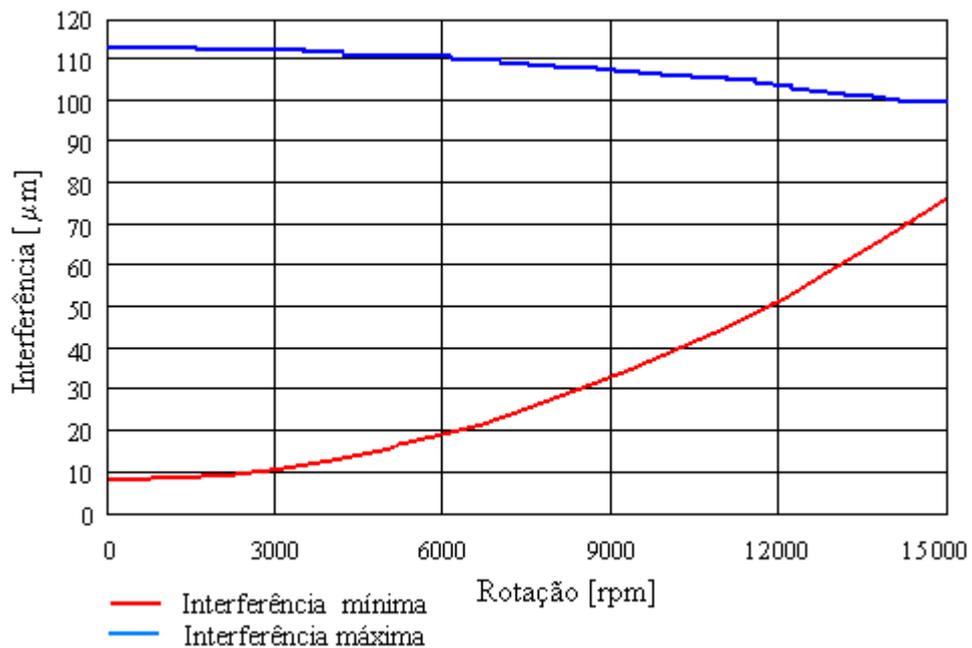


Gráfico 9.5 - Limites de interferência

VERIFICAÇÃO MECÂNICA DE ROTORES DE MOTORES SUJEITOS A ALTAS ROTAÇÕES

PROJETO: Motores de alta rotação
ELABORADO: Hilton Penha Silva

CLIENTE: P&D
DATA: 05/10/2006

Descrição:

Este procedimento determina o coeficiente de segurança para as tensões máximas na coroa de um rotor de chapas e no anel de curto do rotor de um motor de alta rotação com base na rotação requerida e na tensão de escoamento do material da chapa e do condutor do rotor.

Definições de unidades:

Definição da unidade **rpm** $\text{rpm} := \text{min}^{-1}$ Definição da unidade **kW**: $\text{kW} := 1000 \text{ W}$
 Definição da unidade **Mpa** $\text{MPa} := 10^6 \cdot \text{Pa}$ Definição da unidade **cv**: $\text{cv} := 0.736 \text{ kW}$
 Definição da unidade **Gpa** $\text{GPa} := 10^9 \cdot \text{Pa}$ Definição da unidade **kN** $\text{kN} := 10^3 \cdot \text{N}$

Referências Bibliográficas: Pisarenko, G.S., Yakovlev, A.P. & Matveev, V.V., "Manual de Resistência de Materiales", Editorial Mir, Moscow, 1979.

Obs.: Os dados de entrada estão realçados em amarelo
 Os resultados estão realçados em verde

DADOS GERAIS DO PROJETO:

$$v_{\max} := 145 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

Máxima velocidade periférica admissível.

Carcaça	Potência máxima (3600 rpm)	Diâmetro interno da chapa do rotor	Diâmetro externo da chapa do rotor	Diâmetro da coroa da chapa do rotor	Rotação crítica
63	0.37	44010	16	48	34.056
71	0.75	49331	16.98	55.6	37.88
80	1.5	55285	24	62.0	42.07
90	3.0	39063	30	74.3	50.96
100	3.7	34180	35	91.4	66.5
112	5.5	42105	42	99.0	68.15
132	11	25996	48	123.8	81.26
160	22	15655	53	138.6	89
180	30	16131	65	183.6	115
200	37	15113	72	182.6	108.91
225	55	16080	85	217.4	137.2
250	75	12540	85	217.4	137.2
280	110	9120	95	276	201.41
315	185	6660	95	275	201.41
355	260	6060	122	345.2	234

Carcaça	Área do dente do rotor	Área da ranhura do rotor	Número de ranhuras do rotor	Diâmetro interno do anel de curto					
Carc :=	A _d :=	A _r :=	n _{rr} :=	φ _{iac} :=					
					63	33.94	15.25	18	31.5
					71	26.73	15.37	29	33.0
					80	32.36	21.63	28	37.0
					90	76.37	44.5	18	45.0
					100	54.6	53.67	28	53.0
					112	71.67	56.10	28	62.0
					132	135.59	68.92	28	81.0
					160	171.36	94.35	28	93.0
					180	200	104.64	28	101
					200	304.34	185.6	28	127
					225	281.52	201.91	40	153
					250	281.52	201.91	40	153
					280	339.92	241.13	40	185
					315	339.92	241.13	40	185
355	578.49	622.3	38	235					

Especificação do Material	Limite de Escoamento	Limite de Ruptura	Coef. de Poisson	Massa específica	Módulo de Elasticidade						
Mat :=	Se :=	Sr :=	μ :=	ρ :=	E :=						
						"AlSi8Cu3"	105	130	0.334	2700	71
						"E110"	450	560	0.3	7850	207
						"E170"	330	470	0.3	7850	207
"E230"	315	450	0.3	7850	207						

j := 1..15

Contador de carcaça

$$n_{max,j} := \frac{v_{max}}{\pi \cdot \phi_{e_j}}$$

Rotação máxima para uma velocidade periférica v_{max}

Carc =	1	63
	2	71
	3	80
	4	90
	5	100
	6	112
	7	132
	8	160
	9	180
	10	200
	11	225
	12	250
	13	280
	14	315
	15	355

n _{max} =	1	57694	rpm
	2	49807	
	3	44666	
	4	37272	
	5	30299	
	6	27973	
	7	22369	
	8	19980	
	9	15083	
	10	15166	
	11	12738	
	12	12738	
	13	10034	
	14	10070	
	15	8022	

CÁLCULOS: $i := 2..4$

Contador do material

$$r_{1j} := \frac{d_{1j}}{2} \quad r_{2j} := \frac{d_{2j}}{2}$$

Raio interno da chapa e raio externo da coroa da chapa do rotor

$$r_{dj} := \frac{\phi_{e_j} + d_{2j}}{2 \cdot 2}$$

Raio médio no dente do rotor

$$m_{dc_{j,i}} := (\rho_i \cdot A_{d_j} + \rho_i \cdot A_{r_j}) \cdot n_{rr_j} \quad \text{(Massa do dente + massa da ranhura) / unidade de comprimento}$$

$$\omega_{max_j} := 2 \cdot \pi \cdot n_{max_j}$$

Velocidade angular correspondente à rotação Max. por carcaça.

Condição de contorno no raio externo da coroa do rotor: tensão radial devido a força centrífuga sobre o dente e sobre o condutor do rotor

$$\sigma_{2j,i} := \frac{m_{dc_{j,i}} \cdot r_{dj} \cdot (\omega_{max_j})^2}{2 \cdot \pi \cdot r_{2j}}$$

Condição de contorno no raio interno da coroa do rotor: tensão radial interna $\sigma_{1j,i} := 0 \text{ Pa}$

Constantes de integração

$$C_{1j,i} := \left[\frac{(r_{2j})^2}{(r_{2j})^2 - (r_{1j})^2} \cdot \sigma_{2j,i} - \frac{(r_{1j})^2}{(r_{2j})^2 - (r_{1j})^2} \cdot \sigma_{1j,i} \right] + \frac{3 + \mu_i}{8} \cdot \rho_i \cdot (\omega_{max_j})^2 \cdot \left[(r_{1j})^2 + (r_{2j})^2 \right]$$

$$C_{2j,i} := \left[-\frac{(r_{2j})^2 \cdot (r_{1j})^2}{(r_{2j})^2 - (r_{1j})^2} \cdot \sigma_{2j,i} + \frac{(r_{1j})^2 \cdot (r_{2j})^2}{(r_{2j})^2 - (r_{1j})^2} \cdot \sigma_{1j,i} \right] - \frac{3 + \mu_i}{8} \cdot \rho_i \cdot (\omega_{max_j})^2 \cdot (r_{1j})^2 \cdot (r_{2j})^2$$

Equação para cálculo da tensão radial no disco vazado, em função do raio, das propriedades do material e da rotação do disco.

$$\sigma(r, j, i) := C_{1j,i} + \left[\frac{C_{2j,i}}{(r)^2} - \frac{3 + \mu_i}{8} \cdot \rho_i \cdot (\omega_{max_j})^2 \cdot (r)^2 \right]$$

Equação para cálculo da tensão tangencial no disco vazado, em função do raio, das propriedades do material e da rotação do disco.

$$\sigma_{\theta}(r, j, i) := C_{1j,i} - \frac{C_{2j,i}}{(r)^2} - \frac{1 + 3 \cdot \mu_i}{8} \cdot \rho_i \cdot (\omega_{max_j})^2 \cdot (r)^2$$

Equação para cálculo da tensão equivalente de von Mises:

$$\sigma_{eq}(r, j, i) := \sqrt{(\sigma(r, j, i))^2 + (\sigma_{\theta}(r, j, i))^2 - \sigma(r, j, i) \cdot \sigma_{\theta}(r, j, i)}$$

Representação das tensões com a variação do raio da coroa do rotor:

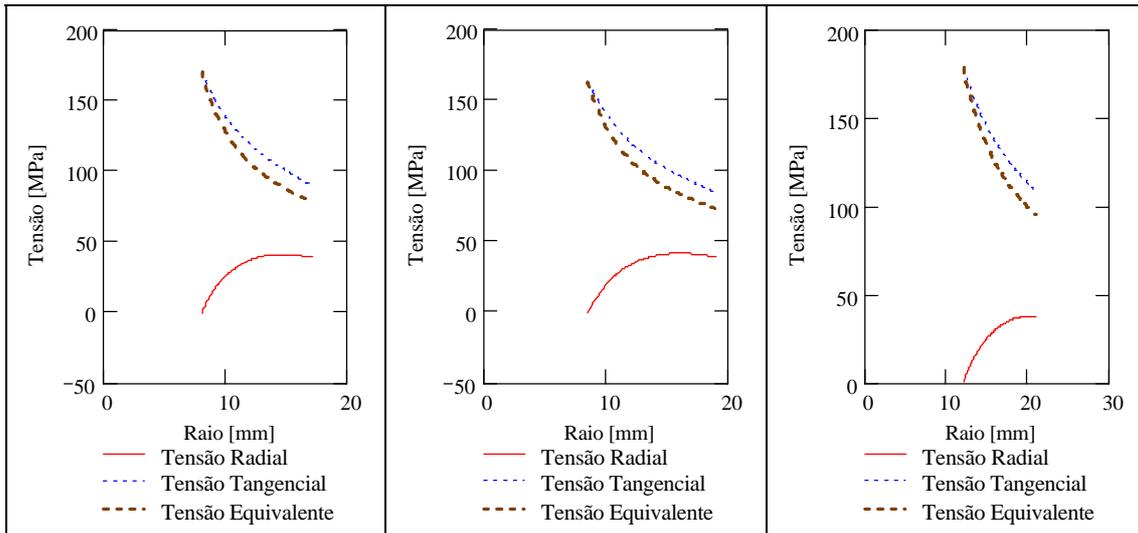
Mat₃ = "E170"

Carc₁ = 63

Carc₂ = 71

Carc₃ = 80

$$r1 := r_{1_1}, \left[r_{1_1} + \left(\frac{r_{2_1} - r_{1_1}}{100} \right) \right] .. r_{2_1} \quad r2 := r_{1_2}, \left[r_{1_2} + \left(\frac{r_{2_2} - r_{1_2}}{100} \right) \right] .. r_{2_2} \quad r3 := r_{1_3}, \left[r_{1_3} + \left(\frac{r_{2_3} - r_{1_3}}{100} \right) \right] .. r_{2_3}$$

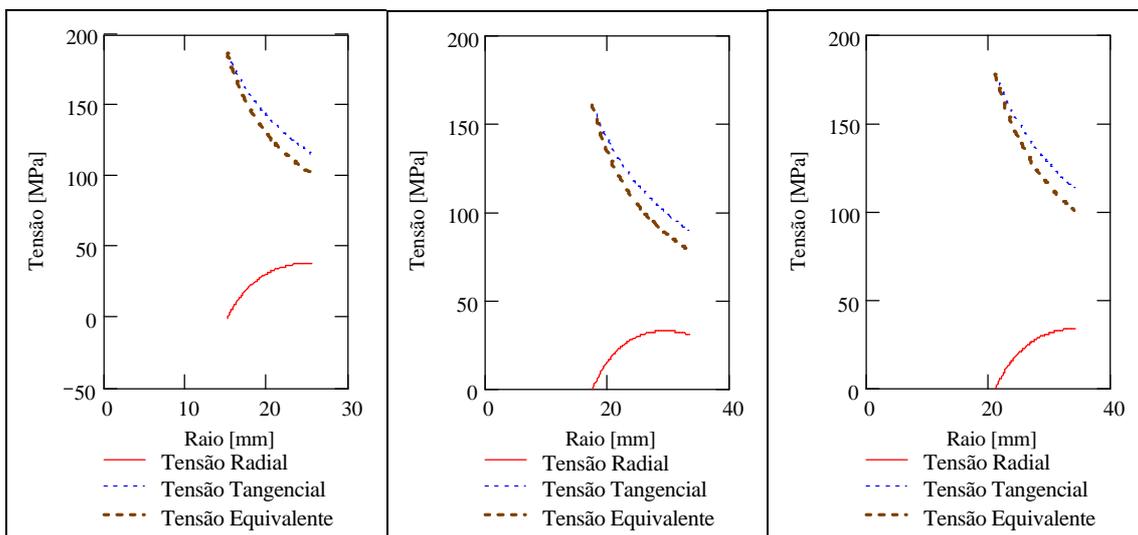


Carc₄ = 90

Carc₅ = 100

Carc₆ = 112

$$r4 := r_{1_4}, \left[r_{1_4} + \left(\frac{r_{2_4} - r_{1_4}}{100} \right) \right] .. r_{2_4} \quad r5 := r_{1_5}, \left[r_{1_5} + \left(\frac{r_{2_5} - r_{1_5}}{100} \right) \right] .. r_{2_5} \quad r6 := r_{1_6}, \left[r_{1_6} + \left(\frac{r_{2_6} - r_{1_6}}{100} \right) \right] .. r_{2_6}$$



Carc₇ = 132

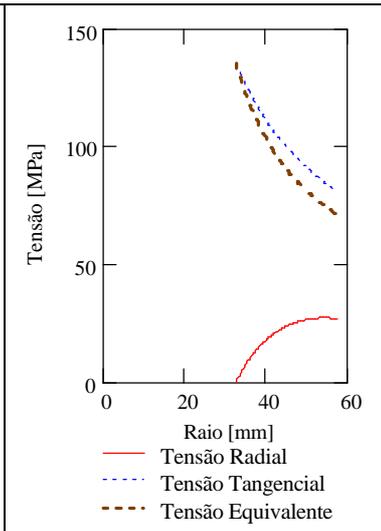
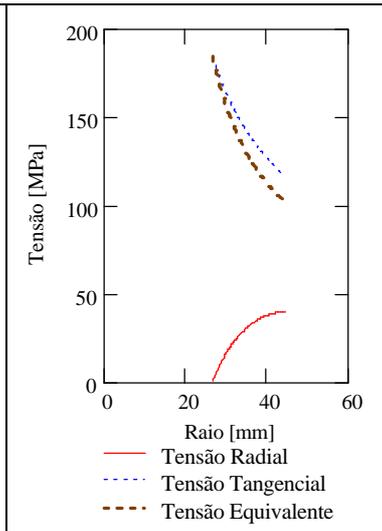
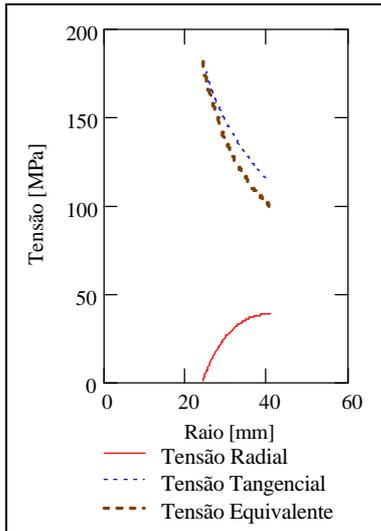
Carc₈ = 160

Carc₉ = 180

$$r7 := r_{17}, \left[r_{17} + \left(\frac{r_{27} - r_{17}}{100} \right) \right] .. r_{27}$$

$$r8 := r_{18}, \left[r_{18} + \left(\frac{r_{28} - r_{18}}{100} \right) \right] .. r_{28}$$

$$r9 := r_{19}, \left[r_{19} + \left(\frac{r_{29} - r_{19}}{100} \right) \right] .. r_{29}$$



Carc₁₀ = 200

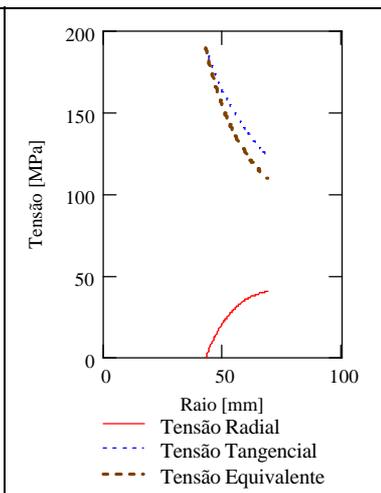
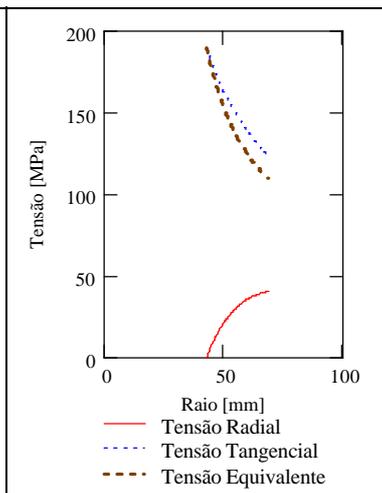
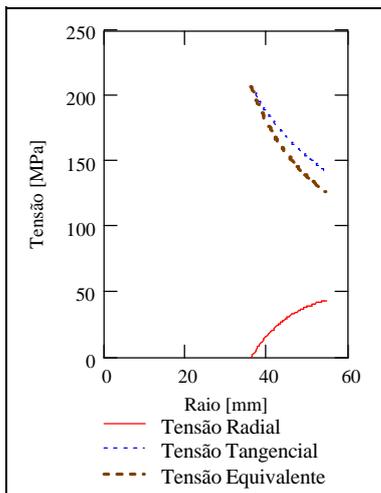
Carc₁₁ = 225

Carc₁₂ = 250

$$r10 := r_{110}, \left[r_{110} + \left(\frac{r_{210} - r_{110}}{100} \right) \right] .. r_{210}$$

$$r11 := r_{111}, \left[r_{111} + \left(\frac{r_{211} - r_{111}}{100} \right) \right] .. r_{211}$$

$$r12 := r_{112}, \left[r_{112} + \left(\frac{r_{212} - r_{112}}{100} \right) \right] .. r_{212}$$

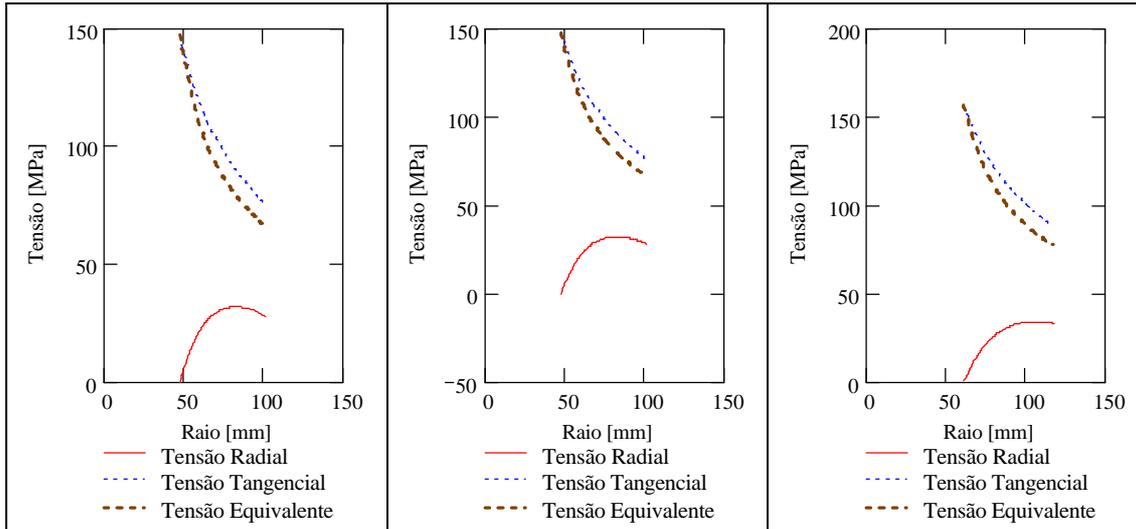


$$\text{Carc}_{13} = 280$$

$$\text{Carc}_{14} = 315$$

$$\text{Carc}_{15} = 355$$

$$r_{13} := r_{1_{13}}, \left[r_{1_{13}} + \left(\frac{r_{2_{13}} - r_{1_{13}}}{100} \right) \right] .. r_{2_{13}} \quad r_{14} := r_{1_{14}}, \left[r_{1_{14}} + \left(\frac{r_{2_{14}} - r_{1_{14}}}{100} \right) \right] .. r_{2_{14}} \quad r_{15} := r_{1_{15}}, \left[r_{1_{15}} + \left(\frac{r_{2_{15}} - r_{1_{15}}}{100} \right) \right] .. r_{2_{15}}$$



Cálculo da tensão radial máxima no raio interno da chapa:

$$\sigma_{r_{j,i}} := \sigma_r(r_{1_j}, j, i)$$

Cálculo da tensão tangencial máxima no raio interno da chapa:

$$\sigma_{\theta_{j,i}} := \sigma_\theta(r_{1_j}, j, i)$$

Cálculo da tensão equivalente de von Mises no raio interno da chapa:

$$\sigma_{\max_{j,i}} := \sigma_{eq}(r_{1_j}, j, i)$$

Cálculo do coeficiente de segurança das tensões no raio interno da chapa:

$$CS_{j,i} := \frac{Se_i}{\sigma_{\max_{j,i}}}$$

Potência máxima de ser obtida por carcaça para uma velocidade periférica v_{\max} (segundo a equação do artigo "Super High Speed Electrical Machines", M.A. Rahman, Akira Chiba and Tadashi Fukao).

$$Pot_{\max_v_{\max_j}} := \frac{6.2 \cdot 10^6}{\left(\frac{n_{\max_j}}{1000 \text{ rpm}} \right)^{3.3}}$$

Potência máxima de ser obtida por carcaça (extrapolação da potência máxima atual para a rotação máxima possível por carcaça)

$$Pot_{\max_prop_j} := \frac{P_{\max_j} \cdot n_{\max_j}}{3600 \text{ rpm}}$$

Verificação das Tensões no Anel de Curto:

$$r_{iac_j} := \frac{\phi_{iac_j}}{2} \quad \text{Raio interno do anel de curto do rotor}$$

$$r_{e_j} := \frac{\phi_{e_j}}{2} \quad \text{Raio externo do anel de curto}$$

$$\sigma_{2j,1} := 0 \cdot \text{Pa} \quad \text{Condição de contorno no raio externo do anel de curto.}$$

$$\sigma_{1j,1} := 0 \cdot \text{Pa} \quad \text{Condição de contorno no raio interno do anel de curto.}$$

Constantes de integração

$$C1_{j,1} := \left[\left[\frac{(r_{e_j})^2}{(r_{e_j})^2 - (r_{iac_j})^2} \cdot \sigma_{2j,1} - \frac{(r_{iac_j})^2}{(r_{e_j})^2 - (r_{iac_j})^2} \cdot \sigma_{1j,1} \right] + \frac{3 + \mu_1}{8} \cdot \rho_1 \cdot (\omega_{\max_j})^2 \cdot \left[(r_{iac_j})^2 + (r_{e_j})^2 \right] \right]$$

$$C2_{j,1} := \left[\left[-\frac{(r_{e_j})^2 \cdot (r_{iac_j})^2}{(r_{e_j})^2 - (r_{iac_j})^2} \cdot \sigma_{2j,1} + \frac{(r_{iac_j})^2 \cdot (r_{e_j})^2}{(r_{e_j})^2 - (r_{iac_j})^2} \cdot \sigma_{1j,1} \right] - \frac{3 + \mu_1}{8} \cdot \rho_1 \cdot (\omega_{\max_j})^2 \cdot (r_{iac_j})^2 \cdot (r_{e_j})^2 \right]$$

Equação para cálculo da tensão radial no anel de curto, em função do raio, das propriedades do material e da rotação do anel.

$$\sigma(r, j, i) := C1_{j,i} + \left[\frac{C2_{j,i}}{(r)^2} - \frac{3 + \mu_i}{8} \cdot \rho_i \cdot (\omega_{\max_j})^2 \cdot (r)^2 \right]$$

Equação para cálculo da tensão tangencial no anel de curto, em função do raio, das propriedades do material e da rotação do anel.

$$\sigma_{\theta}(r, j, i) := C1_{j,i} - \frac{C2_{j,i}}{(r)^2} - \frac{1 + 3 \cdot \mu_i}{8} \cdot \rho_i \cdot (\omega_{\max_j})^2 \cdot (r)^2$$

Equação para cálculo da tensão equivalente de von Mises:

$$\sigma_{eq}(r, j, i) := \sqrt{(\sigma(r, j, i))^2 + (\sigma_{\theta}(r, j, i))^2} - \sigma(r, j, i) \cdot \sigma_{\theta}(r, j, i)$$

Cálculo da tensão radial máxima no raio interno do anel:

$$\sigma_{r_{j,1}} := \sigma(r_{iac_j}, j, 1)$$

Cálculo da tensão tangencial máxima no raio interno do anel:

$$\sigma_{\theta_{j,1}} := \sigma_{\theta}(r_{iac_j}, j, 1)$$

Cálculo da tensão equivalente de von Mises no raio interno do anel:

$$\sigma_{\max_{j,1}} := \sigma_{eq}(r_{iac_j}, j, 1)$$

Cálculo do coeficiente de segurança das tensões no raio interno anel:

$$CS_{j,1} := \frac{S_{e1}}{\sigma_{\max_{j,1}}}$$

Cálculo da deformação no raio interno da chapa ou do anel:

i := 1.. 4

$$u(r, j, i) := \frac{1 - \mu_i}{E_i} \cdot C1_{j,i} \cdot r - \frac{(1 + \mu_i)}{E_i \cdot r} \cdot C2_{j,i} - \left[\frac{1 - (\mu_i)^2}{8 \cdot E_i} \right] \cdot \rho_i \cdot (\omega_{\max_j})^2 \cdot (r)^3 \quad u_{1,j,i} := u(r_{1_j}, j, i)$$

Razão entre a rotação crítica e a rotação máxima

$$R_j := \frac{\text{Rot}_{\text{crit}_j} \cdot \text{rpm}}{n_{\max_j}}$$

Carc =

	1
1	63
2	71
3	80
4	90
5	100
6	112
7	132
8	160
9	180
10	200
11	225
12	250
13	280
14	315
15	355

R =

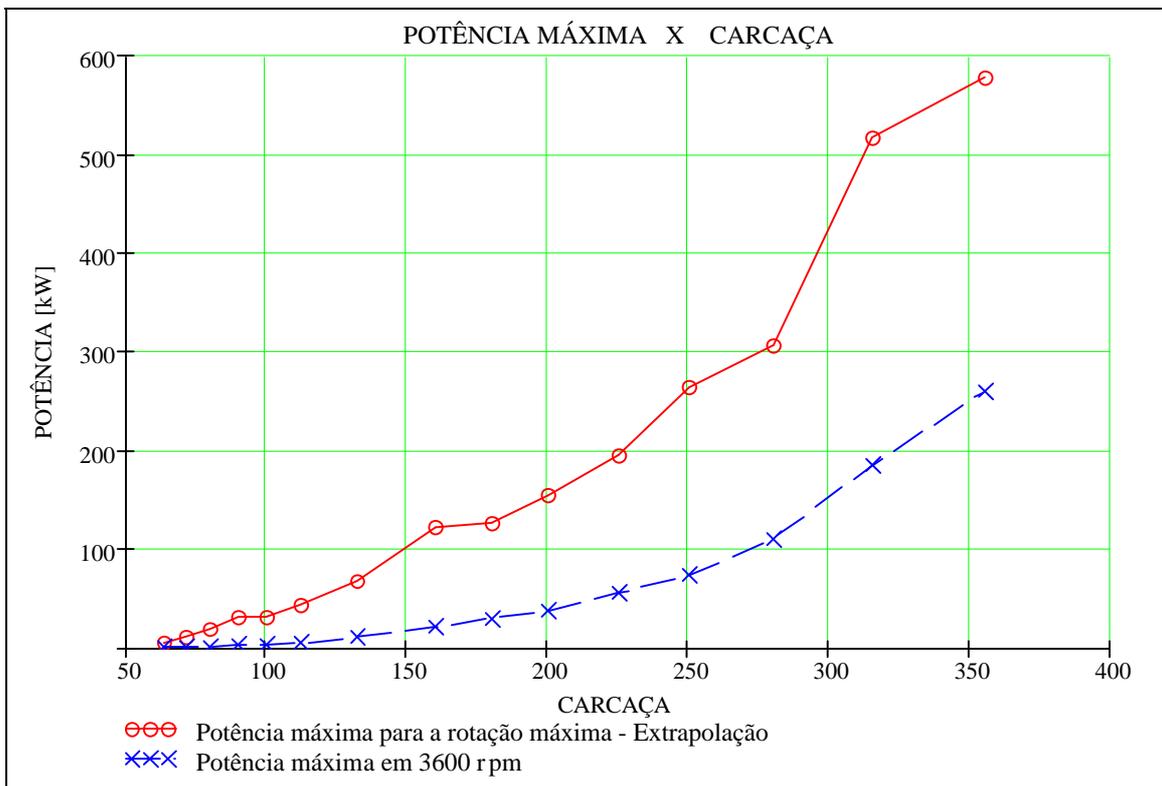
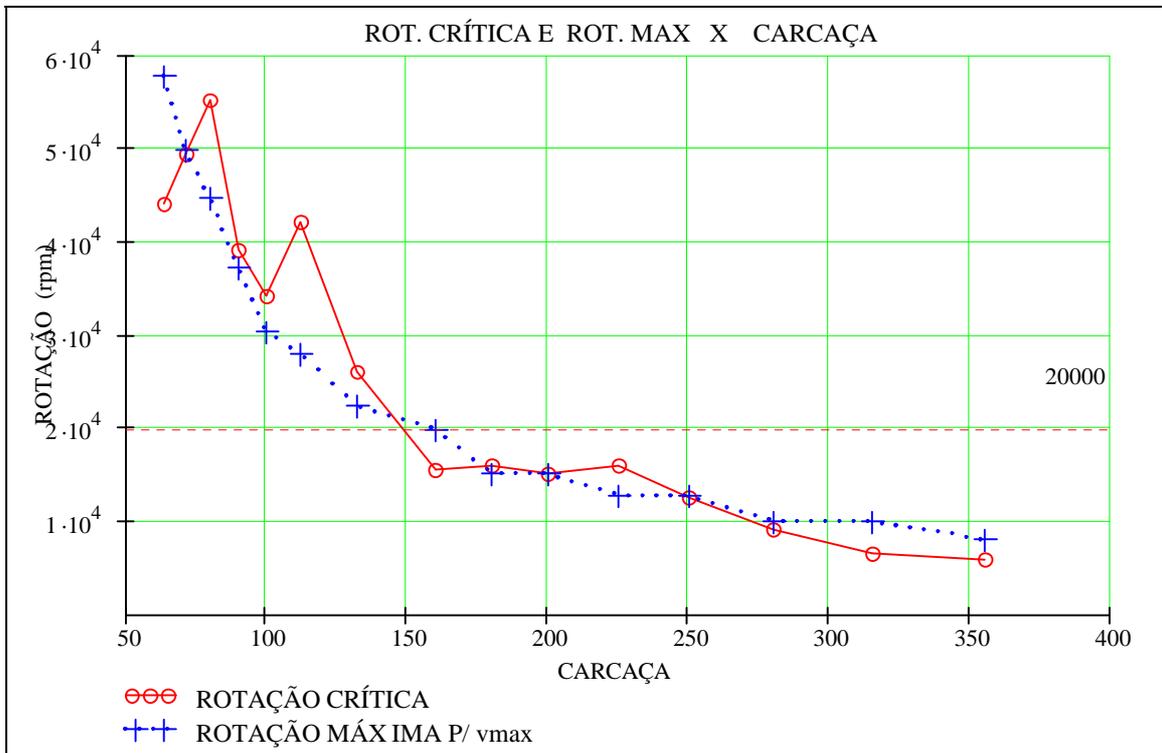
	1
1	0.763
2	0.99
3	1.238
4	1.048
5	1.128
6	1.505
7	1.162
8	0.784
9	1.069
10	0.997
11	1.262
12	0.984
13	0.909
14	0.661
15	0.755

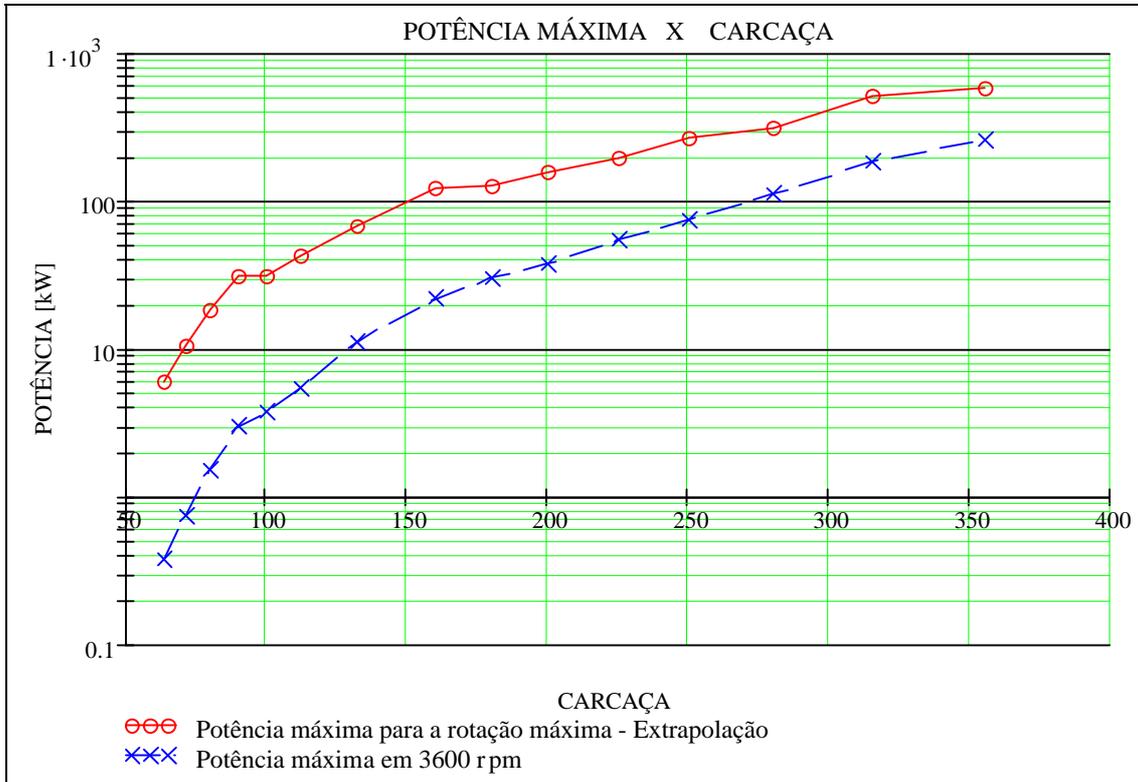
Velocidade periférica para a rotação máxima:

$$v_{\max_j} := \pi \cdot n_{\max_j} \cdot \phi_{e_j}$$

RESULTADOS:

Carcaça	Coeficientes de segurança das tensões equivalentes de von Mises no raio interno				Rotação máxima por carcaça	Velocidade periférica máxima	
	Mat ^T = ("AlSi8Cu3" "E110" "E170" "E230")						
Carc =	1				1		
	1	63			1	145	
	2	71			2	145	
	3	80			3	145	
	4	90			4	145	
	5	100			5	145	
	6	112			6	145	
	7	132			7	145	
	8	160			8	145	
	9	180			9	145	
	10	200			10	145	
	11	225			11	145	
	12	250			12	145	
	13	280			13	145	
	14	315			14	145	
	15	355			15	145	
CS =	1	2	3	4	n _{max} =	v _{max} =	
	1	2.043	2.628	1.927	1	57694	m/s
	2	2.073	2.755	2.02	2	49807	
	3	2.072	2.518	1.846	3	44666	
	4	2.068	2.408	1.766	4	37272	
	5	2.079	2.798	2.052	5	30299	
	6	2.058	2.532	1.857	6	27973	
	7	2.044	2.479	1.818	7	22369	
	8	2.036	2.445	1.793	8	19980	
	9	2.093	3.318	2.433	9	15083	
	10	2.024	2.17	1.591	10	15166	
	11	2.019	2.374	1.741	11	12738	
	12	2.019	2.374	1.741	12	12738	
	13	2.036	3.06	2.244	13	10034	
	14	2.035	3.041	2.23	14	10070	
	15	2.031	2.876	2.109	15	8022	





Carçaça	Deformação máxima no raio interno				Rotação máxima por carçaça	Velocidade periférica máxima	
	Mat ^T = ("AlSi8Cu3" "E110" "E170" "E230")						
Carc =	1	1	2	3	4	1	1
	63	0.016	0.007	0.007	0.007	57694	145
	71	0.017	0.007	0.007	0.007	49807	145
	80	0.016	0.01	0.01	0.01	44666	145
	90	0.019	0.014	0.014	0.014	37272	145
	100	0.023	0.014	0.014	0.014	30299	145
	112	0.026	0.018	0.018	0.018	27973	145
	132	0.038	0.021	0.021	0.021	22369	145
	160	0.044	0.024	0.024	0.024	19980	145
	180	0.044	0.021	0.021	0.021	15083	145
	200	0.061	0.036	0.036	0.036	15166	145
	225	0.075	0.039	0.039	0.039	12738	145
	250	0.075	0.039	0.039	0.039	12738	145
	280	0.095	0.034	0.034	0.034	10034	145
	315	0.095	0.034	0.034	0.034	10070	145
355	0.12	0.046	0.046	0.046	8022	145	

$u_1 =$ (mm) $n_{max} =$ (rpm) $v_{max} =$ (m/s)



WEG INDÚSTRIAS S/A - Divisão Motores

Depto. de Pesquisa & Desenvolvimento do Produto

ESTIMATIVA DE TEMPERATURA DE UM MOTOR

PROJETO: Carcaça 225 S/M - Item 00010

ELABORADO POR: Hilton Penha Silva / Samuel S. Borges

CALCULADO: Samuel

CLIENTE: P & D

DATA: 24/10/2002

DATA: 09/11/2006

PROBLEMA: Com base no conhecimento da temperatura de um motor normal, estimar a temperatura de um novo motor, na mesma carcaça (com perdas diferentes), funcionando sob novas condições de ventilação.

Definição da unidade **hp**: $hp = 0.746kW$

Definição da unidade **cv**: $cv := 0.736kW$

Definição de grau Celsius **C**: $C := K$

Os dados de entrada estão realçados em amarelo

Os resultados estão realçados em verde

Referências Bibliográficas: - Incropera F.P. & Witt, D.P., "Introduction to Heat Transfer", 2nd Edition, John Wiley & Sons, 1985

Dados de Entrada:

Carc := "225S/M"	Carcaça disponíveis (63, 71, 80, 90S, 90L, 100L, 112M, 132S, 132M, 160M, 160L, 180M, 180L, 200M, 200L, 225S/M, 250S/M, 280S/M e 315S/M):
W_{nn} := 60cv	Potência nominal normal
P_{nn} := 3879 W	Perdas nominais normais
ΔT_{nn} := 69.7·C	Variação de temperatura nominal normal
T_{ann} := 40·C	Temperatura ambiente nominal normal
v_{nn} := 29.9 $\frac{m}{s}$	Velocidade do ar nominal normal sobre a carcaça
h_{nn} := 0·m	Altitude nominal normal (altitude do teste de temperatura)
W_{np} := 21&cv	Potência nominal proposta
P_{np 50} := 15642W	Perdas nominais propostas

a := 1,2.. 8

CARCAÇA := Carc

$$\text{Pnp} := \begin{cases} a \leftarrow 1 \\ \text{for } a \in 1..8 \\ \quad \text{Pnp}_a \leftarrow \text{Pnn} \cdot (1.5 \cdot a - 1) \\ \quad a \leftarrow a + 1 \\ \text{Pnp} \end{cases}$$
 Perdas nominais propostas
 $k := 1, 2.. \text{rows}(\text{Pnp})$

$\text{Tanp} := 40\text{-C}$
 Temperatura ambiente nominal proposta

$$\text{vnp} := \begin{pmatrix} 5 \\ 10 \\ 15 \\ 20 \\ 25 \\ 30 \\ 35 \\ 40 \\ 50 \end{pmatrix} \frac{\text{m}}{\text{s}}$$
 Velocidade proposta do ar sobre a carcaça
 $j := 1, 2.. \text{rows}(\text{vnp})$

$\text{hnp} := \text{hnn}$
 Altitude nominal de operação proposta

Dados da carcaça: $\text{MCarc} := \begin{pmatrix} "63" \\ "71" \\ "80" \\ "90S" \\ "90L" \\ "100L" \\ "112M" \\ "132S" \\ "132M" \\ "160M" \\ "160L" \\ "180M" \\ "180L" \\ "200M" \\ "200L" \\ "225S/M" \\ "250S/M" \\ "280S/M" \\ "315S/M" \end{pmatrix}$

Index := for i ∈ 1, 2.. 19

Index = 16

Index ← i if Carc = MCarc_{i, 1}
Index

Área total da
superfície aletada

Altura média
das aletas

Comprimento da superfície
aletada da carcaça

Distância entre
as aletas

Asup :=	mm ²	Hale :=	mm	Cale :=	mm	Dale :=	mm				
								77660	9.5	96	10.4
								117176	10	115	11
								153582	12.9	127	13
								184656	14.4	133	16.4
								215601	14.4	158	16.4
								299171	14.4	175	12.8
								360296	16.2	179	14.4
								437505	15.2	189	14.4
								519396	15.2	227	14.4
								741939	21.8	260	19.8
								925141	21.8	304	19.8
								1079075	24.7	297	19
								1214203	24.7	335	19
								1204924	24.6	335	20.9
								1423253	24.6	373	20.9
								1876164	29.9	414	21
								2441925	30.7	490	21
								3043669	32.9	554	26
3690702	33.8	644	26								

Ac := Asup_{Index, 1}

hc := Hale_{Index, 1}

Lc := Cale_{Index, 1}

tc := Dale_{Index, 1}

Cálculos:

Simplificadamente, a figura abaixo apresenta um circuito térmico equivalente do motor original, onde:

Pnn = perdas nominais normais

Tinn = temperatura interna (bobina) do motor nas condições nominais normais

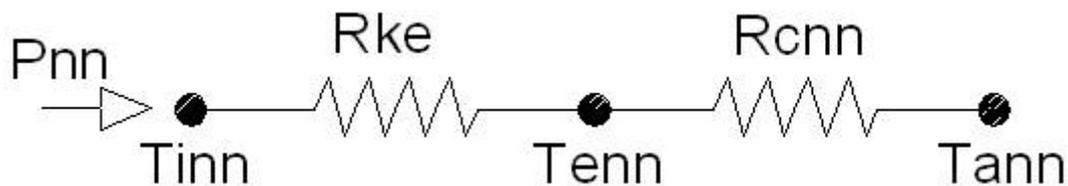
Tenn = temperatura externa da carcaça nas condições nominais normais

Tann = temperatura ambiente nominal normal

Rke = resistência térmica equivalente do motor (da bobina até a superfície)

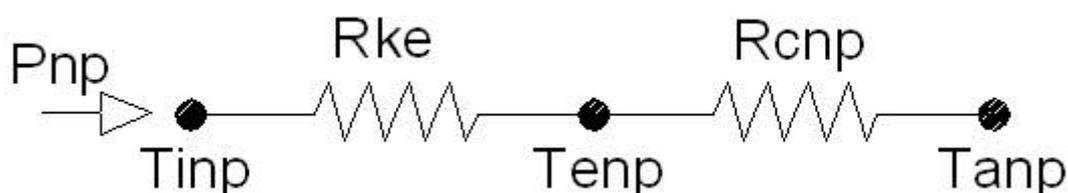
Rcnn = resistência térmica de convecção na superfície do motor nas condições nominais

normais



A figura abaixo mostra o circuito térmico alterado para as novas condições propostas, onde:

P_{np} = perdas nominais propostas
 T_{inp} = temperatura interna (bobina) do motor nas condições nominais propostas
 T_{enp} = temperatura externa da carcaça nas condições nominais propostas
 T_{anp} = temperatura ambiente nominal proposta
 R_{ke} = resistência térmica equivalente do motor (da bobina até a superfície)
 R_{cnp} = resistência térmica de convecção na superfície do motor nas condições nominais propostas



A partir das condições nominais normais, determina-se o valor da resistência térmica equivalente R_{ke} .

Apesar da alteração de algumas características internas, como comprimento do pacote e bobinagem, considera-se que a resistência térmica R_{ke} , é a mesma para o motor proposto. A partir daí e do conhecimento da nova velocidade do ar e das novas perdas do motor proposto, estima-se o novo ΔT_{np} do motor

Função para transformação de temperatura Celsius para temperatura Kelvin:

$$T_{arK}(T) := T + 273 \cdot K$$

Propriedades termofísicas do ar em função da temperatura:

Temperaturas[K] Visc. din. [N.s/m²] Cond. [W/(m.K)] Cal. esp.[J/(kg.K)] Número de Prandtl

TAR :=	(100)	(71.1)	(9.34)	(1.032)	(0.786)
	150	103.4	13.8	1.012	0.758
	200	132.5	18.1	1.007	0.737
	250	159.6	22.3	1.006	0.720
	300	184.6	26.3	1.007	0.707
	350	208.2	30.0	1.009	0.700
	400	230.1	33.8	1.014	0.690
	450	250.7	37.3	1.021	0.686
	500	270.1	40.7	1.030	0.684
	550	288.4	43.9	1.040	0.683
	600	305.8	46.9	1.051	0.685
	650	322.5	49.7	1.063	0.690
	700	338.8	52.4	1.075	0.695
	750	354.6	54.9	1.087	0.702
	800	369.8	57.3	1.099	0.709
	850	384.3	59.6	1.110	0.716
	900	398.1	62	1.121	0.720
	950	411.3	64.3	1.131	0.723
	1000	424.4	66.7	1.141	0.726

Função para interpolação da viscosidade dinâmica do ar:

$$\mu(\text{Temp}) := \text{linterp}(\text{TAR}, \mu\text{AR}, \text{Temp}) \cdot \frac{\text{N} \cdot \text{s}}{\text{m}^2}$$

Função para interpolação da condutividade térmica do ar:

$$\text{kk}(\text{Temp}) := \text{linterp}(\text{TAR}, \text{kAR}, \text{Temp}) \cdot \frac{\text{W}}{\text{m} \cdot \text{K}}$$

Função para interpolação do calor específico do ar: $\text{cpar}(\text{Temp}) := \text{linterp}(\text{TAR}, \text{cAR}, \text{Temp}) \cdot \frac{\text{J}}{\text{kg} \cdot \text{K}}$ **Função para interpolação do número de Prandtl do ar:** $\text{Pr}(\text{Temp}) := \text{linterp}(\text{TAR}, \text{PrAR}, \text{Temp})$ **Função para cálculo da massa específica do ar [kg/m³]:** $c1 := 1.286 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$

$$c2 := -3.397910^{-2} \cdot \text{K} \cdot \text{m}^{-1}$$

$$T := 273 \text{ K}$$

$$\rho(\text{Temp}, h) := c1 \cdot \frac{T}{\text{Temp}} \cdot \exp\left(\frac{c2 \cdot h}{\text{Temp}}\right)$$

Determinação da resistência térmica equivalente Rke:

Temperatura média do ar nominal normal em Celsius

$$\text{Tmnn} := \text{Tann} \quad \text{Tmnn} = 40 \text{ C}$$

Temperatura média do ar nominal normal em Kelvins

$$\text{TKmnn} := \text{TarK}(\text{Tmnn}) \quad \text{TKmnn} = 313 \text{ K}$$

Diâmetro hidráulico equivalente nos canais entre as aletas (considera-se que o canal entre as aletas funciona como um tubo retangular)

$$\phi_h := \frac{4 \cdot \text{tc} \cdot \text{hc}}{2 \cdot (\text{tc} + \text{hc})} \quad \phi_h = 24.672 \text{ mm}$$

Viscosidade dinâmica do ar nas condições nominais normais

$$\mu_{nn} := \mu\left(\frac{\text{TKmnn}}{\text{K}}\right) \quad \mu_{nn} = 190.73610^{-7} \cdot \text{N} \cdot \frac{\text{s}}{\text{m}^2}$$

Massa específica do ar na temperatura média sobre a superfície do motor nas condições nominais normais

$$\rho_{nn} := \rho(\text{TKmnn}, \text{hnn}) \quad \rho_{nn} = 1.122 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$$

Número de Reynolds para escoamento do ar nos canais das aletas (tubo retangular).

$$\text{Renn} := \frac{v_{nn} \cdot \rho_{nn} \cdot \phi_h}{\mu_{nn}} \quad \text{Renn} = 4.338 \times 10^4$$

Condutividade térmica do ar na temperatura média sobre a superfície do motor nas condições nominais normais

$$\text{knn} := \text{kk}\left(\frac{\text{TKmnn}}{\text{K}}\right) \quad \text{knn} = 0.027 \frac{\text{W}}{\text{m} \cdot \text{K}}$$

Número de Prandtl do ar na temperatura média sobre a superfície do motor nas condições nominais normais

$$\text{Prnn} := \text{Pr}\left(\frac{\text{TKmnn}}{\text{K}}\right) \quad \text{Prnn} = 0.705$$

No regime laminar, o número de Nusselt em tubos retangulares depende da relação entre os lados do tubo.

BA = relação entre as largura e a altura do tubo

$\text{NuL}(\text{ht}) := \text{linterp}(\text{BA}, \text{Nuq}, \text{ht})$ Função para interpolar o número de Nusselt no regime laminar. (Introduction to Heat Transfer - Incropera & Witt página 461 - para $\text{Re} < 2300$)

$$\text{BA} := \begin{pmatrix} 1.0 \\ 1.43 \\ 2.0 \\ 3.0 \\ 4.0 \\ 8.0 \\ 10000 \end{pmatrix} \quad \text{Nuq} := \begin{pmatrix} 2.98 \\ 3.08 \\ 3.39 \\ 3.96 \\ 4.44 \\ 5.60 \\ 7.54 \end{pmatrix}$$

Número de Nusselt para o regime laminar.

$$\text{Nu1} := \text{NuL}\left(\frac{\text{hc}}{\text{tc}}\right) \quad \text{Nu1} = 3.079$$

$$\text{ff} := (0.79 \ln(\text{Renn}) - 1.64)^{-2}$$

(Introduction to Heat Transfer - Incropera & Witt página 457 - para $2300 < \text{Re} < 5.10^6$)

$$\text{Nu2} := \frac{\frac{\text{ff}}{8} \cdot (\text{Renn} - 1000) \cdot \text{Prnn}}{1 + 12.7 \cdot \left(\frac{\text{ff}}{8}\right)^{0.5} \cdot \left(\frac{\text{Prnn}^{\frac{2}{3}} - 1}{\text{Prnn}^3 - 1}\right)} \quad \text{Nu2} = 93.771$$

$$\text{Nu} := \text{if}(\text{Renn} < 2300, \text{Nu1}, \text{Nu2}) \quad \text{Nu} = 93.771$$

Coefficiente de convecção no interior dos canais

$$\text{hcn} := \frac{\text{Nu} \cdot \text{knn}}{\phi \text{h}} \quad \text{hcn} = 103.616 \frac{\text{watt}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}}$$

$$\text{Pnn} = \text{hcn} \cdot \text{Ac} \cdot (\text{Tenn} - \text{Tann}) = \frac{(\text{Tenn} - \text{Tann})}{\text{Rcnn}} \quad \Rightarrow \quad \text{Rcnn} = \frac{1}{\text{hcn} \cdot \text{Ac}}$$

Resistência térmica de convecção na superfície do motor

$$\text{Rcnn} := \frac{1}{\text{hcn} \cdot \text{Ac}} \quad \text{Rcnn} = 5.144 \times 10^{-3} \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

$$P_{nn} = \frac{(T_{inn} - T_{ann})}{R_{ke} + R_{cnn}} = \frac{\Delta T_{nn}}{R_{Gnn}} \quad \Rightarrow \quad R_{Gnn} = \frac{\Delta T_{nn}}{P_{nn}} \quad e$$

$$R_{Gnn} = R_{ke} + R_{cnn}$$

Resistência térmica global nominal normal

$$R_{Gnn} := \frac{\Delta T_{nn}}{P_{nn}} \quad R_{Gnn} = 0.018 \frac{K}{W}$$

Resistência térmica equivalente, a partir da bobina até a carcaça.

$$R_{Gnn} = R_{ke} + R_{cnn} \quad \Rightarrow \quad R_{ke} := R_{Gnn} - R_{cnn}$$

$$R_{ke} = 0.013 \frac{K}{W}$$

Determinação da nova variação de temperatura:

$$T_{mnp} := T_{anp} \quad T_{mnp} = 40C \quad \text{Temperatura média do ar nominal proposta em Celsius}$$

$$TK_{mnp} := T_{arK}(T_{mnp}) \quad TK_{mnp} = 313K \quad \text{Temperatura média do ar nominal proposta em Kelvins}$$

Viscosidade dinâmica do ar nas condições normais propostas

$$\mu_{np} := \mu \left(\frac{TK_{mnp}}{K} \right) \quad \mu_{np} = 190.73610^{-7} \cdot N \cdot \frac{s}{m^2}$$

Massa específica do ar na temperatura média sobre a superfície do motor nas condições nominais propostas

$$\rho_{np} := \rho(TK_{mnp}, h_{np}) \quad \rho_{np} = 1.122 \frac{kg}{m^3}$$

Número de Reynolds para escoamento do ar nos canais das aletas (tubo retangular).

$$Re_{np} := \frac{v_{np} \cdot \rho_{np} \cdot \phi h}{\mu_{np}} \quad Re_{np} = \begin{pmatrix} 7.254 \times 10^3 \\ 1.451 \times 10^4 \\ 2.176 \times 10^4 \\ 2.902 \times 10^4 \\ 3.627 \times 10^4 \\ 4.353 \times 10^4 \\ 5.078 \times 10^4 \\ 5.803 \times 10^4 \\ 7.254 \times 10^4 \end{pmatrix}$$

Condutividade térmica do ar na temperatura média sobre a superfície do motor nas condições normais propostas

$$k_{np} := k \left(\frac{TK_{mnp}}{K} \right) \quad k_{np} = 0.027 \frac{W}{m \cdot K}$$

Número de Prandtl do ar na temperatura média sobre a superfície do motor nas condições nominais propostas

$$\text{Prnp} := \text{Pr} \left(\frac{\text{TKmnp}}{\text{K}} \right) \quad \text{Prnp} = 0.705$$

Número de Nusselt para o regime laminar.

$$\text{Nu1} := \text{NuL} \left(\frac{\text{hc}}{\text{tc}} \right) \quad \text{Nu1} = 3.079$$

$$\text{ff}_j := (.79 \cdot \ln(\text{Re}_{\text{np}_j}) - 1.64)^{-2}$$

(Introduction to Heat Transfer – Incropera & Witt página 457 - para $2300 < \text{Re} < 5 \cdot 10^6$)

$$\text{Nu2}_j := \frac{\frac{\text{ff}_j}{8} \cdot (\text{Re}_{\text{np}_j} - 1000) \cdot \text{Prnp}}{1 + 12.7 \cdot \left(\frac{\text{ff}_j}{8} \right)^{0.5} \cdot \left(\frac{\text{Prnp}^{\frac{2}{3}} - 1 \right)} \quad \text{Nu2} = \begin{pmatrix} 23.018 \\ 40.18 \\ 55.063 \\ 68.756 \\ 81.67 \\ 94.013 \\ 105.915 \\ 117.458 \\ 139.689 \end{pmatrix}$$

$$\text{Nu}_j := \text{if}(\text{Re}_{\text{np}_j} < 2300, \text{Nu1}, \text{Nu2}_j) \quad \text{Nu} = \begin{pmatrix} 23.018 \\ 40.18 \\ 55.063 \\ 68.756 \\ 81.67 \\ 94.013 \\ 105.915 \\ 117.458 \\ 139.689 \end{pmatrix}$$

Coefficiente de convecção no interior dos canais

$$\text{hcnp}_j := \frac{\text{Nu}_j \cdot \text{knp}}{\phi \text{h}} \quad \text{hcnp} = \begin{pmatrix} 25.434 \\ 44.398 \\ 60.844 \\ 75.975 \\ 90.243 \\ 103.883 \\ 117.034 \\ 129.789 \\ 154.354 \end{pmatrix} \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}}$$

$$P_{np} = h_{cnp} \cdot A_c \cdot (T_{enp} - T_{anp}) = \frac{(T_{enp} - T_{anp})}{R_{cnp}} \quad \Rightarrow \quad R_{cnp} = \frac{1}{h_{cnp} \cdot A_c}$$

Resistência térmica de convecção na superfície do motor

$$R_{cnp} := \frac{1}{h_{cnp} \cdot A_c} \quad R_{cnp} = \begin{pmatrix} 0.021 \\ 0.012 \\ 8.76 \times 10^{-3} \\ 7.016 \times 10^{-3} \\ 5.906 \times 10^{-3} \\ 5.131 \times 10^{-3} \\ 4.554 \times 10^{-3} \\ 4.107 \times 10^{-3} \\ 3.453 \times 10^{-3} \end{pmatrix} \frac{K}{W}$$

$$P_{np} = \frac{(T_{inp} - T_{anp})}{R_{ke} + R_{cnp}} = \frac{\Delta T_{np}}{R_{Gnp}} \quad \Rightarrow \quad \Delta T_{np} = R_{Gnp} \cdot P_{np} \quad e \quad R_{Gnp} = R_{ke} + R_{cnp}$$

Resistência térmica equivalente global nas condições nominais propostas

$$R_{Gnp} := R_{ke} + R_{cnp} \quad R_{Gnp} = \begin{pmatrix} 0.034 \\ 0.025 \\ 0.022 \\ 0.02 \\ 0.019 \\ 0.018 \\ 0.017 \\ 0.017 \\ 0.016 \end{pmatrix} \frac{K}{W}$$

$$P_{np} = \frac{\Delta T_{np}}{R_{Gnp}} \quad \Rightarrow \quad \Delta T_{np} := \begin{array}{l} j \leftarrow 1 \\ k \leftarrow 1 \\ \text{for } j \in 1.. \text{rows}(v_{np}) \\ \quad \text{for } k \in 1.. \text{rows}(P_{np}) \\ \quad \quad \Delta T_{np,j,k} \leftarrow P_{np,k} \cdot R_{Gnp,j} \\ \quad \quad k \leftarrow k + 1 \\ \quad j \leftarrow j + 1 \\ \Delta T_{np} \end{array}$$

Variação de temperatura do motor prevista para as novas condições de operação.

$$\Delta T_{np} = \begin{pmatrix} 65.5 & 262.1 & 458.6 & 655.2 & 851.7 & 1 \times 10^3 & 1.2 \times 10^3 & 1.4 \times 10^3 \\ 48.2 & 192.6 & 337.1 & 481.6 & 626 & 770.5 & 915 & 1.1 \times 10^3 \\ 41.9 & 167.5 & 293 & 418.6 & 544.2 & 669.8 & 795.4 & 921 \\ 38.5 & 153.9 & 269.4 & 384.8 & 500.2 & 615.7 & 731.1 & 846.6 \\ 36.3 & 145.3 & 254.3 & 363.3 & 472.3 & 581.3 & 690.2 & 799.2 \\ 34.8 & 139.3 & 243.8 & 348.2 & 452.7 & 557.2 & 661.7 & 766.1 \\ 33.7 & 134.8 & 235.9 & 337.1 & 438.2 & 539.3 & 640.4 & 741.5 \\ 32.8 & 131.4 & 229.9 & 328.4 & 426.9 & 525.4 & 623.9 & 722.4 \\ 31.6 & 126.3 & 221 & 315.7 & 410.4 & 505.1 & 599.8 & 694.6 \end{pmatrix} C$$

$$V_{5ms}_a := \Delta T_{np 1, a}$$

$$V_{20ms}_a := \Delta T_{np 4, a}$$

$$V_{35ms}_a := \Delta T_{np 7, a}$$

$$V_{10ms}_a := \Delta T_{np 2, a}$$

$$V_{25ms}_a := \Delta T_{np 5, a}$$

$$V_{40ms}_a := \Delta T_{np 8, a}$$

$$V_{15ms}_a := \Delta T_{np 3, a}$$

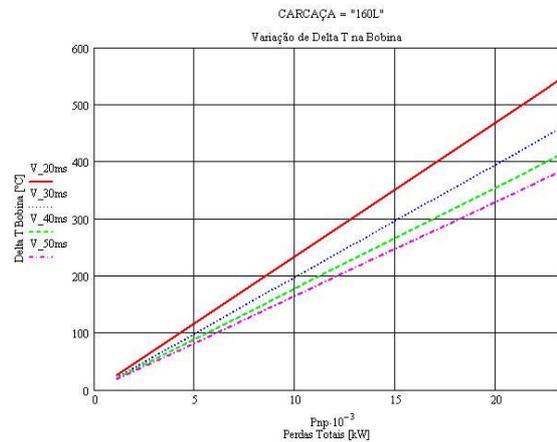
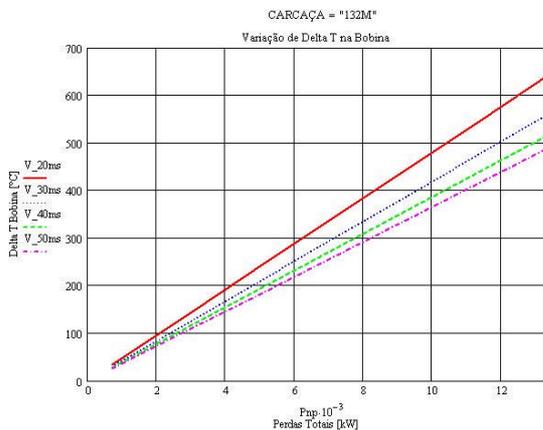
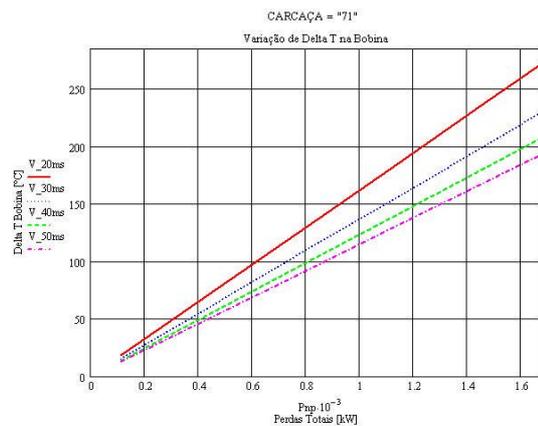
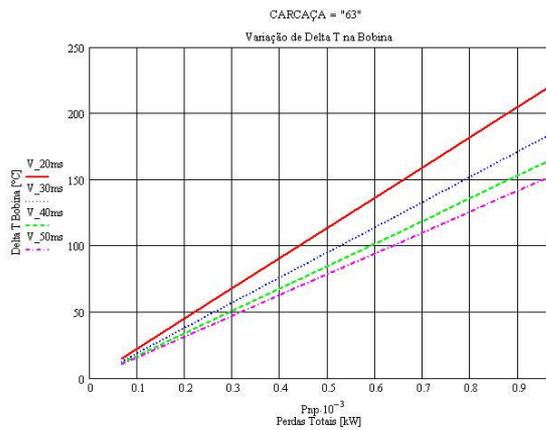
$$V_{30ms}_a := \Delta T_{np 6, a}$$

$$V_{50ms}_a := \Delta T_{np 9, a}$$

$$\Delta T_{np 50} := P_{np 50} R_{Gnp 9}$$

$$aux := round(\Delta T_{np 4, 8, -2})$$

Varição de temperatura do motor prevista para a nova condição de operação com velocidade do ar a 50 m/s: $\Delta T_{np 50} = 254.6C$



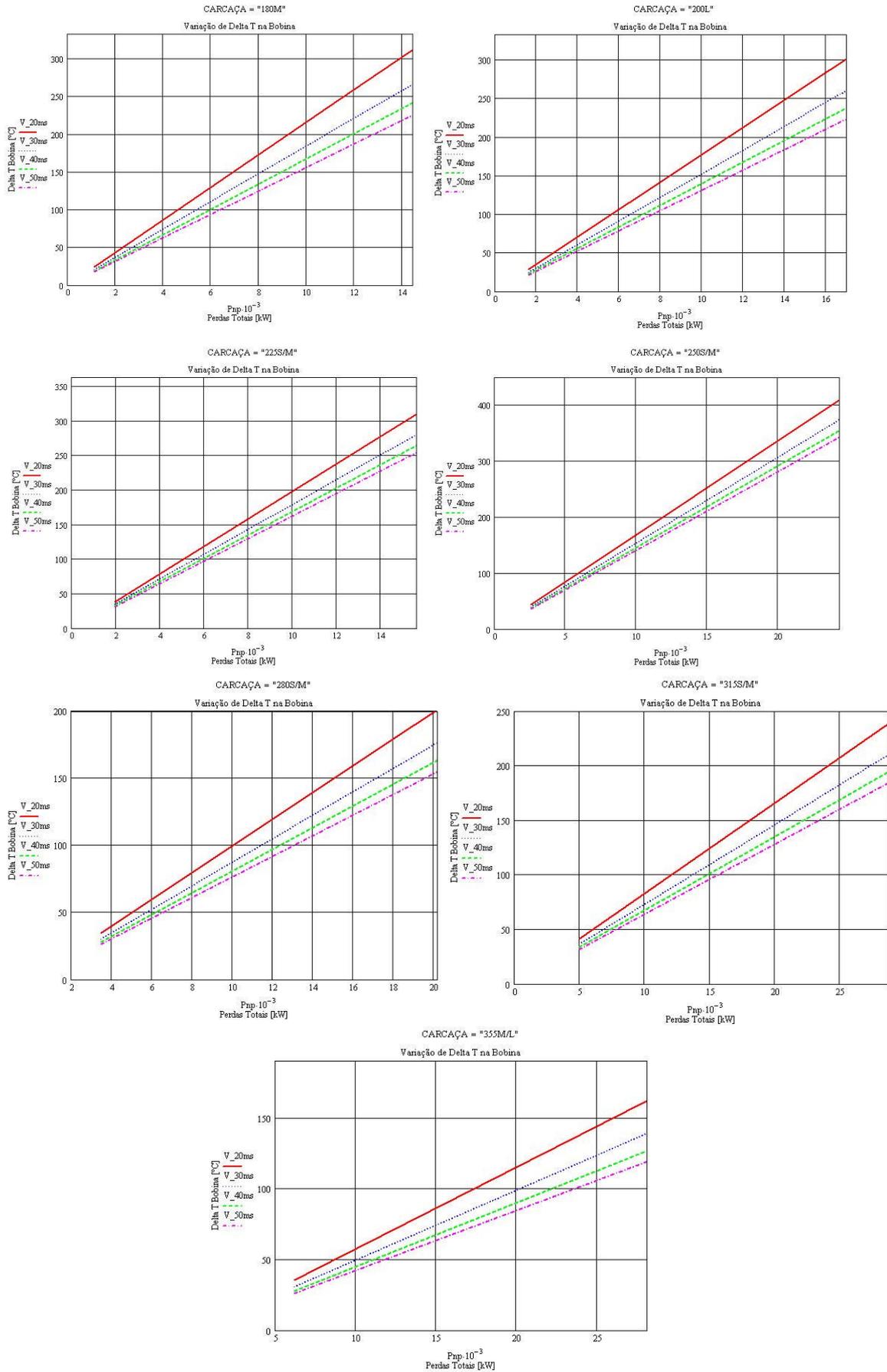


Tabela 9.4 – Rolamentos - Valores do fabricante (SKF)

Carcaça	Rolamento	Velocidade referência	Velocidade limite
63	6201-ZZ DT	50 000	26 000
71	6203-ZZ D	38 000	19 000
	6202-ZZ T	43 000	22 000
80	6204-ZZ D	32 000	17 000
	6203-ZZ T	38 000	19 000
90S/L	6205-ZZ D	28 000	14 000
	6204-ZZ T	32 000	17 000
100L	6206-ZZ D	24 000	12 000
	6205-ZZ T	28 000	14 000
112M	6307-ZZ D	19 000	9 500
	6206-ZZ T	24 000	12 000
132S/M	6308-ZZ D	17 000	8 500
	6207-ZZ T	20 000	10 000
160M/L	6309-C3 D	15 000	9 500
	6209-Z-C3 T	17 000	11 000
180M/L	6311-C3 D	12 000	8 000
	6211-Z-C3 T	14 000	9 000
200M/L	6312-C3 D	11 000	7 000
	6212-Z-C3 T	13 000	8 000
225S/M	6314-C3 DT	9 500	6 300
250S/M	6314-C3 DT	9 500	6 300
280S/M IIP	6314-C3 DT	9 500	6 300
315S/M IIP	6314-C3 DT	9 500	6 300
355S/M IIP	6314-C3 DT	9 500	6 300

10 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Fillippo Filho, G., 1957 - Motor de Indução – São Paulo/SP, Érica,2000.
- [2] Edward L. Owen, “Flexible Shaft Versus Rigid Shaft Electric Machines for Petroleum and Chemical Plants”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, N°. 2, Mar./Apr. 1991.
- [3] Dawson, R.N., Eis, R.O., “Specifying and Designing Flexible Shaft Electrical Machines”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-19, N°. 6, pp.985-995, Nov./Dec.1983.
- [4] API-541 – Form-Wound Squirrel Cage Induction Motors – 500 Horse Power and Larger. – ANSI/API Standard 541-2003, Fourth Edicion, June/2004
- [5] Extended Summary for IEEE-PES Meeting at Denver-2004- Panel Session on Super High Speed Drive - Super High Speed Electrical Machines – Summary M.A.Rahman, Fellow IEEE, Akira Chiba, Senior Member, IEEE and Tadashi Fukao, Fellow IEEE
- [6] IEC Standard 34-1. 1994. Rotating Electrical Machines - Part 1: Rating and performance. Ninth edition. International Electrotechnical Commission. Geneva, Switzerland. 129 p.
- [7] NEMA Standards Publication MG-1-2006 – Part 30 and 31
- [8] Pisarenko, G.S., Yakovlev, A.P. & Matveev, V.V., "Manual de Resistência de Materiales", Editorial Mir, Moscow, 1979
- [9] Rahman, M.A., Chiba, A. & Fukao, T., “Super High Speed Electrical Machines – Summary”, Proceedings of the IEEE-PES Meeting, Denver, 2004
- [10] Gilon, C.G. & Boutriau, L., “Experience with high speed induction motors for direct driving of compressors”, Proceedings of the 27th Turbomachinery Symposium, Texas A&M University, 1998
- [11] Bumby, J.R., Spooner, E. & Jagiela, M., “A Solid Rotor Induction Motor for Turbo-Assist Operation”, Proceedings of the XVII International Conference on Electrical Machines, Creete Island, 2006
- [12] Centner, M. & Hanitsch, R., “Design considerations for die-cast rotor induction motors operating at a speed of 30.000 rpm”, Proceedings of the XVII International Conference on Electrical Machines, Creete Island, 2006

- [13] Soong W. L., Kliman G. B., Johnson R. N., White R. A. and Miller J. E. 2000. Novel High-Speed Induction Motor for a Commercial Centrifugal Compressor. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol.36, No. 3, May/June. pp. 706–713
- [14] Boglietti A., Ferraris P., Lazzari M. and Profumo F. 1992. About the Design of Very High Speed Induction Motors for Spindle Applications. IEEE IAS-meeting. pp. 25–32
- [15] Smith A. C., and Edey K. 1995. Influence of Manufacturing Processes on Iron Losses. Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives EMD '95. Conference Publication No. 412, IEE. pp. 77 – 81
- [16] Bertotti G., Boglietti A., Chiampi M., Chiarabaglio D., Fiorillo F. and Lazzari M. 1991. An Improved Estimation of Iron Losses in Rotating Electrical Machines. IEEE Transaction on Magnetics. Vol. 27, No. 6, November. pp. 5007–5009
- [17] Boglietti A., Ferraris P., Lazzari M. and Profumo F. 1988. Preliminary Considerations About the Adoption of Unconventional Magnetic Materials and Structures For Induction Motors. IEEE IAS meeting. Vol. 1. pp. 188 – 194
- [18] Pyrhönen J. and Kurronen P. 1994. Increasing the Efficiency of High-Speed Solid-Rotor Induction Machines. International Conference on Electrical Machines ICEM '94. Conference Proceedings. Paris, France. Vol. 1. pp. 47 – 52
- [19] Richter R. 1951. Elektrische Maschinen I, Allgemeine Berechnungselemente Die Gleichstrommaschinen. Zweite verbesserte Auflage. Verlag Birkhäuser. Basel, Switzerland. 630 p.
- [20] Mekhiche M., Kirtley J.L., Tolikas M., Ognibene E., Kiley J., Holmanský E. and Nimblett F. 1999. High Speed Motor Drive Development for Industrial Applications. International Conference on Electric Machines and Drives, IEMD'99. pp. 244 – 248
- [21] Lähtenmäki J. K. 2002. Design and Voltage Supply of High-Speed Induction Machines. Acta Polytechnica Scandinavica, Electrical Engineering Series No. 108. Espoo, Finland. 140 p.
- [22] Patent US 5473211. Asynchronous Electric Machine and Rotor and Stator for Use in Association therewith. High Speed Tech Oy Ltd, Tampere, Finland. Appl. No 86880, 7.7.1992, 9 p.
- [23] Kytömäki R., Arkkio A., Niemenmaa A. and Suontausta A. 1997. Validity of Conventional and Modern Methods of No-Load Loss Calculation in Asynchronous Machines – Statistic approach. IEE Conference on Electrical Machines and Drives EMD '97. Proceedings, August 12 – 16, Cambridge, UK. pp. 185 – 189
- [24] Takahashi I., Koganezawa T., Su G. and Ohyama K. 1994. A Super High Speed PM Motor Drive System by a Quasi-Current Source Inverter. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 30. No. 3. May/June. pp. 683 –690

- [25] Kaga A., Anazawa Y., Akagami H., Watabe S. and Motohiko M. 1982. A Research of Efficiency Improvement by Means of Soft Ferrite in Small Induction Motors. IEEE Transactions on Magnetics. vol. Mag-18, No 6, November. pp. 1547 – 1549
- [26] Saari J. and Arkkio A. 1994. Losses in High-Speed Asynchronous Motors. International Conference on Electrical Machines ICEM '94. Conference Proceedings. Paris, France. Vol. 3. pp. 704 – 708
- [27] Lähteenmäki J. K. and Soitu V. 2000. Comparison of Solid Steel Rotors with a Copper Coating or with a Copper Cage for a 60 kW 60.000 RPM Compressor. International Conference on Electrical Machines ICEM 2000. Proceedings. August 28 – 30. Espoo, Finland, Vol 2. pp. 623 – 626
- [28] Lähteenmäki J., Arkkio A., Soitu V. and Saari J. 1999. Comparison of a Partly Laminated Squirrel Cage Rotor and a Copper-Coated Solid Steel Rotor for a 50 kW High-Speed Compressor. The Third Chinese International Conference on Electrical Machines. Proceedings., August 29 – 31, Xi'an, P. R. China. Vol 1. pp. 25 – 28
- [29] Pyrhönen J. and Hupponen J. 1996. A New Medium Speed Solid Induction Motor for A High-Speed Milling Machine. Symposium on Power Electronics, Industrial Drives, Power Quality, Traction System, (Speedam '96). Proceedings. Capri, Italy. June 5 – 7. pp. B5-1 – B5-7
- [30] Shanel M., Pickering S. J. and Lampard D. 2000. Application of Computational Fluid Dynamics to the Cooling of Salient Pole Electrical Machines. International Conference on Electrical Machines ICEM 2000. Proceedings. August 28 – 30. Espoo, Finland, Vol 1. pp. 338 – 342
- [31] Jokinen T. and Arkkio A. 1996. High-Speed AC Motors. Symposium on Power Electronics, Industrial Drives, Power Quality, Traction System, (Speedam '96). Proceedings. Capri, Italy. June 5th – 7th. pp. B5-9 – B5-14
- [32] Saari J. and Arkkio A. 1995. Cooling of a 100.000 RPM High-Speed Electrical Motors. The Second Chinese International Conference on Electrical Machines CICEM '95. Conference Proceedings. Hangzhou, China. pp. 317 – 322
- [33] Fuchs E. F. and Frank U. V. 1983a. High-Speed Motors with Reduced Windage and Eddy Current Losses, Part I: Mechanical Design. ETZ Archiv. Bd. 5, H. 1. pp. 17 – 23
- [34] Fuchs E. F. and Frank U. V. 1983b. High-Speed Motors with Reduced Windage and Eddy Current Losses, Part II: Magnetic Design. ETZ Archiv. Bd. 5, H. 2. pp. 55 – 62
- [35] Lindell I. 1994. Sähkötekniikan Historia. Otatieto Oy. Publication No: 552. Tampere, Finland. 516 p.
- [36] Ito M., Arai K., Takahashi N., Kiwaki H. and Seya T. 1988. Magnetically Anisotropic Solid Rotor of an Induction Motor. IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 3, No. 2, June. pp. 427 – 432

- [37] Rajagopalan P. K. and Balarama Murty V. 1969. Effects of Axial Slits on the Performance of Induction Machines with Solid Iron Rotors. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. Vol. PAS-88, No. 11, November. pp. 1695 – 1709
- [38] Sharma N. D., Anbarasu R., Nataraj J., Dangore A. Y. and Bhattacharjee B. 1996. Experimental Investigations on High Speed Solid and Composite Rotor Induction Motor. International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth. Proceedings. Vol. 2. New York, NY, USA. pp. 913 – 919
- [39] Viggiano F. and Schweitzer G. 1992. Active Magnetic Support and Design of High Speed Rotors for Powerful Electric Drives. Third International Symposium on Magnetic Bearings. Proceedings. July 29 – 31. Alexandria, Virginia, USA. pp. 549 – 558
- [40] Reichert K. and Pasquarella G. 1995. High Speed Electric Machines, Status, Trends and Problems. Stockholm Power Tech Conference. Proceedings. June 18 – 22. Stockholm, Sweden. pp. 41 – 49
- [41] Lantto E. 1999. Robust Control of Magnetic Bearings in Subcritical Machines. Acta Polytechnica Scandinavica, Electrical Engineering Series No. 94. Espoo, Finland. 143 p.
- [42] Lantto E. 1997. Finite Element Model for Elastic Rotating Shaft. Acta Polytechnica Scandinavica, Electrical Engineering Series No. 88. Espoo, Finland. 73 p.
- [43] Saari J. 1998. Thermal Analysis of High-Speed Induction Machines. Acta Polytechnica Scandinavica, Electrical Engineering Series No. 90. Helsinki, Finland. 73 p.
- [44] Arkkio A. 1987. Analysis of Induction Motor Based on the Numerical Solution of the Magnetic Field and Circuit Equations. Acta Polytechnica Scandinavica, Electrical Engineering Series No. 59. Helsinki, Finland. 97 p.
- [45] Jokinen T. and Saari J. 1997. Modelling of the Coolant Flow with Heat Flow Controlled Temperature Sources in Thermal Networks. IEE proceedings on Electric Power Applications. Vol. 144, No. 5, September. pp. 338 – 342
- [46] Driesen J., Pahner U., Belmans R. and Hameyer K. 2000. Transient Coupled Magnetic Thermal Analysis of a Permanent Magnet Synchronous Electrical Vehicle Motor. International Conference on Electrical Machines ICEM 2000. Proceedings. August 28 – 30. Espoo, Finland, Vol 1. pp. 343 – 347
- [47] Lantto E. 2002. Active Magnetic Bearings. Design of High-Speed Electrical Machines, Postgraduate Seminar on Electromechanics. Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechanics. 20 – 26.5.2002, Espoo, Finland.
- [48] Kingsbury, Inc – USA 8/1997 – Catálogo do fabricante.
- [49] Stephan, R e Hanitsch, R. “Acionamento Eletrônico de Motores Elétricos: História e Tendências”, IV ENIE, 1995.

- [50] Mohan, N; Undeland, T e Robbins, W “Power Electronics: Converters, Applications and Design”, Second Edition, Editor: John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995.
- [51] Perin, A. “Modulação PWM”, Apostila do Instituto de Eletrônica de Potência, UFSC, Florianópolis, 1998.
- [52] WEG Indústrias. “Manual de Motores de Indução Alimentados por Inversores de Frequência”, 1999.
- [53] Oliveira, M; Camargo, I. ; Severino, M. e Von Borries, R. “Possíveis Soluções para Eliminar Harmônicas produzidas por Inversores de Tensão”. Revista Eletricidade Moderna, Abril, 1998.
- [54] Contin, M. C. “Os Cuidados com o Sistema de Isolamento dos Motores Alimentados por Inversores”. Revista Eletricidade Moderna. Março, 1998.
- [55] NEMA, “Application Guide for AC Adjustable Speed Drive Systems”, 2001.
- [56] “Dielectric Integrity of Magnet Wire Insulations under Multi-Stresses”. Revista Appliance, janeiro, 1996.
- [57] Nau, S. L. e Mello, H.G.G. “Acoustic Noise in Induction Motors: Cause and Solutions”. PCIC (Petroleum and Chemical Industry Conference), San Antonio, september, 2000.
- [58] Sanguedo, S. e Stephan, R. “Aplicação de Inversores Eletrônicos em Áreas Classificadas”. Revista Eletricidade Moderna, março, 1997.
- [59] NEMA Standards Publication MG-1-2003 – Part 30 and 31
- [60] Nau, S. L. e Postól Sob, A. “Optimal voltage/frequency curve for inverter-fed motor”. Proceedings of 3rd International Conference on Energy Efficiency in Motor Driven Systems (EEMODS), Treviso, Italy, 2002.
- [61] ANSYS, 2008, versão 11 – Programa de Elementos Finitos.
- [62] Pilker, Walter D. – Peterson’s Stress Concentration, 2nd Ed., USA, 1997, p315.