

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA**

**VIBRAÇÕES INDUZIDAS PELO CAMPO ELETROMAGNÉTICO NO
ESTATOR DE MOTORES DE INDUÇÃO DE COMPRESSORES
HERMÉTICOS**

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA MECÂNICA**

LUÍS ROBERTO PAIOTTI

Florianópolis, abril de 2002

**VIBRAÇÕES NO ESTATOR DO MOTOR DE INDUÇÃO DE COMPRESSORES
HERMÉTICOS INDUZIDAS PELO CAMPO ELETROMAGNÉTICO**

LUÍS ROBERTO PAIOTTI

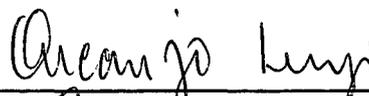
ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE

MESTRE EM ENGENHARIA MECÂNICA

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO EM VIBRAÇÕES E ACÚSTICA, E APROVADA EM SUA
FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO



Prof. Júlio César Passos
Coordenador do Curso



Prof. Arcânjo Lenzi
Orientador

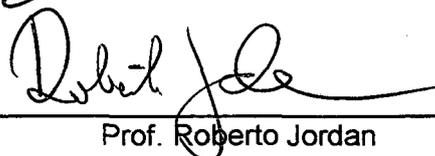


Prof. Renato Carlson
Co-orientador

Banca Examinadora:



Prof. Samir Nagi Yousri Gerges
Presidente



Prof. Roberto Jordan



Prof. João Pedro Assumpção Bastos

**“Equilíbrio é a chave da vida”
Anônimo**

Aos meus pais, Edo e Célia
À minha esposa, Patrícia
E ao meu filho Leonardo

Agradecimentos

À Deus, que me deu a vocação;

À minha esposa, Patrícia, pelo carinho, compreensão e estímulo;

Ao meu filho, Leonardo, que com sua simplicidade e curiosidade me incentivou a realizar este trabalho;

Aos meus pais, Edo e Célia, por terem contribuído e incentivado para este trabalho;

Ao professor Arcanjo Lenzi, que escolheu este relevante tema e confiou-me a responsabilidade de desenvolvê-lo sob sua orientação;

Ao professor Renato Carlson que, com sua generosidade, abriu-nos as portas do Grupo de Concepção a Dispositivos Eletromagnéticos (GRUCAD);

Ao professor Nelson Sadowski, que me ensinou sobre motor de indução e o EFCAD, e pelas sugestões inteligente e ajuda para soluções dos problemas;

À Cláudia Silva, que com seu conhecimento, pode me esclarecer e solucionar muitos problemas, e que permitiu a execução dos ensaios, abrindo assim as portas da EMBRACO;

Ao Joseval, do LVA, que com seu conhecimento sobre o compressor e em Nastran, pode me esclarecer sobre a modelagem mecânica e solucionar muitos problemas;

Aos amigos e colegas do GRUCAD, que me receberam de forma amigável e acolhedora. Em especial ao professor Patrick, e aos amigos Ana Margarida, Emerson, Maurício e Carlos Guilherme.

Aos professores e amigos do LVA, pela convivência, troca de conhecimentos, aprendizado e amizade. Em especial ao Paulo Bonifácio e ao Alexandre Pescador;

A todos os meus familiares, pelo grande incentivo, em especial ao meu irmão, irmã, aos cunhados e cunhadas, sobrinhos, sogro e sogra;

Ao Dokonal e a EMBRACO, que me forneceram o motor, os ensaios e a transferência de conhecimentos indispensáveis para o sucesso deste trabalho;

A UFSC, por me acolher por mais dois anos de minha vida, me levando ao crescimento intelectual e pessoal.

SUMÁRIO

Lista de figuras.....	iii
Lista de tabelas.....	iv
Simbologia.....	v
Resumo.....	vii
Summary.....	viii
Capítulo I - Introdução.....	1
1.1. Compressor.....	1
1.2. Ruído do compressor.....	1
1.3. Ruído de um motor elétrico.....	3
1.4. Estudos já realizados.....	4
1.5. Objetivo deste trabalho.....	5
1.6. Conteúdo deste trabalho.....	5
Capítulo II - Motores de indução.....	7
2.1. Princípio do motor de indução.....	7
2.2. Construção do motor monofásico de indução gaiola.....	8
2.3. Torque eletromagnético.....	9
2.4. Ação do motor de indução monofásico.....	11
2.5. Motor de indução utilizado no objeto deste estudo.....	12
2.6. Ruído do motor elétrico.....	13
Ruído devido aos rolamentos.....	13
Ruído devido à vibração de superfícies.....	14
Ruído de ventilação.....	14
2.7. Ruído de origem magnética no motor de indução.....	15
Ranhuras do estator e barras do rotor.....	17
Ruído de escorregamento.....	17
Inclinação das barras do rotor e das ranhuras do estator.....	18
Capítulo III - Método de elementos finitos.....	19
3.1. Histórico.....	19
3.2. Potencial vetor magnético.....	19
3.3. Método variacional.....	21
3.4. Funcionais relativos ao potencial vetor.....	22
3.5. Método de elementos finitos.....	23
Aplicação do método de elementos finitos no método variacional.....	24
3.6. Banda de movimento.....	26
3.7. Repetição geométrica de domínios.....	27
3.8. Cálculo do torque em motores elétricos.....	27
3.9. Método da superposição modal.....	28
3.10. Efcad.....	30
Capítulo IV - Modelos numéricos do campo magnético.....	33
4.1. Forças magnéticas.....	33
Princípio do alinhamento.....	33
Forças de Laplace.....	33
Forças magnetostritivas.....	34
4.2. Cálculo das forças magnéticas.....	34
4.3. Modelo de acoplamento magneto-mecânico.....	35

4.4. Modelagem eletromagnética.....	36
4.5. Equações de campo eletromagnético.....	36
4.6. Equações dos circuitos elétricos externos.....	37
4.7. Equações gerais do método de acoplamento.....	37
4.8. Aplicação do método de acoplamento.....	38
4.9. Modelagem do motor de indução.....	39
Desenho no EFD.....	40
Definições de materiais no EFP.....	41
Modelagem no EFM.....	42
Execução no EFCMMO.....	45
Visualização no EFGN.....	46
Calculando no EFCRF.....	49
Visualização gráfica no DSN.....	51
4.10. Resultados dos ensaios experimentais.....	58
4.11. Comparação dos ensaios experimentais com as simulações.....	61
4.12. Conclusões dos modelos numéricos.....	65
Capítulo V - Resposta das lâminas da estator às excitações do campo eletromagnético.....	67
5.1. Modelo numérico do estator.....	67
5.2. Aplicação das forças eletromagnéticas.....	68
5.3. Análise dos resultados.....	73
5.4. Conclusões da resposta das lâminas do estator.....	78
Capítulo V - Conclusão.....	79
6.1. Conclusão.....	79
6.2. Sugestões para trabalhos futuros.....	80
Bibliografia.....	81
Apêndices.....	83
Apêndice A - Sistema de refrigeração.....	84
Funcionamento de um sistema de refrigeração.....	84
Acionamento do compressor.....	86
Funcionamento de um compressor alternativo.....	86
Apêndice B - Campo magnético girante.....	87
O campo magnético girante.....	87
Ação do motor de indução polifásico.....	90
Classificação do motor de indução monofásico.....	92
Motor de dois capacitores (partida e permanente).....	92

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Compressor hermético alternativo	3
Figura 2.1 – Princípio do motor de indução	7
Figura 2.2 – Aspecto construtivo do motor monofásico tipo gaiola.....	8
Figura 2.3 – Regra da mão direita.....	9
Figura 2.4 – Máquina de dois pólos simplificada. (a) modelo elementar (b) diagrama vetorial das ondas de F.M.M. ...	10
Figura 2.5 - Motor monofásico	11
Figura 2.6 - Campo pulsante senoidal e sua representação por dois campos girantes iguais.....	12
Figura 3.1 – Potencial vetor magnético	21
Figura 3.2 – Modelo em elementos finitos do motor de indução	24
Figura 3.3 – Elemento da malha	25
Figura 3.4 – Detalhe da banda de movimento do motor de indução	27
Figura 3.5 – Sistema com n graus de liberdade.....	28
Figura 3.6 – Diagrama geral do EFCAD.....	30
Figura 3.7 – Diagrama dos módulos do EFCAD.....	32
Figura 4.1 – Método do tenso de Maxwell	34
Figura 4.2 – Força sobre um dente do estator.....	35
Figura 4.3 – Circuito elétrico do motor de indução monofásico.....	38
Figura 4.4 – Modelo integral, modelo simplificado e modelo utilizado	41
Figura 4.5 – Detalhe da subdivisão do entreferro	41
Figura 4.6 – Detalhe do material tipo ar da ponta da barra do rotor.....	41
Figura 4.7 – Definição dos materiais.....	43
Figura 4.8 – Condições de contorno	43
Figura 4.9 – Modelo com malha de elementos finitos	44
Figura 4.10 – Distribuição do fluxo magnético e das correntes induzidas nas barras do rotor.....	47
Figura 4.11 – Potencial vetor magnético	47
Figura 4.12 – Sentido do fluxo	48
Figura 4.13 – Detalhe do fluxo magnético com o sentido do fluxo, em outro instante de tempo.....	48
Figura 4.14 – Montagem gráfica das linhas de fluxo magnético em todo motor.....	49
Figura 4.15 – Modelo para o EFCMMO e para o EFCRF, com os dentes definidos em destaque.....	50
Figura 4.16 – Detalhe da localização das forças no dente do estator	51
Figura 4.17 – Curva da tensão aplicada nos enrolamentos para todas condições de carga	52
Figura 4.18 – Curvas das correntes nos enrolamentos para 50% do torque de carga.....	52
Figura 4.19 – Curva do torque de carga para 50% do torque de carga.....	53
Figura 4.20 – Curva da torque do rotor para 50% do torque de carga	53
Figura 4.21 – Curva da velocidade rotacional do rotor para 50% do torque de carga	54
Figura 4.22 – Curvas das correntes nos enrolamentos para 100% do torque de carga	54
Figura 4.23 – Curva do torque de carga para 100% do torque de carga	55
Figura 4.24 – Curva da torque do rotor para 100% do torque de carga	55
Figura 4.25 – Curva da velocidade rotacional do rotor para 100% do torque de carga	56
Figura 4.26 – Curvas das correntes nos enrolamentos para 200% do torque de carga	56
Figura 4.27 – Curva do torque de carga para 200% do torque de carga	57
Figura 4.28 – Curva da torque do rotor para 200% do torque de carga	57
Figura 4.29 – Curva da velocidade rotacional do rotor para 200% do torque de carga	58
Figura 4.30 – Curva da tensão aplicada no motor de indução.....	59
Figura 4.31 – Curvas das correntes para condição de 50% do torque de carga.....	60
Figura 4.32 – Curvas das correntes para condição de 100% do torque de carga.....	60
Figura 4.33 – Curvas das correntes para condição de 200% do torque de carga.....	61
Figura 4.34 – Curvas de comparação da corrente principal para condição de 50% do torque de carga.....	62
Figura 4.35 – Curvas de comparação da corrente auxiliar para condição de 50% do torque de carga.....	63
Figura 4.36 – Curvas de comparação da corrente principal para condição de 100% do torque de carga.....	63
Figura 4.37 – Curvas de comparação da corrente auxiliar para condição de 100% do torque de carga.....	64
Figura 4.38 – Curvas de comparação da corrente principal para condição de 200% do torque de carga.....	64
Figura 4.39 – Curvas de comparação da corrente auxiliar para condição de 200% do torque de carga.....	65
Figura 5.1 – Modelo de elementos finitos da lâmina do estator	68
Figura 5.2 – Transformação de coordenadas para cada ponto de aplicação (dente) em relação à coordenada principal no centro da lâmina.....	69
Figura 5.3 – Resultado da análise modal numérica de uma lâmina suspensa (A) e lâmina apoiada (B) – plano XY ..	69
Figura 5.4 – Forças radiais e tangenciais, no tempo, para os dentes 1 e 7, respectivamente.....	70
Figura 5.5 – Forças radiais e tangenciais, no tempo, para os dentes 2 e 4.....	70
Figura 5.6 – Forças radiais e tangenciais, no tempo, para os dentes 6 e 8.....	71
Figura 5.7 – Forças radiais e tangenciais, no tempo, para os dentes 10 e 12.....	71
Figura 5.8 – Espectro das forças radial e tangencial para o dente 1 em banda estreita e bandas de 1/3 oitava, respectivamente, em dBA.....	72

Figura 5.9 – Espectros das forças radial e tangencial para o dente 7 em banda estreita e bandas de 1/3 oitava, respectivamente em dBA.....	72
Figura 5.10 – Resposta em frequência em dois pontos do bloco com relação a excitação tipo ruído branco na tampa do cilindro.....	74
Figura 5.11 – Comparativo entre forças tangenciais para diferentes solicitações do motor elétrico – dente 7.....	75
Figura 5.12 – Comparativo entre forças radiais para diferentes solicitações do motor elétrico – dente 7.....	76
Figura 5.13 – Comparação entre as respostas numéricas para o modelo de uma única lâmina e resposta experimental das lâminas mais próximas a extremidade do parafuso, com o compressor em funcionamento normal na direção X.....	77
Figura 5.14 – Comparação entre as respostas numéricas para o modelo de uma única lâmina e resposta experimental das lâminas mais próximas a extremidade do parafuso, com o compressor em funcionamento normal na direção Y.....	77
Figura A.1 – Componentes de um circuito de refrigeração.....	84
Figura A.2 – Circuito esquemático de um sistema de refrigeração.....	84
Figura A.3 – Instantâneos do ciclo de compressão de vapor.....	85
Figura A.4 – Força do êmbolo x posição do êmbolo (caso ideal) em um compressor.....	85
Figura B.1 - Enrolamento do estator trifásico, dois pólos (simplificado).....	87
Figura B.2 - Formação dos pólos do rotor da fase a.....	88
Figura B.3 - Circuito equivalente do estator alimentado por uma fonte trifásica.....	88
Figura B.4 - Correntes instantâneas nos enrolamentos do estator e direção do campo magnético resultante.....	89
Figura B.5 - Produção de um campo magnético girante por meio de correntes trifásicas.....	90
Figura B.6 - Curva conjugado-escorregamento do motor de indução.....	92
Figura B.11 - Motor com capacitor de partida e de regime.....	93

LISTA DE TABELAS

<i>Tabela 2.1 – Fontes de ruído e suas possíveis soluções</i>	13
<i>Tabela 4.1 – Características elétricas dos materiais no EFMMO</i>	42
<i>Tabela 4.2 – Comparação de tempos de execução em diferentes computadores</i>	46
<i>Tabela 4.3 – Rotação e temperatura média medida durante os ensaios</i>	59
<i>Tabela 4.4 – Comparação entre velocidade de rotação do ensaio com o simulado</i>	65

SIMBOLOGIA

\vec{J}	Densidade superficial de corrente [A / m ²]
\vec{A}	Potencial vetor magnético [Wb / m]
\vec{B}	Indução magnética [T]
$\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$	Vetores ortogonais [1]
\vec{H}	Campo magnético [A / m]
υ	Relutividade magnética [m / H]
μ	Permeabilidade magnética [H / m]
\vec{T}	Potencial vetor elétrico [A / m]
\vec{E}	Campo elétrico [V / m]
σ	Condutividade elétrica [1 / Ω .m]
I	Corrente elétrica [A]
x	Vetor deslocamento generalizado [m]
K	Matriz de rigidez [Kg / s ²]
M	Matriz de massa [Kg]
C	Matriz de amortecimento [Kg / s]
F	Vetor de força equivalente generalizado [N]
ω_h	Frequência da harmônica h [Hz]
\vec{F}_{mag}	Densidade volumétrica de força magnética [N.m]
\vec{F}_c	Densidade volumétrica de força de Laplace [N.m]
\vec{F}_{mat}	Densidade volumétrica de força magnetostritiva [N.m]
ρ	Densidade volumétrica do material [Kg / m ³]
μ_0	Permeabilidade magnética do ar (4. π .10 ⁻⁷ Henry / metro)
\vec{U}	Vetor equivalente a uma densidade de força avaliada sobre uma superfície [N.m]
\vec{n}	Vetor unitário normal a superfície [1]
D	Vetor que representa os ímãs permanentes [1]
S	Matriz de permeabilidade magnética [H / m]
N	Matriz de condutividade [1 / Ω .m]
P, Q, R	Matrizes complementares de contribuição [1]
I_m	Vetor corrente em condutores espessos [A]
U_m	Vetor tensão em condutores espessos [V]
I_f	Vetor corrente em condutores finos [A]

- U_f Vetor tensão em condutores finos [V]
- L Matriz de indutância de cabeça de bobina [Wb / m]
- X_m Vetor das correntes de indutância e das tensões do capacitor do circuito elétrico conectados aos condutores espessos [1]
- X_f Vetor das correntes de indutância e das tensões do capacitor do circuito elétrico conectados aos condutores finos [1]
- E_m Vetor correspondente a fontes de tensão que alimentam o circuito externo, associados ao condutor espesso [1]
- E_f Vetor correspondente a fontes de tensão que alimentam o circuito externo, associados ao condutor fino [1]
- c Coeficiente de amortecimento [Kg / s]
- τ_f Torque de carga [N . m]
- J Inércia total [N . m]

RESUMO

O compressor hermético, usado em sistemas de refrigeração domésticos, é o principal componente de um sistema de refrigeração, e consiste na principal fonte de níveis de ruídos e vibrações destes sistemas. Internamente, a energia vibratória é gerada por diversos mecanismos, entre eles, o motor elétrico de indução monofásico. Esta energia vibratória chega à carcaça do compressor por diversos meios, e na carcaça se dissipa em forma de calor e irradiação sonora.

Um modelo de acoplamento magneto-mecânico unidirecional foi empregado na modelagem das vibrações mecânicas de origem magnética na máquina elétrica rotativa utilizada. Utilizando o software EFCAD, que utiliza o método de Elementos Finitos, aplicado às equações de Maxwell e às equações da elastodinâmica, e depois, através do método de análise modal experimental foi possível modelar e analisar o comportamento magneto-elástico do motor de indução monofásico utilizado no compressor em estudo.

Assim, com um modelo eletromagnético por Elementos Finitos do motor elétrico, obteve-se o cálculo das correntes elétricas e, conseqüentemente, das forças de origem magnética. Em seguida, com um modelo numérico por Elementos Finitos da estrutura mecânica que compõe este motor, pode-se acoplar as vibrações mecânicas de origem magnética no conjunto moto-compressor.

Neste estudo foi possível identificar a natureza do ruído magnético e constatar que as forças radiais devido ao campo magnético no entreferro são as maiores fontes de vibrações magnéticas e ruído em máquinas elétricas, e com isso, analisar as possíveis compensações para estas forças, tais como: laminações, eixo, estrutura, geometria e prevenir que quaisquer frequências naturais das partes mecânicas coincidam com as frequências das forças magnéticas impostas.

Os esforços que atuam nos dentes das lâminas foram considerados em um modelo de elementos finitos de uma lâmina típica, sendo determinadas as respostas a estas excitações, no plano da lâmina, e comparadas às respostas observadas no estator do compressor quando em funcionamento normal.

SUMMARY

The hermetic compressor, used in refrigeration, is the main component of a refrigeration system, and it consists of the main source noises levels and vibrations of this system. The vibratory energy is generated by several mechanisms, among them, the single-phase electric induction motor. The vibratory energy reaches the compressor shell mainly through the suspension springs. That vibratory energy reaches compressor's carcass through many way, and part of this energy is converted into sound radiation.

A model of joining magneto-mechanical unidirectional was used in the modeling of the mechanical vibrations of magnetic origin in rotating electric machine. Using the software EFCAD, based on the Finite Elements Method, applied the Maxwell's equations and the elastodynamic's equations, and through the experimental modal analysis method it was possible to model and analyze the magneto-elastic behavior of the single-phase induction motor.

Thus, with the Finite Elements model of the electromagnetic field of the electric motor, it was possible to obtain the electric currents and, consequently, the forces of magnetic origin. These forces were applied in a structural Finite Element model, to obtain the mechanical vibrations of the compressor-motor group.

In this study was possible to identify the nature of the magnetic noise and proved that radial forces due to the magnetic field in air-gap are as the biggest sources of magnetic vibrations and noises in electric machines, and with this, analyze the possible compensations for these forces, such as: laminations, axle, structure, geometry, in order to prevent any natural frequencies of the mechanical parts coincide with the frequencies of the imposed magnetic forces.

The efforts that act in teeth of the blades had been considered in finite elements model of a typical blade, being determined the frequency response associated to these vibration modes, in 2D, and compared with frequency response observed in compressor's stator when in normal functioning.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1.1. Compressor

O aumento populacional nos centros urbanos provocou a redução do tamanho das moradias fazendo com que qualquer fonte de ruído no interior destas interfira de forma significativa no campo sonoro, causando desconforto.

Dentre as fontes de ruído, os equipamentos domésticos são os que causam maior desconforto sonoro nas residências. Os equipamentos de refrigeração/congelamento fazem parte das fontes de ruído e são mais perceptíveis à noite, quando o nível de ruído externo é menor.

Os sistemas de refrigeração são constituídos por quatro componentes principais: evaporador, compressor, condensador e elementos de expansão. Há também a tubulação por onde circula o fluido refrigerante interligando os quatro componentes acima, constituindo assim um circuito fechado. A tarefa do compressor em um sistema de refrigeração é entregar energia de fluxo ao fluido de trabalho para que este percorra o circuito e realize as trocas de calor estabelecidas. Deste modo, o compressor pode ser considerado como o principal componente do sistema de refrigeração. Em sistemas de aplicações domésticas, como também em sistema de capacidade não muito elevada de refrigeração, alguns requisitos para os compressores tomam-se importantes, entre eles: pequeno volume do conjunto motor/compressor, facilidade de manuseio, ausência de vazamento do gás refrigerante, robustez, custo baixo e baixo nível de ruído. Entre os principais tipos de compressores para refrigeração, o compressor alternativo, que foi um dos primeiros a serem produzidos em larga escala industrial, é o mais relevante.

Os compressores herméticos são geralmente envoltos externamente por uma carcaça, e são formados por duas partes separadas: um motor elétrico e um compressor alternativo de pistão. Este compressor é ligado à carcaça por meio de uma suspensão formada por quatro molas, parcialmente mergulhadas em uma lâmina de óleo lubrificante, onde por meio de uma bomba fixa no rotor e rasgos no eixo, lubrificam o óleo nas partes superiores.

1.2. Ruído do compressor

O compressor é o principal componente de sistemas de refrigeração e também a principal fonte de ruídos e vibrações destes. As crescentes exigências do mercado, contudo, fizera com que estudos para a redução dos níveis de ruído fossem necessários.

Para se conseguirem redução destes níveis, toma-se necessário aprimorar as características dinâmicas da carcaça e reduzir o ruído das fontes internas dos compressores. O compressor hermético EGS80HLP, fabricado pela Empresa Brasileira de Compressores S/A, foi o modelo selecionado para este estudo.

As vibrações e ruído no compressor são gerados pelos seguintes mecanismos principais:

- folgas das partes móveis do compressor, principalmente no conjunto pistão/biela/manivela, as quais proporcionam impactos das partes móveis sobre o bloco do compressor, gerando vibrações que se transmitem à carcaça;

- movimento das válvulas de sucção, as quais causam a intermitência no fluxo de gás, o que excita acusticamente a massa de gás contida na cavidade (espaço formado entre a carcaça e o conjunto interno moto-compressor);

- sistema de tubos e câmaras existentes na linha de descarga do compressor, que sofre variações bruscas de pressão no fluxo de gás na descarga quando a válvula de descarga é aberta, levando o gás a uma rápida queda de pressão, com alta velocidade de saída no orifício de descarga resultando num fluxo turbulento;

- deformações no bloco oriundas do processo de compressão devido as grandes variações de pressões no interior do cilindro;

- contato do eixo do motor com a lâmina de óleo de lubrificação localizado no fundo da carcaça;

- motor elétrico que no seu funcionamento produz ruído diverso.

Estas fontes de ruído geram uma energia vibratória que se dispersa através da base do compressor, dos tubos de conexão e por irradiação direta que ocorre devido às deformações da carcaça. A energia que causa a deformação da carcaça chega por via estrutural, via óleo ou via cavidade. Cavidade é o espaço ocupado pelo gás refrigerante retido no interior do compressor hermético, entre a carcaça, a lâmina de óleo e o conjunto moto-compressor. A energia vibratória segue um fluxo que sai do conjunto interno moto-compressor para a carcaça passando predominantemente através das quatro molas de suspensão, que proporcionam quatro pontos de transmissão de esforços dinâmicos. [22]

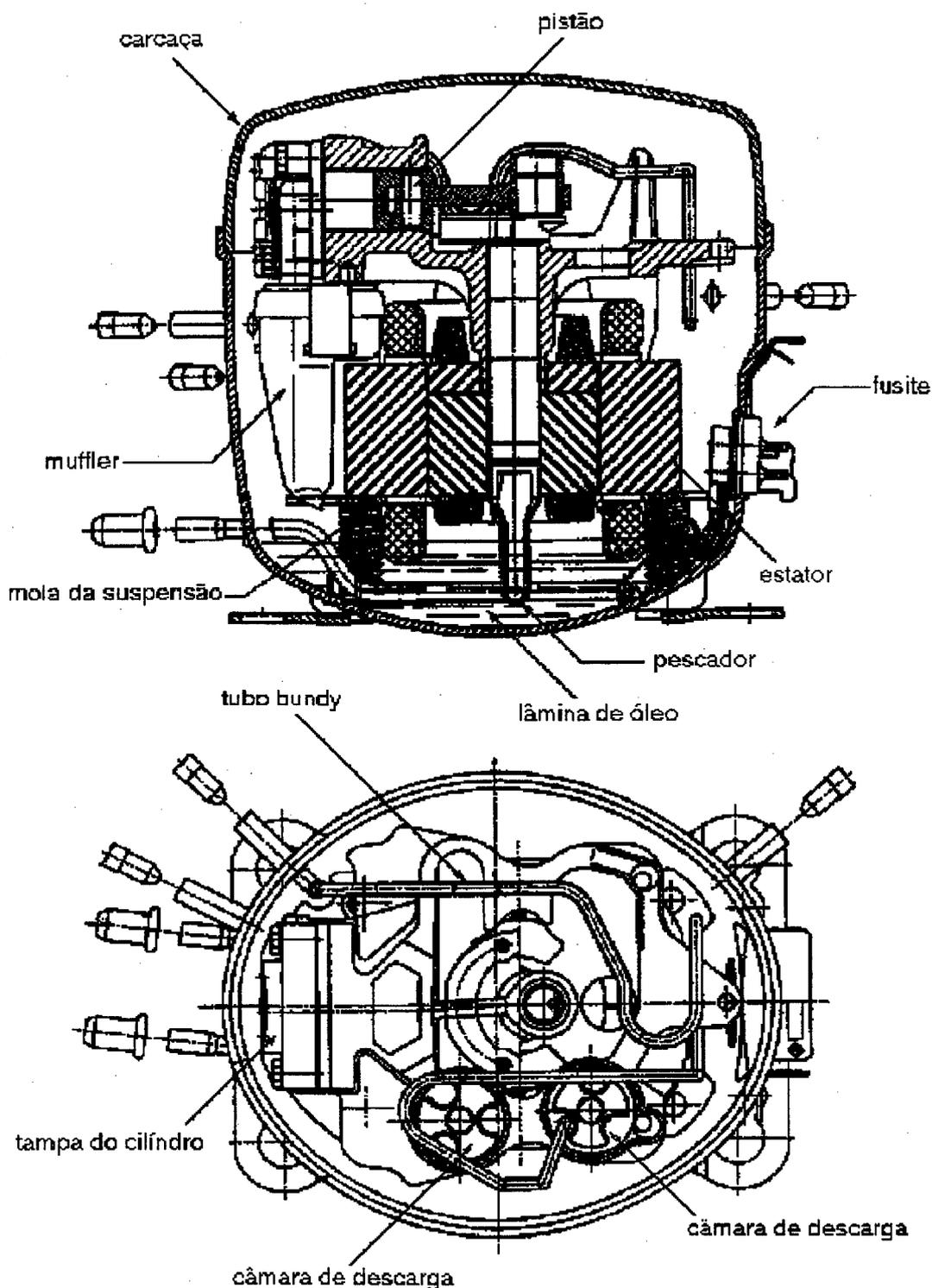


Figura 1.1 – Compressor hermético alternativo

1.3. Ruído de um motor elétrico

O ruído transmitido pelo ar em um motor de indução pode ser dividido em ruído magnético e ruído aerodinâmico.

O ruído magnético, que é muitas vezes desagradável, tem componentes discretas na faixa das altas frequências. O ruído aerodinâmico, gerado pelo deslocamento de ar, é caracterizado por uma ampla faixa de frequência, porém contendo componentes de frequências discretas associadas

aos volumes ressonantes da estrutura do motor. O fluxo de ar circulando entre o motor em funcionamento, associado ao ruído gerado pelas barras do rotor interrompida periodicamente por este fluxo também deve ser considerados como partes do ruído gerado.[22]

As forças surgidas de um desbalanceamento ou as forças magnéticas podem excitar frequências naturais da estrutura do motor e radiar ruído pelo ar. Das fontes de ruído de um motor elétrico, algumas delas são passíveis de controle. Estas fontes são normalmente identificadas por análise de frequência. Não há uma regra geral a respeito das características destes dois tipos de ruído em um motor de indução, também não há um consenso sobre qual é a principal fonte de ruído. [22]

1.4. Estudos já realizados

Vários estudos já foram realizados sobre ruído de origem magnética em motores elétricos. Porém, quando nos limitamos a ruído em motores de indução, o número de trabalhos diminui. Entre os trabalhos com aplicabilidade industrial destacam-se os apresentados abaixo.

Byung-Taek [24], et al sugerem uma forma de reduzir as harmônicas da força eletromagnética mudando o número de barras do rotor. Em seu trabalho é proposto um valor ideal do número de barras do rotor para reduzir ou eliminar uma determinada harmônica de força. Os autores esclarecem que para uma análise completa das harmônicas das forças eletromagnéticas é necessário considerar a força radial e a força tangencial, pois mesmo sendo a força tangencial desprezível em relação à força radial, esta força de cisalhamento que sobre os dentes do estator, aumentando a vibração e ruído do motor. Aplicando o método de elementos finitos bidimensionais e calculando o torque com o Tensor de Maxwell, obtiveram as forças radiais e tangenciais. Em seguida, as harmônicas foram examinadas pela decomposição de Fourier. Como resultado do trabalho, eles concluíram que quando maior o número de barras menor serão as forças harmônicas eletromagnéticas.

Bangura e Nabel [1], fizeram um estudo sobre a oscilação do torque em motor de indução com controle de velocidade. Neste estudo foi proposta uma modificação no circuito eletromagnético e na geometria, e verificaram os efeitos de um circuito de alimentação PWM (*Pulse width modulation* – Modulação por comprimento do pulso) nas características do motor de indução. Os autores avaliaram que as aberturas no entreferro encontradas na maioria dos motores de indução são responsáveis pela produção de oscilações harmônicas na forma de onda da densidade de fluxo e perfil oscilante na indução. Estas aberturas são responsáveis pela pulsação da permeabilidade do entreferro com a variação sucessiva da barra e dente no entreferro. A pulsação aumenta as perdas do motor, gerando pulsação no torque e conseqüentemente vibração e ruído. Como solução deste tipo de problema, Bangura e Nabel propõem a modificação da permeabilidade magnética do circuito da máquina aplicando material composto (resina) nestas aberturas.

No trabalho de Javadi et al [18], sobre modelagem de vibrações de origem magnética em máquinas elétricas, foi apresentado um modelo mecânico conhecido como método de superposição modal, que permite considerar os coeficientes de amortecimento de uma estrutura mecânica obtidos experimentalmente. Associado com um método numérico para o cálculo de forças de origem magnética, este método pode ajudar na determinação de vibração em uma máquina elétrica. Os

autores concluem que o método de superposição modal é uma solução para reduzir o tempo de simulação e afirmam que para se ter uma boa avaliação da distribuição de forças magnéticas ao longo do estator, deve-se avaliar as forças nos dentes e nos condutores. Outros trabalhos já provaram experimentalmente que a integração da densidade de força de superfície dada pelo tensor de Maxwell, sobre uma superfície que cobre parcialmente um dente, permite obter a força magnética aplicada no dente. Os autores concluíram que o método de superposição modal calcula o nível de vibração da estrutura de uma máquina elétrica sem precisar calcular o deslocamento através da equação de movimento mecânica, e que, com um cálculo que considera o coeficiente de amortecimento da estrutura, é possível determinar com precisão o modo de vibração da armadura permitindo reduzir o tempo total de computação.

Enokizono et al [2], em seu estudo do torque de um motor de indução monofásico pelo método de elementos finitos, analisaram a máquinas sobre campo magnético girante utilizando propriedades magnéticas bidimensionais de medição tais como o tensor de relutividade. Propuseram um modelo de armadura de motor de indução com inclinação nas ranhuras e mostrou suas características de torque básicas. Os autores fizeram os testes com diferentes ângulos de inclinação e verificaram que se as ranhuras do estator são inclinadas tem-se torque mais uniforme e verificaram que um determinado ângulo de inclinação permite obter um torque máximo.

1.5. Objetivo deste trabalho

O objetivo deste trabalho consiste em identificar a natureza do ruído magnético, analisando as forças de origem magnéticas envolvidas no funcionamento do motor de indução utilizado no compressor em estudo, e verificar as possíveis fontes geradoras de ruído, quantificando-as. Estas forças de campo serão consideradas em um modelo de elementos finitos de uma lâmina típica do estator do motor. As vibrações no plano da lâmina serão determinadas e os espectros analisados.

Para isto, tomou-se necessário utilizar um modelo de acoplamento magneto-mecânico unidirecional, empregado na modelagem das vibrações mecânicas de origem magnética do motor de indução. Com um modelo eletromagnético por Elementos Finitos deste motor, obteve-se o cálculo das correntes elétricas e, conseqüentemente, das forças de origem magnética.

Em seguida, com um modelo numérico por Elementos Finitos da estrutura mecânica que compõe este motor, pode-se acoplar as vibrações mecânicas de origem magnética no conjunto moto-compressor.

1.6. Conteúdo deste trabalho

Este estudo realizado foi dividido em seis capítulos. No Capítulo 2, é apresentado o funcionamento do motor de indução, as origens de ruído de um motor elétrico e o ruído de origem magnética.

O Capítulo 3 descreve o Método de Elementos Finitos, o método de superposição modal e o programa EFCAD, que solucionam problemas relacionados aos fenômenos eletromagnéticos.

A modelagem numérica do campo eletromagnético, assim como as caracterizações das forças eletromagnéticas, a modelagem no EFCAD e os resultados das correntes elétricas experimentais e campo eletromagnético simulados são apresentados no Capítulo 4.

No Capítulo 5 é apresentada uma análise dos resultados obtidos das vibrações em uma lâmina do estator.

Finalmente o Capítulo 6 apresenta as conclusões, comentários e sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO II

MOTORES DE INDUÇÃO

2.1. Princípio do motor de indução

O princípio do motor de indução pode ser ilustrado simplesmente usando o dispositivo da figura 2.1, mostrada a seguir.

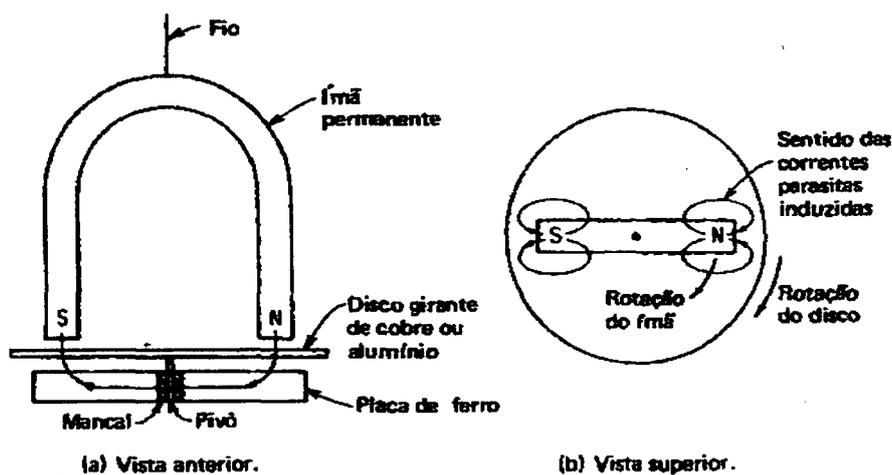


Figura 2.1 – Princípio do motor de indução

Um ímã permanente é suspenso por um fio sobre um disco de cobre ou alumínio pivotado num mancaí de apoio sobre uma placa fixa de ferro. O campo do ímã permanente completa-se assim através da placa de ferro. O pivô deve ter, então, o menor atrito possível e o ímã permanente deve ter uma densidade de fluxo suficiente. Conforme o ímã gira no fio, o disco abaixo dele também gira, independente do sentido de rotação do ímã. O disco segue o movimento do ímã, devido às correntes parasitas induzidas que aparecem por causa do movimento relativo do condutor, o disco, em relação ao campo magnético. Pela lei de Lenz, o sentido da tensão induzida, e das conseqüentes correntes parasitas, produz um campo que tende a opor-se à força, ou seja, opor-se ao movimento que produz a tensão induzida. Pode-se observar, como mostra a figura 2.1, que as correntes parasitas induzidas tendem a produzir um pólo unitário S no disco num ponto situado sob o pólo girante N do ímã, e um pólo unitário N no disco sob o pólo girante S do ímã. Enquanto o ímã continuar seu movimento, portanto, continuará a produzir correntes induzidas e pólos de polaridades opostas no disco sob ele. O disco, assim, gira no mesmo sentido do ímã, mas o disco irá girar a uma velocidade inferior que a do ímã. Se o disco for acionado à mesma velocidade do ímã, não haverá movimento relativo entre o condutor e o campo magnético, e não serão produzidas correntes induzidas no disco. É devido a esta ação geradora, produzindo correntes e um resultante campo magnético oposto, que o motor de indução pode ser classificado como uma máquina duplamente excitada [11].

Conforme se estabeleceu previamente, a velocidade do disco nunca pode ser igual à do ímã. Se assim fosse, a corrente induzida seria zero e não se produziria fluxo magnético, nem torque. Assim, o disco deve “escorregar” em velocidade inferior, no caso do funcionamento como motor, a fim de que se produza torque. Isso resulta numa diferença de velocidades produzidas entre a velocidade síncrona do campo magnético girante, que é basicamente uma função da frequência.

A frequência da rede elétrica no Brasil é 60Hz. Um motor de indução alimentado por uma tensão elétrica de 60 Hz terá uma velocidade de “escorregamento” em função desta frequência.

2.2. Construção do motor monofásico de indução gaiola

O enrolamento do estator do motor de indução é constituído por duas partes, cada uma delas deslocadas *no espaço e no tempo* no estator. Isto porque, um enrolamento monofásico simples não produziria campo magnético girante, nem torque de partida. Esse motor de fase dividida é equipado com enrolamento auxiliar ligado em paralelo e com posição magnética deslocada em relação ao enrolamento principal.

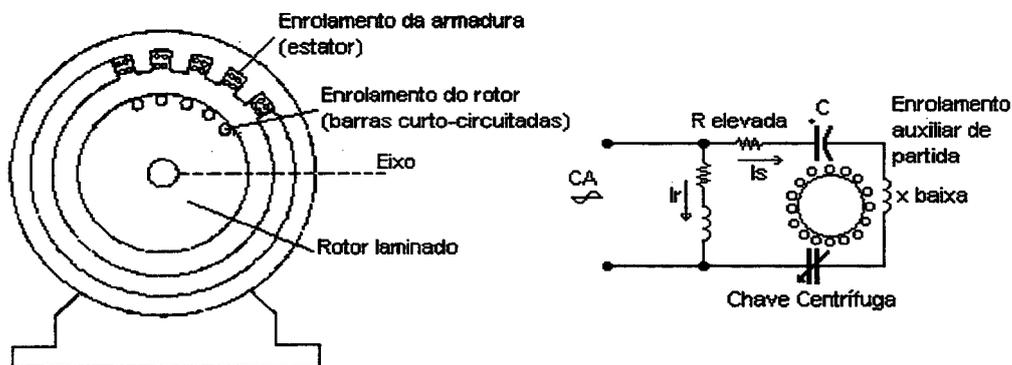


Figura 2.2 – Aspecto construtivo do motor monofásico tipo gaiola

O enrolamento principal, ou de funcionamento, possui normalmente uma impedância apreciável, para manter uma baixa corrente de funcionamento, e é distribuída uniformemente nas ranhuras em volta do estator. O enrolamento auxiliar, ou de partida, começa em ranhuras defasadas 90° elétricos no início do enrolamento principal. A corrente e a impedância do enrolamento auxiliar devem ser ajustadas em relação à tensão da linha para garantir esta defasagem com relação ao enrolamento auxiliar, assim como ela também deve ser uniformemente distribuída. Deste modo, a finalidade do enrolamento auxiliar é produzir a partida do motor [11].

No rotor, também denominado gaiola de esquilo, os condutores do rotor estão curto-circuitados em cada terminal por anéis terminais contínuos, o que motivou a denominação “gaiola de esquilo”. As correntes são induzidas nele pela ação de transformador do enrolamento do estator. O núcleo do rotor é um cilindro de aço laminado, na qual condutores de cobre ou de alumínio são fundidos ou envolvidos paralelamente ao eixo em ranhuras ou orifícios existentes no núcleo. Os condutores não precisam ser isolados no núcleo, porque as correntes induzidas no rotor seguem o caminho de menor resistência elétrica, ou seja, nos condutores de alumínio fundido ou de liga de cobre do enrolamento do rotor. As barras do rotor “gaiola de esquilo” nem sempre são paralelas ao eixo do rotor, mas podem ser deslocadas ou colocadas segundo um pequeno ângulo em relação ao

eixo, para produzir um torque mais uniforme e para reduzir o “zumbido” magnético durante a operação do motor [11].

2.3. Torque eletromagnético

A produção do torque eletromagnético pode ser facilmente entendida de dois modos. O primeiro, baseia-se na formulação simples que uma força mecânica é exercida sobre um condutor que carregue corrente e esteja mergulhado em um campo magnético. Quantitativamente, a força sobre um segmento reto de um condutor de comprimento L metros, perpendicular a um campo magnético de B (Wb/m^2) e carregando a corrente de I Ampères é dada por

$$\vec{f} = \vec{J} \wedge \vec{B} \quad (2.1)$$

O sentido da força, mostrado na figura 2.3 obedece à regra da mão direita “Lei de Laplace”.

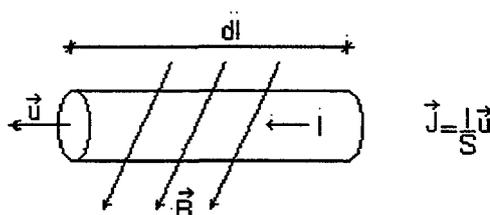


Figura 2.3 – Regra da mão direita

Quando r é a distância radial em metros do centro do eixo até o condutor, o conjugado (N.m) associado é

$$T = B.L.r.i \quad (2.2)$$

O conjugado associado com todo o enrolamento é a soma dos conjugados dos condutores individuais ou lados de bobina. O conjugado produzido por esta ação eletromagnética é chamado conjugado eletromagnético T . O conjugado associado com a rotação do rotor (n_r – velocidade nominal de rotação) origina a potência eletromagnética P_e , onde $P_e = T \cdot n_r$.

O segundo modo de compreender a produção de um conjugado eletromagnético consiste, em tomá-lo como o resultado de dois campos magnéticos pulsantes tentando alinhar-se de modo que a linha central do pólo norte de um elemento da máquina (por exemplo, o estator) se alinhe com o do pólo sul do outro elemento (o rotor), conforme mostra a figura 2.4. Os campos componentes são criados pelos respectivos enrolamentos nos dois elementos. Fisicamente, o processo é o mesmo que ocorre com dois ímãs retos, livres de girar em torno dos respectivos centros, que estão alinhados. O alinhamento será sempre no sentido de diminuir a relutância do caminho magnético, ou seja, encontrar uma posição onde a variação do fluxo magnético seja a mínima.

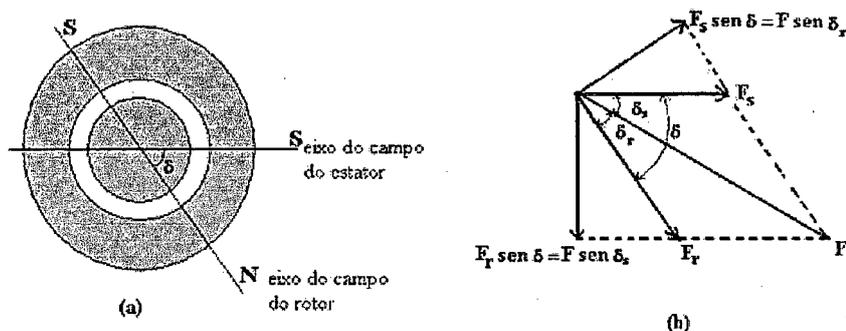


Figura 2.4 - Máquina de dois pólos simplificada. (a) modelo elementar (b) diagrama vetorial das ondas de F.M.M.

A intensidade do conjugado é proporcional ao produto da intensidade dos campos e também uma função do ângulo δ entre os eixos dos campos. Para distribuição senoidal de fluxo no entreferro (ou seja, densidade de fluxo que varia senoidalmente com a distância em torno da periferia do entreferro), o conjugado é proporcional a $\text{sen } \delta$. Isto é o que ocorre usualmente em máquinas de corrente alternada. Com este conceito de interação de campos magnéticos pode-se facilmente mostrar que qualquer combinação de números desiguais de pólos no rotor e estator leva a um conjugado líquido igual a zero. Assim, conclui-se que todas as máquinas rotativas devem possuir o mesmo número de pólos no estator e rotor.

A expressão para o conjugado eletromagnético T , em N.m, para uma máquina de entreferro uniforme e de P pólos é dada por [23]

$$T = -\frac{P}{2} \frac{\mu_0}{2} \frac{\pi DL}{g} F_s F_r \text{sen } \delta \quad (2.3)$$

O conjugado pode ser também expresso em termos da onda de Força Magneto-Motriz (FMM) resultante. Assim

$$T = -\frac{P}{2} \frac{\mu_0}{2} \frac{\pi DL}{g} F_s F \text{sen } \delta_s \quad (2.4)$$

ou

$$T = -\frac{P}{2} \frac{\mu_0}{2} \frac{\pi DL}{g} F_r F \text{sen } \delta_r \quad (2.5)$$

onde

- D é o diâmetro médio do entreferro;
- g é a largura do entreferro;
- L é o comprimento axial do entreferro.

Na equação 2.3, 2.4 e 2.5, os campos foram expressos em termos dos valores das ondas de FMM. Quando a saturação magnética é desprezada, os campos podem, naturalmente, ser expressos em termos das ondas de indução magnética ou em termos do fluxo total por pólo. Assim, na equação 2.6, B é o valor de pico da onda de indução magnética resultante no entreferro e ϕ na equação 2.7 é o fluxo resultante produzido pelo efeito combinado das FMMs do estator e rotor.

$$T = -\frac{P}{2} \frac{\pi DL}{2} B F_r \sin \delta_r \quad (2.6)$$

$$T = -\frac{\pi}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \phi F_r \sin \delta_r \quad (2.7)$$

Temos então várias formas nas quais o conjugado de uma máquina de entreferro uniforme pode ser expresso em termos dos campos magnéticos. Todas elas são apenas afirmações de que o conjugado é proporcional aos campos que interagem e ao seno do ângulo elétrico espacial entre os eixos magnéticos. O sinal negativo indica que o conjugado eletromagnético age na direção que diminui o ângulo de deslocamento entre os campos.

2.4. Ação do motor de indução monofásico

É possível encontrar no mercado motor trifásico de baixa potência. Contudo a maioria dos motores de potência fracionária opera com corrente alternada monofásica. Um importante fator contribuinte para isso é que na maioria dos casos onde os pequenos motores devem ser usados, só existe potência monofásica disponível.

Estruturalmente, os motores de indução monofásicos se assemelham aos motores de indução de gaiola considerados anteriormente com exceção do enrolamento do estator que possui um arranjo especial como mostra a figura 2.5.

A teoria completa do motor monofásico é facilmente encontrada na literatura e não será mostrada neste trabalho. Seu funcionamento será explicado aqui da forma mais simples possível. A operação do motor pode ser entendida em termos das condições estabelecidas para os motores trifásicos mostrando que campos girantes componentes são produzidos pelos enrolamentos do estator. Detalhes das condições estabelecidas para motores trifásicos são apresentados no Apêndice B.

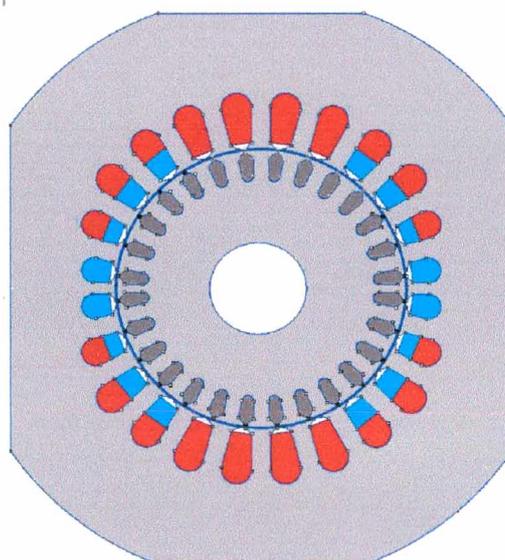


Figura 2.5 - Motor monofásico

Supondo somente que enrolamento principal esteja sendo alimentado, o eixo do campo do estator permanece fixo ao longo do eixo da bobina. Com corrente alternada na bobina, a intensidade

do campo pulsa senoidalmente, e os pólos alternam sua polaridade e variam sua intensidade senoidalmente com o tempo. Tal campo pulsante pode ser representado, graficamente por um vetor de comprimento variável, apontando para cima durante metade do tempo, e para baixo na outra metade e tendo módulo e sentido determinados pelo módulo e pelo sentido instantâneo da corrente da bobina como mostrado na figura 2.6(a). Porém, vê-se nas figuras 2.6(b) e 2.6(c) que tal vetor pode ser considerado como a soma de dois vetores iguais e girando em sentidos opostos, sendo que cada um destes vetores componentes possui comprimentos iguais à metade do comprimento máximo do vetor original. O campo do estator pode então ser dividido em dois campos girantes de igual magnitude. Esses campos componentes giram em sentidos opostos, à velocidade síncrona.

Cada um destes campos girantes componentes produzirá uma ação de motor de indução, mas os conjugados correspondentes estarão em sentidos opostos. A curva de conjugado resultante é a soma das duas curvas componentes, que mostra um conjugado nulo na partida, mas um valor definido para qualquer outra velocidade. Portanto, se é dada a partida ao motor de indução monofásico por algum outro meio, ele continuará a girar em qualquer sentido que foi colocado em movimento e apresentará o mesmo tipo de desempenho que um motor de indução trifásico.

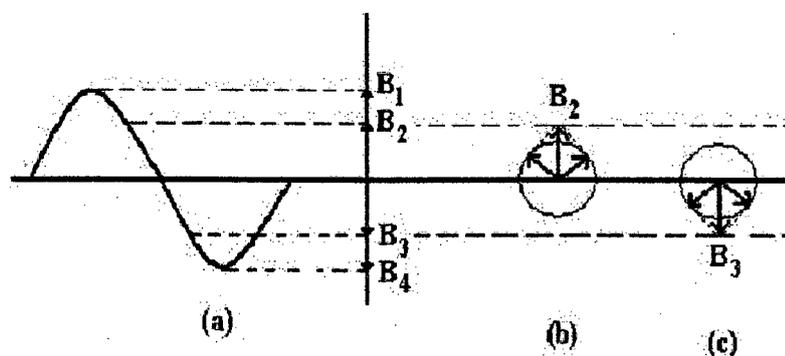


Figura 2.6 - Campo pulsante senoidal e sua representação por dois campos girantes iguais

2.5. Motor de indução utilizado no objeto deste estudo

O motor elétrico utilizado no compressor em estudo é um Motor de Indução Monofásico do tipo Gaiola (MIG). Esse motor pode ser considerado como uma máquina de excitação única, porque é aplicada ao seu estator apenas uma tensão alternada (CA). Contudo, uma tensão alternada de frequência variável é induzida no seu rotor num processo semelhante ao funcionamento de um transformador, na qual uma tensão alternada no primário de um transformador induz uma tensão alternada, para o secundário deste mesmo transformador, por uma ação transformadora. Assim, o motor de indução é uma máquina de dupla excitação, na qual uma tensão alternada é aplicada ao enrolamento da armadura, e uma tensão induzida de frequência e potencial variáveis, produzidas como consequência da velocidade do rotor em relação à velocidade síncrona. Como no motor de indução alternada a ação-motor não ocorre na velocidade síncrona, então essas máquinas são classificadas como máquinas assíncronas [3].

No motor de indução em funcionamento, ocorrem vários fenômenos físicos além da conversão mecânica de energia. Parte da energia elétrica é convertida em perdas e dissipada termicamente. Outra parcela, muito inferior, é irradiada em forma de ruído para o ambiente.

2.6. Ruído do motor elétrico

As possíveis fontes de ruído de um motor elétrico genérico e as respectivas formas de controle estão mostradas na tabela abaixo.

Fonte de Ruído:	Causa:	Componente Causador:	Controle para solução:
Mecânico	Impacto	Mancai do eixo	Corrigir a posição do eixo; Verificar folga entre eixo e mancai; Mudar a viscosidade do óleo;
		Esfera do rolamento	Reduzir o jogo radial; Ajustar as tolerâncias do eixo; Mudar a viscosidade do óleo;
		Prendedor de escova e escova	Apertar escova; Mudar a frequência natural; Escova parcial; Polir o comutador ou anel;
		Laminações soltas	Melhorar prendedores das laminas
	Fricção	Mancai do eixo	Aumentar a folga entre eixo e mancai; Aumentar a viscosidade do óleo; Raspar a superfície do mancai;
		Esfera do rolamento	Aumentar a pressão de pré-carga; Mudar a viscosidade do óleo;
	Desbalanceamento	Rotor	Requer um balanceamento mecânico;
Instabilidade	Rolamento	Mudar a viscosidade do óleo no rolamento;	
Deslocamento de ar	Modulação	Efeito sirene	Deslocar os tubos axialmente; Tratamento acústico na superfície interna;
		Pás da ventoinha	Mudar o número de pás; Remover obstáculo estacionário do fluxo do ar; Usar pás aerodinâmicas na ventoinha;
	Turbulência	Ventoinha	Redesenhar ventoinha; Redesenhar o caminho do fluxo de ar; Acrescentar filtro acústico; Tratamento acústico no caminho do fluxo de ar;
Magnético	Radial	Entreferro	Excentricidade do entreferro
	Variação do campo de força na direção radial	Barras do rotor ou ranhuras do estator	Dente do estator ou barra do rotor torcida; Usar barras do rotor fechadas; Usar ranhuras do estator semifechadas;
		Assimetria harmônica devido a grandes harmônicas de corrente no estator	Reduzir assimetria através de um melhor projeto do circuito magnético; Evitar ressonância com estrutura do rotor;

Tabela 2.1 – Fontes de ruído e suas possíveis soluções

Esta tabela descreve as possíveis fontes de ruído para um motor elétrico genérico. No entanto, devido às características do motor utilizado neste trabalho, nem todas as fontes estão presentes, devido às características construtivas e dimensionais.

Ruído devido aos rolamentos

Os rolamentos usados em motores de indução também são fontes de ruído e vibração. Neste caso, o ruído é causado pelo deslizamento e contato da parte girante com a parte fixa do motor. Há normalmente dois tipos de rolamentos: Rolamento *sleeve*, que trabalha através de um filme de óleo entre a parte móvel e a parte fixa. Rolamento com esferas, que possui um conjunto de esferas que rolam entre a parte móvel e a parte fixa. O rolamento *sleeve* é mais recomendado se for necessário um baixo nível de ruído.

O ruído gerado devido ao rolamento poderá ser por causa da:

- montagem incorreta do rolamento (muito apertado ou muito frouxo);
- falta ou baixa lubrificação entre as partes móveis e fixa;
- uso de graxa ou lubrificantes de alta viscosidade;
- presença de resíduos no rolamento;
- eixo fora do centro.

Quanto maior o tamanho do rolamento e maior a velocidade de rotação mais evidente será o efeito desta origem de ruído. Este tipo de ruído é muitas vezes de fácil distinção, e geralmente é de baixa frequência. Este tipo de excitação não ocorre no modelo de motor elétrico, objeto deste estudo.

Ruído devido à vibração de superfícies

Qualquer parte da armadura do motor pode agir como uma fonte de ruído. Um desbalanceamento do eixo de rotação, por exemplo, pode causar vibração. Alterações na rigidez do material usado nos motores podem mudar as frequências de ressonância.

Ruído de ventilação

O ruído de ventilação é comum em motores de alta velocidade. Uma das suas causas vem da presença de obstrução ao redor da parte giratória que circula o ar e cria turbulências. A frequência fundamental é função da velocidade de rotação do motor.

Uma outra causa é quando a armação magnetizada do pacote de chapas do estator excita vibrações através das ondas de forças radial no entreferro, geradas pelas harmônicas do campo, cujas amplitudes se distribuem em forma senoidal ao longo do perímetro do estator. As vibrações do pacote de chapas excitam o ambiente na mesma frequência de vibração, resultando em uma irradiação do som através do ar. Para evitar isto, é interessante observar o modo como o pacote de chapas está acoplado à carcaça do motor, assim como, o comportamento da vibração da própria carcaça.

A grande diferença deste tipo de ruído em relação aos outros é pelo fato dele ser gerado pelo fluxo de ar ao invés dos componentes do motor. Na maioria dos casos é um ruído de faixa larga, e sem nenhum componente de frequência pura significativa. Para motores de grande porte que usam tubos de ventilação radial e em alguns motores que usam ventoinha de refrigeração, ocorrem frequências discretas que se manifestam com diversos picos sobrepostos ao ruído de faixa larga.

A turbulência surge quando o ar flui ao redor ou contra superfícies. Um bom projeto da armadura do motor e componentes aerodinamicamente projetados que minimizem ruídos devido à turbulência, tais como: dobras, obstruções e ventoinhas, permitirão minimizar este tipo de ruído.

Assim, projetam-se motores que tenham:

- caminho de fluxo de ar pequeno e com movimento de ar previsível;
- descontinuidades abruptas e mudanças rápidas na direção do fluxo minimizadas, utilizando mudanças graduais no caminho de fluxo;
- obstruções desnecessárias no caminho do fluxo de ar eliminadas;
- superfícies por onde circula o fluxo de ar liso;

- no caso do uso de ventoinha para refrigeração, um produto entre a velocidade rotacional e diâmetro da ventoinha reduzido, diminuindo assim as turbulências nas lâminas da ventoinha. Também a alteração do número de pás ou o uso de pás direcionais.

2.7. Ruído de origem magnética no motor de indução

Pequenas vibrações com baixa amplitude nas estruturas de um motor podem ser evitadas se forem compensadas com precisão as forças magnéticas. Dentre as alternativas para contribuir na redução do ruído originado destas forças, tem-se: laminações, eixo, estrutura do motor, número de ranhuras do estator, número de barras no rotor e espessura do entreferro, sempre almejando evitar que as frequências naturais das partes mecânicas coincidam com as frequências das forças magnéticas impostas.

As forças radiais devido ao campo do entreferro são as maiores fontes de vibrações magnéticas e ruídos em motores. No entanto, as harmônicas das forças tangenciais podem ser consideradas, pois as mesmas acentuam as forças radiais que agem nos dentes do estator.

Se o fluxo for considerado como uma onda senoidalmente distribuída, sem pulsações, a força magnética ao redor do entreferro será uma curva $\sin^2 Px$, ou seja, será uma onda senoidal completamente deslocada com duas vezes o número de pólos de força em relação ao número de pólos magnéticos. Entretanto, devido às forças magnetomotrizes das ranhuras e às ondas permeabilidade, haverá numerosos campos harmônicos, sobrepostos na onda de fluxo fundamental, dando um acréscimo para as pulsações de alta frequência nas forças magnéticas radiais.

Um fator interessante a ser observado é o fato de que o circuito elétrico que alimenta o motor do problema é um circuito simples, sem inversores eletrônicos ou outros dispositivos que permitam um controle de velocidade. Estes dispositivos causam harmônicos de frequência na tensão de entrada da alimentação do sistema, possibilitando, assim, oscilação nas correntes de entrada dos enrolamentos, causando oscilação de fluxo, e, conseqüentemente, oscilação nas forças.

Se a força produzida pelo campo magnético tiver dois pólos, então haverá dois centros opostos de máximo empuxo nos pólos, e dois pontos de intermédio de força zero. Assim, o estator será puxado de uma forma elíptica, com o eixo pequeno da elipse coincidindo com o eixo de pólo magnético e sincronizado com o giro do motor. Isto causará vibrações em quatro modos. Seguindo esta relação, um campo magnético com dois pólos magnéticos produzirá vibrações de quatro modos. O ruído produzido por uma curva de força formada por um campo magnético de dois pólos é simétrico a uma onda de força de quatro pólos, com um valor de pico em cada direção igual à metade do empuxo máximo no centro de um pólo magnético. A curva de deslocamento resultante terá um ponto de inflexão a cada modo, tendo assim, um deslocamento zero nestes pontos. A deflexão do estator poderá assim, ser aproximada por fórmulas de deflexão de uma viga livremente apoiada nas extremidades, levando um carregamento distribuído senoidalmente. Esta aproximação será mais precisa quanto maior for o diâmetro do estator, maior o número de pólos, e menor a profundidade radial do estator. Para simplificar, a resistência da viga do estator poderá ser assumida a mesma de uma viga de aço sólida com seção transversal da ranhura do estator semelhante, desconsiderando a rigidez dos dentes do estator e da estrutura.

O uso de material, com características mecânicas elásticas para os enrolamentos, é interessante, visto que, contribuirá para que as vibrações originadas desta parte não sejam transmitidas para a estrutura do motor.

O número de ranhuras por pólo e, conseqüentemente, as freqüências de ranhuras impostas aumentam com o tamanho de máquina. Assim, nos motores maiores as freqüências ressonantes em números menores de nó acontecem bem abaixo das freqüências de ranhuras em velocidade máxima [21].

Durante a partida e a aceleração, as laminações do estator atravessam duas ou mais freqüências ressonantes. Isto pode ser observado com os vários ciclos de aumento e queda de ruído gerado na aceleração de um motor.

Os números de modos das ondas de força magnéticas impostas também aumentam com os números de pólos e ranhuras, incentivando a vibração quando passa através dos pontos de ressonâncias. Assim, existe uma relação entre o número de ranhuras do estator e o número de barras no rotor, de forma a existir um melhor valor para a redução de ruído. Estudos já comprovaram a relação que as ranhuras do estator devem ser 15% maior que o número de barras do rotor [21].

Um outro problema é referente às ondulações de tensão induzida, originadas quando uma tensão alternada é aplicada a um transformador com circuito secundário em aberto. A corrente de magnetização cria um fluxo alternado formando uma tensão oposta cuja forma de onda corresponde exatamente igual à tensão aplicada, com uma pequena defasagem criada pela resistência e reatância dos enrolamentos. Tendo um circuito magnético altamente saturado, haverá uma corrente de magnetização com forma de ondas com picos nas harmônicas de ordem ímpar, além da componente fundamental de tensão. Em motores de indução isto ocorre em menor intensidade, pois devido às suas características eletromagnéticas a relação corrente fluxo é mais linear. Mesmo assim, haverá problemas na terceira harmônica. O fluxo harmônico do estator induz grandes corrente secundárias de alta freqüência, cuja reação da armadura opõem a força magnetomotriz do estator, reduzindo os fluxos harmônicos do estator para um pequeno valor. Assim, as correntes induzidas secundárias e opostas aos campos harmônicos das ranhuras do estator produzirão uma harmônica de ranhura de rotor adicional [21].

Dentre as maneiras de redução do ruído de origem magnética, pode-se propor:

- fazer uma ranhura de estator radialmente profunda;
- aumentar o entreferro ou uma combinação ideal entre o número de ranhuras do estator e barras do rotor;
- cuidado especial para evitar ressonância mecânica em todas as partes da estrutura do estator e proteção final.

Lembrando sempre que para as modificações propostas acima deve-se tomar o cuidado de não modificar as características necessárias para o correto funcionamento do motor, de acordo com o seu uso.

Devido ao efeito da assimetria, originado ou eixo fora do centro do rotor, cria-se uma variação na permeabilidade do entreferro e, adicionando o efeito da saturação magnética, produzirá uma apreciável componente harmônica de freqüência de um terço e um quinto da freqüência de corrente de linha.

Ondulações nas tensões induzidas devido à saturação do circuito magnético podem causar harmônicas de ordem ímpar, porém o entreferro faz com que a relação corrente e fluxo fiquem mais próximos do linear.

Ruído magnético em motor de indução tem duas fontes predominantes:

- ondas de forças radiais criadas pela densidade de fluxo no entreferro devido à distribuição dos enrolamentos;
- variação magnetostritiva do interior do ferro, causando variação na permeância do entreferro, devido às ranhuras, a saturação e a excentricidade.

A primeira parte do ruído magnético é causada por forças periódicas que existem principalmente no entreferro. Estas forças são proporcionais ao quadrado da densidade de fluxo e produzem componentes radiais que aparecem em harmônicas de frequência de linha e em frequências relacionadas ao escorregamento do motor. A densidade de fluxo deve ser mantida baixa para minimizar este ruído de dobro da frequência de linha. Em alguns motores comerciais é comum empregar ranhuras das bobinas fracionadas para aproveitar o máximo da laminação. Estes desequilíbrios de bobinas podem causar correntes desequilibradas, que resultarão em vibrações com frequência do dobro da frequência de linha.

As forças no entreferro podem ser reduzidas efetivamente alterando as características eletromagnéticas ou alterando a montagem do rotor e estator. Deve-se tomar o cuidado nestas alterações em manter as características de torque, perda do ferro ou outras características necessárias para uma determinada utilização do motor.

Uma das formas de redução da magnitude das harmônicas é uma inclinação apropriada das barras do rotor ou das ranhuras do estator.

Ranhuras do estator e barras do rotor

Um parâmetro muito importante no projeto de um motor de indução para redução do ruído é a seleção do número de ranhuras do estator e do número de barras do rotor.

As barras do rotor podem ser evidentes (abertas) ou inclusas (fechadas) nas laminações que compõem o rotor. Também as ranhuras do estator podem ser abertas ou semi-fechadas. Uma ponte parcial ou completa sobre as barras e/ou ranhuras permite a redução da variação da permeabilidade, resultando na diminuição da magnitude das harmônicas de ranhuras.

Um aumento na largura do entreferro diminuirá as variações de permeabilidade.

Ruído de escorregamento

O ruído de escorregamento é um ruído de baixa frequência que pode atingir a alta frequência, por causa da sua intermitência. Este ruído pode ser considerado, apesar do seu nível ser relativamente baixo. A relação deste tipo de ruído depende muitas vezes da carga conectada ao motor, e esta carga irá variar o valor do escorregamento.

Inclinação das barras do rotor e das ranhuras do estator

A inclinação das barras do rotor ou as ranhuras do estator em relação ao eixo de rotação promove a redução do ruído e a aceleração mais regular. Porém, um valor ideal da inclinação não se tem ainda. Estudos sugerem inclinação de uma barra ou uma ranhura.

CAPÍTULO III

MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS

3.1. Histórico

Na década de 50, o método de Elementos Finitos começou a ser desenvolvido como uma ferramenta para solucionar problemas de engenharia mecânica, tais como: análise tensorial em estruturas, difusão de calor e escoamento de fluidos. P.P. Silvester e M.V.K. Chari propuseram, em 1970, a utilização deste método em problemas de eletromagnetismo no artigo "Finite Elements Solution of Saturable Magnetic Fields Problems". Este artigo representou um grande avanço na área de eletromagnetismo aplicado, pois antes dele os métodos de determinação de campos não eram completamente satisfatórios, principalmente, quando a estrutura a ser estudada tinha uma geometria complexa ou apresentava problemas de saturação em materiais ferromagnéticos. O conhecimento em diversos dispositivos eletromagnéticos, entre eles o motor de indução, permite a construção racional dos mesmos, dentro de padrões que obedeçam às regras de segurança e eficácia [19].

3.2. Potencial vetor magnético

Para se calcular o campo magnético em um domínio onde existam correntes elétricas, não se utiliza a formulação do potencial escalar, onde $\vec{J} = 0$, ou seja, densidade de corrente nula.

Neste tipo de problema, é utilizado o potencial vetor \vec{A} , que é relacionado com a indução \vec{B} através de

$$\vec{B} = \text{Rot } \vec{A} \quad (3.1)$$

Em problemas em duas dimensões o vetor \vec{J} e o vetor \vec{A} tem apenas componentes perpendiculares ao plano Oxy . Assim chamando \vec{i} , \vec{j} e \vec{k} os vetores ortogonais unitários nas direções Ox , Oy e Oz tem-se

$$\vec{A} = A \vec{k} \quad (3.2)$$

$$\vec{J} = J \vec{k} \quad (3.3)$$

$$\vec{B} = B_x \vec{i} + B_y \vec{j} \quad (3.4)$$

Para obter a formulação relativa ao potencial vetor, será necessário utilizar a seguinte equação

$$\text{Rot } \vec{H} = \vec{J} \quad (3.5)$$

como

$$\vec{H} = \nu \vec{B} \quad (3.6)$$

onde ν é a relutância magnética, tal que $\nu = 1/\mu$.

Substituindo a equação 3.6 na equação 3.5 e utilizando a equação 3.1 tem-se

$$\text{Rot } \nu \text{ Rot } \vec{A} = \vec{J} \quad (3.7)$$

Para problemas bidimensionais a equação 3.1 ficará

$$\vec{B} = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & 0 & A \end{bmatrix} = B_x \vec{i} + B_y \vec{j}$$

$$\text{Rot } \vec{A} = \frac{\partial A}{\partial y} \vec{i} - \frac{\partial A}{\partial x} \vec{j}$$

ou seja

$$B_x = \frac{\partial A}{\partial y} \quad \text{e} \quad B_y = -\frac{\partial A}{\partial x} \quad (3.8)$$

Assumindo intrinsecamente que não há variações de grandezas na direção Oz para duas dimensões

$$\text{Rot } \nu \vec{B} = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ \frac{\nu \partial A}{\partial y} & -\frac{\nu \partial A}{\partial x} & 0 \end{bmatrix}$$

e $\vec{J} = J \vec{k}$

e fazendo

$$\begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ \frac{\nu \partial A}{\partial y} & -\frac{\nu \partial A}{\partial x} & 0 \end{bmatrix} = J \vec{k}$$

tem-se a equação de Poisson relativa ao potencial vetor magnético

$$\frac{\partial}{\partial x} \nu \frac{\partial A}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y} \nu \frac{\partial A}{\partial y} = -J \quad (3.9)$$

Para uma melhor compreensão da equação considera-se um caso em que tenha um valor A constante em uma certa linha, conforme figura abaixo

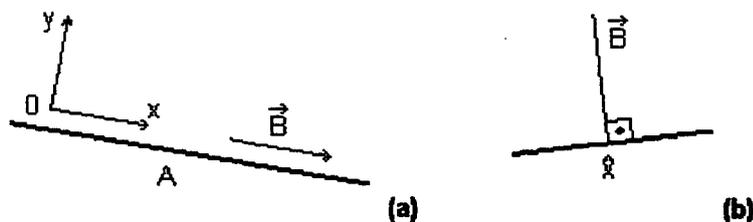


Figura 3.1 – Potencial vetor magnético

Definindo um sistema local de eixos $0x$ e $0y$, de forma que esta linha seja tangente a $0x$, observa-se que na direção $0x$, teremos $\frac{\partial A}{\partial x} = 0$, pois A é constante ao longo de $0x$, e, como consequência, $B_y = -\frac{\partial A}{\partial x} = 0$. Mas, na direção $0y$, A pode variar e $B_x = \frac{\partial A}{\partial y}$ pode ser diferente de zero. Portanto, uma linha equipotencial vetor é uma linha de campo, pois \vec{H} ou \vec{B} lhe são coincidentes [19].

Para problemas em duas dimensões, o potencial vetor magnético \vec{A} tem um sentido físico de grande importância, pois é o fluxo magnético dado em unidade de profundidade. Como indicado na figura 3.1 (b), o fluxo magnético é então $\phi = B \cdot \ell$, dado em Weber/metro, para obter o fluxo real deve-se multiplicar este valor pela profundidade da estrutura estudada.

Após uma análise, pode-se observar que a diferença entre potenciais A fornece o fluxo magnético, em Weber/metro. Como o fluxo é dado pela diferença entre potenciais, e não por valores absolutos, então se torna necessário fixar o valor de um dos potenciais para que os outros fiquem definidos, por isso que se fixa o contorno do domínio com $A=0$ (condição de contorno).[19]

Para o problema deste trabalho, utilizando este potencial vetor, ao final do processo de cálculo, tem-se o valor do potencial A em todos os pontos do domínio e pode-se traçar a linha equipotencial. Como esta linha é uma linha de campo, a região entre o contorno e esta linha constitui em um tubo de fluxo. Várias linhas de campo fornecem uma excelente visualização do campo magnético da estrutura estudada [19].

3.3. Método variacional

Primeiramente é importante saber que o Método Variacional é um método matemático que não tem nenhuma relação com o Método de Elementos Finitos. O Método de Elementos Finitos é uma técnica numérica que, associada ao Método Variacional, constitui um método de cálculo normalmente chamado de Método Variacional por Elementos Finitos.[19]

O princípio do Método Variacional é de minimizar um funcional energético, ao invés de resolver diretamente as equações relativas ao fenômeno físico. A procura do estado onde o funcional energético é mínimo corresponde ao estado de equilíbrio de todo sistema natural livre que possua uma certa energia potencial.[19]

Para definir a formulação variacional deste trabalho, supõe-se a existência de um funcional F , função de uma variável P e suas derivadas parciais P'_x , P'_y e P'_z , tal que

$$F = \iiint_{Vol} f(P, P'_x, P'_y, P'_z) dv \quad (3.13)$$

onde

- Vol é a região de estudo em que F é definido.

A posição de mínimo, ou seja, a condição necessária e suficiente para que F seja estacionária, é para toda pequena variação de P (∂P), a variação correspondente de F seja nula ($\partial F = 0$), assim

$$\partial F = \iiint_{Vol} \left(\frac{\partial f}{\partial P} \partial P + \frac{\partial f}{\partial P'_x} \partial P'_x + \frac{\partial f}{\partial P'_y} \partial P'_y + \frac{\partial f}{\partial P'_z} \partial P'_z \right) dv \quad (3.14)$$

Após o desenvolvimento matemático da equação 3.14 chega-se a equação conhecida como Equação de Euler (3.15), na qual o funcional F deve ser tal que seu integrando verifique esta equação no domínio de estudo.

$$\frac{\partial f}{\partial P} - \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial f}{\partial P'_x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial f}{\partial P'_y} \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\partial f}{\partial P'_z} \right) = 0 \quad (3.15)$$

Há uma outra equação, relativa à integração sobre uma superfície S, contorno ou fronteira que envolve o volume Vol.

$$\oiint \partial P \vec{g} \cdot \vec{n} ds = 0 \quad (3.16)$$

Para que seja nula esta equação, é necessário que ou ∂P , ou $\vec{g} \cdot \vec{n}$, seja nula. Dividindo, a priori, a superfície S em duas partes (S_1 e S_2), tem-se:

- S_1 é o contorno onde $\partial P = 0$: é imposto Condição de Dirichlet como condição de contorno. P é fixo, então $\partial P = 0$;

- $S_2 = S - S_1$ é o contorno onde $\vec{g} \cdot \vec{n} = 0$: é a Condição Natural de Neumann como condição de contorno. Nada é imposto na fronteira S_2 .

3.4. Funcionais relativos ao potencial vetor

Para regiões do domínio de estudo onde a permeabilidade magnética (μ) não seja linear e a densidade superficial de corrente (\vec{J}) pode não ser nula, e sendo $\text{Rot } \vec{H} = \vec{J}$ uma equação local a ser resolvida, o funcional em questão será

$$F = \iiint_{Vol} \left[\int_0^B H dB - JA \right] dv \quad (3.17)$$

sendo $H = B/\mu$. Os termos a serem aplicados na equação de Euler, serão calculados, verificando que $P=A$, $P'_x = A'_x$ e $P'_y = A'_y$

$$\frac{\partial f}{\partial A} = -J \quad (3.18)$$

$$A'_x = \frac{\partial A}{\partial x} = -By \Rightarrow \frac{\partial f}{\partial A'_x} = \frac{\partial f}{\partial By} = -\frac{\partial f}{\partial B} \frac{\partial B}{\partial By} \quad (3.19)$$

$$A'_y = \frac{\partial A}{\partial y} = -Bx \Rightarrow \frac{\partial f}{\partial A'_y} = \frac{\partial f}{\partial Bx} = -\frac{\partial f}{\partial B} \frac{\partial B}{\partial Bx} \quad (3.20)$$

substituindo (3.17) em (3.19) tem-se

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial A'_x} &= + \frac{\partial}{\partial B} \left[\int_0^B H dB - JA \right] \frac{\partial B}{\partial By} = -H \frac{\partial}{\partial By} (Bx^2 + By^2)^{1/2} \\ \frac{\partial f}{\partial A'_x} &= -H \frac{By}{B} = -\frac{By}{\mu} = -Hy \end{aligned} \quad (3.21)$$

de maneira análoga (3.17) em (3.20) tem-se

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial A'_y} &= - \frac{\partial}{\partial B} \left[\int_0^B H dB - JA \right] \frac{\partial B}{\partial Bx} = H \frac{\partial}{\partial Bx} (Bx^2 + By^2)^{1/2} \\ \frac{\partial f}{\partial A'_y} &= H \frac{Bx}{B} = \frac{Bx}{\mu} = Hx \end{aligned} \quad (3.22)$$

aplicando as equações 3.15, 3.18 e 3.19 na equação de Euler (3.12) tem-se

$$\begin{aligned} -J - \frac{\partial}{\partial x} (-Hy) - \frac{\partial}{\partial y} (+Hx) &= 0 \\ \frac{\partial Hy}{\partial x} - \frac{\partial Hx}{\partial y} &= J \Rightarrow \text{Rot } \mathbf{H} = J \end{aligned} \quad (3.23)$$

esta equação anterior é a que foi proposta a ser resolvida.

De acordo com as condições de contorno impostas tem-se:

- para condições de Dirichlet (S_1), é suposto que A seja imposto e constante e o campo tangente à linha;

- para condições de Neumann (S_2), é verificado que os vetores \vec{H} e \vec{n} são colineares, pois

$$\begin{aligned} \vec{g} \cdot \vec{n} &= \frac{\partial f}{\partial A'_x} n_x + \frac{\partial f}{\partial A'_y} n_y = 0 \\ -Hy n_x + Hx n_y &= 0 \Rightarrow \vec{H} \wedge \vec{n} = 0 \end{aligned} \quad (3.24)$$

3.5. Método de elementos finitos

A solução de problemas de engenharia que envolva as de equações de Laplace e Poisson é praticamente impossível de ser obtida de forma analítica. Deste modo, o desenvolvimento de métodos numéricos apropriados se fez necessário. O Método de Elementos Finitos é uma técnica numérica que discretiza o domínio sob estudo em pequenas regiões, chamadas elementos finitos. Os nós são definidos como pontos de encontro das extremidades dos elementos e *malha* como o conjunto de elementos. *Discretização da região* é como se chama a tarefa de criação de malha, ou seja, a criação de vários elementos[19]. A cada um dos elementos é aplicada uma formulação

conveniente, e o conjunto de soluções relativo a estas regiões nos fornece a solução global do problema. Fica evidente que, em princípio, quanto maior for a discretização do domínio de estudo, ou seja, menores forem estes elementos, mais a solução discretizada se aproxima dos valores reais. [19]

Apesar do domínio em estudo poder conter vários tipos de materiais, cada elemento só pode conter um tipo de material. A única região que contém mais de um material é a região de fronteira entre elementos.

De acordo com a complexidade do problema, utilizamos elementos finitos com diferentes características, assim temos elementos de primeira ordem onde o potencial varia linearmente no interior do elemento; elementos de segunda ordem onde o potencial varia quadraticamente no interior do elemento e outros tipos elementos finitos de natureza mais complexa. Teoricamente, pode-se atribuir a elementos finitos mais complexos uma melhor precisão de resultados, porém os mesmos exigem mais tempo de processamento. Na prática, constata-se que os de primeira ordem quando corretamente aplicados, fornecem resultados excelentes, sendo um método eficaz e bastante aplicado.[19]

A implementação de técnica de elementos finitos é, normalmente, feita através da utilização do Método Variacional, Método de Galerkin, ou por Resíduos Ponderados.

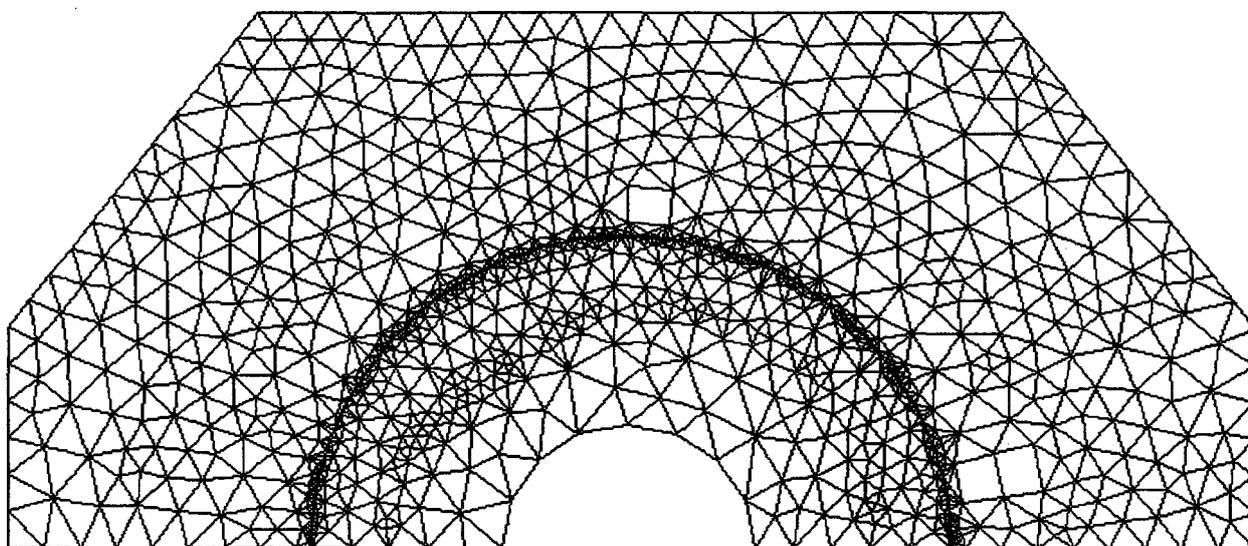


Figura 3.2 – Modelo em elementos finitos do motor de indução

No trabalho, o modelo elétrico foi considerado dinâmico, pois neste caso, foi permitido analisar o problema considerando o movimento. O modelo dinâmico foi realizado como sendo uma composição de casos estáticos.

Aplicação do método de elementos finitos no método variacional

Consideram-se elementos finitos de primeira ordem, nos quais o potencial varia linearmente no interior do elemento, de acordo com a equação:

$$V(x, y) = a_1 + a_2 x + a_3 y \quad (3.27)$$

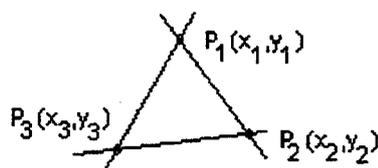


Figura 3.3 – Elemento da malha

Suponha-se um elemento de uma malha genérica como mostrado na figura 3.3, cujos nós P_1 , P_2 e P_3 são numerados localmente por 1, 2 e 3, as equações de cada um dos nós será

$$\begin{aligned} V_1 &= a_1 + a_2 x_1 + a_3 y_1 \\ V_2 &= a_1 + a_2 x_2 + a_3 y_2 \\ V_3 &= a_1 + a_2 x_3 + a_3 y_3 \end{aligned} \quad (3.28, 3.29 \text{ e } 3.30)$$

Os valores de a_1 , a_2 e a_3 em função das coordenadas e dos potenciais dos nós são obtidos através da resolução deste sistema de equações.

A equação 3.27 pode ser escrita sob a forma de somatório após algumas transformações algébricas simples

$$V(x, y) = \frac{1}{D} \sum_3 (p_\ell + q_\ell x + r_\ell y) N_\ell \quad (3.31)$$

onde ℓ assume os valores de 1, 2 e 3 e D é o dobro da área do triângulo. Assim

$$\begin{aligned} p_1 &= x_2 y_3 - y_2 x_3 \\ q_1 &= y_2 - y_3 \\ r_1 &= x_3 - x_2 \end{aligned} \quad (3.32, 3.33 \text{ e } 3.34)$$

Os outros termos p_2 , p_3 , q_2 , q_3 , r_2 e r_3 são obtidos por permutação cíclica de índices. Os valores do campo são obtidos das derivadas parciais dos potenciais.

Sabendo que os funcionais definidos anteriormente são válidos, em um problema discretizado pode-se escrever

$$F = \sum_I F_i \quad (3.35)$$

Onde o funcional será o somatório dos F_i funcionais atribuídos aos I elementos da malha do domínio discretizado.

Para uma malha com K nós incógnitos, o funcional deve ser minimizado em relação aos potenciais V_k destes nós.

$$\frac{\partial F}{\partial V_k} = \sum_I \frac{\partial F_i}{\partial V_k} = 0 \quad (3.36)$$

Há uma dependência de F_i em relação aos nós que formam o elemento. Assim, embora o somatório seja estendido aos I elementos, F_i será diferente de zero para os elementos que parelha o nó k e igual a zero para os outros elementos. Para o processo numérico de cálculo, é essencial obter o termo $\partial F_i / \partial V_k$ do somatório acima para diferentes casos que desejam-se tratar.

Sendo o funcional do potencial vetor magnético discretizado anteriormente, o cálculo de $\partial F_i / \partial A_k$ será obtido pela soma dos resultados parciais obtidos para os dois termos da equação 3.17, assim teremos para

$$F_i = \iint_{S_i} \left[\int_0^B H dB - JA \right] ds$$

o termo genérico

$$\frac{\partial F_i}{\partial A_k} = S(n, k) - \frac{D}{6} J \quad (3.37)$$

onde

$$S(n, k) = \frac{v}{2D} (q_n q_k + r_n r_k)$$

$$\frac{\partial}{\partial A_k} \iint -JA ds = -\frac{D}{6} J \quad (3.38 \text{ e } 3.39)$$

3.6. Banda de movimento

O conhecimento das variações de torque em termos do ângulo de rotação em um motor elétrico é de grande importância. Para um projeto que propõem conhecer as características de um motor em sua fase de concepção, este método permite avaliar o desempenho e qualidades operacionais do motor. Nos atuais projetos de máquinas elétricas é cada vez mais comum o cálculo para determinar os campos eletromagnéticos baseado no método de elementos finitos. Para se determinar as variações de torque em função da posição, toma-se necessário trabalhar com duas técnicas ao mesmo tempo: [16]

- método que inclui movimento do modelo;
- método de cálculo de torque que melhor se adapta ao método que incluiu movimento.

Dois técnicas consideram o movimento do rotor em uma máquina elétrica. A primeira, sem a discretização do entreferro em Elementos Finitos onde o entreferro pode ser modelado ou pelo Método do Elemento de Contorno ou utilizando soluções analíticas. A segunda técnica, com a discretização do entreferro em Elementos Finitos onde o entreferro é subdividido em malhas e a rotação ocorre através do uso de uma camada de elementos finitos no entreferro. Esta técnica é conhecida como o *Método de Faixa Móvel* ou *Banda de Movimento*. [16].

A cada passo do deslocamento do rotor, os elementos da faixa móvel são torcidos e quando a torção é atinge um certo valor, a malha na região do entreferro é refeita. Utilizando-se este método, o número de nós do domínio pode aumentar, porém usando uma distribuição dinâmica da periodicidade ou antiperiodicidade condicionada, o tamanho das matrizes correspondente não é pouco alterado. Em relação ao tempo computacional, este método é melhor que o método anterior. Para composição da faixa móvel utilizam-se elementos quadriláteros. [16]

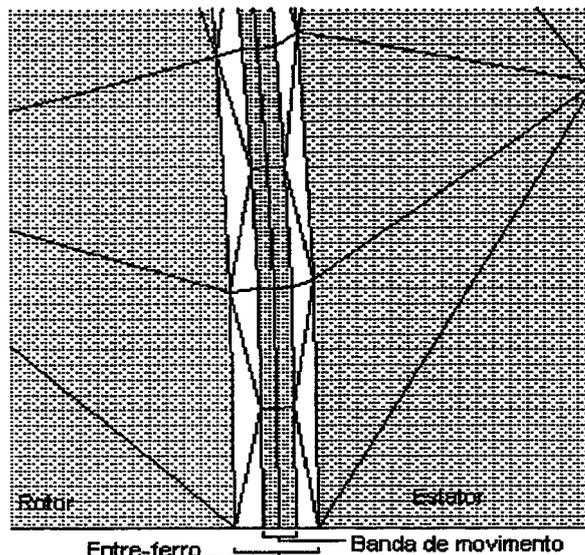


Figura 3.4 – Detalhe da banda de movimento do motor de indução

3.7. Repetição geométrica de domínios

Há estruturas que possuem uma simetria, considerando que esta estrutura não sofra variações geométricas e que haja uma periodicidade geométrica na região de estudo a ser analisada, como por exemplo: uma repetição geométrica do domínio S, onde as fontes de campo se encontram no mesmo sentido. Assim, ao invés de tratarmos toda a estrutura no processo de cálculo, pode-se calcular apenas um domínio S.

A antiperiodicidade é uma situação semelhante a anterior, com a repetição geométrica do domínio de cálculo, porém, com as correntes nos enrolamentos alternando o seu sentido de um domínio para o outro justaposto.

3.8. Cálculo do torque em motores elétricos

Entre os métodos de cálculo do torque em motores elétricos podemos citar:

- Tensor de Maxwell;
- Método de Arkkio;
- Método de Derivação da Co-energia Magnética;
- Trabalho Virtual de Coulomb;
- Método da Corrente Magnetizante;

No método do tensor de Maxwell, a força aplicada a uma parte do circuito magnético pode ser obtida integrando-se o tensor de Maxwell ao longo de uma superfície. No caso de um motor elétrico, a superfície escolhida deve se situar no entreferro. O método de Arkkio é uma variante do tensor de Maxwell e consiste na integração do torque dado em todo o volume do entreferro. Já o método de derivação da co-energia magnética, o torque pode ser calculado derivando a co-energia magnética. O método do trabalho virtual de Coulomb se baseia no princípio de trabalhos virtuais. E por último, o

método da corrente magnetizante, que está baseado no cálculo da corrente magnetizante e da densidade de fluxo sobre o elemento que constitui o limite entre o imã e o ar.[16]

O Tensor de Maxwell é, na atualidade, o método mais empregado para o cálculo do torque eletromagnético em motores elétricos, pois o campo magnético, em condição necessária para sua aplicação, é facilmente obtido pelo método de elementos finitos.

3.9. Método da superposição modal

As estruturas práticas são normalmente modeladas por sistemas de equações contendo vários graus de liberdade. As propriedades de uma estrutura contínua podem ser simuladas com a precisão desejada por um sistema contendo um número finito de graus de liberdade. Cada grau de liberdade corresponde a uma frequência natural e a um modo natural, que podem ser examinados individualmente.

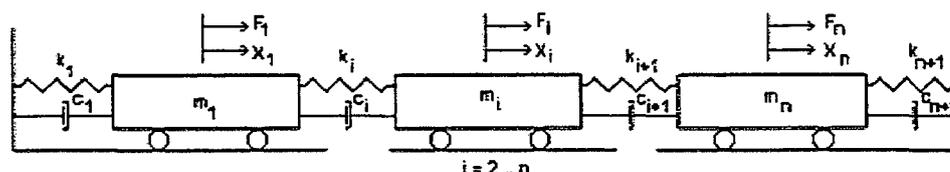


Figura 3.5 – Sistema com n graus de liberdade

No método de elementos finitos, a equação geral do movimento de uma estrutura discretizada pode ser expressa por

$$[M] \frac{d^2}{dt^2} \{X\} + [C] \frac{d}{dt} \{X\} + [K] \{X\} = \{F(t)\} \quad (3.42)$$

onde

- $\{X\}$ é o vetor de deslocamento generalizado;
- $\{F\}$ é o vetor de força equivalente generalizado;
- $[K]$ é a matriz de rigidez;
- $[M]$ é matriz de massa;
- $[C]$ é a matriz de amortecimento.

Uma das soluções para os deslocamento X da equação 3.42 é do tipo $e^{j\omega_h t}$ pode-se chegar a um sistema linear da forma

$$[[K] + j\omega_h [C] - \omega_h^2 [M]] \{X_h\} = \{F_h\} \quad (3.43)$$

Neste sistema, $\{F_h\}$ é o vetor complexo de força correspondente ao harmônico de grau h , por exemplo, forças magnéticas, $\{X_h\}$, é o vetor complexo de deslocamento, ω_h é a frequência da harmônica h . As matrizes $[K]$, $[M]$ e $[C]$ são reais. Em uma estrutura, a matriz $[C]$ tem grande influência na região de ressonância.

No vetor deslocamento de espaço generalizado $\{X\}$ de uma estrutura discretizada, a equação homogênea contendo amortecimento é um problema de autovalores e autovetores, que representa os modos como a estrutura se deforma. Neste tipo de solução para uma matriz $[C]$ proporcional, os autovetores são ortogonais em relação as matrizes $[M]$ e $[K]$. Se as matrizes forem normalizadas, o

vetor de deslocamento generalizado $\{X\}$ e o vetor de força generalizado $\{F\}$ podem ser expressos no espaço modal. Para o harmônico de grau h tem-se

$$\{X_h\} = \sum_{i=1}^{N_{\text{mod}}} y_{h,i} \{x^{(i)}\} = \sum_{i=1}^{N_{\text{mod}}} \left[\{x^{(i)}\}^T \{X_h\} \right] \{x^{(i)}\} \quad (3.44)$$

$$\{F_h\} = \sum_{i=1}^{N_{\text{mod}}} f_{h,i} \{x^{(i)}\} = \sum_{i=1}^{N_{\text{mod}}} \left[\{x^{(i)}\}^T \{F_h\} \right] \{x^{(i)}\} \quad (3.45)$$

onde

- $y_{h,i}$ e $f_{h,i}$ são os componentes do vetor modal de deslocamentos e do vetor de forças;
- $\{x^{(i)}\}$ é o vetor de modo i .

As relações anteriores definem a matriz de transformação de coordenadas físicas para coordenadas modais. A aplicação desta transformação para equação (3.42) fornece a equação

$$[m]\{y''\} + [c]\{y'\} + [k]\{y\} = \{f\} \quad (3.46)$$

onde

- $[m]$, $[k]$ e $[c]$ são matrizes definidas por relações.

$$\{X_h\} = \sum_{i=1}^{N_{\text{mod}}} y_{h,i} \{x^{(i)}\} = \sum_{i=1}^{N_{\text{mod}}} \left[\{x^{(i)}\}^T \{X_h\} \right] \{x^{(i)}\} \quad (3.47)$$

$$\{F_h\} = \sum_{i=1}^{N_{\text{mod}}} f_{h,i} \{x^{(i)}\} = \sum_{i=1}^{N_{\text{mod}}} \left[\{x^{(i)}\}^T \{F_h\} \right] \{x^{(i)}\} \quad (3.48)$$

onde

- $[m]$ e $[k]$ são matrizes diagonais;
- $[c]$ geralmente não é matriz diagonal.

Estas equações de movimento no espaço modal são acopladas para amortecimento viscoso. Porém, é freqüente considerar os componentes $[c]$ em arranjo diagonal. Assim, a equação de movimento é desacoplada representando um único grau de liberdade. Deste modo, para o $h^{\text{ésimo}}$ harmônico de força magnética, a equação de movimento ao longo do $i^{\text{ésimo}}$ modo será

$$\begin{aligned} [m] &= \left[\{x^{(1)}\}, \dots, \{x^{(N_{\text{mod}} \text{ ei})}\} \right]^T [M] \left[\{x^{(1)}\}, \dots, \{x^{(N_{\text{mod}} \text{ ei})}\} \right] \\ [k] &= \left[\{x^{(1)}\}, \dots, \{x^{(N_{\text{mod}} \text{ ei})}\} \right]^T [K] \left[\{x^{(1)}\}, \dots, \{x^{(N_{\text{mod}} \text{ ei})}\} \right] \\ [c] &= \left[\{x^{(1)}\}, \dots, \{x^{(N_{\text{mod}} \text{ ei})}\} \right]^T [C] \left[\{x^{(1)}\}, \dots, \{x^{(N_{\text{mod}} \text{ ei})}\} \right] \end{aligned} \quad (3.49)$$

Das relações (3.44), (3.45) e da forma complexa da equação (3.48) pode-se deduzir a seguinte equação

$$m_i \frac{d^2}{dt^2} y_{h,i} + c_i \frac{d}{dt} y_{h,i} + k_i y_{h,i} = \{F(t)\} \quad (3.50)$$

onde

- $[G(wh)]$ é a matriz transferência da estrutura mecânica.

$$[G(\omega_h)] = \sum_{i=1}^{N_{\text{mode}}} \left\{ \frac{1}{m_i \omega_i^2 \left(1 - \frac{\omega_h^2}{\omega_i^2} \right) + j c_i \omega_h} \{x^{(i)}\} \{x^{(i)}\}^T \right\} \quad (3.51)$$

Da equação (3.50) a resposta de frequência para cada harmônico pode ser novamente calculada levando em conta o amortecimento viscoso para cada modo. Usando as equações (3.48) e (3.49) pode-se representar a vibração da estrutura mecânica. A utilização das equações deve ser feita com cuidado, principalmente em modos de ordem superior, pois podem apresentar problemas numéricos.

3.10. EFCAD

EFCAD é um pacote computacional desenvolvido pelo GRUCAD, Grupo de Concepção de Dispositivos Eletromagnéticos, do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC. Os programas que compõem o EFCAD servem para solucionar equações de Poisson em 2D relacionados a fenômenos eletromagnético e térmico.

A primeira versão do EFCAD foi implementada em 1986. Hoje, com várias atualizações e versão para Windows, o sistema se encontra na quinta versão. Desde as primeiras versões, muitas modificações e extensão foram feitas para melhorar sua performance e adicionar mais opções para o usuário. Estes programas foram escritos em Fortran, mas compilado em linguagem C através de um procedimento de conversão de linguagens de programação. Por este motivo, o acesso à memória pode ser estendido e a velocidade de processamento aumentada consideravelmente em comparação as primeiras versões em Fortran, além da rapidez, recente aos equipamentos modernos.

Há três seções principais no EFCAD, o pré-processamento, os módulos de solução e o pós-processamento.

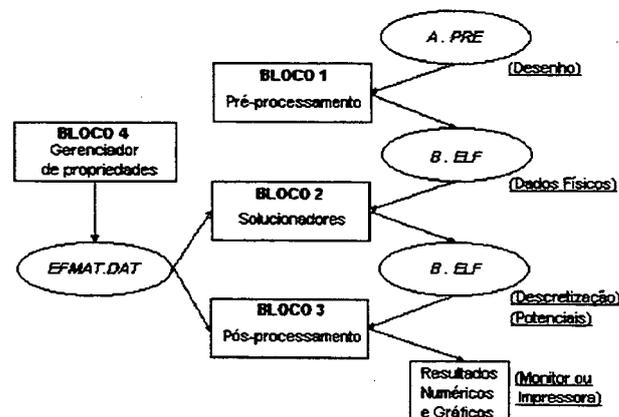


Figura 3.6 – Diagrama geral do EFCAD

A função de cada bloco:

- Bloco 1: representa a seção de pré-processamento do EFCAD. O principal objetivo do pré-processamento é ler o arquivo gráfico (*.pre) e depois adicionar informações que definem o problema físico, tais como: tipo de material, fontes de energia, condição de contorno e periodicidade. Nesta etapa o malhador gera a malha necessária para o cálculo. Os arquivos criados no pré-processamento são escritos em código ASCII e sua extensão é elf (*.elf). O mesmo arquivo de desenho (*.pre), pode

gerar vários arquivos de malha (*.elf) de acordo com a escolha do usuário e o tipo de problema de problema físico.

- Bloco 2 : representa a fase de processamento. O arquivo que contém as informações da malha é lido pelo programa de cálculo. O arquivo EFMAT.DAT fornece as características dos materiais magnéticos. No fim do cálculo teremos como saída os potenciais magnéticos nos nós da malha (gravado no arquivo de resultados com extensão *.elf juntamente com as informações da malha já definidas no bloco 1) e arquivos de resultados com extensão (*.des), contendo informações (correntes, tensões, velocidade, torque, etc..) em forma de tabelas que podem ser visualizadas graficamente.

- Bloco 3: pós-processamento. Nesta etapa o arquivo *.elf, com os potenciais já calculados anteriormente, será lido juntamente com arquivo EFMAT.DAT e será feito um completo tratamento gráfico e numérico. Os resultados podem então ser visualizados e impressos, na forma gráfica para verificar os valores qualitativos, e na forma numérica, para analisar os valores quantitativos. Os pré e pós-processadores do EFCAD são únicos e eles podem interagir com todos os módulos de cálculo (processamento) independente de suas versão.

- Bloco 4: é feito por um programa que gerencia o arquivo com propriedades eletromagnéticas dos materiais utilizados, e gravados no arquivo EFMAT.DAT. Nesta seção o usuário entra com as propriedades dos materiais requeridos para solução do problema. Não há necessidade de utilizar este módulo, caso as características magnéticas estejam atualizadas no momento do cálculo.

Os módulos do EFCAD utilizados para este trabalho foram:

- EFP: este módulo permite administrar o arquivo EFMAT.DAT, que contém as propriedades dos materiais usados na estrutura a ser calculada, tais como: permeabilidade magnética, condutividade, remanência de ímãs e curvas BxH.

- EFD: o principal objetivo deste módulo é entrar com a geometria da estrutura. Semelhante ao AUTOCAD, porém mais simples e com ferramentas específicas para criação de dispositivos eletromagnéticos.

- EFM: este módulo executa várias tarefas. A primeira parte permite que o usuário faça algumas modificações e ajustes na geometria definida no EFD. Na sequência o usuário define as regiões que compõem o domínio (diferentes materiais), as fontes, condições de contorno e periodicidade. Finalmente a malha é gerada, ou seja, o domínio é discretizado. No processo geração de malha o usuário pode aumentar ou diminuir o número de elementos nas regiões de estudo conforme necessidade.

- EFCMMO: módulo de cálculo que gera como saída os arquivos já descritos no Bloco 2 acima.

- EFCRF: o módulo permite calcular os valores dos vetores das forças nos dentes do estator. Ele gera um arquivo ASCII com a posição do nó e o valor do vetor em coordenada xy. Esse resultado pode ser lido pelo software NASTRAN. Uma vez já modelado a mesma estrutura no NASTRAN, pode-se incluir a leitura deste arquivo contendo as forças, para uma análise estrutural mecânica do problema.

- EFGN: este módulo utiliza os potenciais calculados na fase de processamento para fazer tratamento gráfico e numérico. Neste módulo é possível visualizar linhas equipotenciais e os campos, calcular forças, torque, fluxo concatenado etc..

- DSN: é um programa que permite visualizar alguns dos resultados, arquivos *.des, gerados pelo EFCMMO e EFCRF. Os resultados em função do tempo, tais como tensão elétrica, correntes, torque, velocidade, podem ser analisados e estudados utilizando este programa. Permite, ainda, gerar arquivo para um formato texto tabulado, que pode ser lido pelo Microsoft Excel.

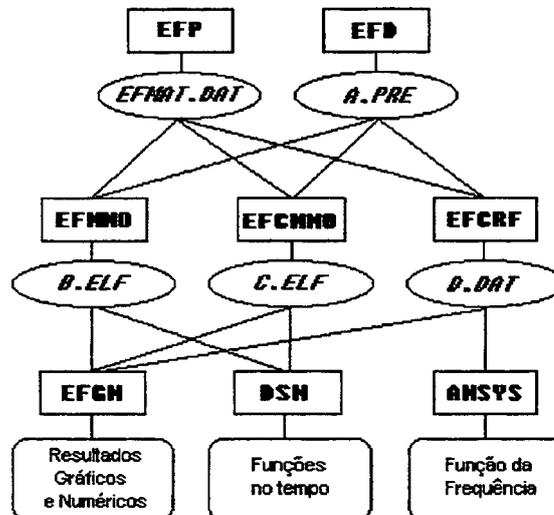


Figura 3.7 – Diagrama dos módulos do EFCAD

CAPÍTULO IV

MODELOS NÚMERICOS DO CAMPO MAGNÉTICO

4.1. Forças Magnéticas

As forças magnéticas, geradas pelo campo magnético do entreferro, podem produzir deformações periódicas em certas partes do motor e são divididos de uma forma geral conforme abaixo.

Princípio do alinhamento

Forças magnéticas agem sobre partes ferromagnéticas imersas num campo magnético de modo a alinhá-los com as linhas de campo e/ou levá-los a uma posição de maior densidade de fluxo (menor relutância). Esta força pode ser calculada pela variação de energia ou pelo tensor de Maxwell. A força calculada pela variação de energia é aquela que deve ser exercida para levar um corpo da posição 1 para a posição 2. O módulo da força calculada pelo tensor de Maxwell, conforme equação 4.1, calcula a força interna do sistema ou seja, a força de atração que as peças exercem entre elas.

$$F_{\text{mag}} = -\frac{1}{2}\mu_0 H^2 S \quad (4.1)$$

onde

- F_{mag} é a densidade força magnética;
- μ_0 é a permeabilidade magnética;
- H é o campo indutor;
- S é a superfície.

Forças de Laplace

Forças de Laplace é a interação entre campo magnético e corrente elétrica. Estas forças agem sobre um condutor percorrido por corrente elétrica imersa num campo magnético. As vibrações nos enrolamentos são resultantes das correntes que variam no tempo e as forças nos enrolamentos que também variam no tempo. O ruído acústico é produzido pela transmissão das vibrações das bobinas para as partes ferromagnéticas. A expressão geral para determinar as forças de Laplace é

$$\vec{F}_c = \vec{J} \times \vec{B} \quad (4.2)$$

onde

- \vec{F}_c é a densidade volumétrica de força de Laplace;
- \vec{J} é a densidade superficial de corrente;
- \vec{B} é a indução magnética.

Forças magnetostritivas

Estas forças estão presentes em materiais magnéticos compressíveis sobre influência de um campo magnético. Estas forças surgem devido à tendência do circuito magnético de adotar configuração mínima de energia. Estas forças agem para comprimir o material e assim aumentar sua permeabilidade. A expressão geral para determinar as forças magnetostritivas.

$$\overline{F}_{\text{mat}} = \overline{V} \left(\frac{1}{2} \overline{H} \overline{H} \frac{\partial \mu}{\partial \rho} \rho \right) \quad (4.3)$$

onde

- $\overline{F}_{\text{mat}}$ é a densidade volumétrica de força magnetostritiva;
- \overline{H} é o campo indutor;
- μ é a permeabilidade magnética;
- ρ é a densidade volumétrica do material.

4.2. Cálculo das forças magnéticas

As harmônicas das forças magnéticas são fontes de vibrações mecânicas e ruídos audíveis nos motores de indução. Estas forças, com componentes radiais e tangenciais agem nos dentes do estator.

A força aplicada sobre uma superfície do circuito magnético pode ser obtida pela integração do Tensor de Maxwell sobre esta superfície. Tensor de Maxwell é um método eficaz para o cálculo de esforços sobre um corpo submetido à ação de campos magnéticos, uma vez conhecido este campo magnético na superfície S, situado no ar ou num meio, onde $\mu = \mu_0$.

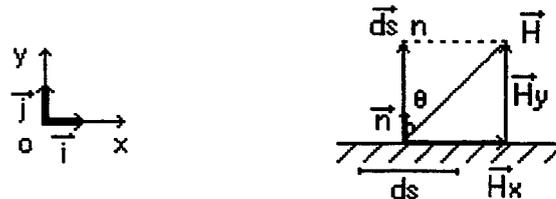


Figura 4.1 – Método do tensor de Maxwell

Assim, pelo Método do Tensor de Maxwell [12] (ver figura 4.1)

$$d\vec{F} = \mu_0 (\vec{H} \bullet d\vec{s}) \vec{H} - \frac{\mu_0}{2} H^2 d\vec{s} \quad (4.4)$$

Fazendo-se

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu_0} \quad (4.5)$$

$$d\vec{s} = ds \bullet \vec{n} \quad (4.6)$$

$$\vec{H} = H_x \vec{i} + H_y \vec{j} \quad (4.7)$$

$$\vec{n} = \vec{j} \quad (4.8)$$

temos

$$\vec{F} = \int_S \vec{U} ds = \frac{1}{\mu_0} \int_S \left[(\vec{n} \cdot \vec{B}) \vec{B} - \frac{1}{2} \vec{n} \cdot B^2 \right] ds \quad (4.9)$$

onde

- \vec{U} é um vetor equivalente a uma densidade de força avaliada sobre uma superfície arbitrária S que passa pelo ar envolvendo o corpo considerado;
- μ_0 é a permeabilidade magnética do ar ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Henry / m);
- \vec{B} é o vetor de indução magnética;
- \vec{n} é um vetor unitário normal a superfície.

As componentes radiais e tangenciais da força para um ponto qualquer da superfície serão

$$dF_R = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_0} B_R^2 - \mu_0 H_T^2 \right) ds \quad (4.10)$$

$$dF_T = H_T B_R ds \quad (4.11)$$

Trabalhando estas densidades de forças envolvendo parcialmente um dente do estator do motor de indução, torna-se possível o cálculo da força total sobre este dente com uma boa precisão. Será suposto, no cálculo das vibrações, que a força sobre um dente do estator se concentra em um ponto na extremidade do dente, conforme desenho abaixo (figura 4.2).

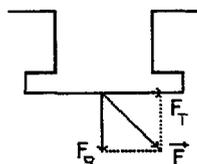


Figura 4.2 – Força sobre um dente do estator

4.3. Modelo de acoplamento magneto-mecânico

Existem diversos modelos de acoplamento no estudo de fenômenos acoplados, tais como, eletromagnéticos, magneto-mecânicos e mecânico-acústicos. A escolha depende do nível de interação entre as propriedades físicas dos fenômenos em acoplamento, e da relação entre as constantes de tempo [12].

Neste caso, foi utilizado o acoplamento unidirecional, que é válido quando as propriedades elásticas e magnéticas são fracamente acopladas, sendo possível assim ser calculada a distribuição do campo magnético, das forças magnéticas e das deformações induzidas, separadamente, e apenas uma vez. Pelo fato de que a força de origem magnética em um motor de indução causa uma pequena deformação, de modo que o campo magnético não é alterado, então este modelo de acoplamento (acoplamento unidirecional) é considerado suficiente para o estudo de vibrações de origem magnética em estruturas ferromagnéticas de motores.

Esta metodologia de análise é possível considerando-se as seguintes hipóteses:

- as forças de Laplace e as forças magnetostriativas são desprezadas, ou seja, as chapas ferromagnéticas do motor são consideradas fracamente magnetostriativas;

- as perdas no ferro (correntes de Foucault e de histerese) são desprezadas, ou seja, os meios ferromagnéticos são supostos conservativos;
- as deformações estruturais são consideradas elásticas;
- as forças variam harmonicamente no tempo;
- os modelos relativos ao problema eletromagnético são bidimensionais.

4.4. Modelagem eletromagnética

A modelagem de máquinas elétricas associadas a circuitos elétricos ou eletrônicos é feita acoplando-se dois tipos de equações:

- equações das derivadas parciais que representam o comportamento da estrutura eletromagnética;
- equações diferenciais associadas ao circuito externo.

O conjunto de equações final é resolvido por um método numérico. A limitação deste procedimento é a modelagem do motor através de circuitos elétricos [15].

4.5. Equações de campo eletromagnético

Utilizando-se o método de Galerkin e elementos finitos triangulares de primeira ordem, o conjunto de equações que descreve as estruturas eletromagnéticas comportando condutores grossos (onde a corrente não é uniformemente distribuída ao longo da seção transversal) ou finos (onde a densidade de corrente é suposta uniforme), alimentados por uma fonte de tensão, é conforme abaixo

$$SA + N \frac{d}{dt} A - P I_f - P^* U_m = D \quad (4.12)$$

$$Q^* \frac{d}{dt} A + R^* I_m = U_m \quad (4.13)$$

$$Q \frac{d}{dt} A + R I_f + L \frac{d}{dt} I_f = U_f \quad (4.14)$$

onde

- S é a matriz relativa à de permeabilidade dos materiais;
- N é a matriz relativa à de condutividade dos materiais;
- P, Q e R são as matrizes elementares de contribuição;
- I_f e U_f são vetores de correntes e de tensão associados aos condutores finos
- U_m , e I_m são vetores de correntes e de tensão associados aos condutores espessos (condutores nos quais a densidade corrente não é uniforme ao longo da seção transversal)
- D é um vetor que contém as contribuições dos ímãs permanentes;
- L é a matriz das indutâncias de cabeça de bobina;
- \vec{A} é o vetor potencial magnético.

As equações (4.13) e (4.14) são, respectivamente, as equações de tensão para condutores espessos e finos.

4.6. Equações dos circuitos elétricos externos

As equações de circuito elétricos externos associadas com condutores finos e espessos em forma de matriz, podem ser escritas como abaixo

$$\frac{d}{dt} X_m = G_1 X_m + G_2 E_m + G_3 I_m \quad (4.15)$$

$$\frac{d}{dt} X_f = H_1 X_f + H_2 E_f + H_3 I_f \quad (4.16)$$

onde

- X_m é o vetor das correntes de indutância e das tensões do capacitor do circuito elétrico conectados aos condutores espessos;

- X_f é o vetor das correntes de indutância e das tensões do capacitor do circuito elétrico conectados aos condutores finos;

- E_f e E_m são vetores correspondentes às fontes de tensão que alimentam o circuito externo da máquina associados aos condutores finos e espessos;

- I_f e I_m são vetores de correntes associados aos condutores finos e espessos.

As tensões dos terminais do circuito externo podem ser escritas na forma dada pelas equações

$$U_m = G_4 X_m + G_5 E_m + G_6 I_m \quad (4.17)$$

$$U_f = H_4 X_f + H_5 E_f + H_6 I_f \quad (4.18)$$

Nas equações anteriores, as matrizes $G_1, G_2, G_3, H_1, H_2, H_3$ são dependentes da topologia do circuito elétrico e podem ser obtidas através de análise de rede.[15]

4.7. Equações gerais do método de acoplamento

As equações gerais do método de acoplamento do campo magnético com o circuito elétrico podem ser escritas como uma combinação das equações (4.12) à (4.18), mostrada a seguir

$$SA + N \frac{d}{dt} A - PI_f - P^* U_m = D \quad (4.19)$$

$$Q^* \frac{d}{dt} A + R^* I_m - U_m = 0 \quad (4.20)$$

$$U_m - G_4 X_m - G_6 I_m = G_5 E_m \quad (4.21)$$

$$\frac{d}{dt} X_m - G_1 X_m - G_3 I_m = G_2 E_m \quad (4.22)$$

$$Q \frac{d}{dt} A + [R - H_6] I_f + L \frac{d}{dt} I_f - H_4 X_f = H_5 E_f \quad (4.23)$$

$$\frac{d}{dt} X_f - H_1 X_f - H_3 I_f = H_2 E_f \quad (4.24)$$

Nas equações acima são desconhecidos:

- vetor potencial magnético A na malha de Elemento Finito;
- as correntes I_m e as tensões U_m , associado com condutores espessos;
- as correntes I_f nos condutores finos do enrolamento;
- as tensões no capacitor e as correntes de indução dos circuitos externos conectadas aos condutores espessos e finos (X_m e X_f respectivamente).

Depois de uma discretização das derivadas no tempo, as Equações (4.19) a (4.24) devem ser resolvidas simultaneamente em um procedimento passo a passo, em relação ao tempo. Durante o processo de solução os termos das matrizes associadas aos circuitos de alimentação podem variar (levando em conta o chaveamento dos semicondutores ou mudanças nos valores de componentes elétricos). Se o movimento é considerado, a matriz S também variará devido às mudanças na posição relativa entre estator e rotor.

4.8. Aplicação do método de acoplamento

O estator do motor analisado tem ranhuras diferentes, com diferentes números de espiras por ranhura. Há dois enrolamentos no estator:

- enrolamento principal, formado por 2 conjuntos (em paralelo) de 5 bobinas (em série);
- enrolamento auxiliar, formado por 2 conjuntos (em série) de 4 bobinas (em série).

No esquema da figura 4.3. as resistências R_p e R_a (resistência da principal e auxiliar) e L_p e L_a (indutância da principal e auxiliar) são os valores totais equivalentes.

O circuito elétrico usado para alimentar o motor possui um capacitor de regime (para aumentar o torque de partida e a eficiência a plena carga) e uma resistência variável (PTC) que se desconecta do circuito algum tempo após a partida do motor.

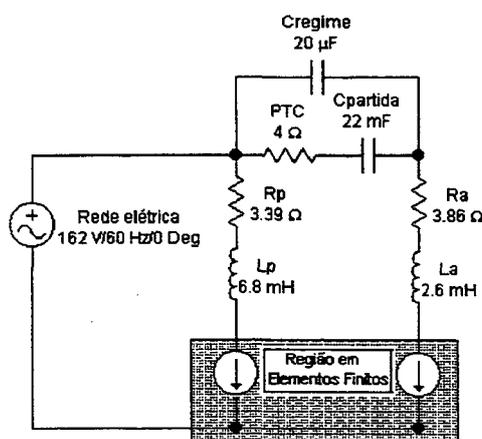


Figura 4.3 – Circuito elétrico do motor de indução monofásico

A fim de simplificar a representação do circuito elétrico do rotor, os anéis são considerados como pequenos circuitos ideais. Conseqüentemente, as matrizes G_1 , G_2 , G_3 , G_4 , G_5 e G_6 das

equações 4.21 e 4.22 são todas nulas, bem como as matrizes P^* , R^* , Q^* e os vetores U_m , I_m , E_m e X_m [15].

Considerando que na estrutura os enrolamentos são feitos de condutores finos e usando uma análise do circuito elétrico, as matrizes H_i para $i = 1, 2, \dots, 6$, as matrizes R e L e o vetor E_f podem ser obtidos [15].

Usando o esquema de Euler para discretização das derivadas em relação ao tempo, obtêm-se o sistema matricial final abaixo

$$\begin{pmatrix} S + \frac{N}{\Delta t} & -P & 0 \\ \frac{Q}{\Delta t} & \left[R + \frac{L}{\Delta t} \right] - H_6 & -H_4 \\ 0 & -H_3 & \frac{1}{\Delta t} - H_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A(t) \\ I_f(t) \\ X_f(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{N}{\Delta t} & 0 & 0 \\ \frac{Q}{\Delta t} & \frac{L}{\Delta t} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\Delta t} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A(t - \Delta t) \\ I_f(t - \Delta t) \\ X_f(t - \Delta t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} D \\ H_5 E_f \\ H_2 E_f \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

Para cada passo de tempo, Δt , o torque eletromagnético é calculado pelo Tensor de Maxwell. A velocidade angular, ω , e o deslocamento angular de rotor, δ , podem ser determinados através de

$$\omega(t) = \omega(t - \Delta t) + \left\{ c\omega(t - \Delta t) + \frac{\tau_e(t - \Delta t) - \tau_L}{J} \right\} \Delta t \quad (4.26)$$

$$\delta(t) = \delta(t - \Delta t) + \omega(t - \Delta t)\Delta t \quad (4.27)$$

onde

- c é o coeficiente de amortecimento (considerado nulo na análise);
- τ_e é o torque eletromagnético;
- τ_L é o torque de carga;
- J é a inércia total;

Utilizando o Método de Elementos Finitos e por meio da técnica da banda de movimento, o rotor pode ser girado e o movimento considerado.

4.9. Modelagem do motor de indução

Após a revisão bibliográfica para obtenção de mais conhecimentos teóricos e informações de trabalhos já realizados do assunto, iniciou-se um planejamento das ferramentas a serem utilizadas para a realização da dissertação.

O motor de indução é um motor difícil de se estudar e obter informações de vibrações durante o seu funcionamento. Aplicando uma tensão elétrica alternada V nos terminais do estator, esta tensão

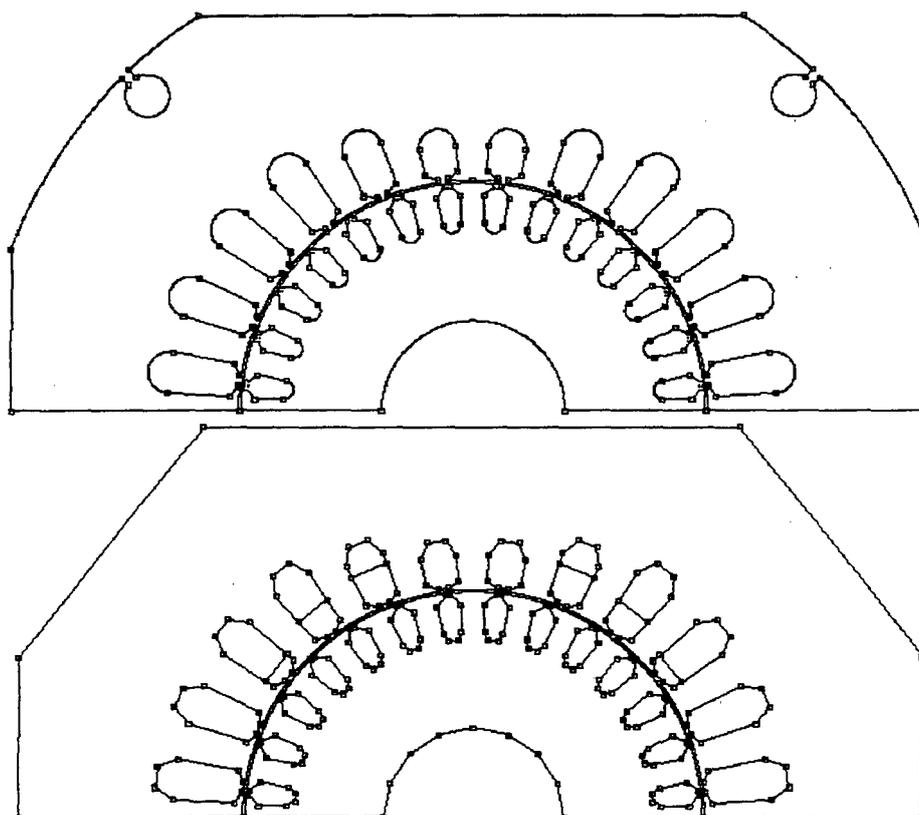
gera correntes nos enrolamentos que por sua vez geram um campo magnético. O fluxo magnético gerado no entreferro enlaça as barras do rotor induzindo correntes nos mesmos. As correntes do rotor geram um campo magnético que interage com o campo gerado pelos enrolamentos do estator. Tendo em vista as dificuldades deste tipo de medição, toma-se inviável a análise experimental do problema de forma completa e real, pois não há possibilidade de medir as correntes nas barras ou os fluxos associados. Para validação do modelo escolhido inicialmente fez-se a simulação numérica e, mais tarde, a comparação, via simulação de alguns resultados obtidos com valores possíveis de medição.

Desenho no EFD

As simulações foram feitas usando-se o software EFCAD, desenvolvido pelo Grupo de Concepção de Dispositivos Eletromagnéticos, GRUCAD, do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC.

Este software é composto por vários módulos. Assim, começou-se com o aprendizado dos módulos, fazendo pequenos e simplificados modelos. Uma vez obtido o domínio do software, e tendo-se as informações geométricas e características eletromagnéticas do motor sob estudo, partiu-se para a modelagem.

Utilizando o módulo EFD, que permite desenhar o sistema, de forma semelhante ao AUTOCAD, modelou-se o motor otimizando-o ao máximo a fim de diminuir posteriormente o tempo de execução para obtenção dos resultados. Devido à simetria geométrica e arranjo dos enrolamentos principal e auxiliar do estator, foi possível simular apenas metade do motor.



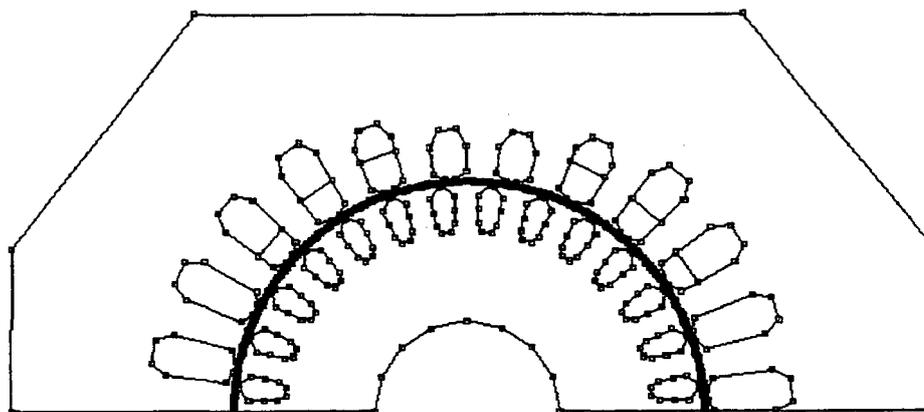


Figura 4.4 – Modelo integral, modelo simplificado e modelo utilizado

Como a principal região do motor a ser estudada é a região do entreferro, procurou-se modelar mais precisamente esta região, evitando-se assim erros nos resultados. Pode-se simplificar as extremidades da estrutura do estator, pois se verificou, mais tarde, que não havia diferença nos resultados. Isto permitiu diminuir consideravelmente o número de elementos e nós do sistema, reduzindo o tempo de execução. O entreferro foi subdividido em quatro partes, para utilizar a técnica da banda de movimento.

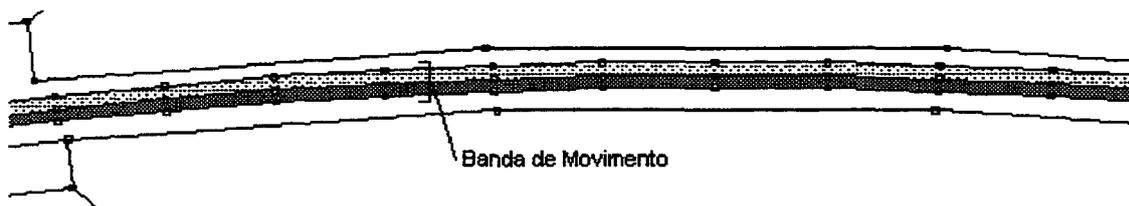


Figura 4.5 – Detalhe da subdivisão do entreferro

Um detalhe importante a ser enfatizado é a necessidade de se deixar uma pequena região entre a ponta da barra do rotor e o entreferro com um material com características iguais às do ar. Este artifício é utilizado no cálculo linear para simular a saturação da região. Caso a região fosse definida como ferro o fluxo passaria todo por esta região e não entraria no rotor.

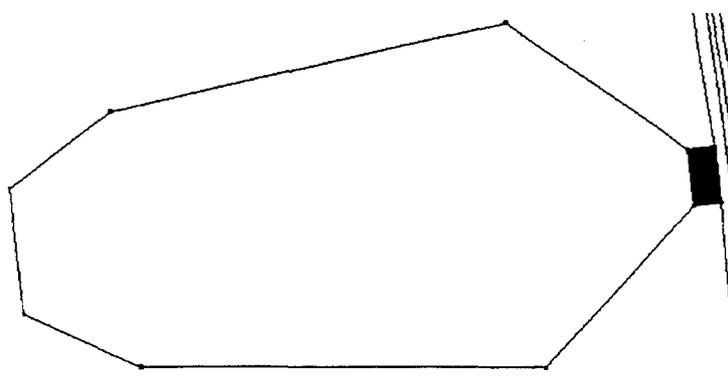


Figura 4.6 – Detalhe do material tipo ar da ponta da barra do rotor

Definições de materiais no EFP

Com as características geométricas definidas no EFD, criou-se o arquivo EFMAT.DAT, no programa EFP. Este programa armazena informações dos materiais que compõem o motor com suas características eletromagnéticas (permeabilidade, condutividade, etc.) fornecidas pela EMBRACO.

Material	Tipo	Título	Permeabilidade	Magnetização				Condutividade	Velocidade	
				cx	Cy	cr	ct		Vel.X	Vel.Y
1	LIN	Ar	1	0	0	0	0	0	0	
2	SAT	Ferro	10000	0	0	0	0	0	0	
6	LIN	Alumínio	1	0	0	0	0	0	0	
7	LIN	Alumínio	1	0	0	0	0	0,289E+08	0	
8	LIN	Alumínio	1	0	0	0	0	0,289E+08	0	
9	LIN	Alumínio	1	0	0	0	0	0,289E+08	0	
10	LIN	Alumínio	1	0	0	0	0	0,289E+08	0	
11	LIN	Alumínio	1	0	0	0	0	0,289E+08	0	
12	LIN	Alumínio	1	0	0	0	0	0,289E+08	0	
13	LIN	Alumínio	1	0	0	0	0	0,289E+08	0	
14	LIN	Alumínio	1	0	0	0	0	0,289E+08	0	
15	LIN	Alumínio	1	0	0	0	0	0,289E+08	0	
16	LIN	Alumínio	1	0	0	0	0	0,289E+08	0	
17	LIN	Alumínio	1	0	0	0	0	0,289E+08	0	
18	LIN	Alumínio	1	0	0	0	0	0,289E+08	0	
19	LIN	Alumínio	1	0	0	0	0	0,289E+08	0	
22	SAT	Ferro 22	10000	0	0	0	0	0	0	
25	LIN	Banda Movimento	1	0	0	0	0	0	0	
26	SAT	Banda de Força	10000	0	0	0	0	0	0	

Tabela 4.1 – Características elétricas dos materiais no EFMMO

Modelagem no EFM

Uma vez finalizada a etapa anterior, partiu-se para o módulo EFM que realiza, num primeiro momento, a verificação do modelo, analisando as coerências geométricas e evitando, assim, o cruzamento de regiões ou regiões não fechadas. Nesta etapa ainda é possível realizar pequenos ajustes e correções de pequenas falhas cometidas anteriormente. Em seguida, definiram-se os materiais em suas respectivas regiões. Devido à necessidade de se obterem as densidades de correntes em cada uma das barras, foi necessário criar vários elementos com as mesmas características eletromagnéticas, e definir cada barra com um material diferente. Este artifício permite que o módulo de cálculo EFCMMO consiga calcular as correntes em cada uma das barras.

Durante a especificação dos materiais, deve-se definir o sentido das correntes nos enrolamentos. Assim, houve a necessidade de se conhecer o arranjo dos enrolamentos, ou seja, como é a distribuição espacial dos enrolamentos nas ranhuras do estator.

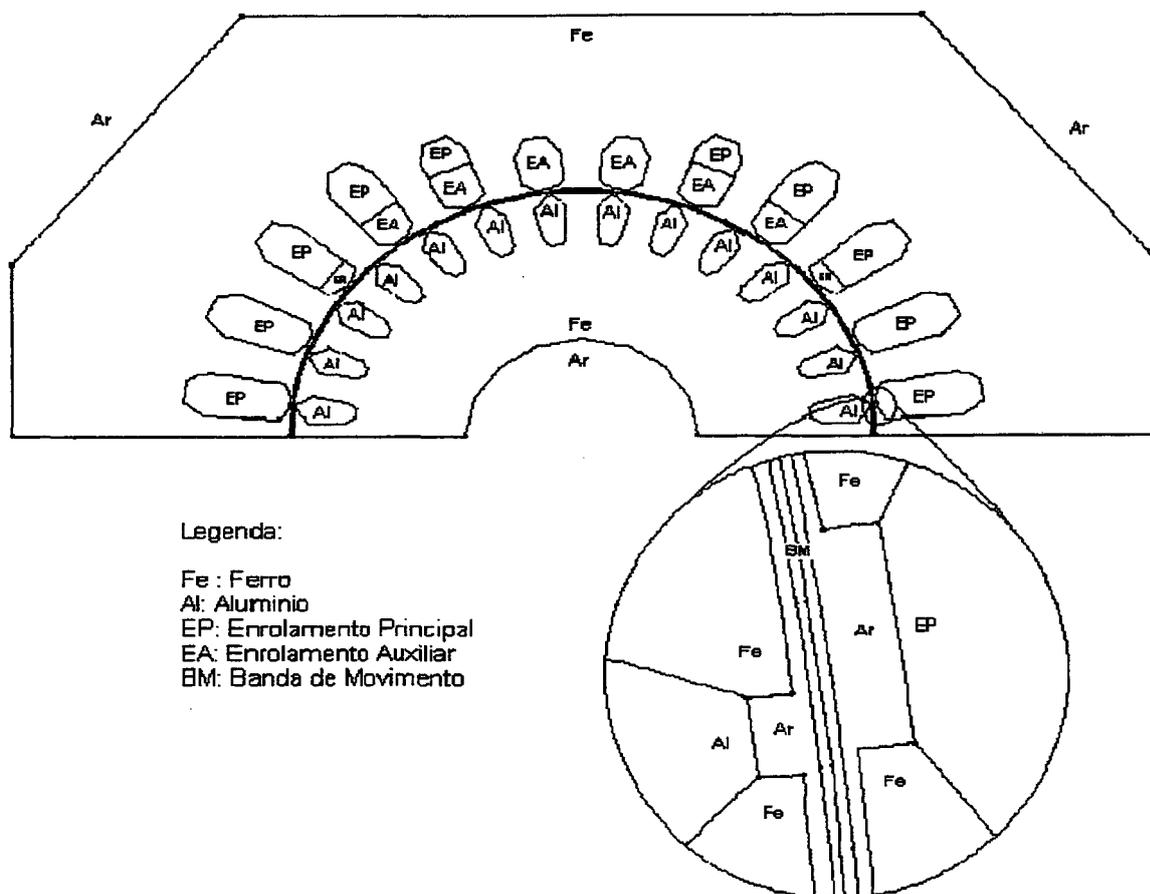


Figura 4.7 – Definição dos materiais

Nos contornos externos do sistema foi imposta a condição de Dirichlet, com potencial magnético zero. No contorno que dividiu o motor em duas partes, foi utilizada a condição de anti-periodicidade. Isto permite ao sistema reconhecer a existência de outra metade não modelada, com as mesmas características geométricas, mas com sentido inverso das correntes dos enrolamentos principal e auxiliar. O programa seguinte usado, o EFCMMO, reconhece estas condições.

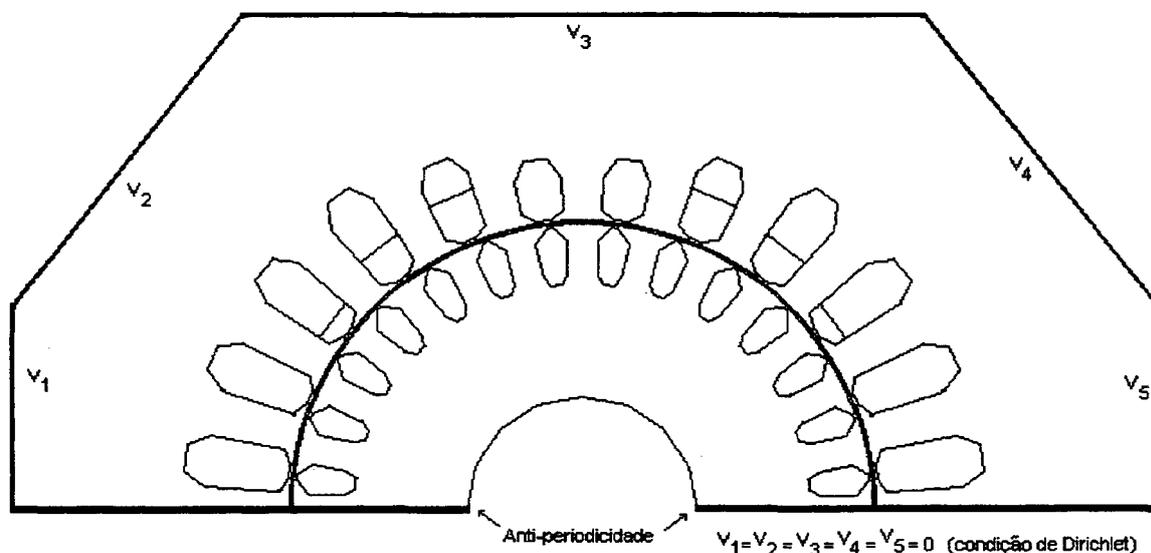


Figura 4.8 – Condições de contorno

Na banda de movimento, houve a atenção em garantir que os arcos que o compõem tivessem nós suficientes para formar elementos retangulares, sendo esta condição necessária para realizar a técnica. Dividiram-se então, os dois arcos em 180 nós cada. É importante lembrar que, para

a banda de movimento, foi criado um material com características iguais às do ar. Isto é necessário para que o EFCMMO reconheça esta região e utilize a técnica embutida em seu módulo.

Tendo o modelo já implementado e definidos os materiais, iniciou-se o processo de geração de malha através da segunda parte do módulo EFM. Há cinco possibilidades de geração de malha: modo muito grosseiro, modo grosseiro, modo normal, modo fino e modo muito fino. Em todos os modos são gerados elementos triangulares.

Devido às características geométricas do modelo foi necessário modelar no modo fino ou modo muito fino. O programa também permite acrescentar ou retirar nós, durante este processo de geração da malha. Assim, foi possível refinar, ou seja, aumentar a densidade de elementos em determinadas regiões, aumentando, conseqüentemente, a precisão do potencial magnético naquelas regiões. No entanto, como resultado, aumenta-se o tamanho da matriz que representa o modelo, aumentando assim o tempo de cálculo.

Numa primeira parte do trabalho, tomou-se necessário obter as informações da densidade de corrente, J , nas barras de alumínio do rotor e correntes nos enrolamentos. Para isto, foi necessário melhorar a qualidade da malha nas barras do rotor. Em outra parte, foi preciso melhorar a malha nos dentes do estator, refinando-se então a malha nesta região.

Uma vez definidas as características de discretização de acordo com a necessidade, gerou-se então a malha.

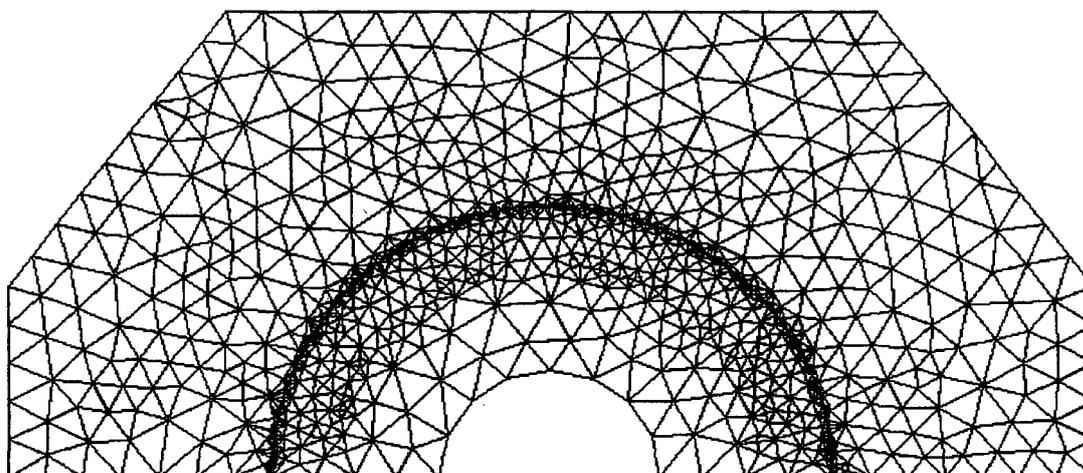


Figura 4.9 – Modelo com malha de elementos finitos

O número de elementos e o número de nós da malha do método de elementos finitos variaram de acordo com a etapa do projeto.

A dimensão da matriz obtida para o cálculo de correntes nos enrolamentos e nas barras foi diferente da obtida para o cálculo de forças nos dentes do estator. Estes valores também variaram um pouco para cada etapa. Os valores considerados ideais para o cálculo das correntes foram:

- número de elementos: 2553
- número de nós: 1514

Para o cálculo das forças:

- número de elementos: 2111
- número de nós: 1287

O módulo EFM possui algoritmos para renumerar os nós e diminuir o tamanho da matriz elementos x nós. Estes valores, entretanto, foram obtidos sem o uso do processo de otimização da matriz.

Execução no EFCMMO

Uma vez modelado o motor e gerada a malha, criou-se então um arquivo tipo elf, que pode ser lido pelo módulo EFCMMO. Este módulo tem como objetivo calcular os potenciais nos nós da malha, as correntes nos enrolamentos do estator, correntes nas barras do rotor, torque, tensão no capacitor, FEM e velocidade. Ele também gera arquivos com informações sobre as tensões elétricas aplicadas e a curva de carga. Todos os resultados estão no domínio do tempo. Neste módulo foi necessário entrar com outros dados característicos do motor que complementaram os dados já fornecidos nos módulos anteriores. Assim foram fornecidos os seguintes dados:

- tempo inicial, tempo final e passo de tempo (Δt);
- tensão, frequência e fase elétrica aplicada nos enrolamentos;
- resistência e indutância na cabeça de bobina do enrolamento principal;
- resistência e indutância na cabeça de bobina do enrolamento auxiliar;
- valores dos capacitores de partida e permanente;
- profundidade do motor;
- número de condutores em cada ranhura (166; 64; 55; 23; 116; 52 e 36);
- tipo de ligações nos enrolamentos (independente);
- inércia do rotor (4.56×10^{-4} N.m);
- curva de carga características do motor;
- resistência externa e tempo de chaveamento;
- número de barras de alumínio no rotor.

O programa gera no máximo 10000 pontos em virtude de esta ser a capacidade de leitura do módulo gerador de curvas DSN. Também é necessário um passo de tempo pequeno para evitar divergência no processo de cálculo. Assim, há necessidade de um passo de tempo menor ou igual a 0,001 segundos, o que garante informações do funcionamento do motor por 10 segundos. No entanto, percebeu-se que este incremento de tempo não era suficiente para uma boa qualidade de resultados, pois limitava as análises a uma frequência de 500 Hz, que não seria interessante para este projeto. Posteriormente percebeu-se que seria interessante ter uma discretização para obter resultados discretizados para cada 1° de rotação do rotor, o que era um valor em torno de $4,7 \times 10^{-5}$ segundos.

Assim, levando em consideração que o motor de indução do compressor EGS80, possui uma velocidade em regime para condições nominais em torno de 3540 RPM, tem-se 21240° de rotação por segundo ($3540 \text{ RPM} \times 360^\circ / 60 \text{ seg.} = 21240^\circ$). A fim de se garantir incrementos de tempo que correspondem a 1° de rotação do rotor, foi escolhido um passo de $4,708 \times 10^{-5}$ segundos ($\Delta t = 1 \text{ s} / 21240^\circ = 4,708 \times 10^{-5} \text{ s}$). Conseqüentemente, devido ao limite de 10000 pontos, pode-se obter um funcionamento de 0,47 segundos do motor. Sabendo que o período de instabilidade é em torno de 0,4 segundos, ou seja, a partir de 0,4 segundos o motor entra em regime permanente, conseguiu-se

um período de análise de 0,07 segundos. Isto representa um pouco mais de quatro voltas completas do rotor em regime, o que já é suficiente para este trabalho.

O programa permite também fixar a velocidade de funcionamento do rotor e iniciar o funcionamento já com uma velocidade imposta. No entanto, para manter as características reais do funcionamento, optou-se por não fixar a velocidade.

Um outro fator relevante é o tempo de execução desta parte do trabalho que foi razoavelmente elevado. A tabela mostra comparações entre tempos de execução para diferentes computadores.

Processador	Memória (Mbytes)	Tempo de execução (horas)
Intel Pentium II 233 MHz	64	~ 12
Intel Pentium III 750 MHz	128	~ 4
Intel Pentium III 1GHz	256	~2,5

Tabela 4.2 – Comparação de tempos de execução em diferentes computadores

Existem outros fatores que contribuem para um tempo de execução do programa, tais como o número de elementos e o número de nós da malha do método de elementos finitos. Este valor acabou variando de acordo com a etapa do projeto conforme já citado anteriormente.

Visualização no EFGN

Após a execução do módulo EFCMMO, foram gerados alguns arquivos de resultados, incluindo o próprio arquivo tipo elf de entrada, que foi atualizado com informações referentes ao funcionamento do rotor.

A distribuição do fluxo magnético, das correntes induzidas nas barras do rotor, do potencial vetor magnético e sentido do fluxo, foram obtidas para uma velocidade média de 3534 RPM, escorregamento 1,8333%, tensão eficaz de 160V, em um instante de tempo 0,1176 segundos e com um ângulo de rotação de 164,5°.

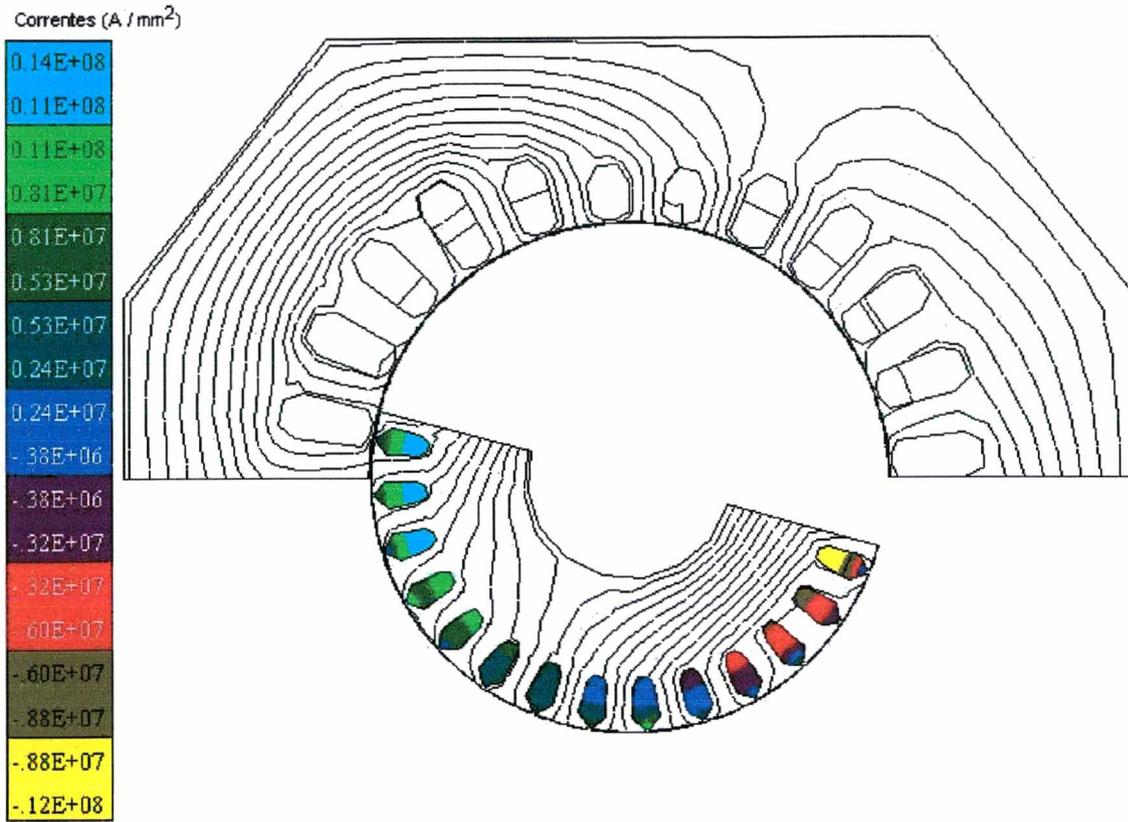


Figura 4.10 – Distribuição do fluxo magnético e das correntes induzidas nas barras do rotor

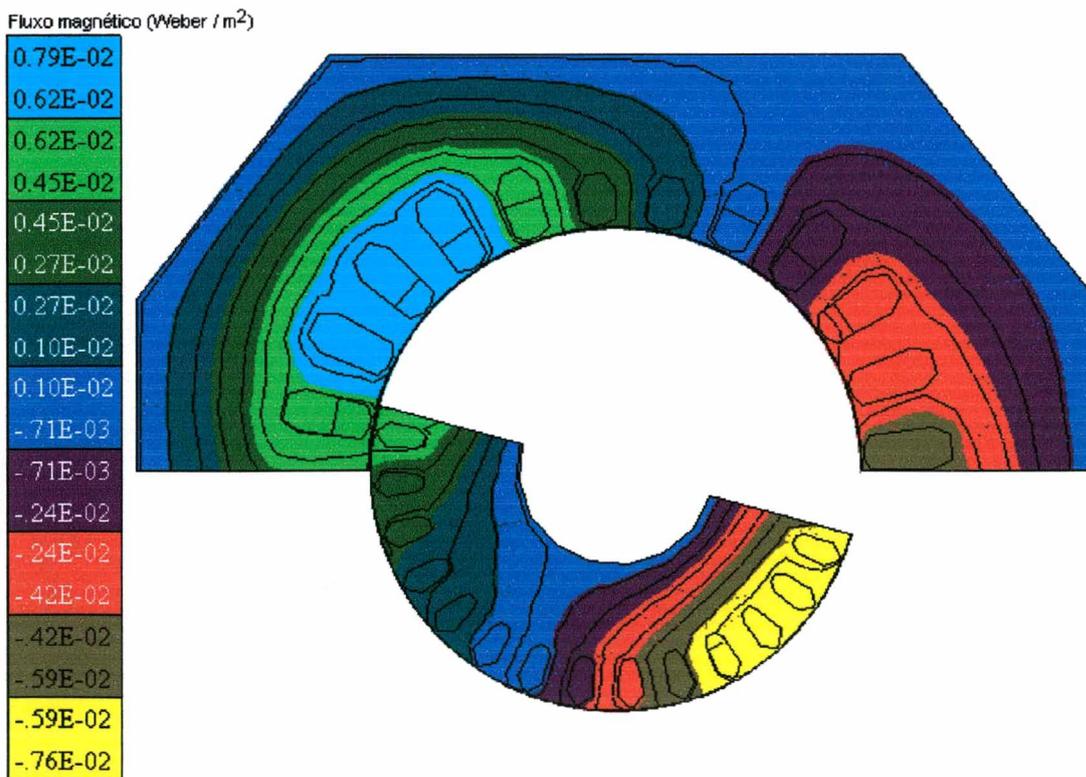


Figura 4.11 – Potencial vetor magnético

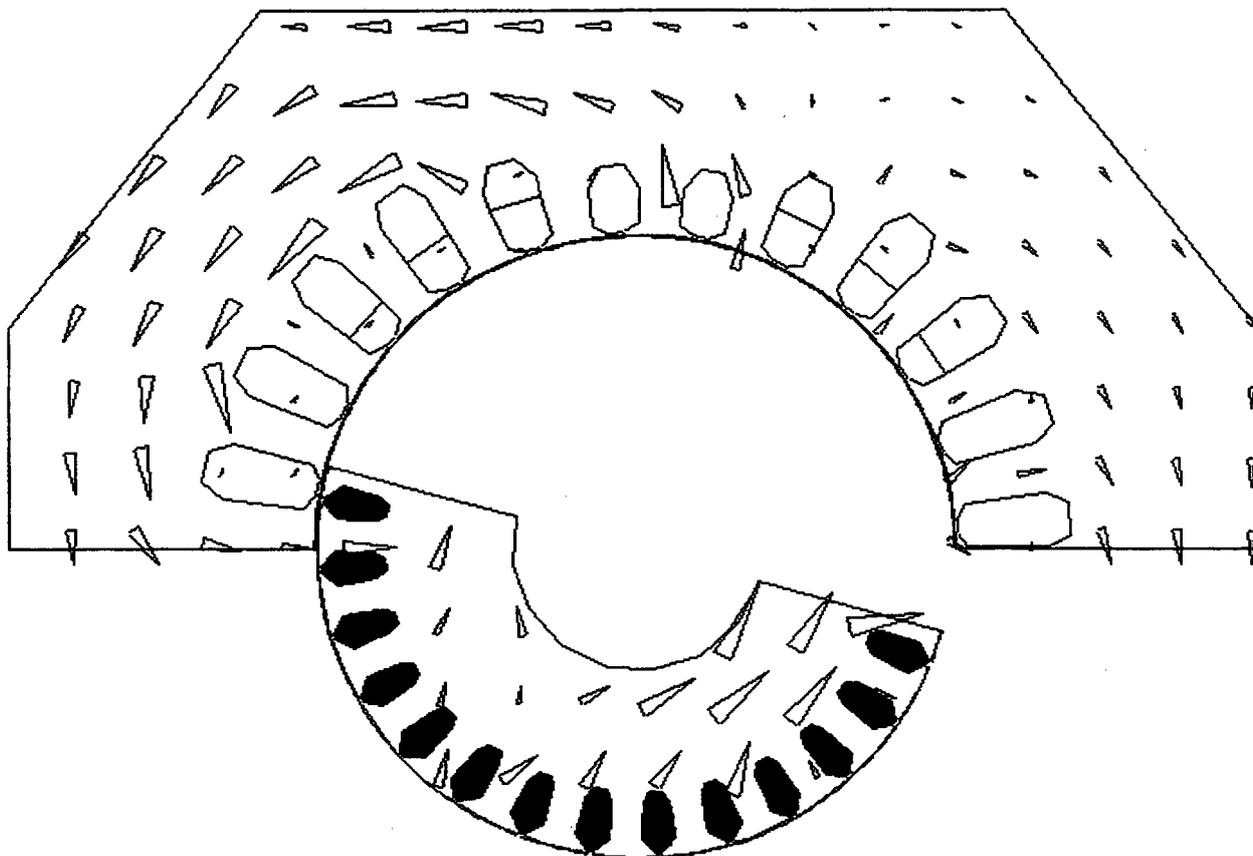


Figura 4.12 – Sentido do fluxo

Como se pode observar nas figuras acima, é possível ter informações interessantes a respeito do funcionamento do motor. Os valores obtidos podem ser analisados e verificados se há uma correta simulação.

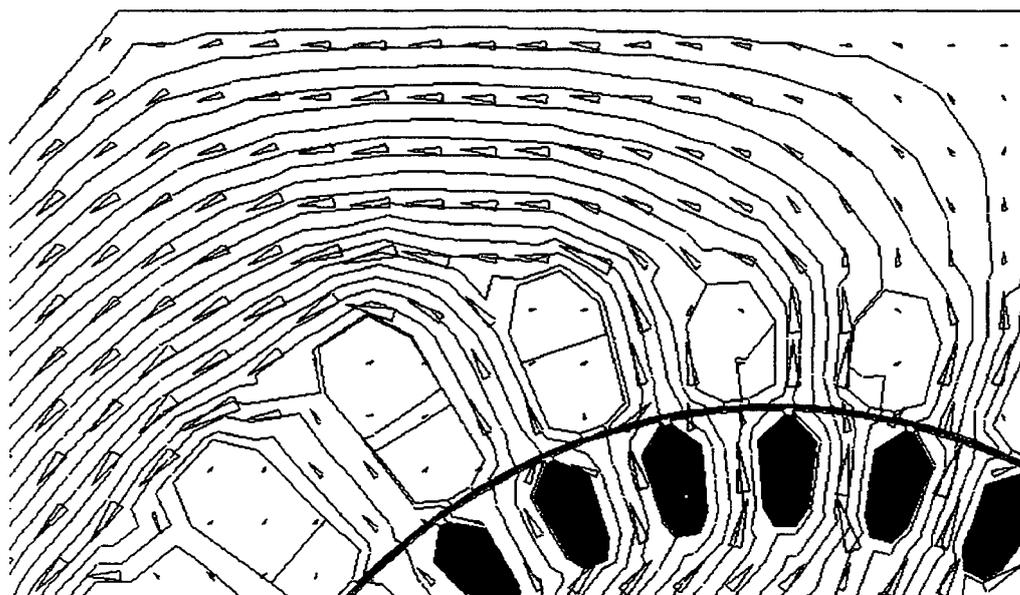


Figura 4.13 – Detalhe do fluxo magnético com o sentido do fluxo, em outro instante de tempo

A título de informação visual sem validação científica, após uma montagem visual, as linhas de fluxo de todo este modelo de rotor de indução serão algo como mostrado a seguir.

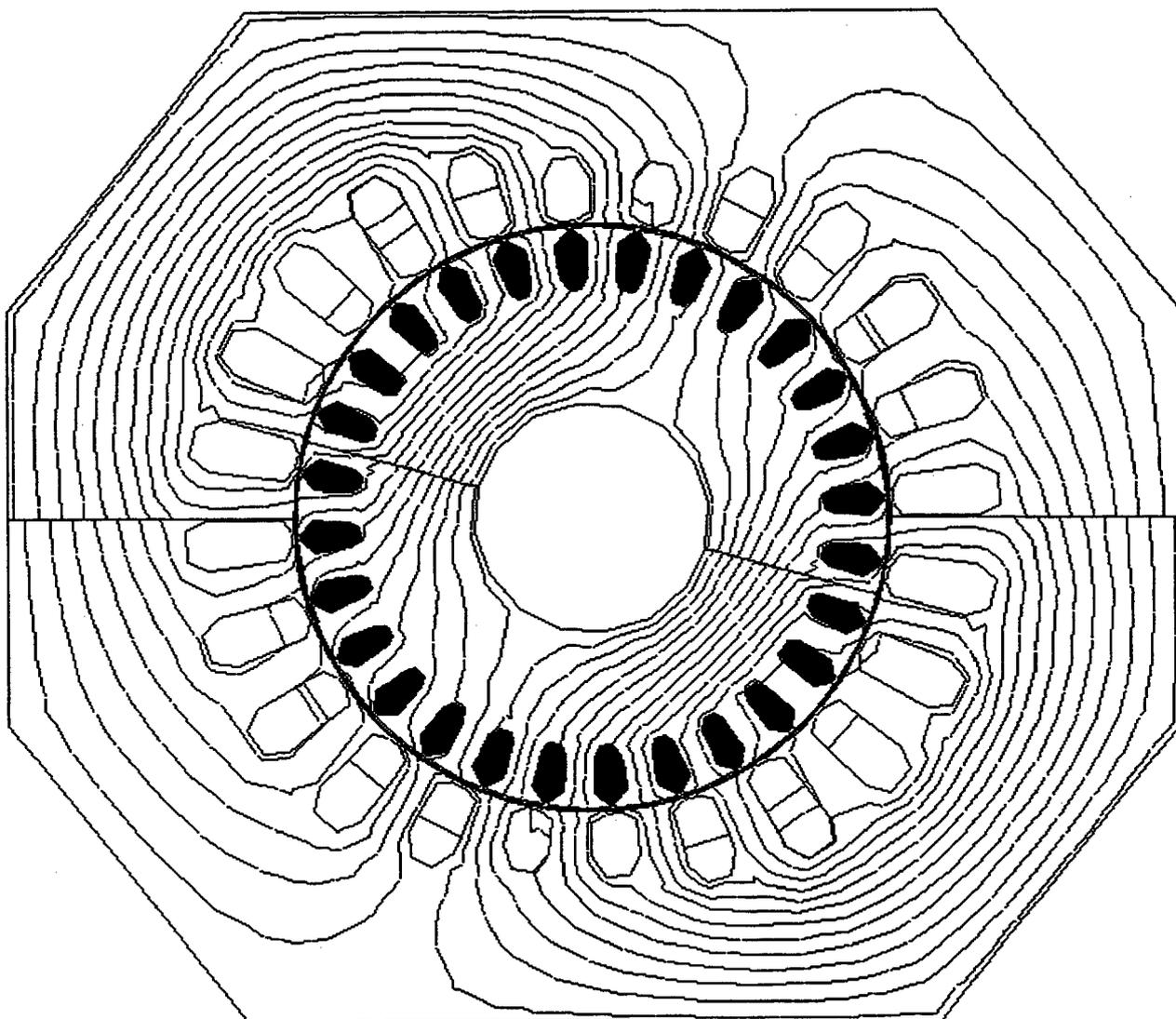


Figura 4.14 – Montagem gráfica das linhas de fluxo magnético em todo motor

Calculando no EFCRF

Uma vez tendo os valores das correntes nos enrolamentos e nas barras, inicia-se o uso do módulo EFCRF do EFCAD. Este módulo é responsável pelo cálculo das forças nos dentes do estator.

Antes do seu uso tomou-se necessário preparar os dados a serem usados como dados de entrada deste módulo.

O modelo do motor feito para ser usado no EFCMMO sofreu algumas modificações. O módulo EFCRF possui um recurso no qual o material do tipo 26, definido no EFP, é um material do tipo Banda de Força, com as mesmas características do material tipo 2, ferro saturado. No entanto, este material é usado para definir a região no modelo onde se calcula força, aplicado assim o Método do Tensor de Maxwell. Neste método, a força aplicada a uma parte do circuito magnético pode ser obtida integrando-se o Tensor de Maxwell ao longo de uma superfície. No caso de um motor elétrico, a superfície escolhida situa-se próxima ao entreferro. Assim, criaram-se doze regiões com material do tipo 26 nas pontas dos dentes do estator.

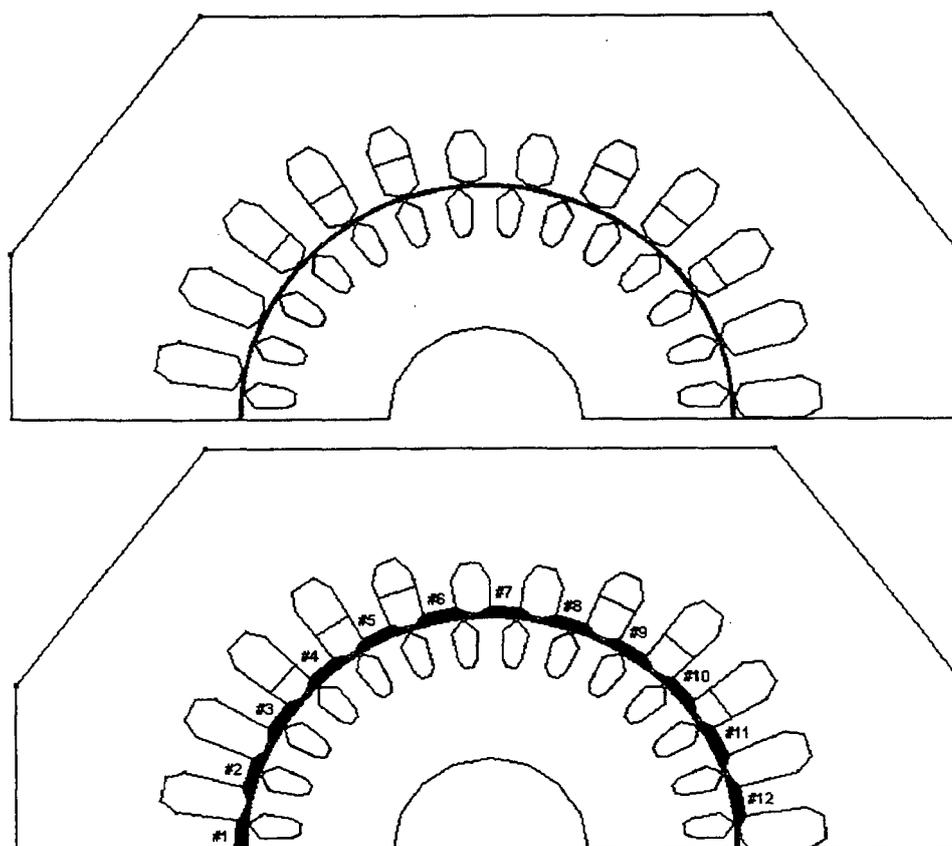


Figura 4.15 – Modelo para o EFCMMO e para o EFCRF, com os dentes definidos em destaque

O módulo EFCRF identifica estas regiões, calcula e cria arquivos contendo os valores das forças separadas em forças radiais e forças tangenciais para cada região definida. Com isso, obtêm-se as forças de origem magnéticas desejadas no trabalho.

No módulo anterior, foi necessário melhorar a malha nas regiões das barras e enrolamentos, nesta etapa, foi preciso melhorar a malha na região dos dentes do estator.

Dos valores de correntes obtidos no módulo anterior foi preciso fazer modificações, isto porque no EFCMMO, os valores de correntes estavam em função do tempo, porém o EFCRF necessita ler as correntes em função da posição angular. Como o programa EFCMMO gera também um arquivo contendo a velocidade em função do tempo, foi possível obter o ângulo de rotação do rotor para cada instante de tempo. Com isto, podem-se obter os valores de correntes em função da posição angular, para serem lidos pelo EFCRF.

As forças são obtidas no domínio da posição angular do rotor. Como o motor foi modelado pela metade devido à simetria, a evolução dos valores das forças calculada está de 0° a 180° . Estes valores estão separados em forças radiais e forças tangenciais localizadas no centro de cada dente do estator.

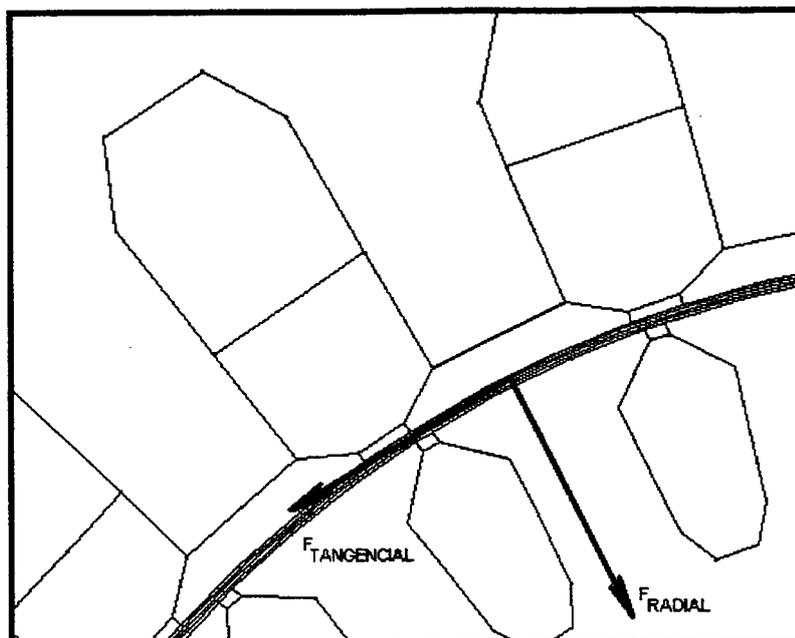


Figura 4.16 – Detalhe da localização das forças no dente do estator

Visualização gráfica no DSN

Após a execução do módulo EFCMMO, arquivos com extensão tipo des foram obtidos. Estes arquivos contêm informações (no domínio do tempo) sobre as tensões elétricas aplicadas e correntes nos enrolamentos, tensão no capacitor, o torque eletromagnético, a curva de carga e a velocidade de rotação do rotor. Após a execução do módulo EFCRF, outros arquivos de resultados com extensão tipo des foram gerados. Estes arquivos contêm informações sobre as forças radiais e forças tangenciais.

O DSN também possui o recurso de exportar estas informações em um formato de tabela do tipo texto formatado separado por tabulações, que pode ser lido pelo Microsoft Excel. No Excel os valores podem ser trabalhados com outras informações, tais como valores das correntes nos enrolamentos principal e auxiliar, medidos experimentalmente na Embraco. Aproveitando este recurso de exportação foi possível trabalhar com os valores das correntes em função do tempo, obtidos no EFCMMO, transformando-os em função da posição angular do rotor, para serem lidos para o EFCRF. Também este mesmo recurso permitiu exportar os valores das forças para o modelo mecânico.

As curvas a seguir foram obtidas para três condições de carga diferentes

- ensaio com valores nominais e torque de carga nominal (0,38 N.m);
- ensaio com valores nominais e torque de carga na metade do nominal (0,19 N.m);
- ensaio com valores nominais e torque de carga com o dobro do nominal (0,76 N.m).

Importante lembrar que o compressor trabalha comercialmente sempre com valores nominais e torque de carga nominal. Estas duas outras condições serviram somente para acrescentar informações experimentais com a finalidade de validar o modelo numérico.

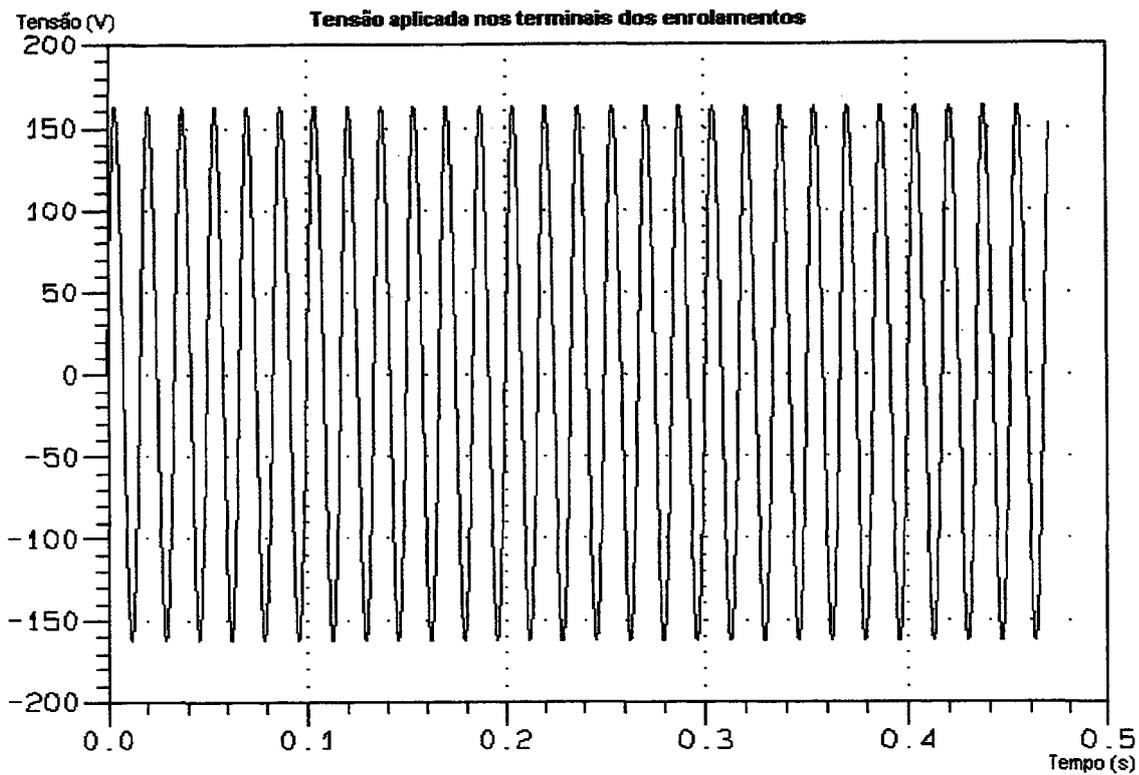


Figura 4.17 – Curva da tensão aplicada nos enrolamentos para todas condições de carga

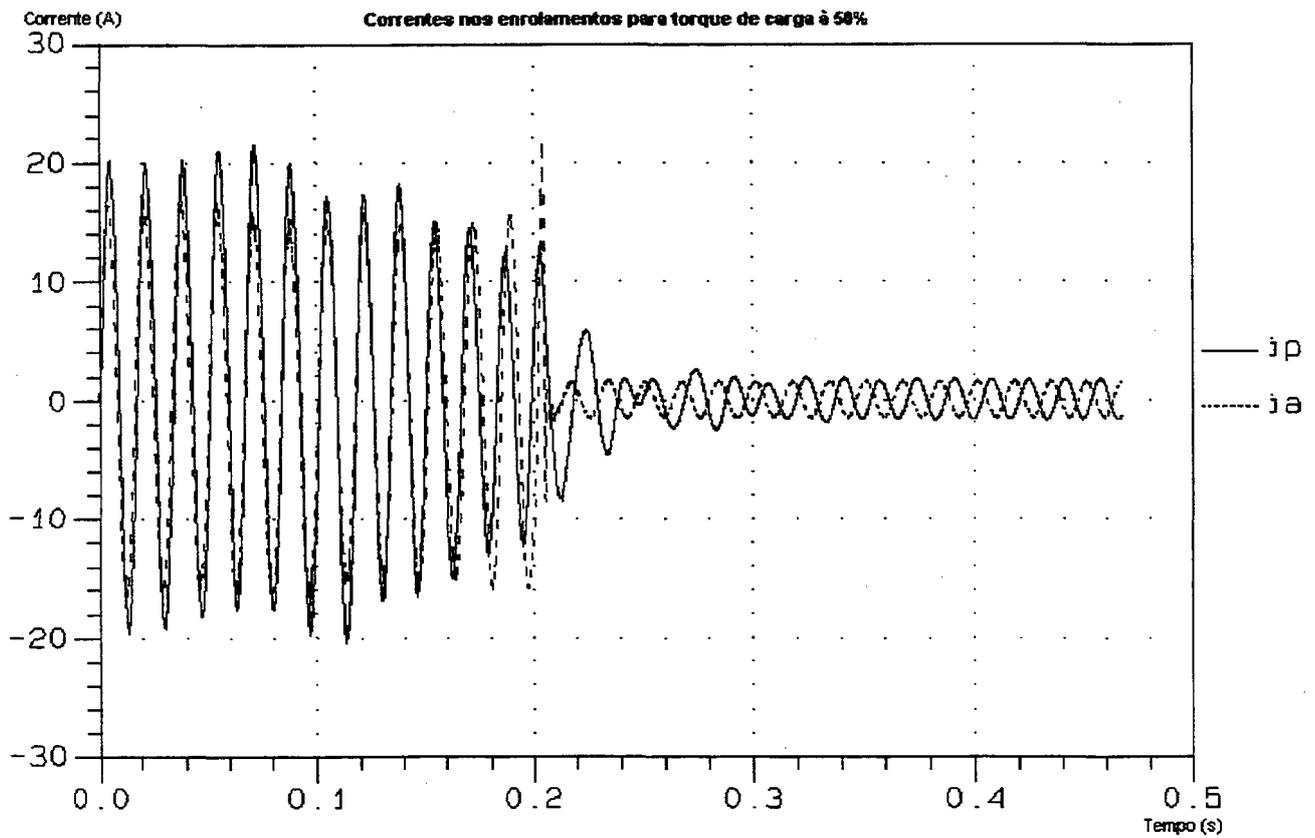


Figura 4.18 – Curvas das correntes nos enrolamentos para 50% do torque de carga

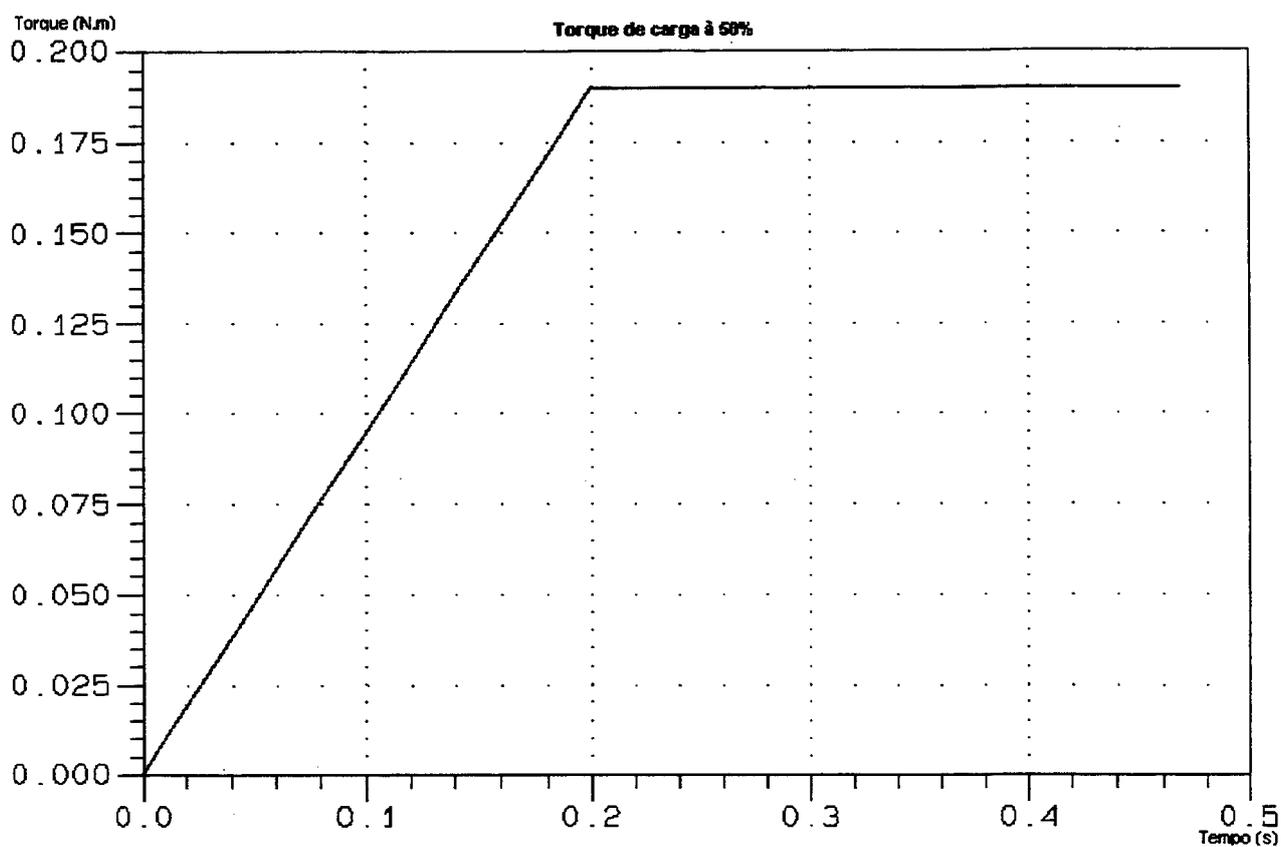


Figura 4.19 – Curva do torque de carga para 50% do torque de carga

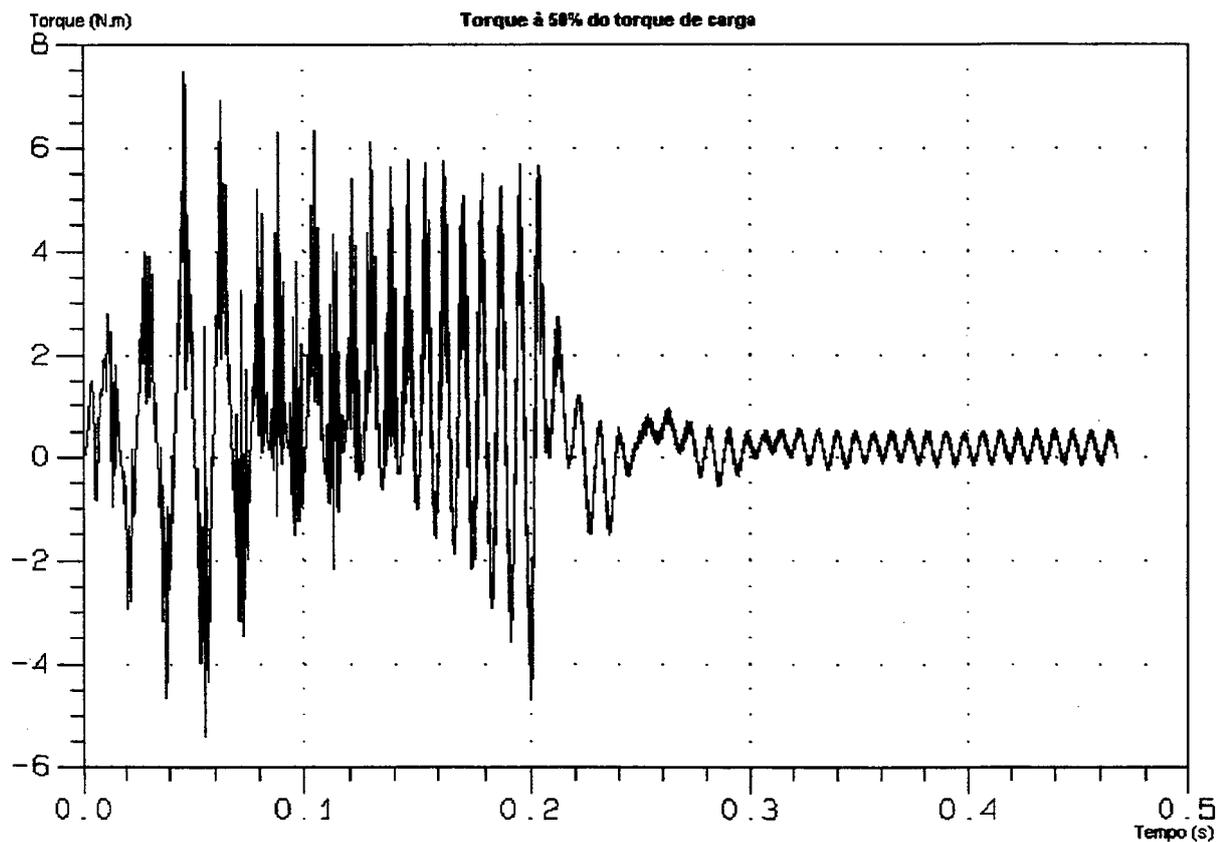


Figura 4.20 – Curva da torque do rotor para 50% do torque de carga

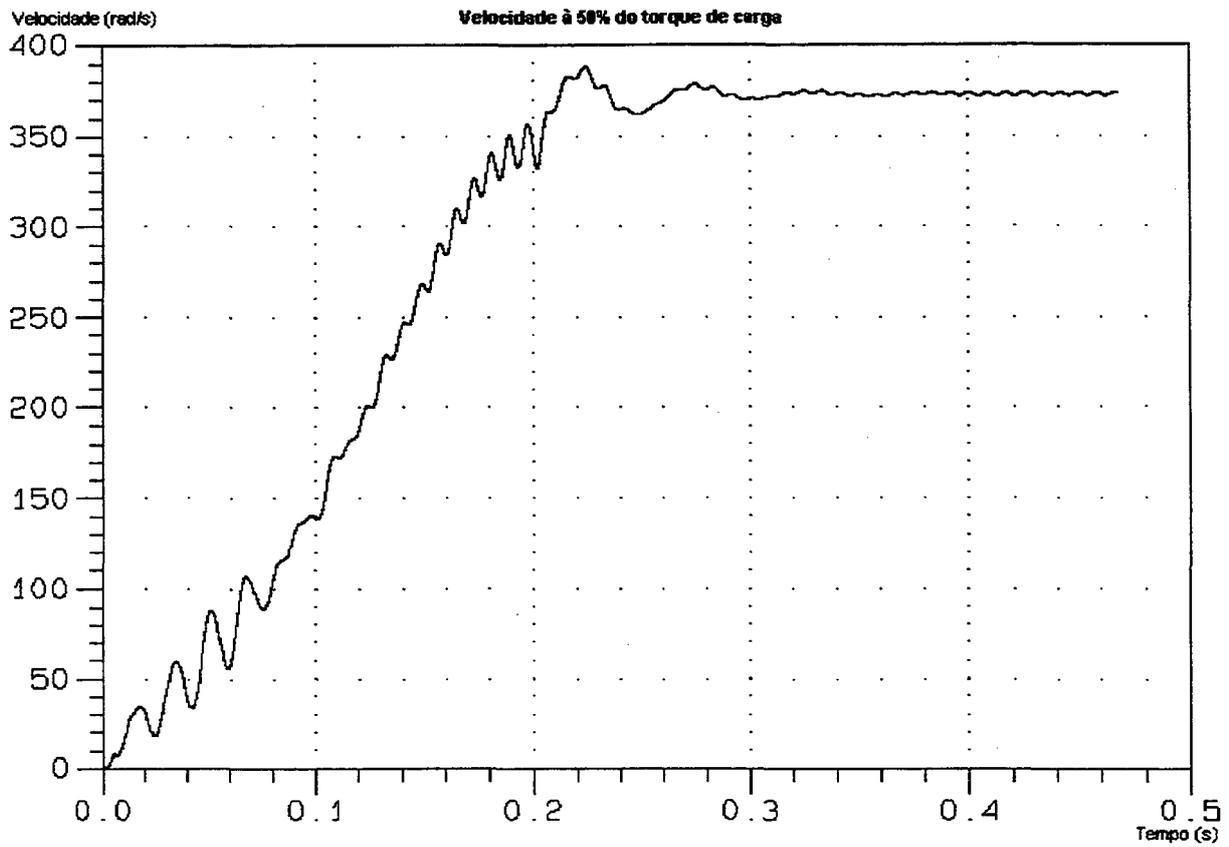


Figura 4.21 – Curva da velocidade rotacional do rotor para 50% do torque de carga

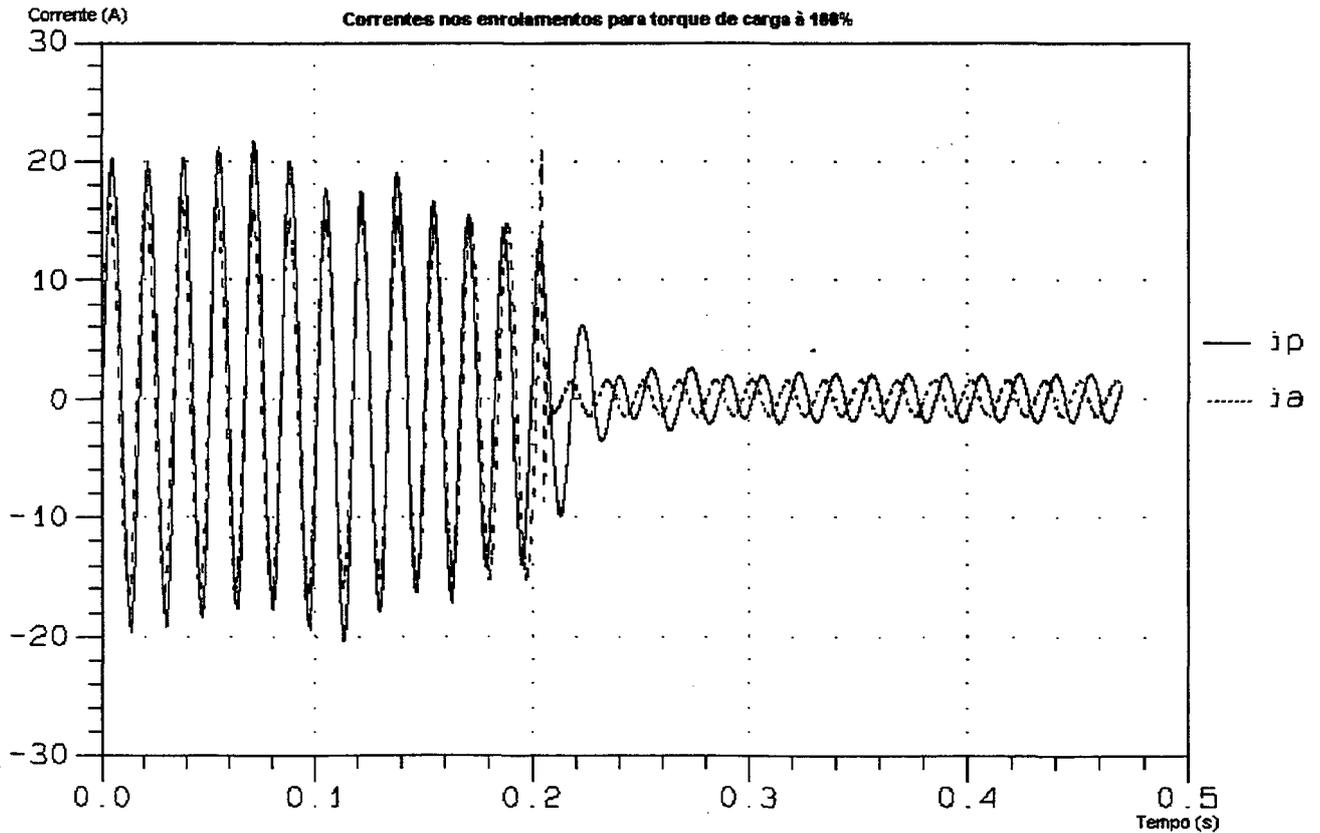


Figura 4.22 – Curvas das correntes nos enrolamentos para 100% do torque de carga

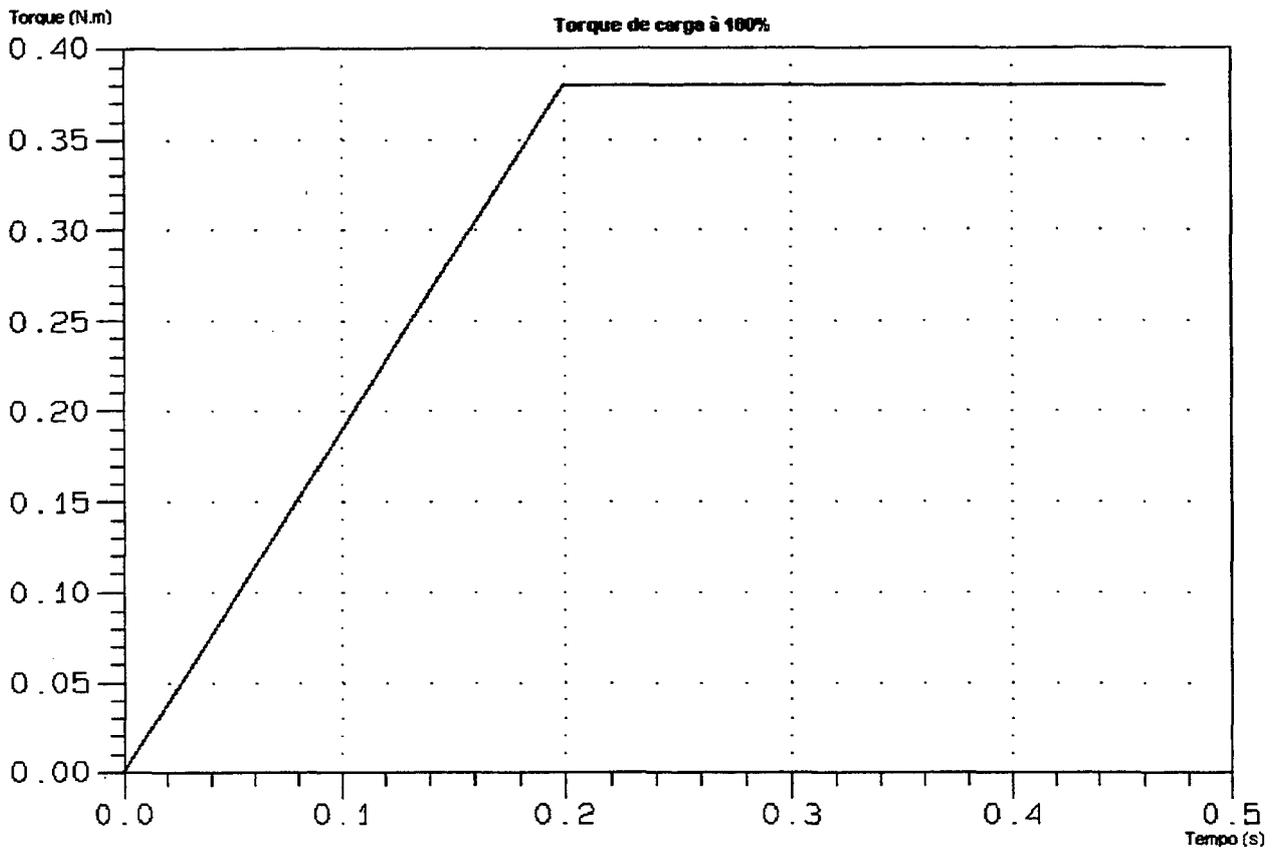


Figura 4.23 – Curva do torque de carga para 100% do torque de carga

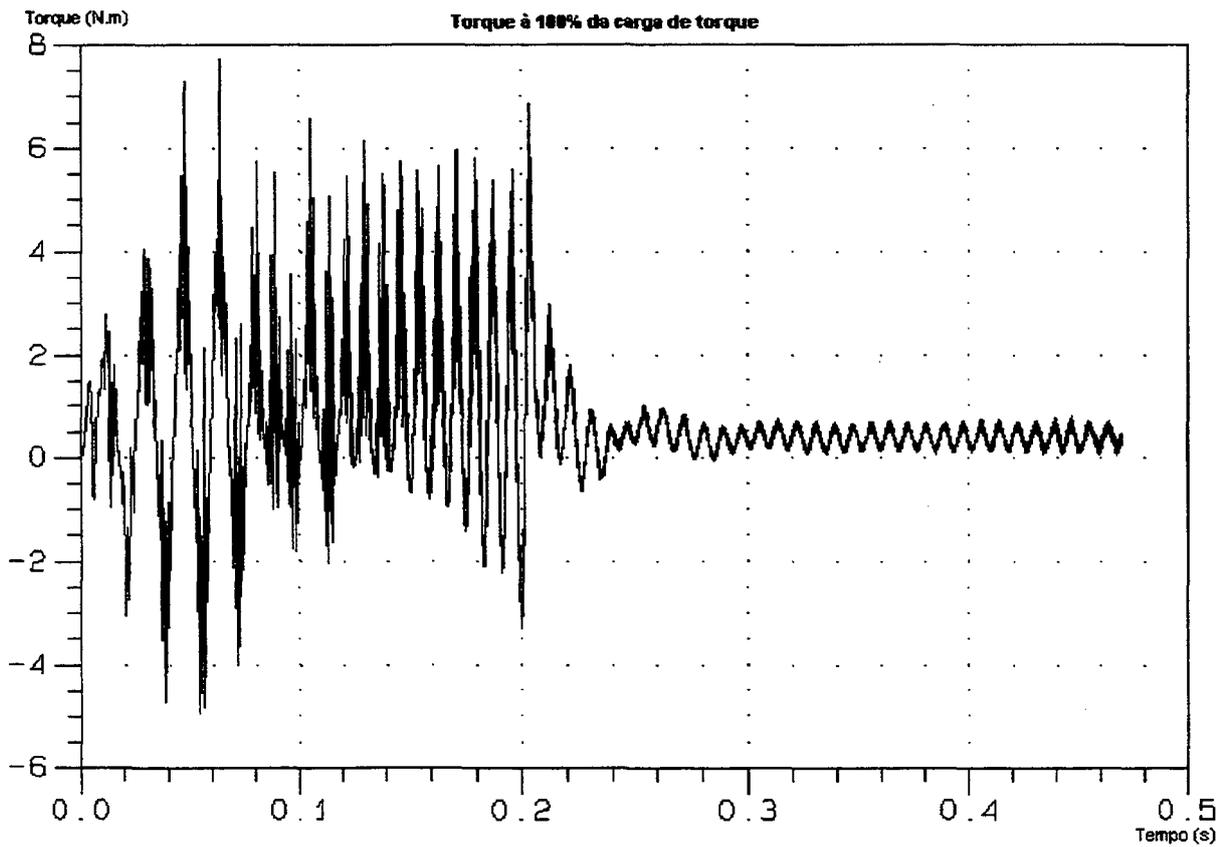


Figura 4.24 – Curva da torque do rotor para 100% do torque de carga

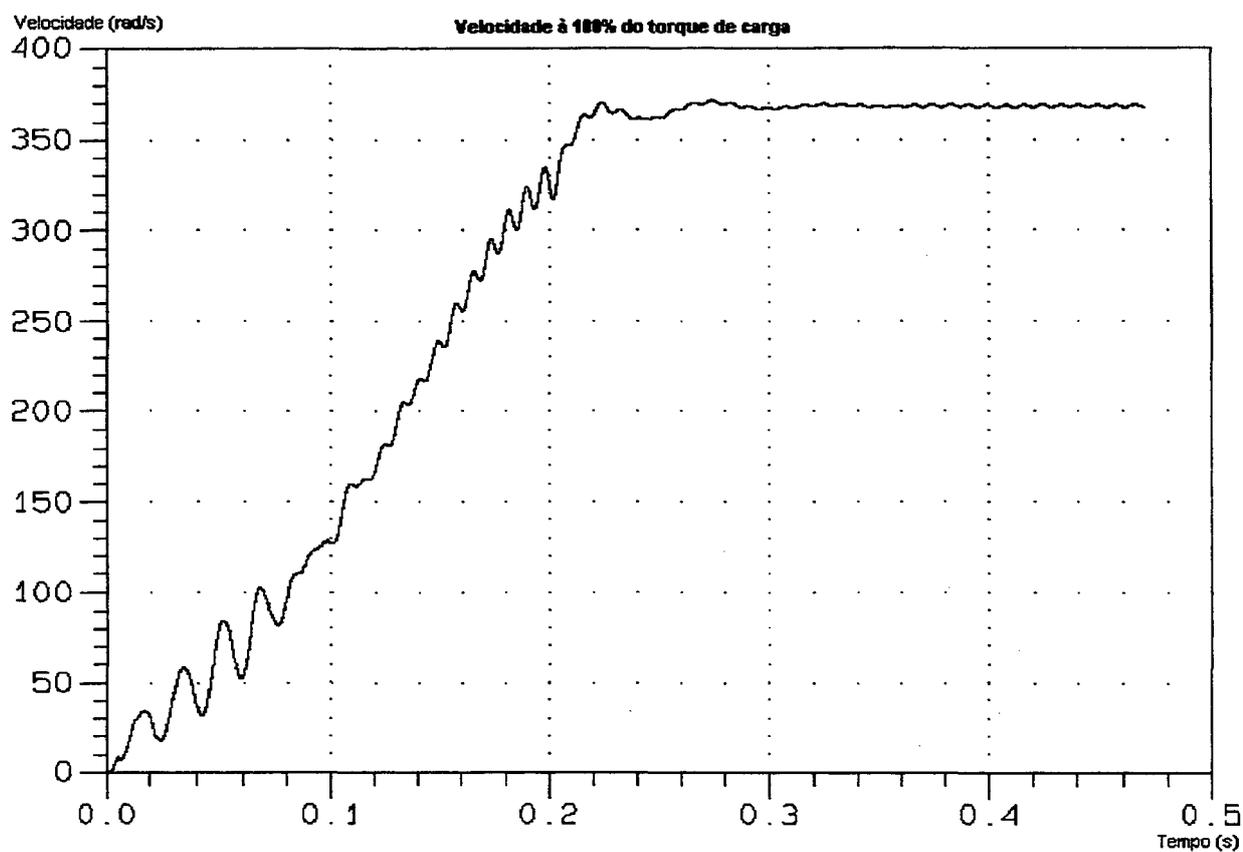


Figura 4.25 – Curva da velocidade rotacional do rotor para 100% do torque de carga

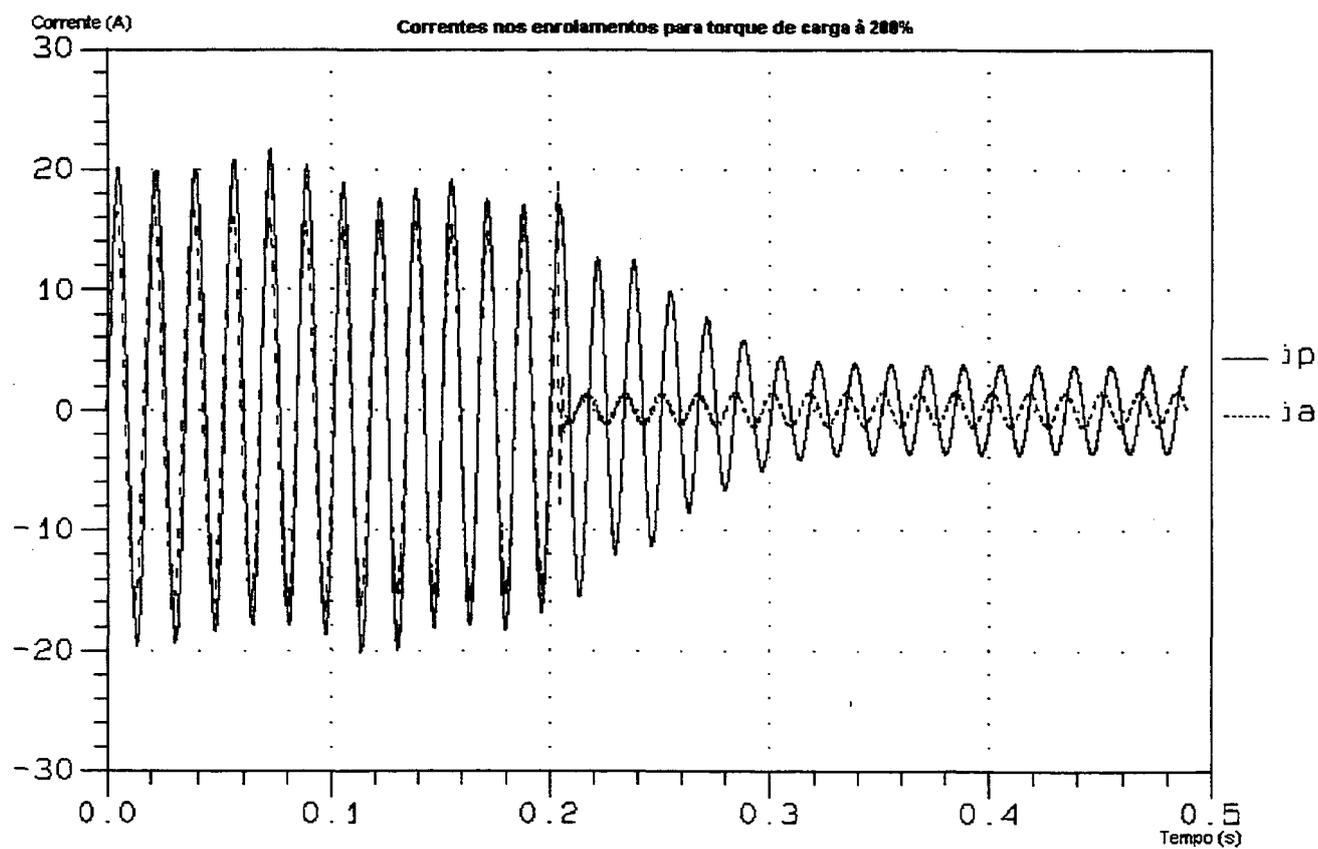


Figura 4.26 – Curvas das correntes nos enrolamentos para 200% do torque de carga

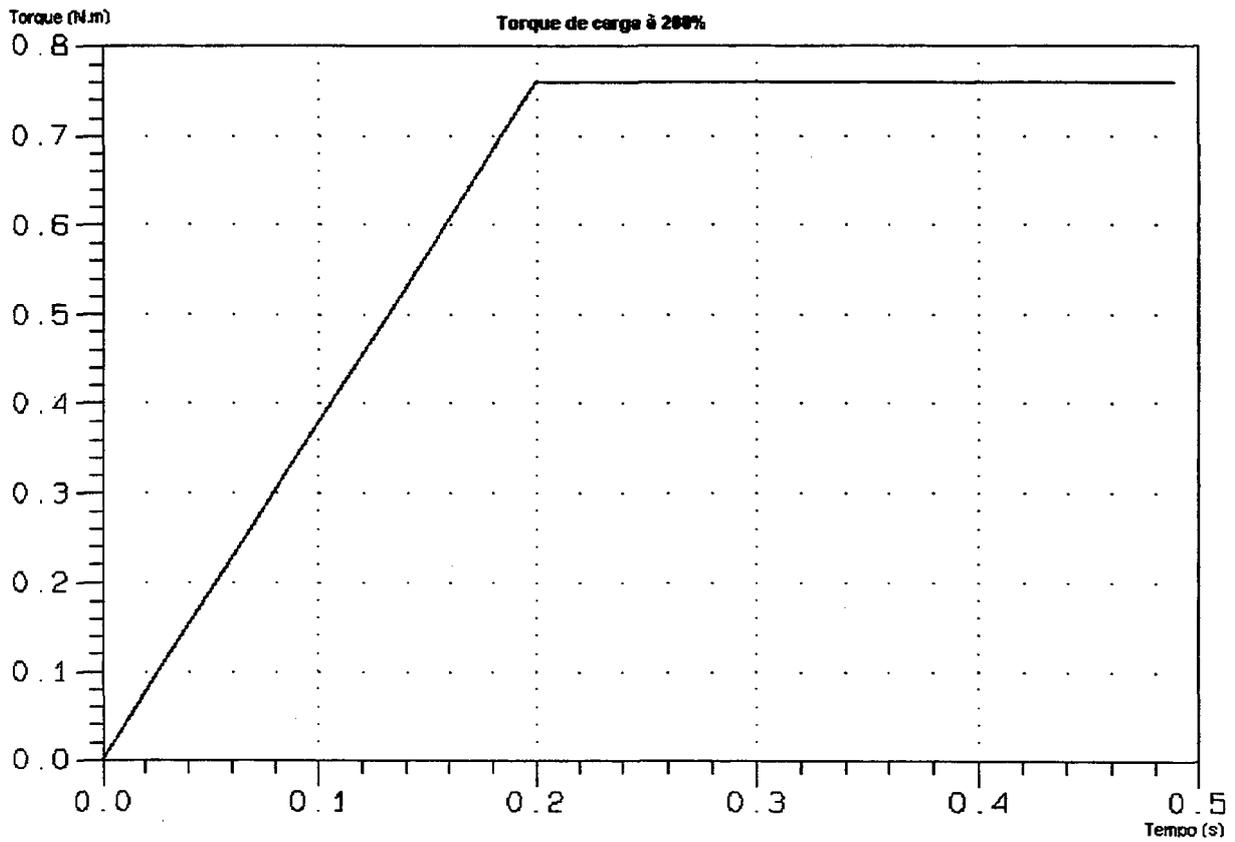


Figura 4.27 – Curva do torque de carga para 200% do torque de carga

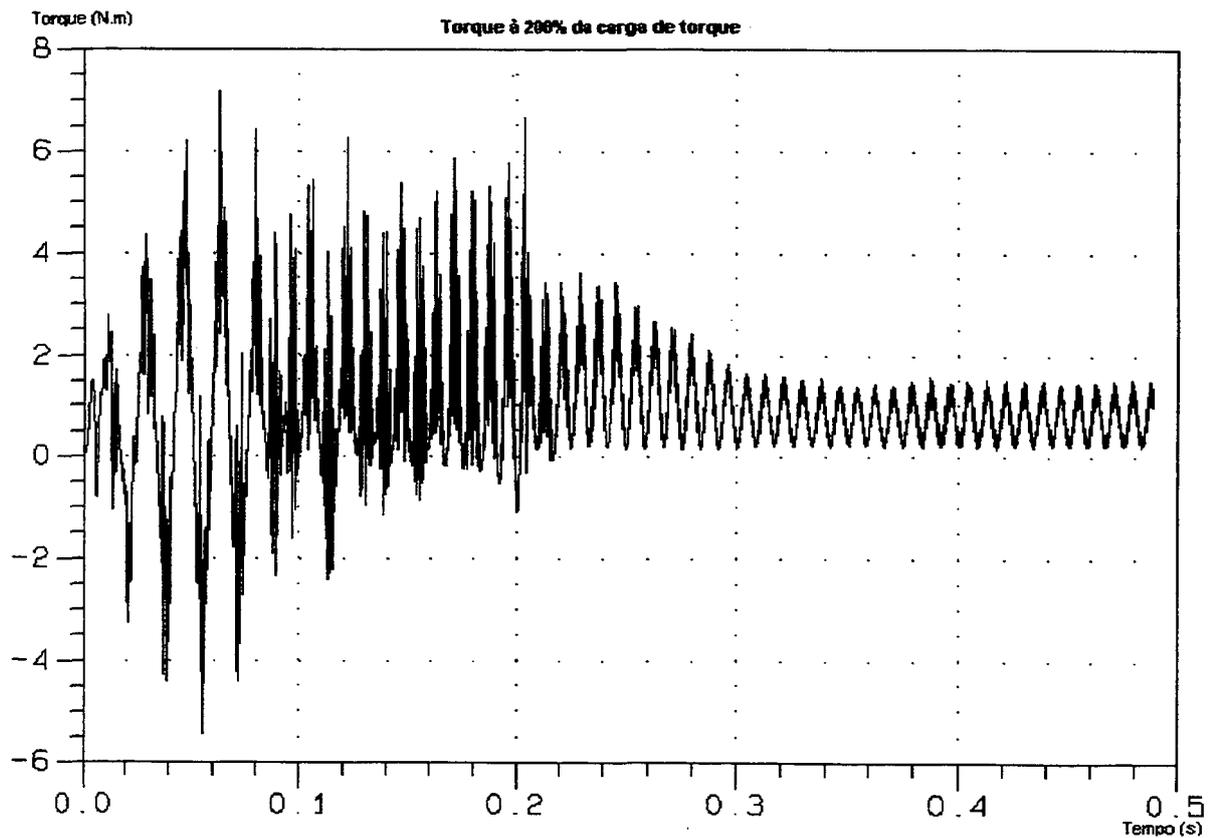


Figura 4.28 – Curva da torque do rotor para 200% do torque de carga

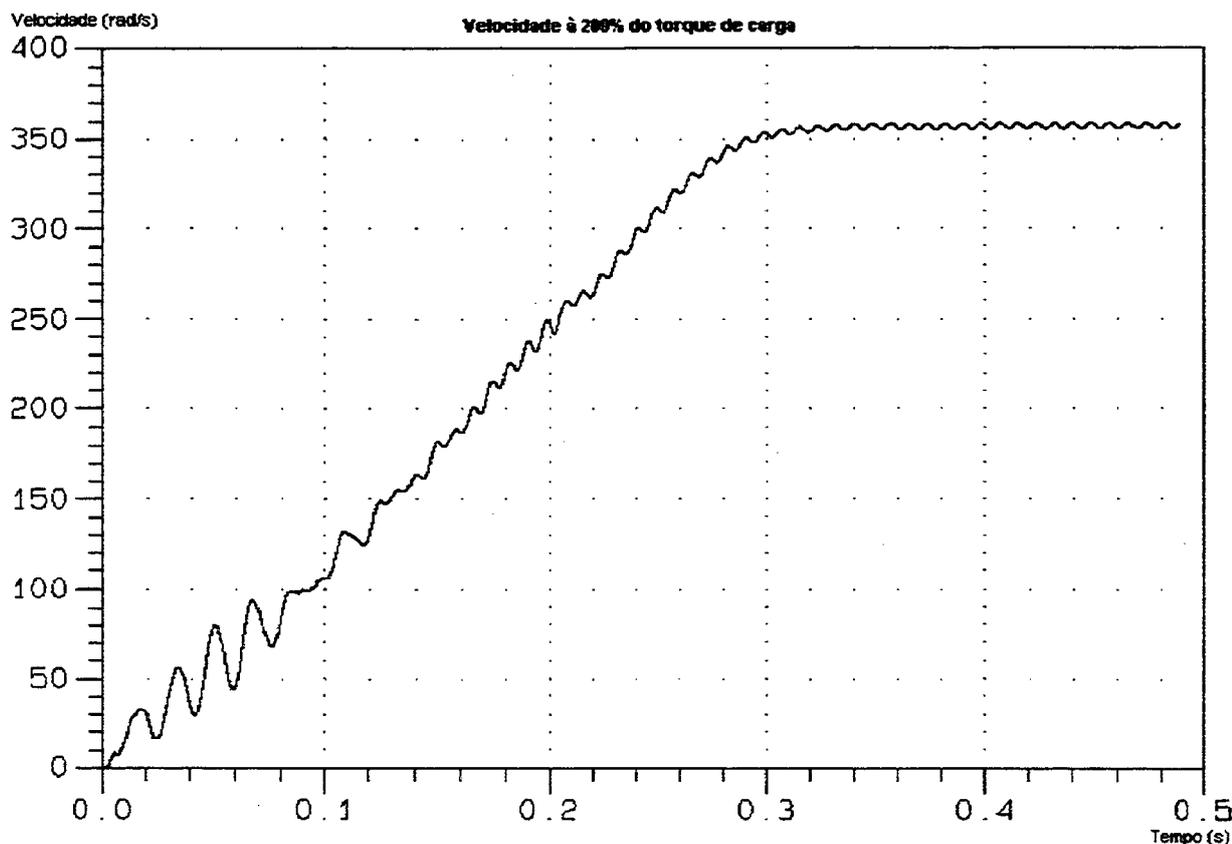


Figura 4.29 – Curva da velocidade rotacional do rotor para 200% do torque de carga

4.10. Resultados dos ensaios experimentais

Devido às características do objeto sob estudo, a medição prática das forças nos dentes do estator é impossível. No entanto, haveria uma possibilidade de utilizar bobina de medição nos dentes do estator para medir as induções (fluxo magnético) em cada um dos dentes. E indiretamente calcular as forças, porém este tipo de análise não foi possível de ser realizada.

Nos ensaios experimentais utilizou-se analisador digital Yokogawa DL708E, dinamômetro, que mediu os valores de torque e velocidade, e termômetro digital. Obteve os valores da tensão aplicada, corrente no enrolamento auxiliar e a corrente total (corrente principal somada com a auxiliar), utilizando três canais do analisador. Para os ensaios experimentais também foram feitos três ensaios diferentes:

- ensaio com valores nominais e torque de carga nominal (0,38 N.m);
- ensaio com valores nominais e torque de carga na metade do nominal (0,19 N.m);
- ensaio com valores nominais e torque de carga com o dobro do nominal (0,76 N.m).

Para cada ensaio foi aplicado um valor de torque de carga diferente, verificada a temperatura ambiente, e armazenados os valores de tensão e corrente no analisador digital.

O registro dos valores de rotação do rotor nos ensaios para diferentes cargas serviu para a comparação com valores de rotação das simulações. Já o registro dos valores de temperatura serviu

para correção das resistividades dos materiais na fase de simulação em elementos finitos. Os valores medidos estão apresentados na tabela 4.3

Tipo de ensaio	50% nominal	100% nominal	200% nominal
Carga nominal (N.m)	0,19	0,38	0,76
Rotação (RPM)	3568	3535	3445
Temperatura (°C)	62,4	68,5	77

Tabela 4.3 – Rotação e temperatura média medida durante os ensaios

O valor da corrente no enrolamento principal foi obtido subtraindo o valor da corrente no enrolamento auxiliar com valor da corrente total.

Devido aos objetivos do trabalho, foram obtidos os valores das correntes somente para condição em regime, a parte transitória referente à partida do motor foi ignorada.

Os valores obtidos da tensão e das correntes seguem abaixo

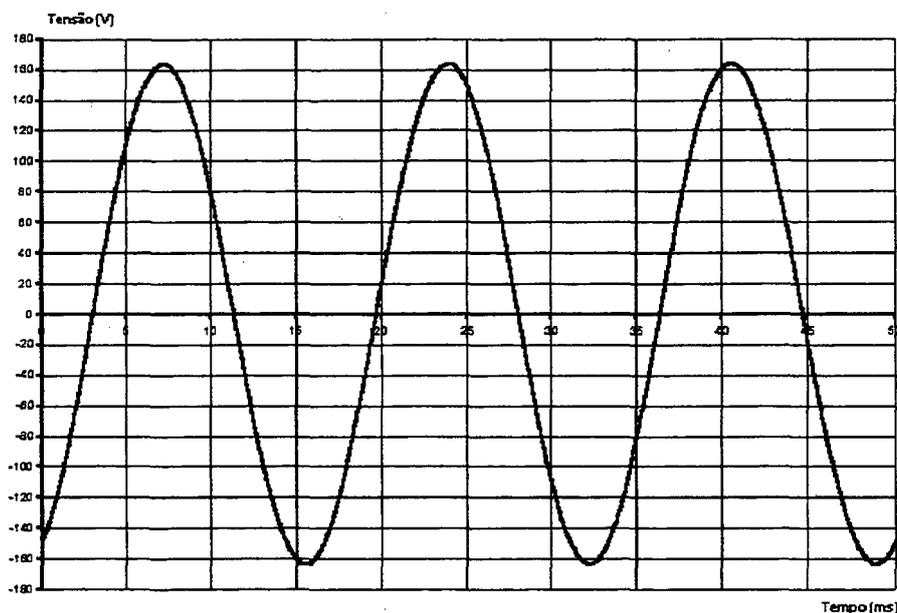


Figura 4.30 – Curva da tensão aplicada no motor de indução

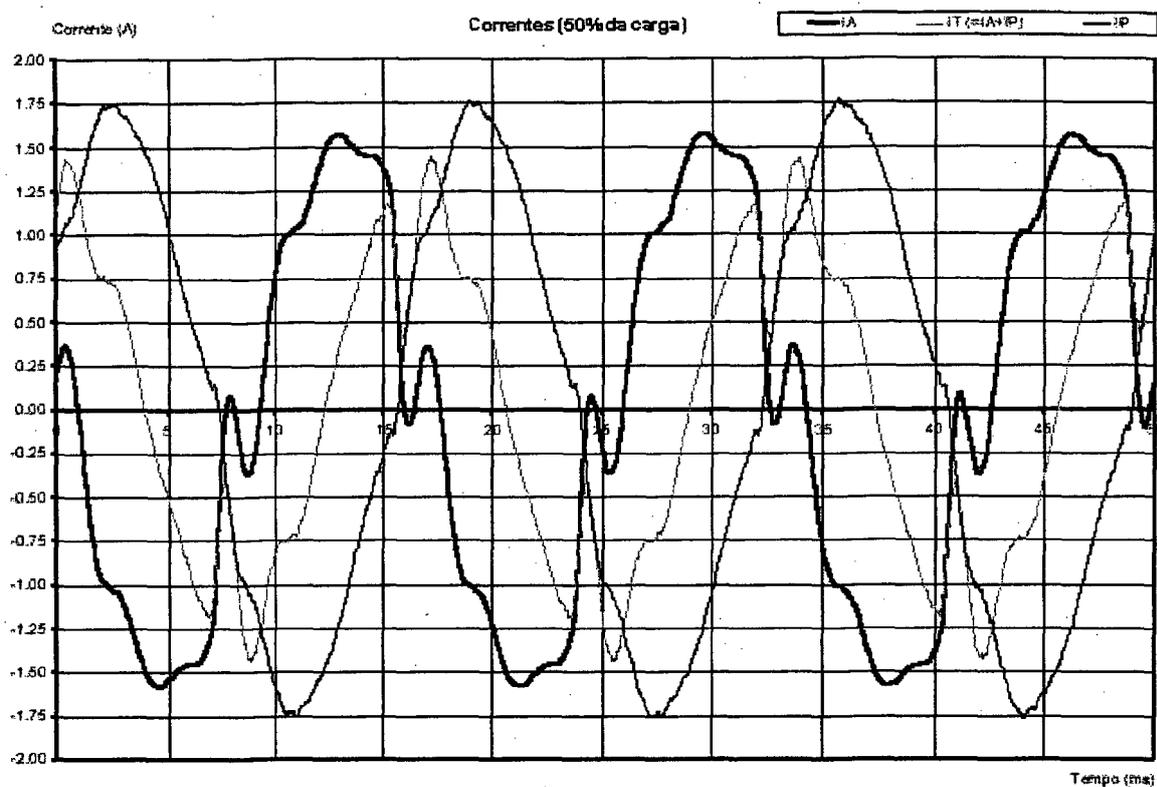


Figura 4.31 – Curvas das correntes para condição de 50% do torque de carga

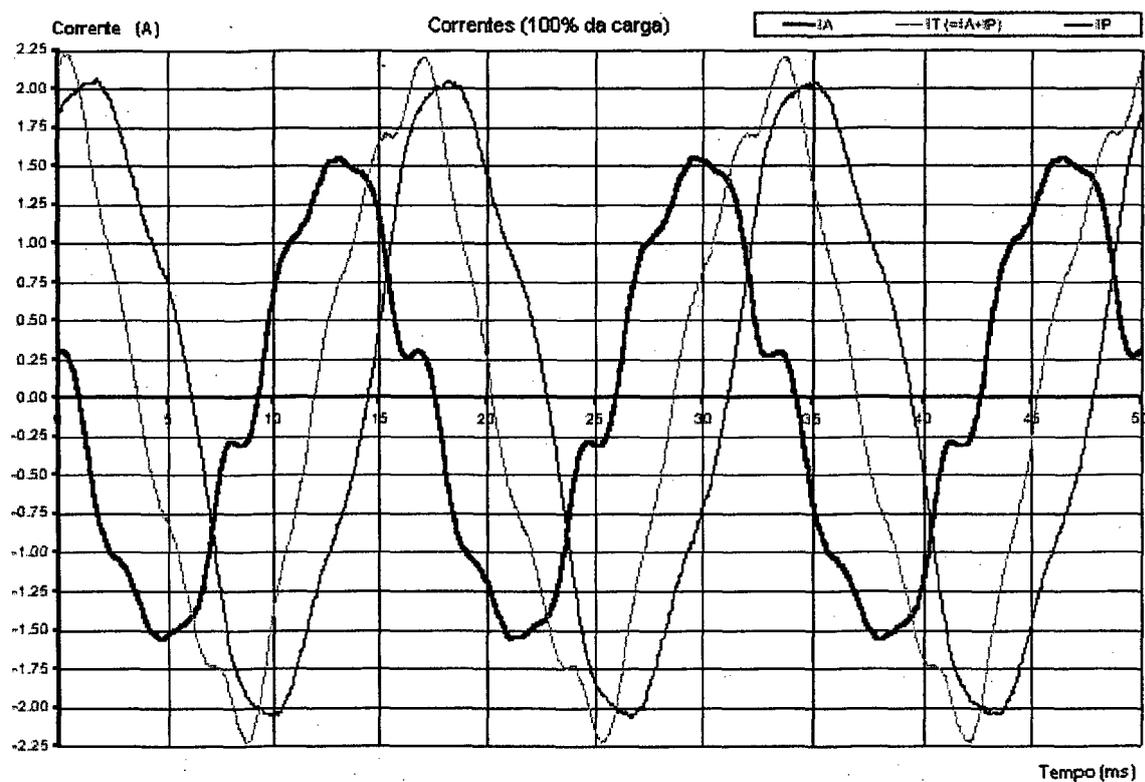


Figura 4.32 – Curvas das correntes para condição de 100% do torque de carga

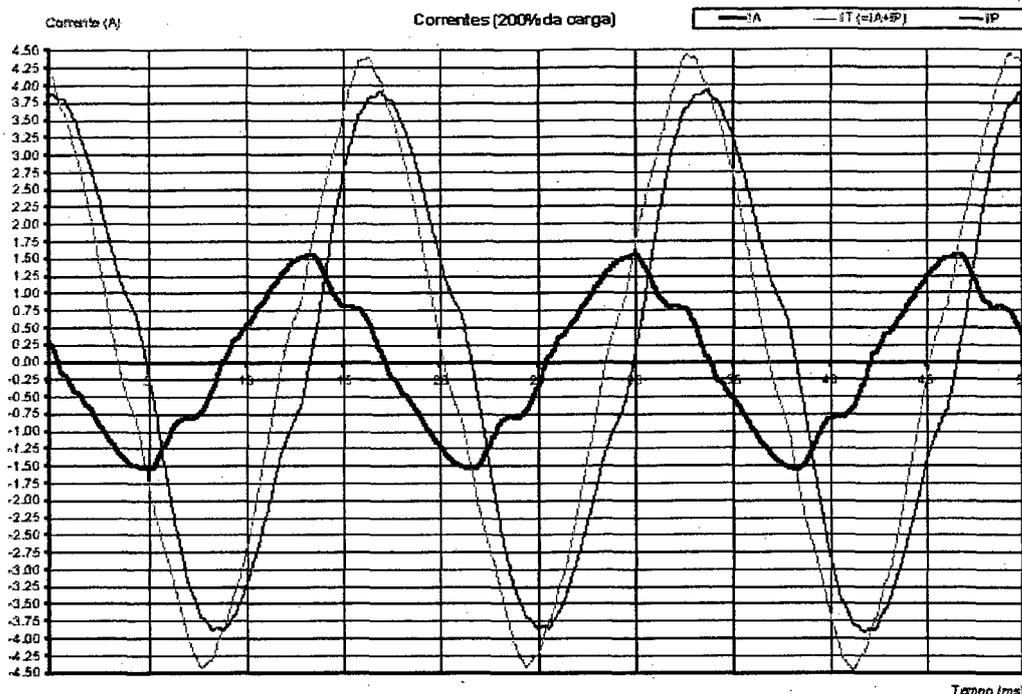


Figura 4.33 – Curvas das correntes para condição de 200% do torque de carga

O valor da tensão é apresentado apenas uma vez porque é um valor de entrada e não muda com a variação do torque de carga.

Podemos verificar nos ensaios que de acordo com as características do motor, os valores das correntes diminuíram quando estavam com 50% do torque de carga, e aumentaram quando estavam com 200% do torque de carga. A frequência permaneceu a mesma conforme o esperado. A rotação do rotor ficou em torno de 3538 RPM para todas as condições de carga.

4.11. Comparação dos ensaios experimentais com as simulações

Com os valores dos ensaios práticos, foram feitas as comparações dos resultados experimentais com os valores simulados posteriormente no EFCAD.

Os valores das resistências nos dados de entrada do EFCAD estavam especificados para 25°C. Então se tomou necessário fazer a correção dos valores resistividade para adequação às temperaturas medidas. Utilizou-se a seguinte equação

$$R_{@Tf} = R_{@Ti} \frac{234,5 + Tf}{234,5 + Ti} \quad (4.28)$$

onde

- $R_{@Tf}$ é o valor da resistência corrigida para 69°C
- $R_{@Ti}$ é o valor da resistência a 25°C
- Ti é a temperatura original a 25°C
- Tf é a temperatura ambiente, em torno de 69°C

Para verificar o valor da velocidade nominal na simulação precisou-se converter a unidade, o módulo EFCMMO apresentou o resultado da velocidade em radiano por segundos e o experimental apresentou em RPM. Utilizando a equação abaixo foi possível obter a conversão

$$1 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right] = \frac{1/2 \cdot \pi}{1/60} = \frac{30}{\pi} = 9.5493 \text{ [RPM]} \quad (4.29)$$

As comparações entre os valores das correntes dos ensaios práticos e simulados foram bastante próximas, como podemos ver a seguir.

Comparação da corrente principal à 50% da carga - Experimental x Simulado

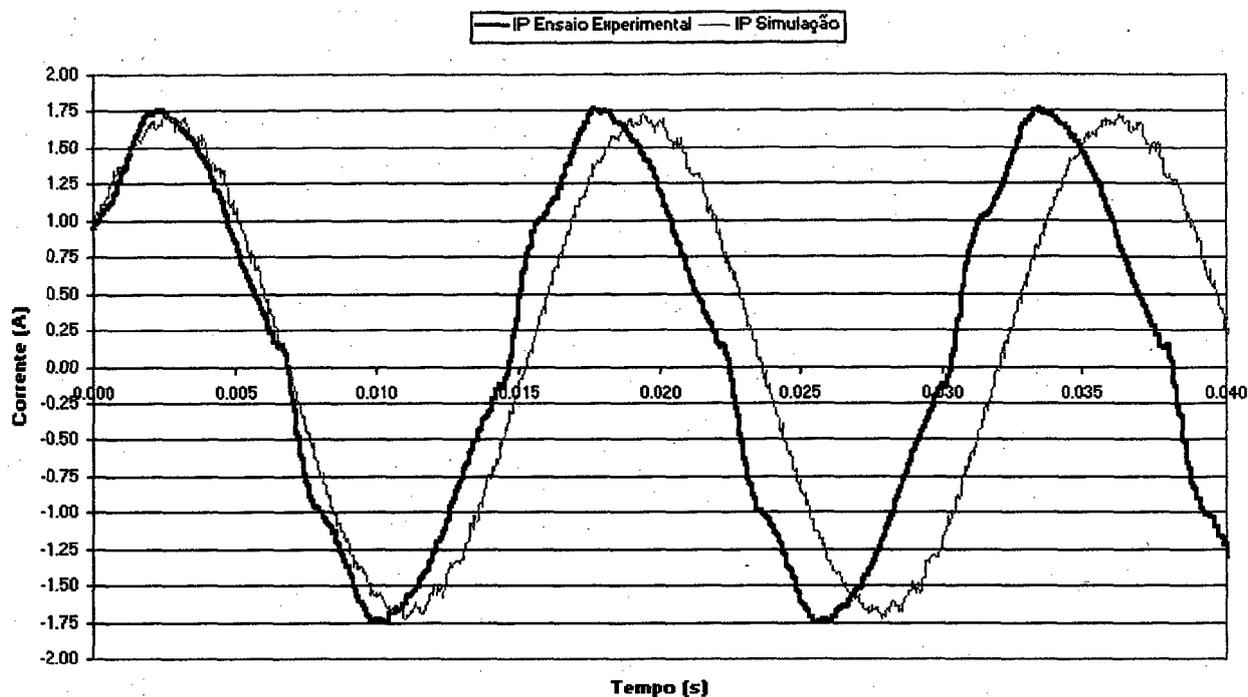


Figura 4.34 – Curvas de comparação da corrente principal para condição de 50% do torque de carga

Comparação da corrente auxiliar à 50% da carga - Experimentai x Simulado

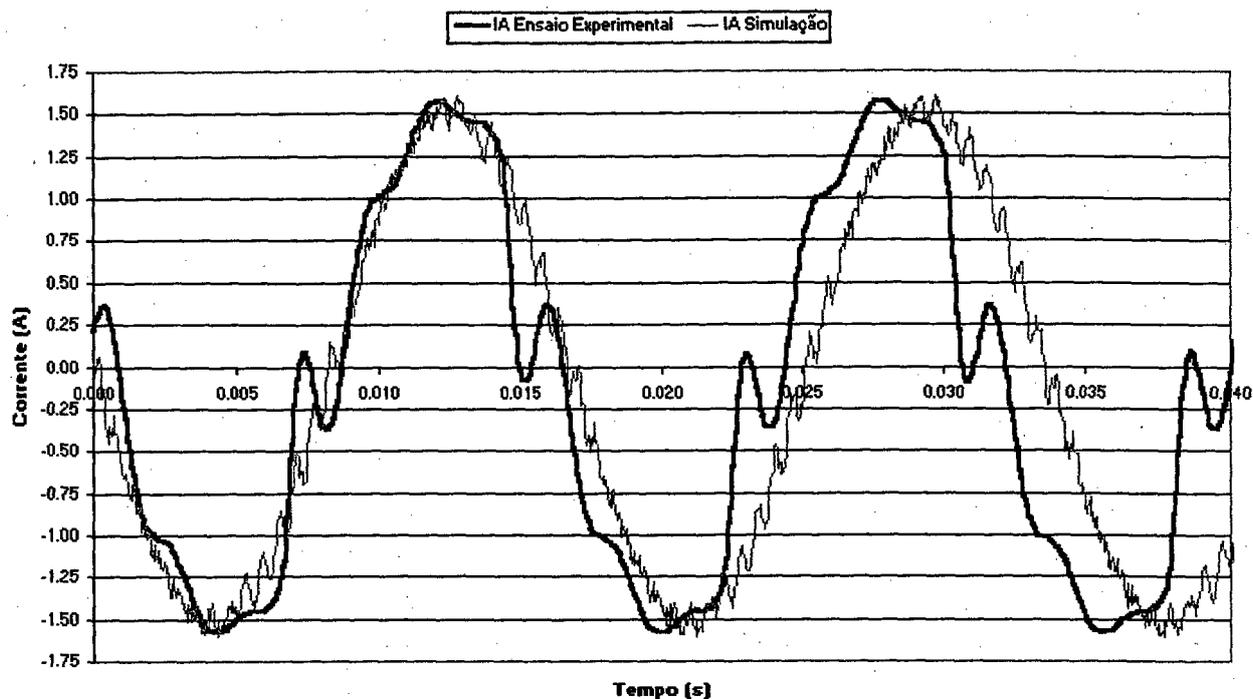


Figura 4.35 – Curvas de comparação da corrente auxiliar para condição de 50% do torque de carga

Comparação da corrente principal à 100% da carga - Experimental x Simulado

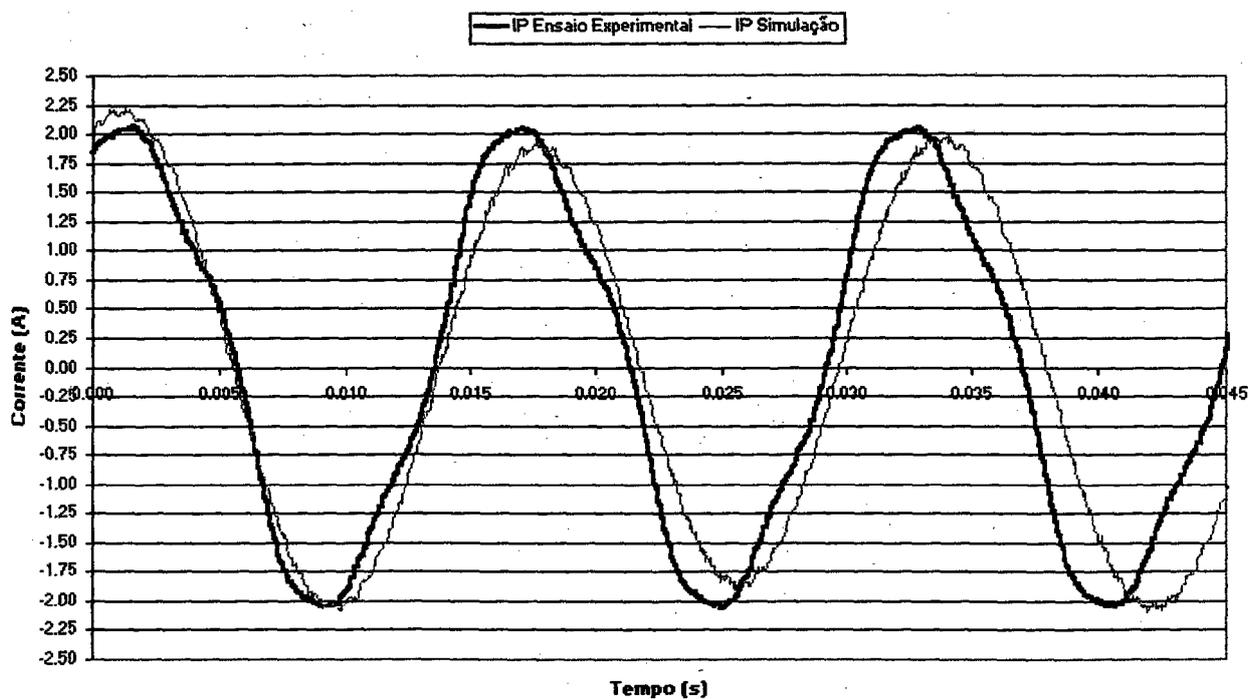


Figura 4.36 – Curvas de comparação da corrente principal para condição de 100% do torque de carga

Comparação da corrente auxiliar à 100% da carga - Experimental x Simulado

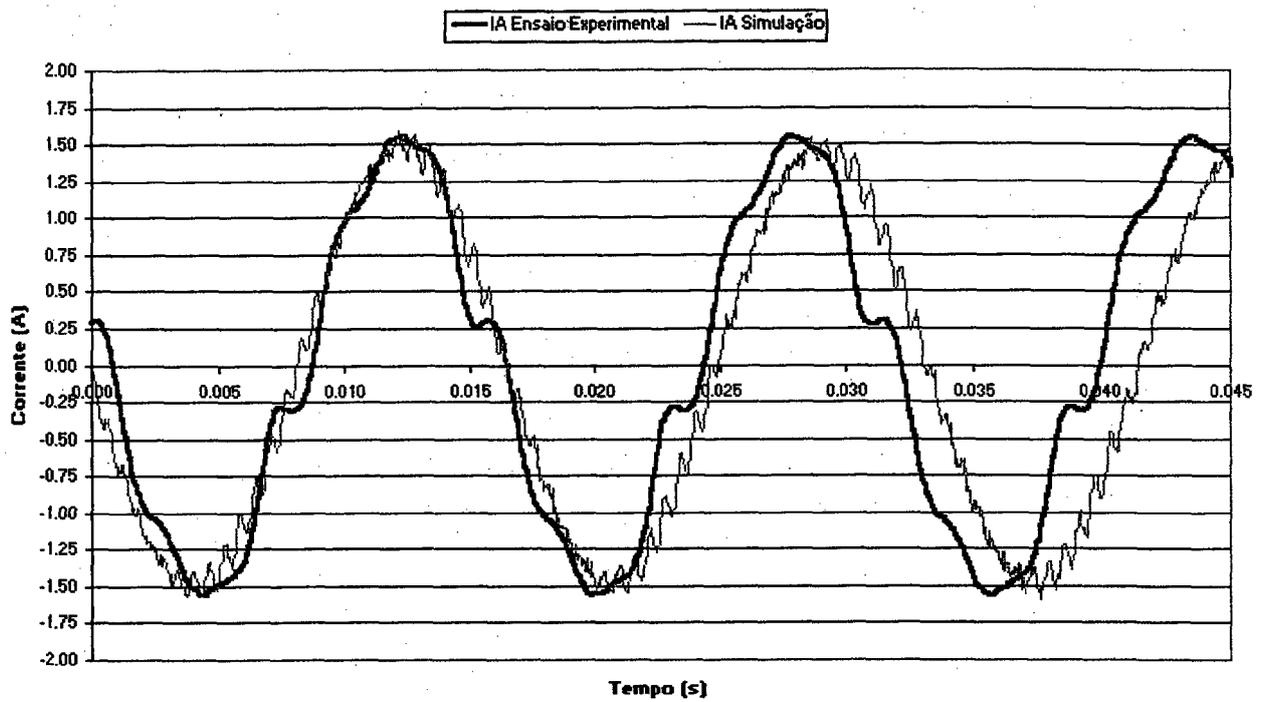


Figura 4.37 – Curvas de comparação da corrente auxiliar para condição de 100% do torque de carga.

Comparação da corrente principal à 200% da carga - Experimental x Simulado

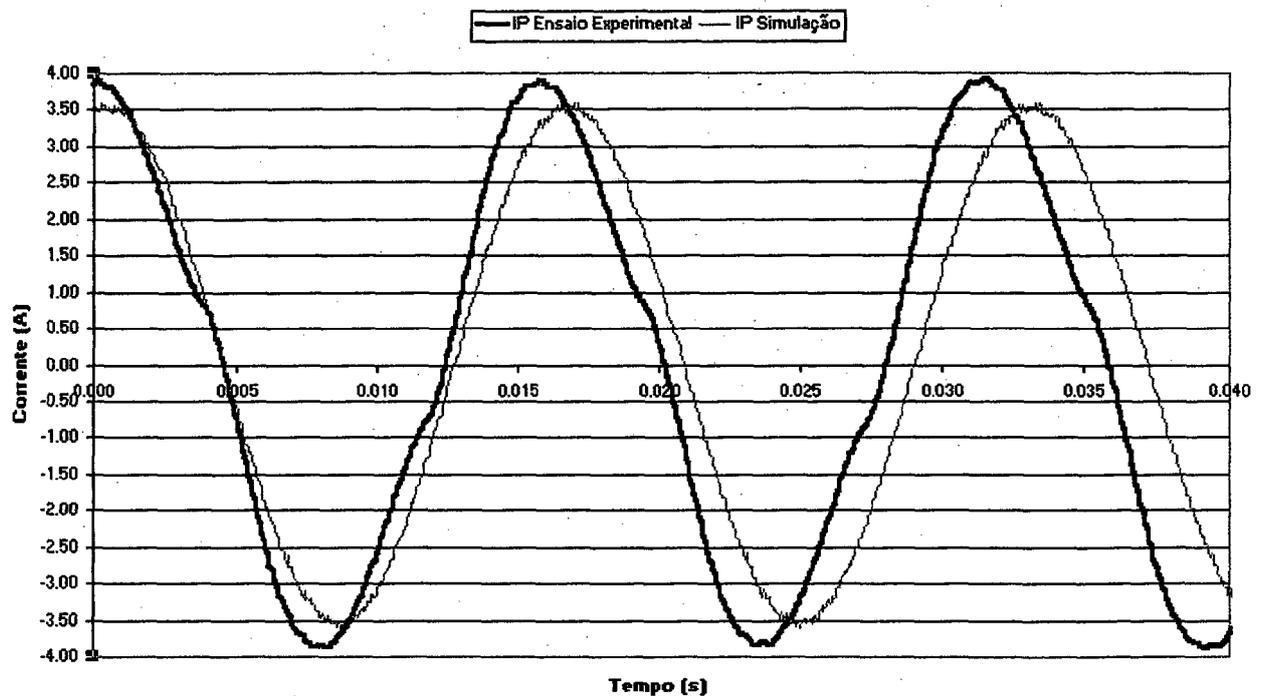


Figura 4.38 – Curvas de comparação da corrente principal para condição de 200% do torque de carga

Comparação da corrente auxiliar à 200% da carga - Experimental x Simulado

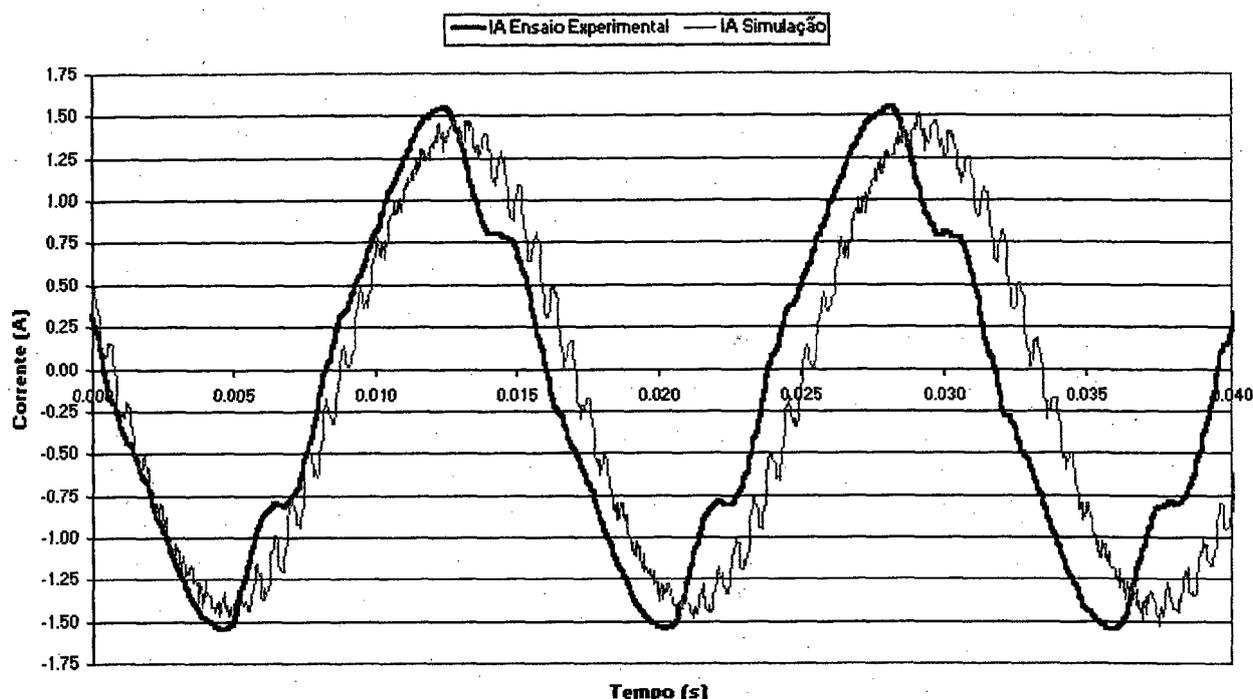


Figura 4.39 – Curvas de comparação da corrente auxiliar para condição de 200% do torque de carga.

Pode-se observar nas comparações uma pequena diferença de fase entre os valores experimentais e os valores simulados, isto porque os números de pontos coletados para os dados experimentais foram diferentes do número de pontos coletados para os dados simulados, no entanto sabe-se que ambos dos dados se encontram numa frequência de 60 Hz. Isto não prejudica a validação, pois o objetivo desta etapa era a comparação dos valores de pico das correntes. Assim realizando a análise destes valores de pico, pode-se constatar que os erros foram pequenos.

Uma outra comparação para análise dos resultados é em relação à velocidade do rotor em regime (ver a tabela 4.4).

Tipo de ensaio	50% nominal	100% nominal	200% nominal
Rotação do ensaio (RPM)	3568	3535	3445
Rotação da simulação (RPM)	3566	3522	3425
Diferença (%)	0,06	0,37	0,59

Tabela 4.4 – Comparação entre velocidade de rotação do ensaio com o simulado

4.12. Conclusões dos modelos numéricos

Este capítulo teve por objetivo obter os valores das forças de origem magnética no motor de indução do compressor. Para isto foi desenvolvido o modelo para obter os valores de correntes nos enrolamentos e nas barras do rotor. Em seguida foi montado um outro modelo, na qual foram inseridos os valores de correntes obtidos anteriormente, para obter os valores das forças nos dentes.

Pode-se validar o modelo de cálculos de correntes através da comparação das correntes dos enrolamentos com os valores experimentais. Foram feitos três ensaios diferentes para três cargas diferentes (0,19 N.m, 0,38 N.m e 0,76 N.m) e pode-se verificar a concordância das amplitudes de correntes simuladas com as experimentais. Com aumento da carga aumentou o valor das correntes.

Os valores de velocidades também serviram de comparação, e pode-se observar uma pequena diferença entre os valores simulados com os experimentais.

O valor das forças radial e tangencial também foi obtido nesta etapa. No entanto, devido às características do problema, não foi possível obter os resultados experimentais para servir de comparação com os resultados simulados. No entanto, analisando os resultados, pode-se concluir que os valores estão coerentes com as informações das bibliografias estudadas. Os valores das forças radiais foram maiores que os das forças tangenciais, independentes do dente do estator. Uma outra análise que valida os valores é que, quando o valor da força radial é máximo, o valor da força tangencial é mínimo, o que torna coerente o modelo. Outros comentários serão feitos no próximo capítulo.

CAPÍTULO V

RESPOSTA DAS LÂMINAS DA ESTATOR ÀS EXCITAÇÕES DO CAMPO ELETROMAGNÉTICO

5.1. Modelo numérico do estator

O modelo numérico do estator do compressor EGS80 faz parte dos estudos relacionados à linha de pesquisa sendo desenvolvida no Laboratório de Vibrações e Acústica desta universidade. O desenvolvimento deste modelo vem a complementar o objetivo da concepção e validação do modelo do kit (bloco e estator) do compressor. Para isto, foram conduzidos estudos numéricos, analíticos e experimentais para determinar o comportamento vibratório de cada um deles, mediante a construção de modelos de elementos finitos dos componentes envolvidos, derivação de equações referentes ao equilíbrio dinâmico das partes móveis e, conseqüentemente, das reações dos mancais ao bloco, e análises modais experimentais, ou seja, mapeamento dos níveis de vibrações reais de bloco e estator.

O modelo numérico do estator tem merecido atenção especial por se tratar de uma estrutura composta por 96 lâminas de ferro-silício unidas internamente pelo enrolamento de cobre e comprimidas por 4 parafusos contra o bloco. Uma revisão bibliográfica auxiliou no desenvolvimento do modelo, fornecendo subsídios para as análises numéricas e experimentais. Foi, então, concebido um primeiro modelo numérico que considerasse as limitações computacionais (número de nós e elementos) e que priorizasse o comportamento global do conjunto de lâminas, uniões e massa da fiação agregada.

Desta forma, o primeiro componente a ser modelado foi a lâmina do estator (figura 5.1). Para que fossem considerados os detalhes de geometria, foi empregada uma técnica de leitura das coordenadas do contorno da lâmina, com discretização suficiente para evidenciar os dentes e até o vão por onde passam os parafusos de aperto do estator. Desta forma, pode ser observado o comportamento modal (uma lâmina) com grande confiabilidade.

Como o modelo utilizado na determinação das correntes, tensões e forças foi bidimensional, apesar deste considerar a espessura do pacote de lâminas, aqui serão aplicados os carregamentos dinâmicos de origem eletromagnética no plano, como mostrado na figura 4.16.

No próximo item deste capítulo será apresentado o pré-processamento da aplicação das forças eletromagnéticas em uma lâmina do estator e, em seguida, faz-se uma análise dos sinais no tempo e na frequência, tanto dos dados de entrada quanto das respostas do modelo numérico.

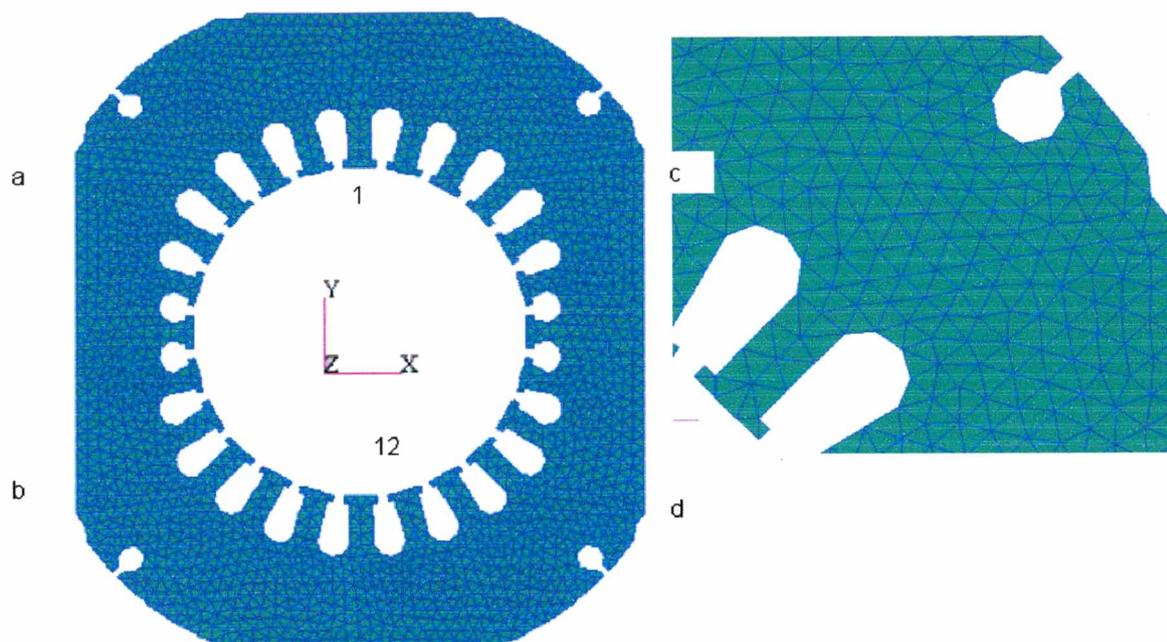


Figura 5.1 – Modelo de elementos finitos da lâmina do estator

5.2. Aplicação das forças eletromagnéticas.

A lâmina do estator sob análise é composta por 24 dentes. O programa EFCAD, mais especificamente através do módulo EFCRF, calcula as forças para 12 dentes, considerando a simetria bem definida dos esforços envolvidos para uma volta completa do rotor do motor elétrico.

Existem duas formas para analisar as respostas da lâmina do estator a estes esforços: uma considerando apenas metade da malha de elementos finitos e impondo restrições de movimento ao longo do corte; outra, considerando a malha completa. Optou-se por executar a malha completa pela distribuição irregular de elementos (triangulares) na região do corte. Portanto, as 24 forças foram aplicadas aos 24 dentes mediante uma transformação de coordenadas com relação à coordenada principal (figura 5.2), onde o ângulo 0° está posicionado exatamente sobre o dente n^o 1 (acima e no centro na figura 5.1). Após este, são impostas rotações ao sistema local de 15° em 15° (sentido horário) até o ponto seguinte de aplicação da força e, assim, sucessivamente.

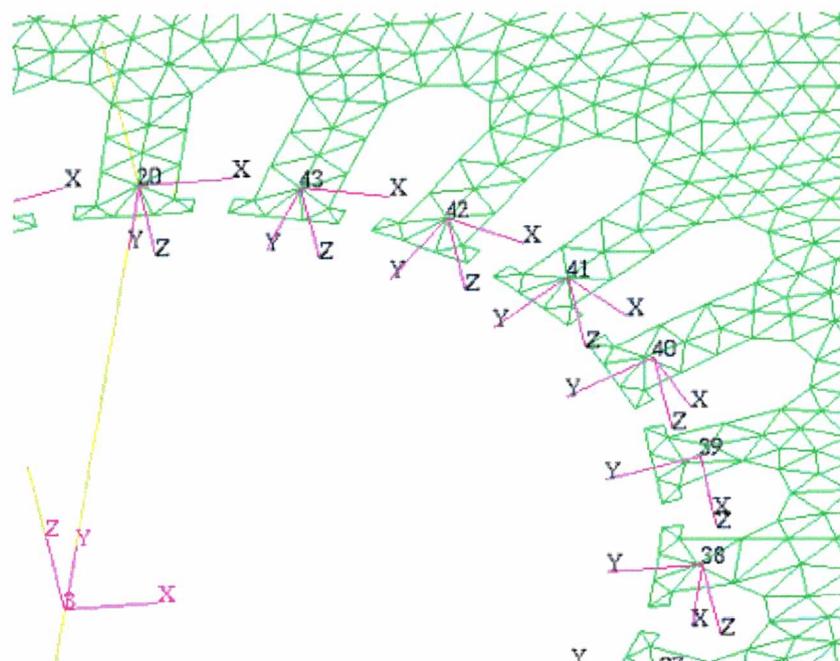


Figura 5.2 – Transformação de coordenadas para cada ponto de aplicação (dente) em relação à coordenada principal no centro da lâmina.

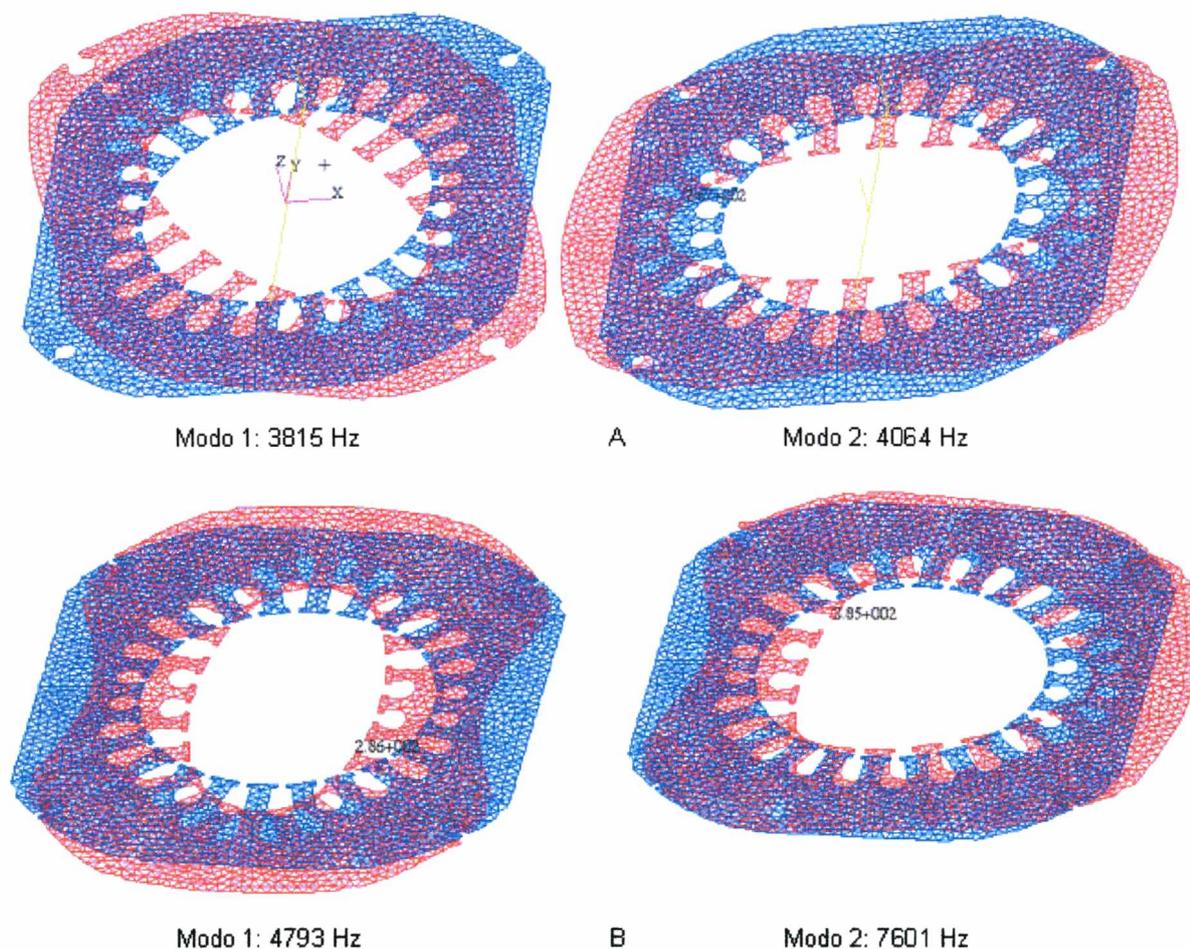


Figura 5.3 – Resultado da análise modal numérica de uma lâmina suspensa (A) e lâmina apoiada (B) – plano XY

O próximo passo consistiu em analisar os dados disponíveis, tanto os parâmetros de entrada quanto as respostas obtidas do modelo numérico. O programa utilizado para o cálculo dos espectros de aceleração foi o NASTRAN (MSC). Os pontos escolhidos para as respostas foram as

extremidades da lâmina (pontos a,b,c e d - figura 5.1). Esta análise também mostra que a densidade modal é bastante grande para esta lâmina, uma vez que os detalhes dos dentes possibilitam uma série de deformações de flexão, e que foram excluídas no presente estudo pelo fato da análise ter-se restringido às respostas no plano da lâmina apenas. Para uma lâmina apoiada em 4 pontos, as frequências são alteradas, como mostrado na figura 5.3.

As forças nos dentes apresentam ciclos de repetição a cada meia volta do rotor, como pode ser observado na figura 5.4. A frequência de alimentação é de, aproximadamente, 60Hz. Esta repetição causa, portanto, uma harmônica um pouco abaixo de 120 Hz devido o motor possuir dois pólos magnéticos, este valor abaixo de 120 Hz depende do escorregamento da máquina elétrica.

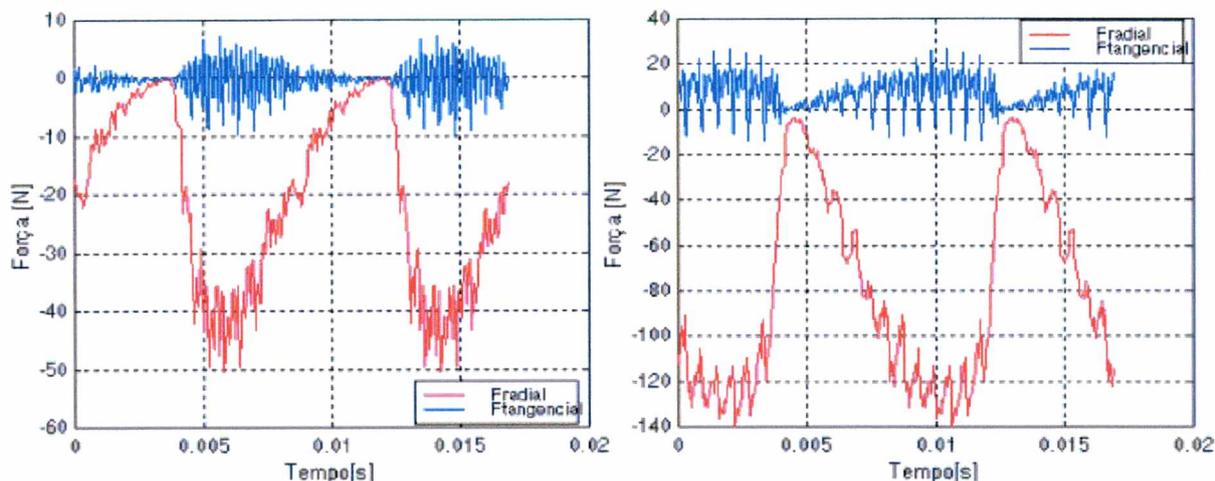


Figura 5.4 – Forças radiais e tangenciais, no tempo, para os dentes 1 e 7, respectivamente.

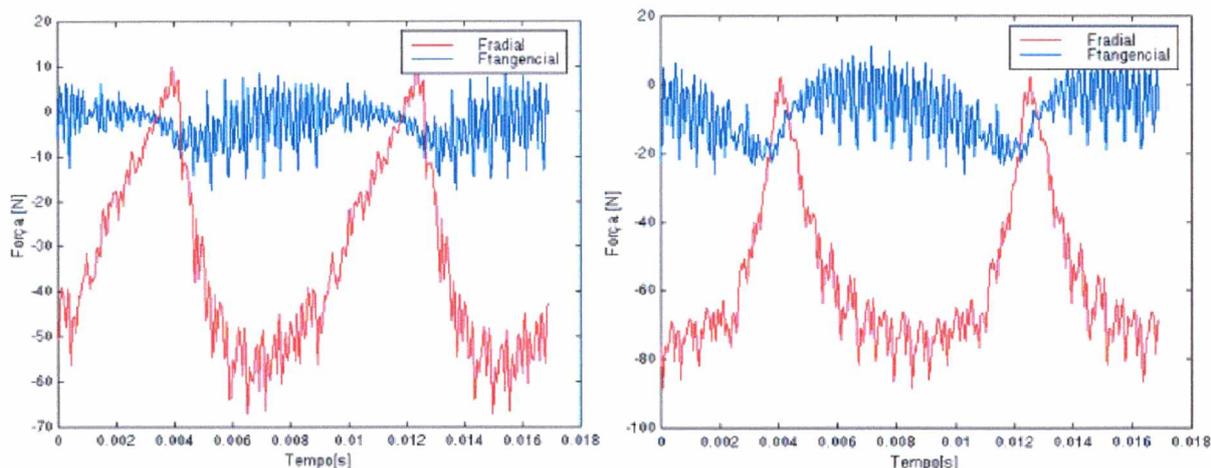


Figura 5.5 – Forças radiais e tangenciais, no tempo, para os dentes 2 e 4.

Observa-se que as amplitudes máximas são bastante divergentes, tanto nas direções quanto na posição do dente. Na direção tangencial, as forças possuem 20 %, em média, dos valores das forças radiais, enquanto que, em relação à posição dos dentes, as forças no dente 1 possuem apenas 35 % dos valores da força no dente 7 (à 90°) na direção radial. Para complementar, apresentam-se curvas para vários dentes para a comparação dos diferentes aspectos das forças em diferentes posições (figuras 5.5 a 5.7).

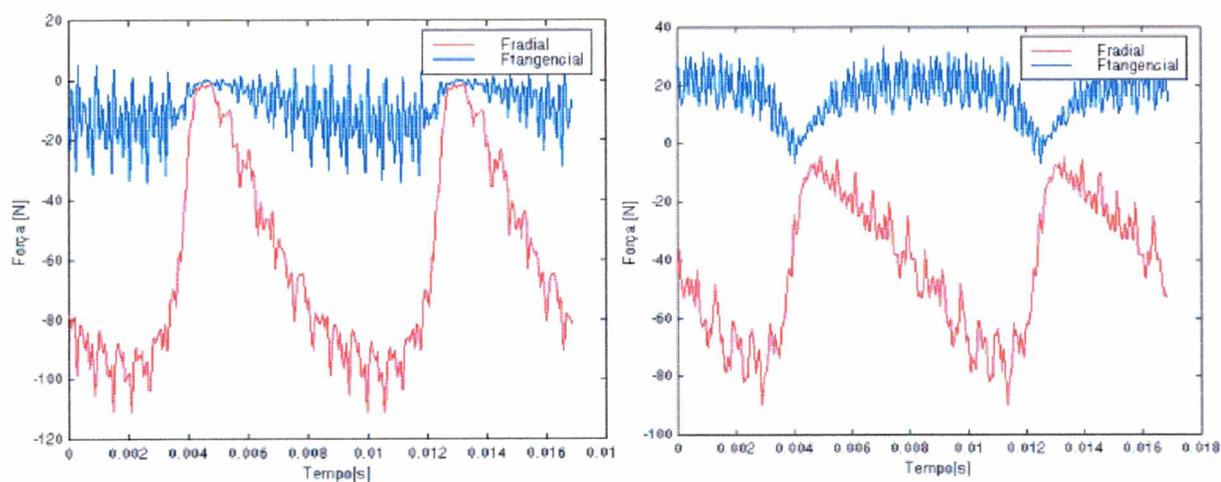


Figura 5.6 – Forças radiais e tangenciais, no tempo, para os dentes 6 e 8.

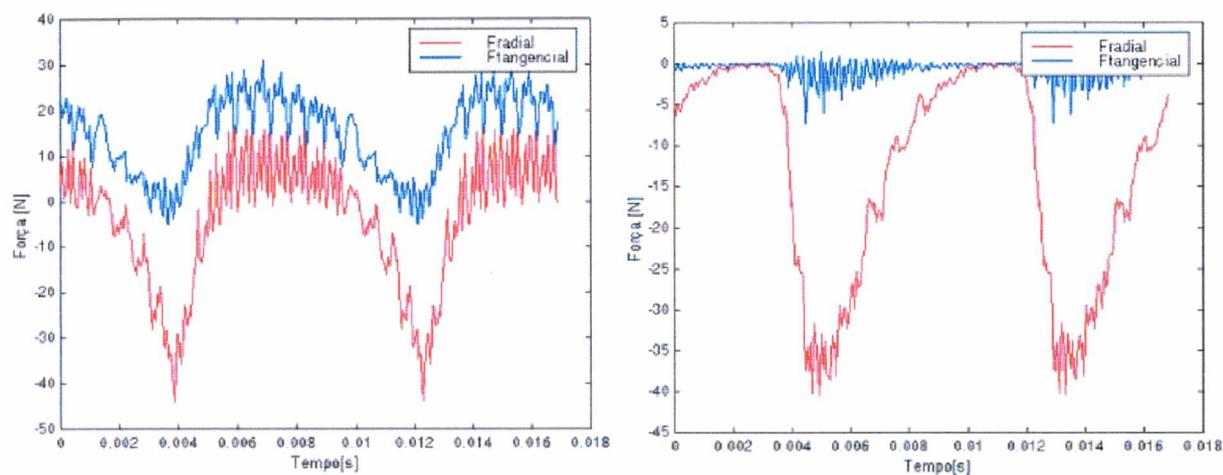


Figura 5.7 – Forças radiais e tangenciais, no tempo, para os dentes 10 e 12.

As figuras 5.8 e 5.9 mostram os espectros em banda estreita e em 1/3 oitava para as forças acima, e para os dentes 1 e 7, respectivamente.

Analisando estas figuras, observam-se claramente regiões de maiores forças na banda de 5 kHz para o dente 1 e quatro bandas dominantes para o dente 7 (1.6k, 3.15k, 5 kHz novamente e 6.3 kHz).

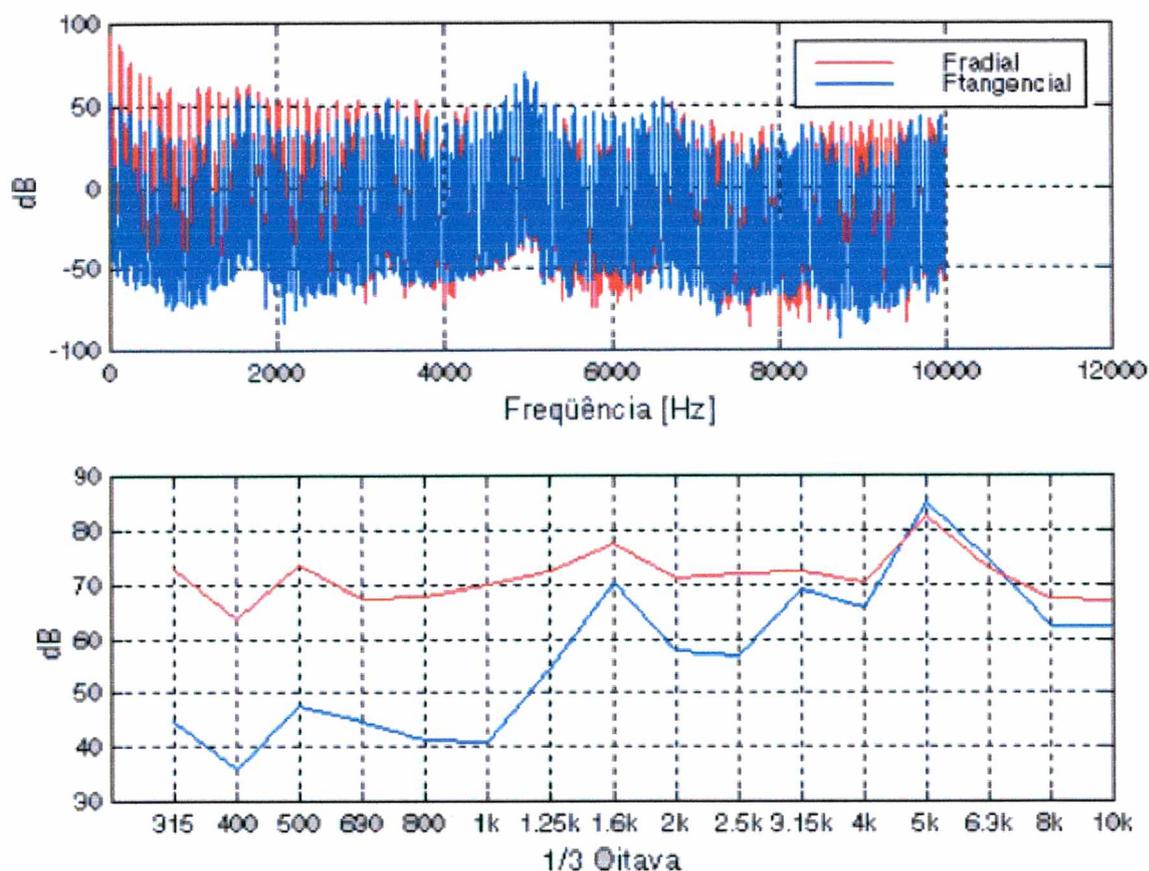


Figura 5.8 – Espectro das forças radial e tangencial para o dente 1 em banda estreita e bandas de 1/3 oitava, respectivamente, em dBA.

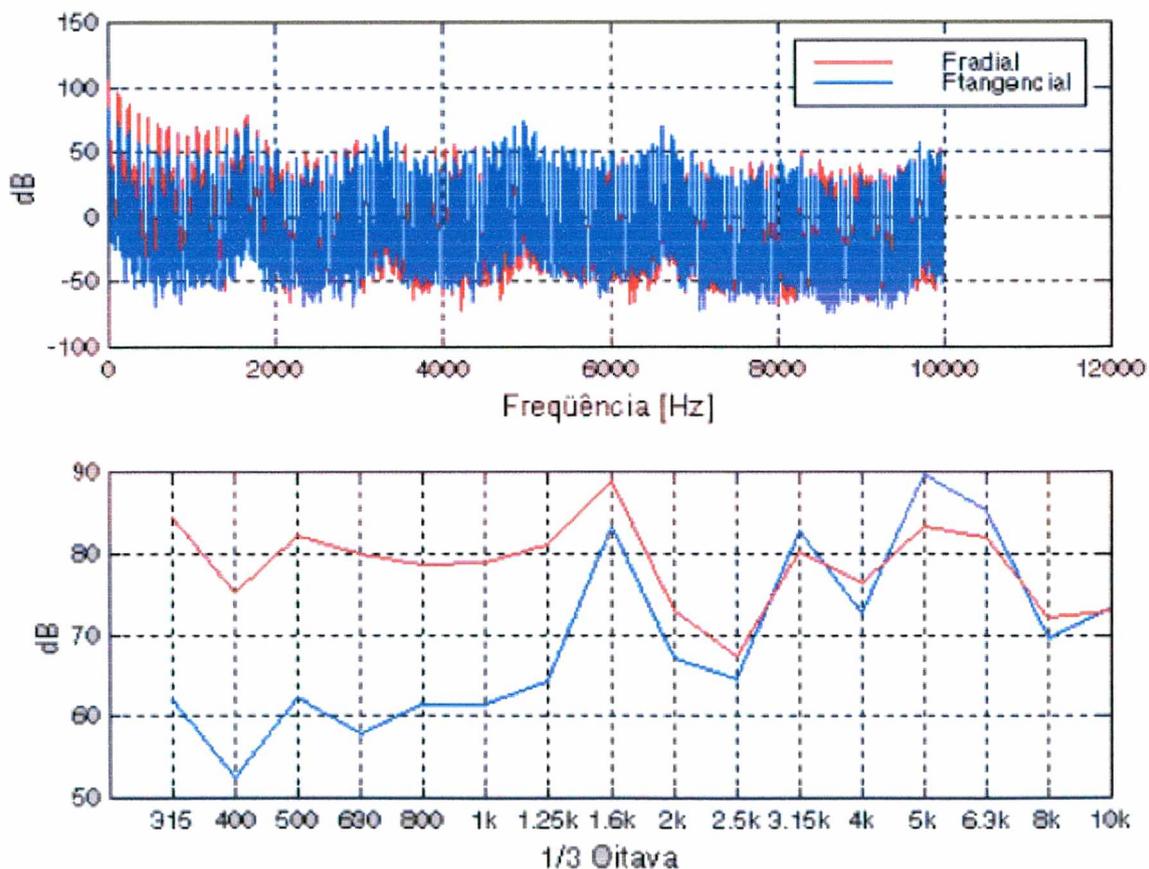


Figura 5.9 – Espectros das forças radial e tangencial para o dente 7 em banda estreita e bandas de 1/3 oitava, respectivamente em dBA

Em baixa frequência, a força radial (em vermelho) possui maior magnitude que a força tangencial. A partir da banda de 3,15 kHz, existe uma aproximação muito grande das curvas, fazendo com que as duas direções da força exerçam bastante influência, se houver ressonâncias nas lâminas nesta região do espectro.

Outra questão refere-se às amplitudes dos dois dentes diferentes. Como mostrado na figura 5.4, o dente 7 tem um pico de 140 Newtons ao passo que o dente 1 tem máximos valores em torno de 50 Newtons. Nos espectros, este reflexo é evidenciado pelos valores máximos, sempre na banda de 5 kHz.

Com as forças devidamente analisadas, o modelo da lâmina determinado, serão investigadas as respostas obtidas com o programa de elementos finitos. Com estes dados, passa-se ao estudo de como estas respostas possam estar relacionadas ao comportamento do estator do compressor em funcionamento normal, ou seja, buscar uma interpretação coerente entre a realidade física e a simulação matemática, com as simplificações e limitações inerentes ao atual estágio de pesquisa no assunto em questão.

5.3. Análise dos resultados.

Como já mencionado, o ruído e vibrações de um compressor hermético são causados por diversos mecanismos. Dentre estes fatores, acredita-se que as forças de origem eletromagnética possam contribuir para a formação dos espectros de vibrações medidos no estator. Na literatura internacional encontram-se estudos sobre este assunto. No presente caso, observa-se que as forças podem excitar não apenas as ressonâncias estruturais das lâminas do estator, mas todo o conjunto moto-compressor. Os picos nos espectros das forças de excitação aparecem, e são mostrados nas figuras 5.8 e 5.9.

Estudos anteriores concluíram que 1,6 kHz é a primeira frequência de ressonância do bloco do compressor EGS 80, como pode ser visto nos espectros de resposta em frequência numérico-experimental de dois pontos em relação à excitação tipo ruído branco, mostrados na figura 5.10. Nesta região a excitação eletromagnética possui grande capacidade de excitação, o que leva a concluir que o compressor, quando em funcionamento normal, terá uma resposta vibratória significativa nesta faixa de frequências.

As forças ou reações nas partes móveis (pistão, biela e eixo do compressor) e as forças eletromagnéticas agem de forma concomitante para vencer a pressão de compressão do gás. Desta forma, se a pressão máxima necessária para esta tarefa for diminuída, também será diminuída a solicitação no motor elétrico, como pode ser visto nas figuras 5.11 e 5.12, para o dente 7 na direção tangencial e radial.

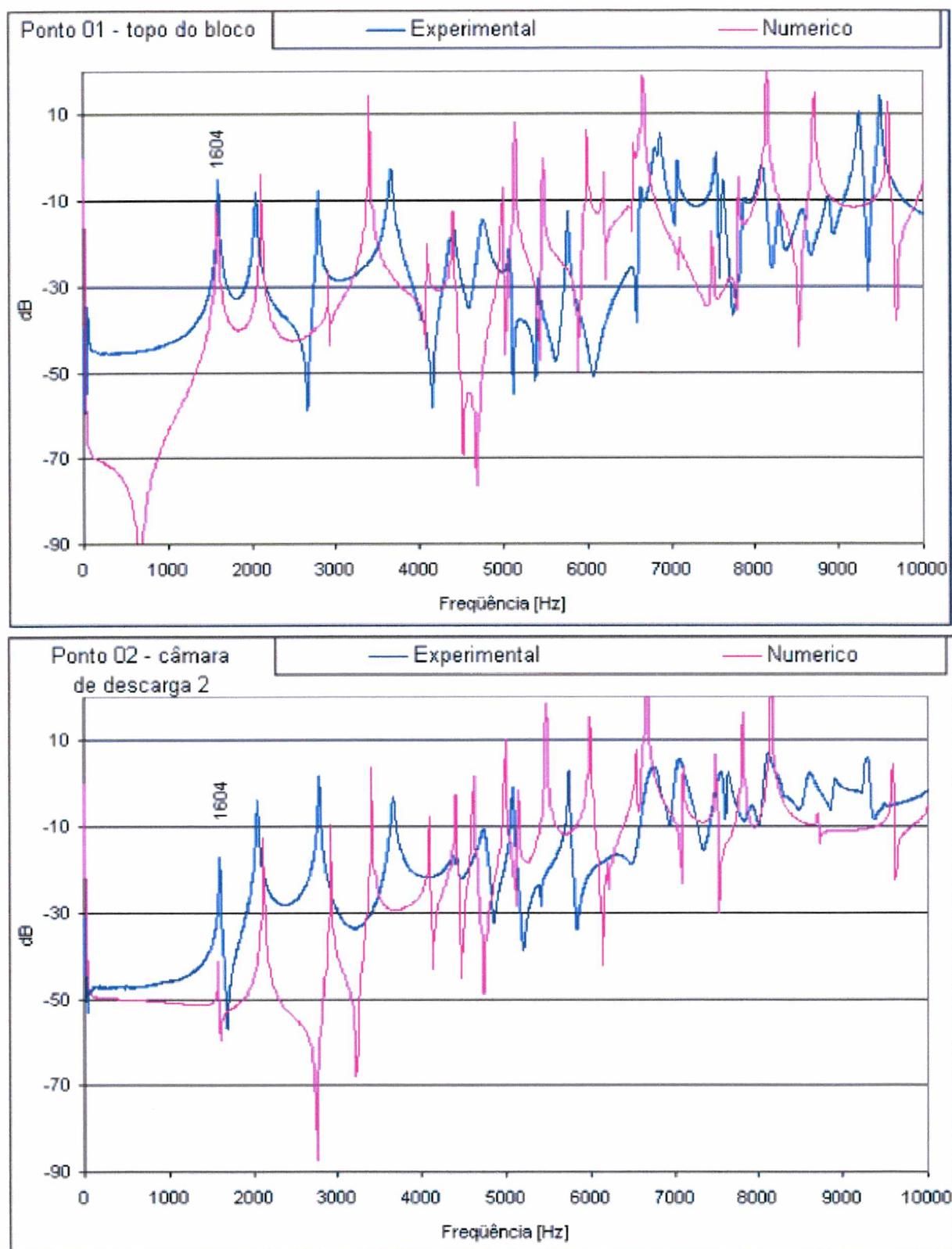


Figura 5.10 – Resposta em freqüência em dois pontos do bloco com relação a excitação tipo ruído branco na tampa do cilindro.

O ideal seria separar os dois tipos de esforços internos (mecânicos e eletromagnéticos), fazendo com que uma fonte de potência elétrica externa ao compressor em teste possibilitasse a compressão do gás e mantivesse as características mecânicas das partes móveis inalteradas. Desta maneira, as vibrações no compressor em teste seriam unicamente de origem mecânica. Assim, poderiam ser comparadas as respostas do compressor em funcionamento normal e, quantificadas.

Outra forma é aplicar estas forças num modelo do kit validado experimentalmente. Tal modelo encontra-se em desenvolvimento no Laboratório de Vibrações e Acústica e não fornece, ainda, respostas suficientemente próximas do desejável em relação ao funcionamento normal do compressor. Por isso, as comparações aqui realizadas têm fundamentos qualitativos, ou seja, o estabelecimento de similaridade entre o comportamento vibratório da lâmina do estator e as forças eletromagnéticas que agem sobre estas.

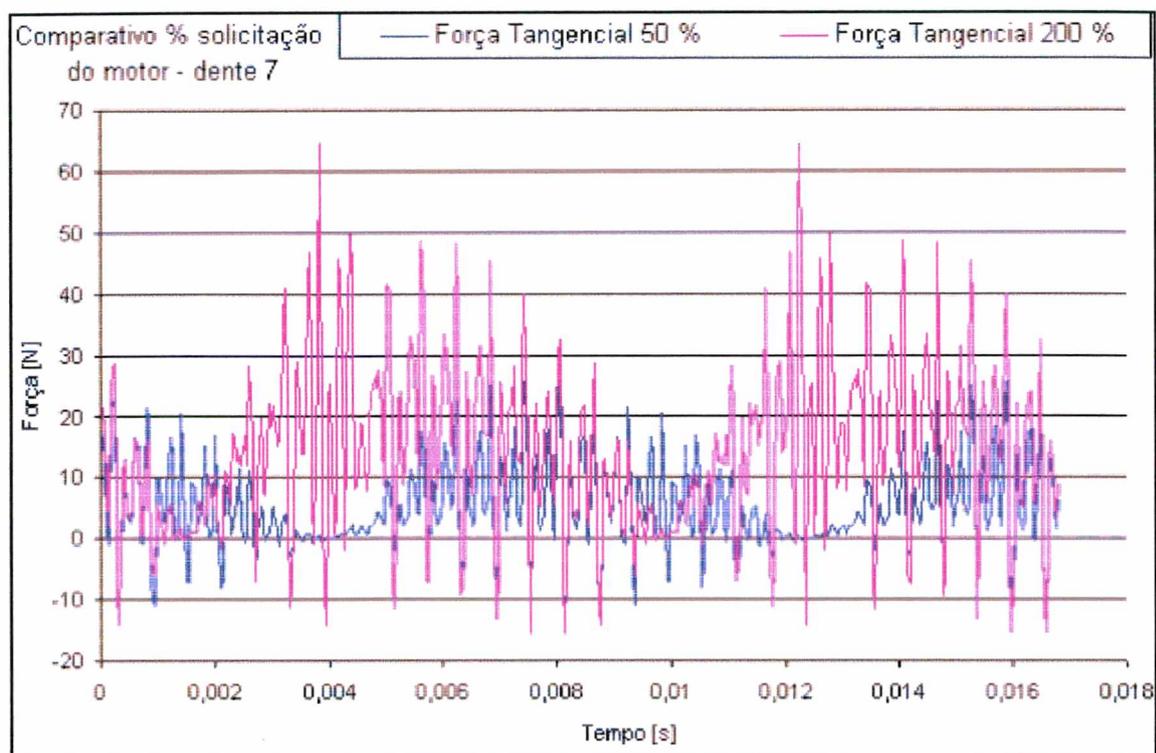


Figura 5.11 – Comparativo entre forças tangenciais para diferentes solicitações do motor elétrico – dente 7

Ao serem analisados os esforços sobre uma única lâmina, deve-se mencionar quais as condições de contorno impostas e quais os valores de forças aplicadas. No estator em questão, existem 96 lâminas. Então, as solicitações dinâmicas serão divididas para cada uma delas. Como condições de contorno, foram analisadas duas situações extremas:

- lâmina suspensa (a);
- lâmina apoiada (b).

A explicação é que, na montagem do estator ao bloco por aperto de parafusos, as lâminas mais próximas ao bloco tendem a ter o comportamento da segunda condição e as lâminas mais próximas ao batente tendem a ter um comportamento mais representativo da condição (a), se a rigidez da suspensão for aquela da extremidade dos parafusos.

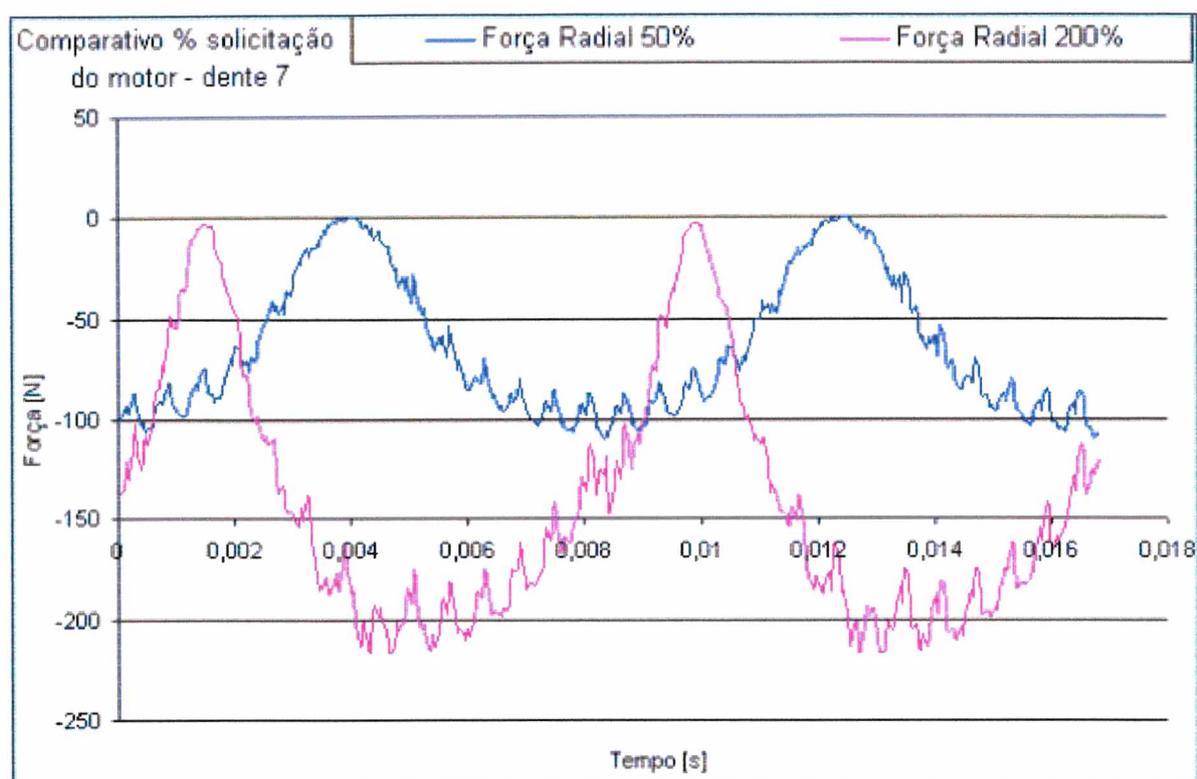


Figura 5.12 – Comparativo entre forças radiais para diferentes solicitações do motor elétrico – dente 7

Uma análise do gráfico das figuras 5.13 e 5.14 mostra que os níveis de vibrações experimentais são bem maiores que os níveis simulados pelas forças eletromagnéticas no modelo de uma lâmina apoiada, em baixa frequência. As curvas em azul são o espectro de vibração no plano da lâmina calculada pelo modelo de elementos finitos estrutural considerando as excitações do campo eletromagnético. As curvas pretas são espectro de vibração calculada pelo modelo de elementos finitos estrutural considerando as outras excitações. As curvas em vermelho são o espectro real de vibração medido no estator para o compressor em funcionamento normal, isto é, considerando as forças de compressão do gás, folgas e campo eletromagnético. À medida que a frequência aumenta, os níveis calculados para lâmina apoiada e experimentais tendem a aproximar-se. Isto pode ser explicado pelos modos de alta frequência, como pode ser visto na figura 5.3 (B) (modo2). Outra razão é que as excitações têm espectro com valores altos nas frequências mais altas, gerando vibrações forçadas na lâmina apoiada, principalmente na faixa de 5 kHz. Os picos de respostas devido a excitação eletromagnética devem-se aos picos nos espectros das forças tangenciais e radiais.

Os valores de resposta do modelo com lâmina suspensa não forneceram resultados coerentes, visto que trata-se de uma simulação bastante simplificada na qual a rigidez da suspensão não representa o comportamento das lâminas próximas ao batente de molas.

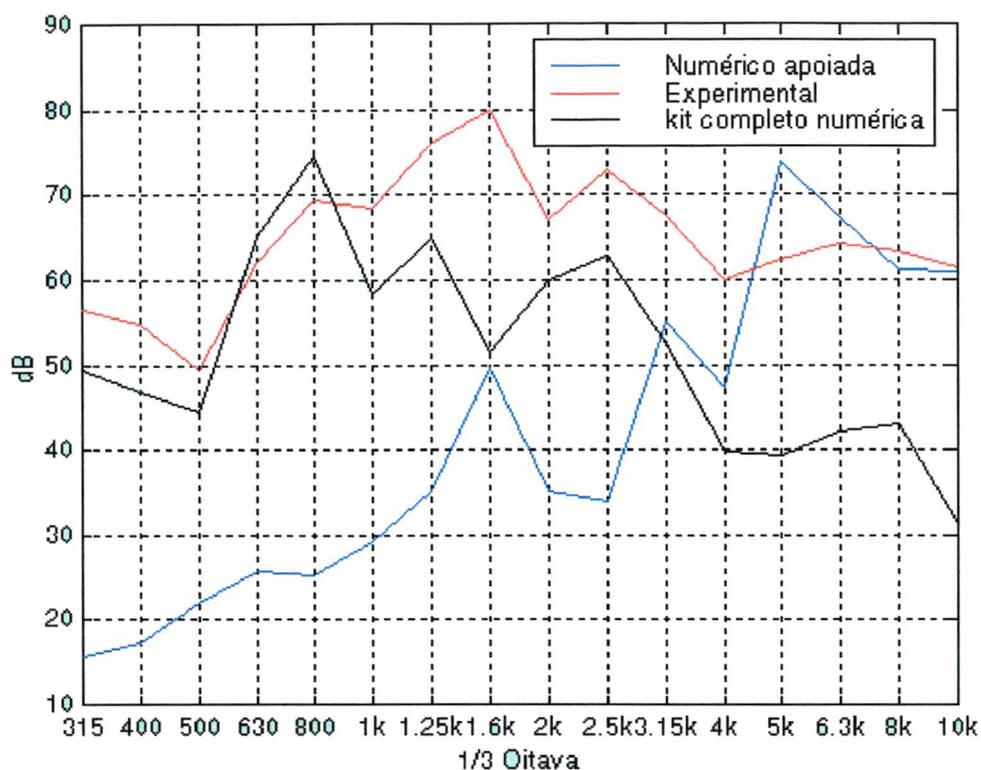


Figura 5.13 – Comparação entre as respostas numéricas para o modelo de uma única lâmina e resposta experimental das lâminas mais próximas a extremidade do parafuso, com o compressor em funcionamento normal na direção X

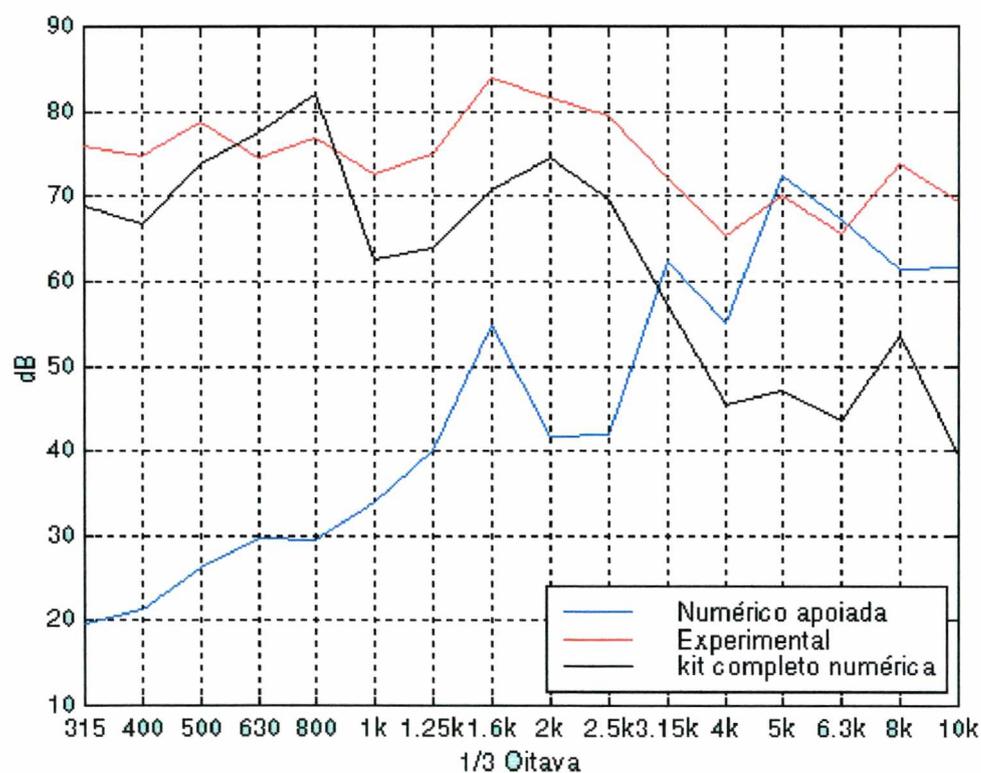


Figura 5.14 – Comparação entre as respostas numéricas para o modelo de uma única lâmina e resposta experimental das lâminas mais próximas a extremidade do parafuso, com o compressor em funcionamento normal na direção Y

5.4. Conclusões da resposta das lâminas do estator

Este capítulo teve por objetivo conhecer as características dinâmicas das excitações existentes no motor elétrico do compressor hermético. Estas forças foram usadas como dados de entrada em um modelo 2D de elementos finitos da lâmina do estator, foram visualizadas as respostas no domínio da frequência e comparadas com as respostas obtidas experimentalmente quando o compressor está em funcionamento normal.

Tal comparação permite análises mais completas do comportamento do estator que até agora não haviam sido realizadas. No modelo estrutural atual do conjunto moto-compressor, em fase final de desenvolvimento, o estator e suas lâminas apresentam um comportamento passivo, ou seja, apenas transmitem as vibrações mecânicas oriundas no bloco até os batentes de molas.

Os estudos aqui desenvolvidos permitem contemplar um modelo numérico do kit do compressor mais representativo do modelo real, visto que são introduzidas novas fontes de vibrações. Permitem, também, análises comparativas com relações aos esforços mecânicos das partes móveis, visando estabelecer as importâncias relativas destas excitações.

Como o estator é composto por um conjunto de lâminas unidas pelo enrolamento e o aperto de parafusos, os estudos experimentais e numéricos, mostram deformações de cisalhamento e torção entre as lâminas e de flexão do conjunto. Apesar do conhecimento dos modos das lâminas no plano, não havia sido, até então, nenhum tipo de excitação associada a estes modos de vibração conforme foi explorado neste capítulo. Em função dos resultados apresentados nas figuras 5.13 e 5.14, as respostas das lâminas aos esforços eletromagnéticos, principalmente em altas frequências, indicam que podem contribuir tanto para a geração de vibrações no conjunto moto-compressor quanto para a irradiação de ruído da superfície do estator para o espaço interno do compressor, denominado cavidade. Ambos os caminhos de transmissão (cavidade e molas) têm importante papel no ruído gerado pelo compressor hermético, razão pela qual a investigação das forças eletromagnéticas tem amplo acolhimento na busca pelo conhecimento do comportamento dinâmico deste tipo de máquina.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÃO

6.1. Conclusão

O compressor EGS80 faz parte dos estudos relacionados à linha de pesquisa sendo desenvolvida no Laboratório de Vibrações e Acústica. O desenvolvimento do modelo do estator vem complementar o objetivo da concepção e validação do modelo do kit (bloco e estator) do compressor.

Este estudo serviu para complementar um trabalho mais amplo que vem sendo desenvolvido no LVA, e permitiu análises mais completas do comportamento do estator que até agora não haviam sido realizadas. Os estudos aqui desenvolvidos permitiram apreciar um modelo numérico do kit do compressor mais real, visto que foram introduzidas novas fontes de vibrações. Permitiu, também, análises comparativas com relações aos esforços mecânicos das partes móveis, visando estabelecer as importâncias relativas destas excitações.

Assim, para este trabalho foi empregado um modelo de acoplamento magneto-mecânico unidirecional na modelagem das vibrações mecânicas de origem magnética no motor de indução. E pode-se verificar que este tipo de modelo foi suficiente para o trabalho.

O software EFCAD, desenvolvido pelo GRUCAD, que utiliza o método de Elementos Finitos, mostrou ser uma excelente ferramenta para simular o funcionamento de um motor de indução para modelo bidimensional. O mesmo apresenta bons resultados quando utilizado na determinação das correntes, tensões e forças. Estas forças foram facilmente acopladas a um modelo numérico por Elementos Finitos da estrutura mecânica que compõe este motor, e pode verificar as vibrações mecânicas de origem magnética no conjunto moto-compressor.

Os valores das correntes obtidos apresentaram resultados muito próximos do experimental, o que permitiu a validação do modelo numérico.

No estudo foi possível identificar a natureza do ruído magnético e constatar que as forças radiais devidas ao campo magnético no entreferro são as maiores fontes de vibrações magnéticas e ruído em máquinas elétricas. No entanto, verificou-se a influência das forças tangenciais que devem ser consideradas, principalmente para faixas de frequências altas, como já havia sido observado na bibliografia.

No modelo numérico mecânico, os estudos experimentais e numéricos, mostram deformações de cisalhamento e torção entre as lâminas e de flexão do conjunto, sendo que o estator é composto por um conjunto de lâminas unidas pelo enrolamento e o aperto de parafusos.

Antes deste trabalho havia o conhecimento dos modos das lâminas no plano. No entanto, não havia nenhum tipo de excitação associada a estes modos de vibração. Com as forças de origem magnética obtiveram as excitações associadas a estes modos de vibração e com isto as respostas das lâminas aos esforços eletromagnéticos, principalmente em altas frequências. Pode-se verificar que estas fontes podem contribuir tanto para a geração de vibrações no conjunto moto-compressor

quanto para a irradiação de ruído da superfície do estator para o espaço interno do compressor, denominado cavidade.

Sabendo que os caminhos de transmissão, tais como cavidade e molas, têm importante papel no ruído gerado pelo compressor hermético, as forças eletromagnéticas permitiram ampliar o conhecimento do comportamento dinâmico deste tipo de máquina.

6.2. Sugestões para trabalhos futuros

Devido as limitações de tempo não foi possível realizar um estudo mais profundo no sentido de verificar as possíveis compensações para estas forças, tais como: laminações, eixo, estrutura, geometria e prevenir que quaisquer frequências naturais das partes mecânicas coincidam com as frequências das forças magnéticas impostas. No entanto sabe-se teoricamente, através de trabalhos já publicados, que estas compensações permitem obter um torque mais homogêneo e constante. Um estudo para verificar estas compensações seria uma ótima sugestão.

O modelo numérico magnético neste estudo foi bidimensional, enquanto o modelo mecânico já existe em três dimensões. O modelo utilizado levava em consideração a profundidade do motor: no entanto, era considerado geometricamente igual em toda a sua extensão. Assim, um modelo tridimensional para o modelo numérico eletromagnético permitiria considerar as inclinações das barras do rotor, já existente comercialmente, e ser um modelo mais próximo do real. No entanto, o EFCAD não possui um módulo que calcula de forma tridimensional e considera rotação, o que necessitaria a utilização de outro software para cálculo de forças de origem magnética.

BIBLIOGRAFIA

- [1] BANGURA, J.F., DEMERDASH, N.A.O., *Performance and torque-ripple characterization in induction motor adjustable-speed drives using a time-stepping coupled finite-element state-space model*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, Issue 5, p.982, Sep/Oct, 1999.
- [2] ENOKIZONO, M., MIYAZAKI, T., *Study on torque improvement of single-phase induction motor by using FEM*, IEEE Transactions on Magnetics, Part 2, Vol. 35, Issue 5, p.3703, Sep, 1999.
- [3] FITZGERALD, A.E., KINGSLEY, C., *Máquinas elétricas: conversão eletromecânica da energia*, 3ªed., Editora McGraw-Hill, São Paulo, 1978.
- [4] FUKAMI, TADASHI, KABURAKI, YUICHI, *Performance analysis of a self-regulated self-excited single-phase induction generator using a three-phase machine*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.14 ,Issue 3, p.622, Sep, 1999.
- [5] GOSNEY, W.B., *Principles of refrigeration*, Cambridge University Press, New York, 1982.
- [6] HSU, J.S., SORENSON, P.L., *Field assessment of induction motor efficiency through air-gap torque*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.11, Issue 3, p.489, Sep, 1996
- [7] IM, D.H., CHANG, J.H., *Analysis of radial force as a source of vibration in an induction motor with skewed slots*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.33, Issue 2, p.1650, Mar, 1997.
- [8] KAKU, B., MIYASHITA, I., *A novel prediction method of acoustic magnetic noise based on induction motor's NHCC function*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.46, Issue 2, p.398, Apr, 1999.
- [9] KANG, J., SUL, S., *New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.35, Issue 5, p.1076, Sep/Oct, 1999
- [10] KIM, B., KWON, B., *Reduction of electromagnetic force harmonics in asynchronous traction motor by adapting the rotor slot number in reducing harmonics*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.35, Issue 5, p.3742, Sep, 1999.
- [11] KOSOW, I.L., *Máquinas elétricas e transformadores*, 5ª ed., Editora Globo, Rio de Janeiro, 1985
- [12] NEVES, C.G.C, CARLSON, R., *Uma metodologia de modelagem e análise das vibrações de origem magnética nas máquinas elétricas rotativas por elementos finitos e procedimentos experimentais*, UFSC, Florianópolis, 1999.
- [13] STOECKER, W.F, JONES, J.W., *Refrigeração e Ar Condicionado*, 2ª ed., Editora McGraw-Hill, São Paulo, 1985
- [14] SANGOI, R, LENZI, A, *Estudo de Identificação de Fontes de Ruído e Vibrações em Compressor Hermético*, UFSC, Florianópolis, 1983.

- [15] SADOWSKI, N., CARLSON, R., ARRUDA, S.R., SILVA, C.A., LAJOIE-MAZEN, M., *Simulation of single-phase induction motor by general method coupling field and circuit equations*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.31, Issue 3, p.1908, May, 1995.
- [16] SADOWSKI, N., LEFÈVRE, Y., LAJOIE-MAZEN, M., CROS, J., *Finite element torque calculation in electrical machine while considering the movement*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.28, Issue 2, p.1410, Mar, 1992.
- [17] FINLEY, W.R., *Noise in induction motors – causes and treatments*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.27, Issue 6, p.1204, Nov/Dec, 1991.
- [18] JAVADI, H., LEFÈVRE, Y., LAJOIE-MAZEN, M., CROS, J., *Electro-magneto-mechanical characterizations of the vibration of magnetic origin of electrical machine*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.31, Issue 3, p.1892, May, 1995.
- [19] BASTOS, J.P.A., *Eletromagnetismo e cálculo de campos*, 3^o ed., Editora da UFSC, Florianópolis, 1996.
- [20] NEPOMUCENO, L. A., *Elementos de acústica física e psicoacústica*, Edgard Blüncher, São Paulo, 1977.
- [21] ALGER, P.L., *The nature of induction machines*, Gordon and Breach, New York, 1965.
- [22] DO CARMO, M.G.V., *Fluxo de energia vibratória do conjunto interno moto-compressor para carcaça de compressores herméticos através das molas de suspensão*, Mestrado, UFSC, Florianópolis, 2001.
- [23] DA SILVA, C.A.; KALLUF, F.J.H., *Teoria básica de motores*, Curso Interno - Empresa Brasileira de Compressores S.A, Joinville, 2001.
- [24] TAEK, T.K.; KNOW, B.H., *Reduction of electromagnetic force harmonics in asynchronous traction motor by adapting the rotor slot number*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.35, Issue 5, p1292, Sep, 1999.
- [25] SMEATON, ROBERT W., *Motor Application and Maintenance Handbook*, McGraw-Hill Companies; Edition 2, Oct., 1986.

APÊNDICES

APÊNDICE A

SISTEMA DE REFRIGERAÇÃO

Funcionamento de um sistema de refrigeração

O uso da refrigeração e do condicionamento de ar está cada vez mais presente na sociedade contemporânea. Dentre os vários processos para produção de frio, os sistemas de compressão mecânica de vapor são atualmente os mais utilizados.

O compressor é um componente muito importante em um circuito de refrigeração. Sua função é fazer circular o fluido refrigerante dentro do circuito. Outros três elementos completam o circuito de refrigeração conforme figuras A.1 e A.2: o evaporador (trocador de calor que transfere o calor do ambiente para o refrigerante), o condensador (dissipa o calor fornecido ao refrigerante no evaporador e durante a compressão no compressor) e o elemento de controle ou elemento de expansão (reduz a pressão do líquido refrigerante e controla a vazão deste para o evaporador). [23]

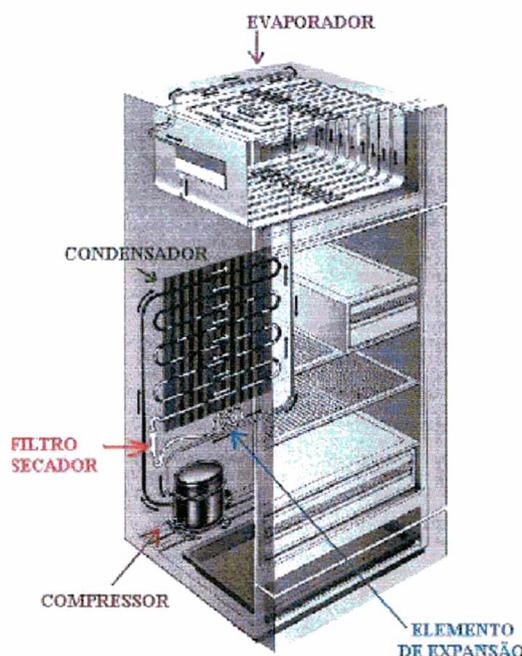


Figura A.1 - Componentes de um circuito de refrigeração

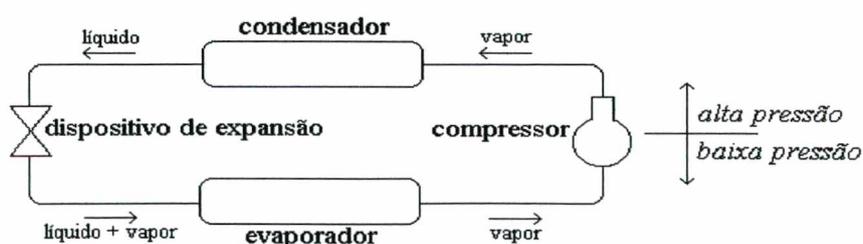


Figura A.2 – Circuito esquemático de um sistema de refrigeração

Um circuito de refrigeração trabalha da forma mostrada na figura A.3. O compressor succiona o fluido refrigerante do evaporador reduzindo a pressão neste componente (a). O fluido é comprimido

pelo compressor (b) e segue para o condensador (c). O vapor a baixa pressão (vindo do evaporador) está em cinza claro e o vapor a alta pressão (indo para o condensador) está em cinza escuro. O vapor em pressões intermediárias está em branco. A válvula de admissão só abre se a pressão intermediária tender a ser menor que a pressão de sucção. A válvula de descarga só abre se a pressão intermediária tender a ser maior que a pressão de descarga. O diferencial de pressão elevado indica que durante o funcionamento haverá uma grande compressão de gás dentro do cilindro antes que a válvula de escape se abra (a válvula se abre somente quando a pressão interna do cilindro se iguala à de descarga). [23]

A origem da posição na figura A.4 corresponde ao topo do cilindro (ponto morto superior) e o deslocamento máximo à posição final do êmbolo (ponto morto inferior). As setas correspondem à evolução do diagrama no tempo. As letras indicam a correspondência entre a posição no diagrama força-deslocamento e a figura A.3.

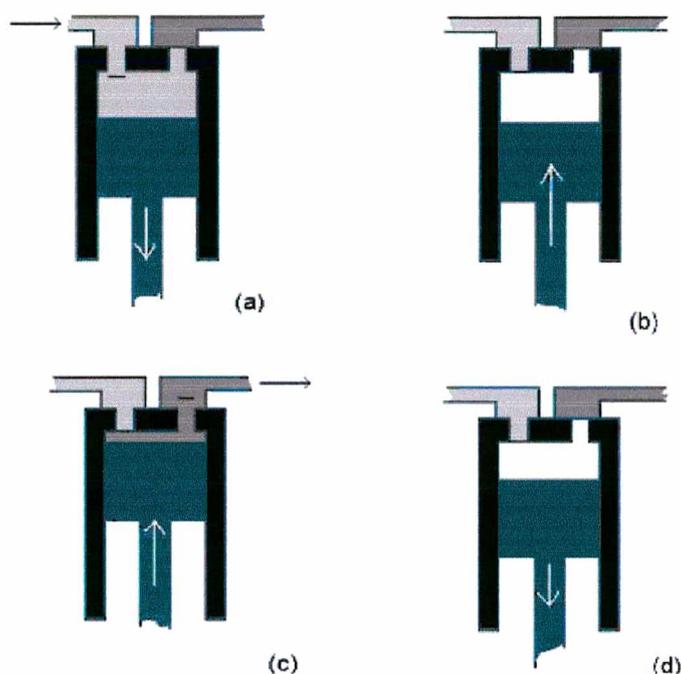


Figura A.3 – Instantâneos do ciclo de compressão de vapor.

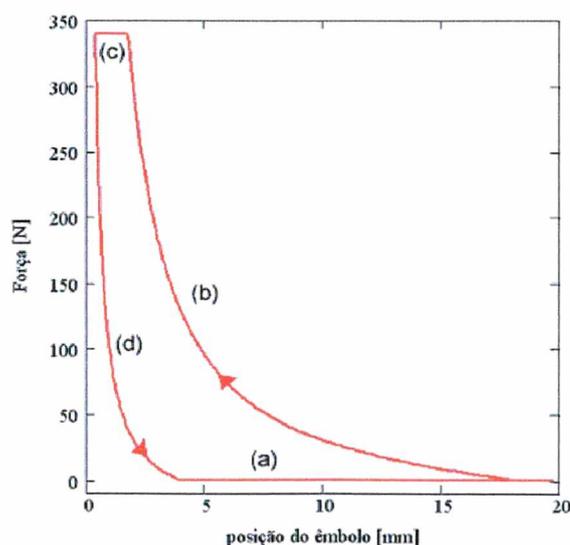


Figura A.4 – Força do êmbolo x posição do êmbolo (caso ideal) em um compressor

Acionamento do compressor

Conforme observado no item anterior, o funcionamento de um compressor convencional a pistão é similar ao funcionamento de uma bomba. Com o auxílio de válvulas de sucção e descarga, o pistão, nos seus movimentos ascendente e descendente, provoca uma transferência do gás do lado da sucção para o lado da descarga. A capacidade de bombeamento de um compressor depende muito do sistema de válvulas que são comandadas unicamente pela diferença de pressão. O movimento alternado do pistão é obtido pela ação de um motor sendo que, nos compressores herméticos, o motor e o sistema de pistão (sistema compressor) são montados num mesmo eixo. [23]

Dois tipos de motores são utilizados nos compressores fabricados pela Embraco . O motor de indução e o motor brushless de corrente contínua (VCC).

Funcionamento de um compressor alternativo

Os compressores herméticos alternativos são envoltos externamente por uma carcaça formada por duas partes separadas, que permitem a instalação dos componentes internos, e que na montagem final são soldadas hermeticamente.

Fixados ao corpo encontram-se a placa-base, o terminal hermético, o limitador de oscilação e os passadores de sucção, descargas e processos. A função da placa-base é fixar o corpo do compressor aos equipamentos de refrigeração, enquanto o terminal hermético faz a conexão elétrica entre o corpo e a rede elétrica.

Os componentes internos dividem-se em dois grupos principais: parte mecânica formada pelo compressor, e parte elétrica formada pelo motor de indução do tipo gaiola. Todos montados de forma sobreposta e ligados por um eixo.

Todo conjunto motor/compressor é suspenso por quatro molas dentro do corpo e o limitador de oscilação evita danos deste conjunto durante o transporte. O óleo lubrificante fica depositado no fundo do corpo e é levado às partes superiores do compressor, por meio de uma bomba fixa no rotor e distribuído por meio de rasgos às partes que necessitam lubrificação. Ainda fixos no corpo do compressor estão os passadores de sucção e descarga, que permite que o gás seja succionado para dentro do compressor e descarregado, respectivamente. Um terceiro passador é o de processo, que é utilizado para carregar o sistema com o gás refrigerante ou para evacuá-lo [14].

APÊNDICE B

CAMPO MAGNÉTICO GIRANTE

O campo magnético girante

A vizinhança de um condutor que transporta corrente é considerada como possuidora de um campo de força (campo magnético), isto é, uma região de armazenamento de energia, possuindo a propriedade de produzir forças e realizar trabalho.

Quando o enrolamento do estator de uma máquina polifásica é excitado por tensões polifásicas equilibradas, um campo magnético girante resultante é produzido no entreferro. Em uma máquina trifásica, os enrolamentos das fases individuais são deslocados uns dos outros de 120 graus elétricos ao longo da circunferência do entreferro, como mostrado pelas bobinas *a*, *b* e *c* da figura B.1. O ângulo θ que indica o defasamento espacial é medido em radianos a partir do eixo de referência (tomado aqui como o eixo da fase *a*). Na figura B.2 é mostrada a formação dos dois pólos da fase *a* do estator. O número de pólos de uma máquina será sempre referente ao número de pólos por fase.

Na figura B.3 é apresentado o circuito equivalente do enrolamento do estator alimentado por uma fonte trifásica.

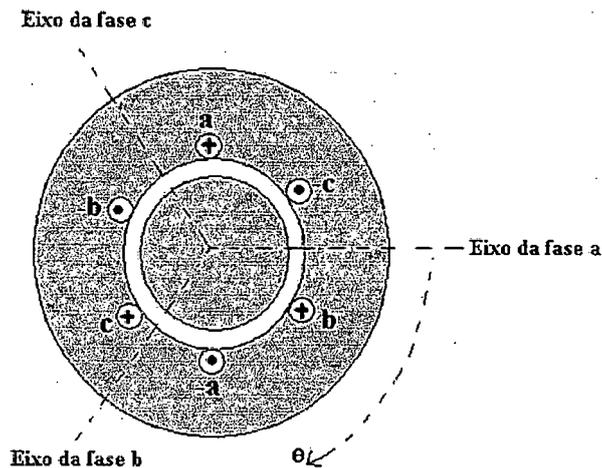


Figura B.1 - Enrolamento do estator trifásico, dois pólos (simplificado)

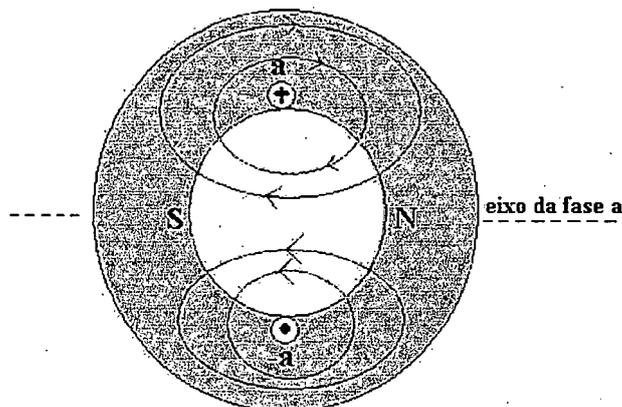


Figura B.2 - Formação dos pólos do rotor da fase a

Para cada enrolamento, a capacidade de produzir fluxo será proporcional ao número de espiras N e a corrente I que o percorre. Essa habilidade de produzir fluxo é chamada Força Magnetomotriz (FMM) obtida pela equação (B.1)

$$F = N \cdot I \quad (\text{B.1})$$

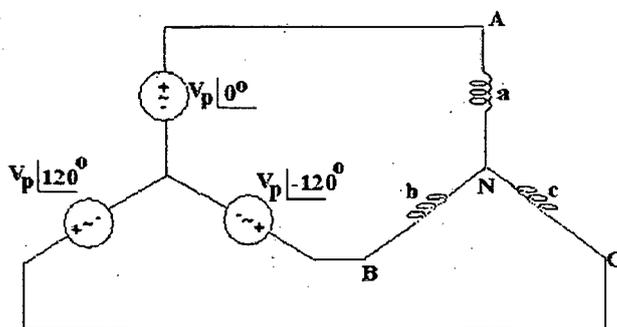


Figura B.3 - Circuito equivalente do estator alimentado por uma fonte trifásica.

A corrente em cada fase varia senoidalmente com o tempo conforme as equações (B.2), (B.3) e (B.4). A velocidade angular da onda de corrente é dada por $\omega = 2\pi f$ radianos elétricos, onde f é a frequência da tensão de alimentação em Hz. A frequência da rede de alimentação informa quantos ciclos completos de 360° (ou períodos) são completados pela onda de corrente em 1 segundo. Se uma corrente tem frequência de 60 Hz, ela vai levar 0.016666 segundos para completar um ciclo completo. Na figura B.4, por exemplo, a corrente da fase a, se for de 60 Hz, vai levar 0,0166666 segundos para ir do ponto 1 até o ponto 7 e então completar 60 ciclos completos em 1 segundo.

$$i_a = I_{\max} \cos \omega t \quad (\text{B.2})$$

$$i_b = I_{\max} \cos(\omega t - 120^\circ) \quad (\text{B.3})$$

$$i_c = I_{\max} \cos(\omega t + 120^\circ) \quad (\text{B.4})$$

Considere-se na figura B.4, a situação para $t_1 = 0$ segundo o momento em que a corrente da fase a está no seu máximo e a origem de θ , o ângulo medido ao longo da periferia do entreferro, fixado no eixo desta fase.

A F.M.M da fase a tem então seu valor máximo. Neste momento as correntes i_b e i_c têm a metade da amplitude de i_a e direção negativa. A resultante obtida pela adição das contribuições das

três fases é um vetor $F=3/2 F_{\max}$ alinhado na fase A, conforme figura B.5 (1). Ela representa uma onda espacial senoidal com a meia onda positiva centrada no eixo da fase a e tendo uma amplitude 1,5 vezes aquela da contribuição da fase a somente.

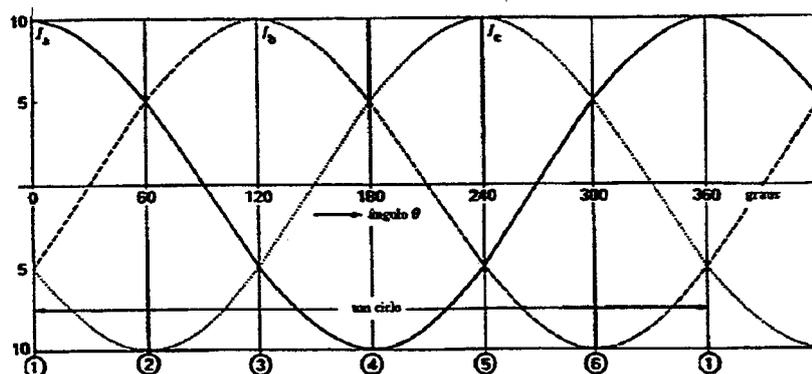


Figura B.4 - Correntes instantâneas nos enrolamentos do estator e direção do campo magnético resultante

No instante seguinte, $\omega t_2 = \pi/3$ (60° da figura B.4) as correntes nas fases a e b são $1/2$ da corrente máxima e a corrente na fase c é um máximo negativo. A resultante, figura B.5 (2), tem a mesma amplitude do instante $t=0$, porém, ela girou de 60 graus elétricos no espaço no sentido horário. Em $\omega t_3 = 2\pi/3$ (120° da figura B.4), a corrente na fase b é um máximo positivo e as correntes nas fases a e c são um $1/2$ do máximo negativo. A mesma distribuição de F.M.M resultante é obtida, mas ela girou agora mais 60° , figura B.5 (3), e está alinhada com o eixo magnético da fase b. Então, conforme o tempo passa, a onda de F.M.M resultante mantém sua forma senoidal e amplitude, mas se desloca progressivamente ao redor do entreferro. Este deslocamento corresponde a um campo girando uniformemente ao redor da circunferência do entreferro. A velocidade angular da onda de F.M.M resultante é ω . No fim de um ciclo, a F.M.M resultante deve estar de volta a posição 1 da figura B.5. A onda de F.M.M. faz uma rotação completa (360° mecânicos) em uma máquina de dois pólos. Em uma máquina de P pólos a onda faz $2/P$ rotações por ciclo da onda de corrente. A velocidade síncrona da máquina (velocidade do campo do estator) em rotações por minuto (rpm) é

$$n_s = 120 \cdot f / P \quad (B.5)$$

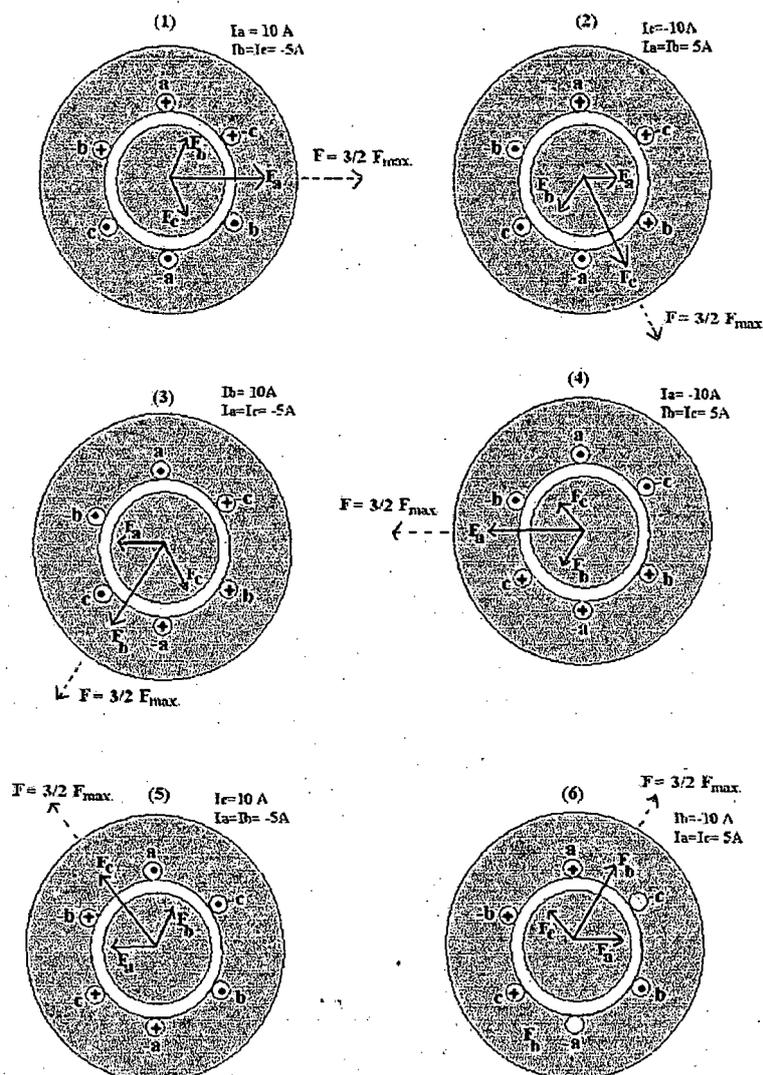


Figura B.5 - Produção de um campo magnético girante por meio de correntes trifásicas.

Ação do motor de indução polifásico

Iniciamos a apresentação da ação do motor de indução de gaiola analisando o motor trifásico. Os conceitos apresentados aqui serão utilizados na seqüência para a análise do motor monofásico.

No motor de indução de gaiola o enrolamento do rotor é formado por barras condutoras colocadas (por inserção ou injeção) em ranhuras no ferro do rotor e curto-circuitadas em cada extremidade por anéis condutores. O raciocínio na teoria de campos girantes é que se é produzido um campo magnético girante, então resulta um conjugado de motor de indução.

Pela lei de Faraday, a tensão induzida em um enrolamento é proporcional à variação do fluxo concatenando este enrolamento (verifica-se aqui a importância do estator, pois o mesmo tem a incumbência de aumentar a densidade de fluxo no entreferro que envolverá o enrolamento do rotor). Quando o campo girante resultante do estator trifásico percorre o entreferro, o fluxo concatenado pelos enrolamentos do rotor é função da velocidade relativa entre os enrolamentos e o campo.

No instante inicial, estando o rotor parado ($n_r = 0$), o motor é equivalente a um transformador trifásico curto-circuitado. Tensões trifásicas com frequência do estator são induzidas no rotor, e as correntes associadas são determinadas pelo valor da tensão e impedância do rotor. Como elas são

induzidas pelo campo girante do estator, essas correntes do rotor produzem um campo com o mesmo número de pólos que o estator e que gira com a mesma velocidade em relação ao rotor. Os campos do estator e do rotor são então estacionários um em relação ao outro (mesma velocidade, mas defasados de um ângulo δ). Se este conjugado é suficiente para vencer a oposição à rotação criada pela carga no eixo, o motor aumentará sua velocidade até alcançar sua velocidade de operação. A velocidade de operação do motor de indução, portanto, nunca pode ser igual à velocidade síncrona, pois os condutores do rotor ficariam estacionários em relação ao campo do estator e nenhuma tensão seria induzida neles.

Para verificar como a rotação é mantida, consideremos o rotor girando à velocidade de n_r rotações por minuto, no sentido horário. O campo girante estará vendo o campo do rotor se deslocar no sentido anti-horário a uma velocidade de escorregamento de $(n_s - n_r)$ rotações por minuto. O escorregamento s é geralmente expresso como uma fração da velocidade síncrona, isto é

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (\text{B.6})$$

ou

$$n_r = n_s(1-s) \quad (\text{B.7})$$

Com o movimento relativo do rotor e fluxo no entreferro, as tensões induzidas são de frequência de escorregamento. As correntes associadas do rotor são novamente determinadas pela magnitude da tensão do rotor e pela impedância do rotor à frequência de escorregamento. Uma vez que a frequência dessas correntes é, agora, somente uma fração s daquela obtida com o rotor parado, o campo do rotor criado por essas correntes, irá girar, em relação à estrutura do rotor, em somente uma fração s de sua velocidade inicial (sn_s rotações por minuto, no sentido horário em relação ao rotor). Mas superposta a ela, estará a rotação mecânica do rotor $n_s*(1-s)$. A velocidade do campo do rotor no espaço é a soma desses dois termos ($sn_s + n_s*(1-s)$), que resulta em n_s . Os campos do rotor e estator são, portanto, estacionários um em relação ao outro, o conjugado é produzido e a rotação é mantida.

Três das importantes características de qualquer motor são o torque de partida, o máximo torque possível que pode ser obtido e a curva torque-velocidade mostrando o comportamento do motor sob mudança de carga. Nesta curva o eixo horizontal mostra a velocidade em porcentagem da velocidade síncrona e o eixo vertical o torque produzido pelo motor. A curva torque-velocidade do motor de indução é aproximadamente linear na região de pequenos valores de escorregamento como mostra a figura B.6, o que lhe confere a característica de manter a velocidade nominal para uma ampla faixa de torque de carga.

Pode-se escrever uma expressão aproximada da curva torque-velocidade para pequenos valores de escorregamento, supondo-se que ela seja linear ao longo de uma faixa razoável. Ao mesmo tempo, pode ser verificado que o torque produzido pelo motor de indução (na região linear) também varia com o quadrado da tensão V_t aplicada no estator. Desse modo o torque pode ser obtido pela expressão simplificada de

$$T = k_T V_t^2 s \quad (\text{B.8})$$

onde

- K_T é uma constante para uma curva particular torque-velocidade.

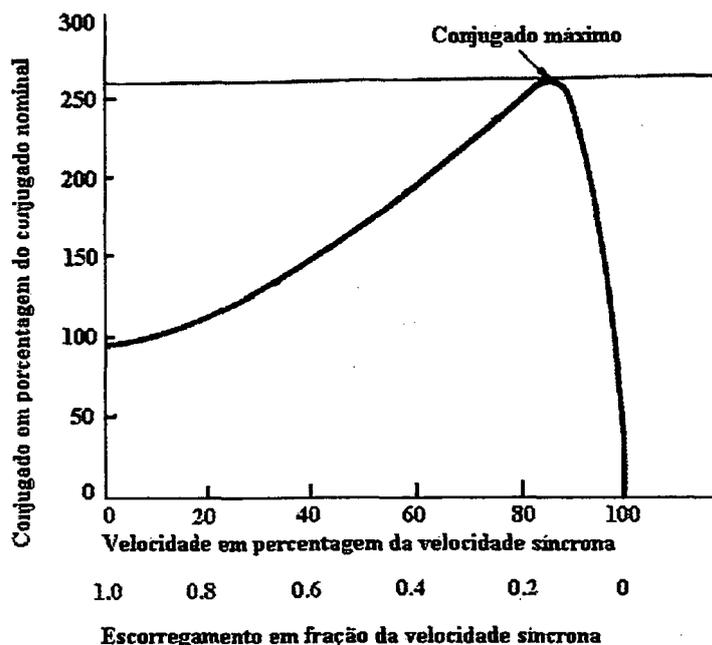


Figura B.6 - Curva conjugado-escorregamento do motor de indução

O máximo valor da curva torque-velocidade corresponde à máxima potência que pode ser transferida, através do entreferro, para o rotor. Se a carga aumenta de tal forma que exceda o conjugado máximo (torque de tombamento) o motor pára.

Classificação do motor de indução monofásico

Os motores de indução monofásicos são classificados de acordo com os métodos de partida e são usualmente referidos pelos nomes descritivos de seus métodos. Os métodos mais conhecidos são:

- motor de fase auxiliar (RSIR- Resistance Starting Induction Running);
- motor com capacitor de partida (CSIR- Capacitor Starting Induction Running);
- motor de capacitor permanente (RSCR- Resistance Starting Capacitor Running);
- motor de dois capacitores (partida e permanente) (CSCR - Capacitor Starting Capacitor Running);
- motor de capacitor dividido (PSC - Permanent Starting Capacitor).

Cada um possui suas características, no entanto o motor utilizado neste trabalho foi o motor de dois capacitores.

Motor de dois capacitores (partida e permanente)

Se forem usados dois capacitores, um para partida e outro para regime permanente como na figura B.11, não é necessário atender a nenhum compromisso, e podem ser obtidos uma ótima partida e um ótimo desempenho em regime.

O funcionamento é como a seguir. No instante da partida, o PTC está frio. O PTC é componente eletrônico, que varia a resistência elétrica conforme sua temperatura interna, Neste caso, sua resistência é muito baixa, de modo que quase toda corrente do enrolamento auxiliar o atravessa, ficando o capacitor permanente com uma parcela muito pequena de corrente. Logo, na partida, só o

capacitor de partida terá influência na corrente do enrolamento auxiliar. À medida que o motor acelera, o PTC esquenta, aumentando sua resistência, o que diminui sua parcela da corrente total do enrolamento. Na rotação nominal, a resistência do PTC é alta (o equilíbrio térmico é alcançado) e a corrente passará somente pelo capacitor de regime. Como o capacitor de partida fica em paralelo com o capacitor de regime, a corrente será limitada basicamente pelo capacitor de regime.

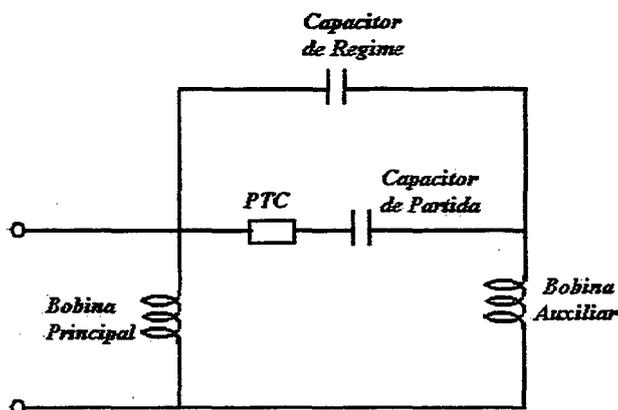


Figura B.11 - Motor com capacitor de partida e de regime