UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO – USP
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Marco Aurélio Batista Lino

Projeto e Análise da Influência da Alocação da Área de Mancal no Rotor em um Motor Síncrono de Ímãs Permanentes com Partida Direta na Rede

São Carlos
2013

MARCO AURÉLIO BATISTA LINO

Projeto e Análise da Influência da Alocação da Área de Mancal no Rotor em um Motor Síncrono de Ímãs Permanentes com Partida Direta na Rede

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências pelo Programa de Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Elétricos de Potência

Orientador: Prof. Dr. José Carlos de Melo Vieira Júnior

São Carlos

2013

Trata-se da versão corrigida da dissertação. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

B735p

Batista Lino, Marco Aurélio
Projeto e Análise da Influência da Alocação da Área de Mancal no Rotor em um Motor Síncrono de Ímãs Permanentes com Partida Direta na Rede / Marco Aurélio Batista Lino; orientador José Carlos de Melo Vieira Júnior. São Carlos, 2013.

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas Elétricos de Potência -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2013.

1. Eficiência Energética. 2. Motor de Ímãs Permanentes. 3. Máquinas Elétricas. 4. Análise Númerica. 5. Método de Elementos Finitos. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **MARCO AURÉLIO BATISTA LINO**

Título da dissertação: "Projeto e análise da influência da alocação da área de mancal no rotor em um motor síncrono de ímãs permanentes com partida direta na rede".

Data da defesa: 11/07/2013

Comissão Julgadora:	**Resultado:**
Prof. Dr. **José Carlos de Melo Vieira Júnior (Orientador)** (Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)	APROVADO
Prof. Dr. **Alvaro Batista Dietrich** (Universidade Federal do ABC/UFABC)	Aprovado
Prof. Dr. **Manoel Luís de Aguiar** (Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)	Aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular **Denis Vinicius Coury**

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus pela oportunidade de realização deste estudo.

Aos meus pais, Lauro e Creuza (*in memoriam*), meus maiores motivadores e aos meus irmãos Ana e César pelos conselhos e por ter compartilhado meus problemas e preocupações.

Ao Professor, amigo e orientador Dr. José Carlos de Melo Vieira Júnior, pela oportunidade, pela atenção, apoio e disponibilidade; pela preocupação com o conteúdo; pelas críticas e paciência.

A Dra. Cláudia Andréa da Silva, pelo grande apoio e tempo dedicado ao desenvolvimento desta pesquisa.

À Tecumseh do Brasil Ltda., pelo tempo disponibilizado, pelo apoio e pelos recursos de laboratório utilizados; Engº Eduardo Paiva Baeta pelo incentivo e colaboração.

Ao Diretor de Tecnologia da Tecumseh, Enio S. R. Freitas, pelo apoio e compreensão durante o período em que não estive presente.

Aos Engenheiros Philippe Herbet, Francis Bidaud e Remi Kropfeld pelo valioso suporte na execução dos testes e discussões técnicas.

Ao professor Tim Miller da Universidade de Glasgow, pelas ideias e pelas dúvidas esclarecidas.

Aos colegas de trabalho especialmente Juliano, Bonora, Zanella, Mariotto, Gerson, Valdecir, Natalia, Claudinei e Marcos Antônio que contribuíram das mais diversas maneiras ao desenvolvimento desta pesquisa.

Aos meus grandes amigos que sempre me motivaram nos momentos mais difíceis especialmente ao Victor, a Leila, Renato e Marcel.

Às demais pessoas que contribuíram direta ou indiretamente para a conclusão deste estudo, meus sinceros agradecimentos.

“Para ser grande, ser inteiro; nada teu exagera ou exclui; ser todo em cada coisa; põe quanto és no mínimo que fazes; assim em cada lago, a lua toda brilha porque alta vive.”

Fernando Pessoa

SUMÁRIO

Agradecimentos.....v

Sumário ix

Lista de Figuras xi

Lista de Tabelas.....xv

Siglas e Abreviaturas..... xvii

Resumo..... xxiii

Abstract xxv

1 Introdução 1

1.1 Objetivos 7

1.2 Estrutura do Trabalho.....9

1.3 Divulgação do Trabalho 10

2 O motor LSPMSM.....11

2.1 Vantagens do LSPMSM.....14

2.2 Desvantagens do LSPMSM 15

2.3 O Estado da Arte em Relação ao LSPMSM 15

3 Metodologia.....21

3.1 Fluxograma para Projeto do Motor LSPMSM.....21

3.2 Modelo Analítico.....26

3.2.1 Operação Assíncrona.....26

3.2.2 Operação Síncrona em Regime Permanente 39

4 Projeto e prototipagem.....43

4.1 Laminação do Estator.....44

4.2 Projeto do Rotor 47

4.2.1 Definição da Geometria do Rotor 47

4.2.2 Definição dos Ímãs.....50

4.2.3 Definição das Características do Aço.....52

4.2.4 Definição do Número de Ranhuras 54
4.2.5 Definição da Geometria das Ranhuras 55
4.2.6 Montagem do Rotor 56
5 Resultados 59
5.1 Simulação via SPEED (CD-Adapco) 59
5.1.1 Análise em Circuito Aberto 60
5.1.2 Análise em Carga 64
5.2 Testes Práticos 71
6 Conclusões 77
6.1 Continuidade da Pesquisa 78
7 Referências bibliográficas 81
APÊNDICE A Dados do Circuito Magnético 85
A.1 Ímãs 85
A.2 Curva de Magnetização e Histerese 87
A.3 Ponto de Trabalho de Ímãs 89
A.4 Efeito da Temperatura no Ponto de Trabalho dos Ímãs 90
A.5 Aço Elétrico 92
A.6 Aços Totalmente Processados 93
APÊNDICE B Equipamentos de bancada utilizados 95
B.1 Dinamômetro de Absorção por Histerese 95
B.2 Dinamômetro de Absorção por Motor Elétrico 97

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Consumo de energia elétrica no Brasil em 2009, total de 426029 GWh [2]. 1
Figura 1.2 – Consumo de energia elétrica em residências no Brasil, 2006. 2
Figura 1.3 – Evolução do $(BH)_{Max}$ dos ímãs no decorrer do século XX [9]. 4
Figura 1.4 – Detalhe da área de mancal dentro do rotor. 6
Figura 1.5 – Modificação do rotor do motor devido às exigências mecânicas. 8
Figura 2.1 – Esquema de ligação do motor monofásico. 11
Figura 2.2 – Esquema de ligação do motor monofásico com capacitor de partida. 12
Figura 2.3 – Esquema de ligação do motor monofásico com capacitor de marcha. 12
Figura 2.4 – Esquema de ligação do motor monofásico com capacitor de partida e marcha associados. 13
Figura 2.5 – Proposta de geometria de um rotor LSPMSM. 13
Figura 3.1 – Fluxograma para o procedimento de simulação [12]. 22
Figura 3.2 – Modelo dos enrolamentos e terminais de LSPMSM monofásico. 27
Figura 3.3 – Disposição das bobinas no motor [26]. 29
Figura 3.4 – Diagrama fasorial de um motor monofásico balanceado [5]. 30
Figura 3.5 – Sequência de mudanças de referencial para análise da partida [26]. 32
Figura 3.6 – Eixo direto e de quadratura em um motor LSPMSM. 40
Figura 3.7 – Diagrama fasorial de sequência positiva [16]. 40
Figura 3.8 – Topologia da laminação do rotor com ímãs na configuração “V”. 42
Figura 4.1 – Modelo da lâmina do estator. 45
Figura 4.2 – Dimensionais da lâmina do estator. 45
Figura 4.3 – Vista do estator utilizado nos testes. 46
Figura 4.4 – Vista do estator por outra perspectiva. 46
Figura 4.5 – Geometria de rotores LSPMSM. 47
Figura 4.6 – Pontes que favorecem a dispersão do fluxo. 49
Figura 4.7 – Desenho da lâmina considerando efeito das pontes. 49

Figura 4.8 – Lâminas cortadas a laser para execução da montagem. (a) – diâmetro interno do furo suficiente para a passagem do eixo. (b) – diâmetro interno do furo para a passagem do eixo e alocação da área de mancal. 50
Figura 4.9 – Forma geométrica dos ímãs. 51
Figura 4.10 – Características magnéticas dos ímãs de Neodímio-Ferro-Boro utilizado [28]. 52
Figura 4.11 – Dados do teste de Epstein, Permeabilidade relativa. 53
Figura 4.12 – Dados do teste de Epstein, Perdas magnéticas. 53
Figura 4.13 – Dados do teste de Epstein, Saturação do aço. 53
Figura 4.14 – Geometria da ranhura do rotor. 56
Figura 4.15 – Corte do rotor destacando formação do pacote. 56
Figura 4.16 – Modelo final do rotor com os ímãs inseridos. 57
Figura 4.17 – Peça real acabada. 58
Figura 4.18 – Detalhe do anel. 58
Figura 5.1 – Distribuição de espiras no estator. 60
Figura 5.2 – Detalhe dos diâmetros a ser considerados na simulação. 61
Figura 5.3 – Gráfico do *Bg* gerado pelos ímãs considerando D1=D2=16mm sem ajustes. 62
Figura 5.4 – Gráfico do *Bg* gerado pelos ímãs considerando D1=D2=16mm com ajustes. 62
Figura 5.5 – Gráfico do *Bg* gerado pelos ímãs considerando D1=D2=29,36mm sem ajustes. 63
Figura 5.6 – Gráfico do *Bg* gerado pelos ímãs considerando D1=D2=29,36mm com ajustes. 63
Figura 5.7 – Diagrama i –Ψ considerando D1=D2=16mm – Antes dos ajustes....66
Figura 5.8 – Diagrama i –Ψ considerando D1=D2=16mm – Após os ajustes.....66
Figura 5.9 – Mapa de campo obtido por MEF considerando D_1=D_2=16mm. 67
Figura 5.10 – Diagrama i –Ψ considerando D_1=D_2=29,36mm – Antes dos ajustes. 68
Figura 5.11 – Diagrama i –Ψ considerando D1=D2=29,36mm – Após os ajustes. 68
Figura 5.12 – Mapa de campo obtido por MEF considerando D_1=D_2=29,36mm. 69
Figura 5.13 – Curva de Torque x Velocidade – Com os ajustes. 71

Figura 5.14 – Curva de Torque x Velocidade obtidas nos testes em bancada. 73
Figura A.1 – Evolução do $(BH)_{Max}$ dos ímãs no decorrer do século XX [9]. 86
Figura A.2 – Curva de magnetização e histerese [32]. 87
Figura A.3 – Curva de histerese e magnetização típica e propriedades intrínsecas do ímã [32]. 88
Figura A.4 – Ponto de trabalho do circuito magnético [4].....89
Figura A.5 – Influência da temperatura na aplicação de ímãs [28]. 91
Figura B.1 – Esquema de um dinamômetro por absorção por histerese.....96
Figura B.2 – Detalhe do dinamômetro por absorção por histerese.....96
Figura B.3 – Detalhe do eixo acoplado ao freio por histerese.....97
Figura B.4 – Detalhe do dinamômetro por absorção por motor elétrico.....97

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Valor do diâmetro interno das lâminas. 50
Tabela 5.1 – Dados de desempenho em regime considerando D_1=D_2=16mm. 67
Tabela 5.2 – Dados de desempenho em regime considerando D_1=D_2=29,36mm. 69
Tabela 5.3 – Dados de desempenho em regime do motor. 70
Tabela 5.4 – Dados de desempenho em regime do motor para a peça1. 73
Tabela 5.5 – Dados de desempenho em regime do motor para a peça 2. 73
Tabela 5.6 – Dados de desempenho em regime do motor para a peça 3. 74

SIGLAS E ABREVIATURAS

$(BH)_{Max}$ *Produto de energia máximo*

a *Relação de bobinagem*

A_{rs} *Abertura da ranhura*

B *Densidade do fluxo magnético ou Indução Magnética*

Bg *Densidade do fluxo magnético que cruza o entreferro*

B_r *Fluxo Remanescente*

$B_{r(20^oC)}$ *Densidade do fluxo magnético para temperatura de 20ºC*

$B_{r(temp)}$ *Densidade do fluxo magnético para certa temperatura*

D_{es} *Diâmetro externo do estator*

D_{is} *Diâmetro interno do estator*

D_{srs1} *Diâmetro sobre a ranhura maior*

D_{srs2} *Diâmetro sobre a ranhura menor*

e *Espessura do ímã*

E_0 *Tensão induzida no enrolamento de marcha a 3600 rpm*

Fem *Força eletromotriz*

g *Espessura do entreferro*

Gofer *Módulo do programa SPEED utilizado nas simulações – cálculo numérico*

H *Altura do pacote*

h *Comprimento do ímã*

H *Intensidade do campo magnético*

H_1 *Altura do pacote formado com lâminas para a fixação do eixo*

H_2 *Altura do pacote formado com lâminas para aumentar a área de mancal*

H_c *Coercividade*

H_{ci} *Coercividade intrínseca do material*

I_- *Componente de sequência positiva da Corrente*

I_+ *Componente de sequência positiva da Corrente*

i_a *Corrente de enrolamento auxiliar*

I_a *Corrente que flui na bobina de auxiliar*

i_{a0} *Amplitude da corrente de enrolamento auxiliar*

i_{am} *Corrente de enrolamento de marcha*

I_{d-} *Componente negativa da corrente de eixo direto*

I_{d+} *Componente positiva da corrente de eixo direto*

I_{dm} *Corrente induzida pelo imã no estator de eixo direto*

I_m *Corrente que flui na bobina de marcha*

i_{m0} *Amplitude da corrente de enrolamento marcha*

I_{q-} *Componente negativa da corrente de eixo em quadratura*

I_{q+} *Componente positiva da corrente de eixo em quadratura*

I_{qm} *Corrente induzida pelo imã no estator no eixo em quadratura*

I_s *Corrente da fonte de alimentação*

J *Magnetização do material*

J_{sat} *Estado de magnetização máxima do material*

l *Largura do ímã*

L_{ds} *Largura do dente*

LSPMSM *Line start permanent magnets synchronous motor*

MEF *Método dos elementos finitos*

N_a *Números de espiras senoidalmente distribuídas nos enrolamentos de auxiliar*

NdFeB *Neodímio-Ferro-Boro*

N_m *Números de espiras senoidalmente distribuídas nos enrolamentos de marcha*

p *Número de pares de polos*

PC BDC *Módulo do programa SPEED utilizado nas simulações – cálculo analítico*

PC-FEA *Módulo do programa SPEED utilizado nas simulações – cálculo numérico*

R_b *Resistência da gaiola de alumínio*

R_{h1} *Números de ranhura do estator*

R_{h2} *Números de ranhura do rotor*

R_s *Resistência equivalente dos enrolamentos do estator*

s *Escorregamento*

SmCo *Samário-Cobalto*

SPEED *Scottish Power Electronics and Electrics Drives*

$T_{(ass)-}$ *Torque assíncrono de sequência negativa*

$T_{(ass)+}$ *Torque assíncrono de sequência positiva*

$T_{(assres)}$ *Torque assíncrono resultante*

T_{alinh} *Torque de alinhamento*

t_{emp} *Temperatura final de trabalho*

$T_{ímãs}$ *Torque de frenagem dos ímãs*

T_{rel} *Torque de relutância*

T_{seqn} *Torque de sequência negativa*

V_- *Componente de sequência negativa de tensão*

V_+ *Componente de sequência positiva de tensão*

V_a *Tensão sobre a bobina auxiliar*

V'_a *Aplicado transformação β em V_a*

V_a *Fasor tensão de auxiliar aplicando transformação de ângulo de bobinagem ζ*

V'_b *Aplicado transformação β em V_b*

V_b *Fasor tensão de marcha aplicando transformação de ângulo de bobinagem ζ*

V_c *Tensão sobre os capacitores*

V_d, V_{d+}, V_{d-} *Tensão de eixo direto e respectivas componentes de sequência positiva e negativa*

V_m *Tensão sobre a bobina de marcha*

V_{ph1} *Tensão monofásica da rede em módulo*

V_q, V_{q+}, V_{q-} *Tensão de eixo em quadratura e respectivas componentes de sequência positiva e negativa*

V_s *Tensão da fonte de alimentação*

X_{brt} *Coeficiente de ajuste da E_0 para simulação PC-BDC*

X_c *Reatância do capacitor*

X_{cq} *Coeficiente de ajuste da X_q para simulação PC-BDC*

X_d *Reatância síncrona do eixo em quadratura*

$X_{d\pm}$ *Componente negativa/positiva da reatância de eixo direto*

X_q *Reatância síncrona do eixo em quadratura*

$X_{q\pm}$ *Componente negativa/positiva da reatância de eixo em quadratura*

Z_- *Componente de sequência negativa da impedância resultante*

Z_+ *Componente de sequência positiva da impedância resultante*

Z_c *Impedância do capacitor*

$Z_{d\pm}$ *Componente negativa/positiva da impedância de eixo direto*

Z_m *Impedância do enrolamento de marcha*

$Z_{q\pm}$ *Componente negativa/positiva da impedância de eixo em quadratura*

α_{Br} *Coeficiente de temperatura para B_r*

ε *Taxa de Saliência*

ζ *Defasagem entre os enrolamentos de marcha e de auxiliar no espaço*

θ *Ângulo entre os enrolamentos e o plano perpendicular às barras da gaiola*

μ_0 *Permeabilidade magnética do vácuo*

Ψ *Soma do fluxo magnético dos ímãs e a componente de corrente do estator*

ψ_{d-} *Componente negativa do fluxo de eixo direto*

ψ_{d+} *Componente positiva do fluxo de eixo direto*

ψ_{dm} *Fluxo de dispersão induzido pelo ímã no estator de eixo direto*

ψ_{q-} *Componente negativa do fluxo de eixo em quadratura*

ψ_{q+} *Componente positiva do fluxo de eixo em quadratura*

ψ_{qm} *Fluxo de dispersão induzido pelo ímã no estator no eixo em quadratura*

ω *Frequência da rede de alimentação*

RESUMO

LINO, M. A. B. **Projeto e Análise da Influência da Alocação da Área de Mancal no Rotor em um Motor Síncrono de Ímãs Permanentes com Partida Direta na Rede**. 2013. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2013.

Este trabalho propõe uma investigação sobre a influência da alocação da área de mancal em compressores herméticos para a refrigeração, considerando um motor Síncrono de Ímãs Permanentes com Partida Direta na Rede (LSPMSM) monofásico, e utilizando cálculos analíticos convencionais e o Método de Elementos Finitos (MEF).

O recente aumento da preocupação com a eficiência energética tem levado muitos países a implantarem legislações que impõem necessidades de aumento de eficiência de motores elétricos. Neste contexto, o motor LSPMSM se apresenta como alternativa aos motores de indução convencionais visando à diminuição do consumo de energia elétrica, por exemplo, em refrigeradores. No entanto, a exigência de alocação de uma grande área para o mancal e por consequência a retirada de materiais ferromagnéticos do rotor pode diminuir o desempenho do motor LSPMSM inviabilizando assim sua aplicação.

Para a realização deste estudo, foi adotada uma metodologia de projeto disponível na literatura para estabelecer as etapas do projeto a ser realizado. Tal referência de projeto, embora elaborada para ser utilizada em um motor LSPMSM trifásico, foi utilizada em um projeto de motor monofásico. Os resultados do ensaio foram comparados com os dados obtidos via simulações computacionais de tal forma a validar o método proposto e também avaliar o impacto da retirada de material do rotor no desempenho final do motor. Os resultados práticos ficaram próximos aos resultados obtidos em simulação validando a utilização da metodologia também em motores monofásicos. Desta forma foi possível visualizar o efeito da área de mancal no rotor que devido ao aumento da relutância do circuito magnético alterou os resultados do valor da tensão induzida dos ímãs.

Palavras-chave: Eficiência Energética, Motor de Ímãs Permanentes, Método de Elementos Finitos, Máquinas Elétricas, Análise Numérica.

ABSTRACT

LINO, M. A. B. **Design and Analysis of the Influence of the Bearing Area Allocation Inside the Rotor in a Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor**. 2013. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2013.

This work proposes a study about the influence of the bearing area allocation in hermetic compressors for refrigeration, considering a single phase Line Start Permanent Magnets Synchronous Motor, and employing conventional analytical calculations and the Finite Element Method (MEF).

Recent increase in concern about energy efficiency has led many countries to roll out laws that impose requirements to raise the electric motor efficiency. In this context the LSPMSM motor is an alternative over conventional induction motors for the purpose of seeking power consumption reduction. However, the requirement to allocate a large area for the bearing and thus removal of ferromagnetic materials of the rotor can reduce LSPMSM motor performance what may impede its implementation.

For the accomplishment of this study it was adopted a methodology of design available in the literature to set up the steps to be followed. Such design reference was at first described to be applied in three phase LSPMSM, however in this work it was applied in a single phase motor. Tests results were compared with data obtained via computer simulations in a way to validate the proposed method and to assess the impact of material removal from de rotor on the motor performance. The obtained bench test results were close to those simulated ones validating the methodology to be used in single phase motors too. Therefore, it was feasible to notice the influence of the counterbore area in the rotor, which, due to the increased value of the circuit reluctance, changed induced voltage values related to the magnets.

Keywords: Efficiency, Permanent Magnets Motor, Finite Elements Methods, Electric Machines, Numerical Analysis.

1 INTRODUÇÃO

Não é novidade que a crescente demanda por energia tem consequências diretas ao meio ambiente. Para suprir ao aumento do consumo, usinas termoelétricas, conhecidas por sua versatilidade e de instalação simples e rápida quando comparadas a outros tipos de usinas geradoras de energia elétrica (usinas hidroelétricas, por exemplo), são muitas vezes acionadas, sendo responsáveis pela emissão de grandes quantidades de gases que estão associados ao efeito do aquecimento global. Embora a matriz geradora de energia elétrica brasileira seja composta predominantemente por usinas que não emitem gases causadores do efeito estufa (majoritariamente usinas hidroelétricas), o otimismo no cenário econômico atual reflete em um aumento na demanda por energia elétrica no curto prazo, o que pode justificar a ampliação de usinas termoelétricas no país resultando em uma maior emissão de gases poluentes.

Neste sentido, existe uma crescente pressão por parte da comunidade internacional no desenvolvimento de máquinas elétricas mais eficientes. Avalia-se que no Reino Unido a energia gerada para o funcionamento dos motores de indução trifásicos produz 97000000 toneladas de CO_2 por ano, representando cerca de 17 % da emissão deste gás pelo país [1]. Cenários como este levaram alguns países, como Estados Unidos e Canadá, a adotarem legislações mais rigorosas em relação à eficiência dos motores elétricos instalados em aplicações gerais, e em especial para aqueles utilizados em aplicações residenciais.

Restringindo a análise ao setor residencial, no Brasil a parcela de consumo de energia elétrica deste setor foi de 23% do total gerado em 2009 [2], como pode ser observado na Figura 1.1.

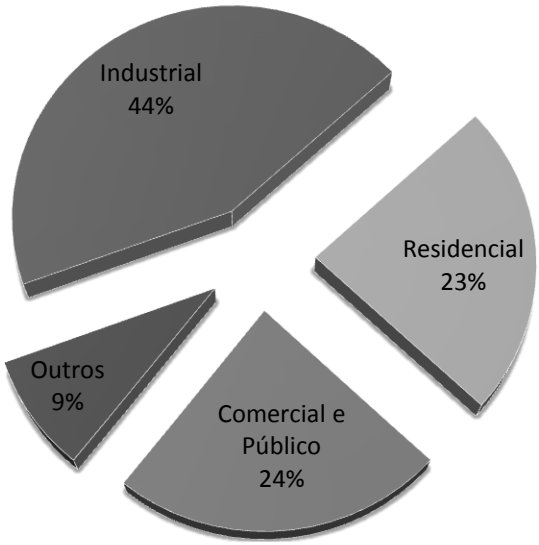


Figura 1.1 – Consumo de energia elétrica no Brasil em 2009, total de 426029 GWh [2].

Sendo assim, devido à expressiva participação no quadro apresentado, a redução no consumo residencial tem grande importância. Detalhando os equipamentos que mais consomem energia elétrica dentro deste setor verifica-se que os equipamentos de refrigeração, os quais utilizam motores elétricos como propulsor, representam grande parte do consumo de uma residência no Brasil [3], de acordo com a Figura 1.2.

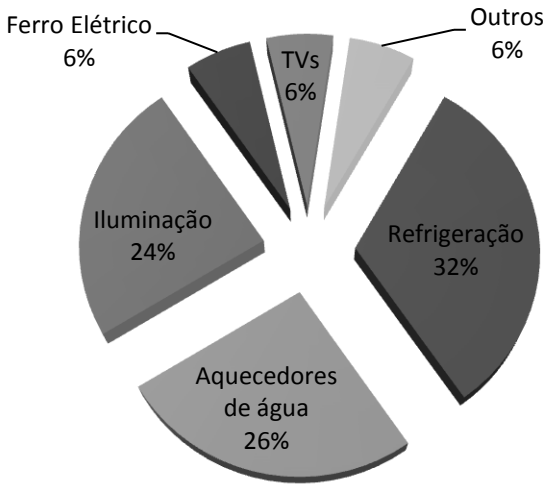


Figura 1.2 – Consumo de energia elétrica em residências no Brasil, 2006.

O uso de motores elétricos mais eficientes utilizados nos eletrodomésticos, mais especificamente em refrigeradores, poderia reduzir substancialmente os valores de consumo atual. No entanto, para atender às novas exigências os fabricantes têm encontrado dificuldades para atingir os valores de eficiência desejados utilizando motores de indução convencionais.

Os motores de indução são os mais utilizados em aplicações em que velocidade constante seja requerida de tal forma a suprir uma determinada carga também constante. Por ser um motor de construção simples, o processo para fabricá-lo é considerado barato. Além disso, sua robustez implica em custo de manutenção praticamente nulo e possui bom desempenho de partida com carga aplicada ao eixo e também quando operando em regime permanente [4]. Para refinar os projetos deste tipo de motor, os projetistas recorrem ao aumento da quantidade de material ativo para reduzir as perdas. No entanto, este procedimento implica no aumento do tamanho do motor, tornando-o mais caro. Desta forma, aumentar a eficiência dos motores sem aumentar o volume de material empregado, consequentemente sem aumento de custo, é um desafio para os projetistas, o que incentiva o estudo para utilizar outros tipos de motores.

Neste contexto, o motor monofásico síncrono de ímãs permanentes com partida direta na rede (Line Start Pemanent Magnet Syncronous Motor, LSPMSM, nomenclatura utilizada

na literatura internacional) apresenta alta eficiência e fator de potência perto da unidade [5] [6]. Características como estas têm feito com que mais atenção por parte das universidades e também das indústrias seja voltada para este tipo de motor de tal forma a atuar como possível substituto aos motores de indução de baixa potência em aplicações domésticas.

Todavia, a ideia de utilizar ímãs permanentes para excitar motores síncronos com partida direta na rede não é recente. Na década de 50, um projeto deste tipo de motor foi relatado por [7], que devido à disponibilidade da época utilizou em seu modelo ímãs composto por ligas de alumínio, níquel e cobalto (*Al-Ni-Co*). Estes tipos de ímãs tinham como características baixo fluxo remanescente (*Br*), coercividade baixa (*Hc*) e, adicionalmente, curva de desmagnetização não linear devido à baixa estabilidade relacionada com a variação da temperatura. Estas características associadas levavam à desmagnetização dos ímãs durante o funcionamento do motor. No entanto, os resultados apresentados mostravam que o novo motor desenvolvido era sensivelmente mais eficiente que o motor de indução de mesma potência utilizado como referência, e neste sentido, revelava o potencial da nova tecnologia apresentada. Especialistas da área de máquinas elétricas da época atrelaram o futuro deste novo tipo de motor com o desenvolvimento das propriedades e também dos custos dos materiais que constituíam os ímãs permanentes.

Nos anos seguintes à publicação deste primeiro trabalho, grupos de pesquisa se dedicaram a propor métodos de análise e modelos para estimar os parâmetros do motor estudado por [7], entretanto os ímãs disponíveis continuavam a apresentar baixa qualidade, o que impedia maiores progressos.

A partir da década de 60 a qualidade dos ímãs começou a evoluir rapidamente com a introdução dos ímãs compostos por materiais nomeados de terras raras, assim como previsto anos antes. O primeiro ímã deste tipo foi o constituído por ligas de samário-cobalto que apresentava excelente qualidade magnética e estabilidade quanto à temperatura, no entanto a pouca disponibilidade destes materiais impunham preços elevados ao produto, inviabilizando a sua utilização em massa. O acesso a estes materiais permanece restrito até hoje, sendo os mesmos utilizados principalmente em pesquisas espaciais e em aplicações militares [8].

No começo dos anos 80, o desenvolvimento dos ímãs permanentes de Neodímio-Ferro-Boro (NdFeB) alterou novamente este cenário introduzindo ímãs de bom desempenho a custos relativamente baixos quando comparados aos compostos por Samário. A Figura 1.3

demonstra a evolução dos ímãs durante o século passado, utilizando como critério o produto de energia máximo, $(BH)_{Max}$.

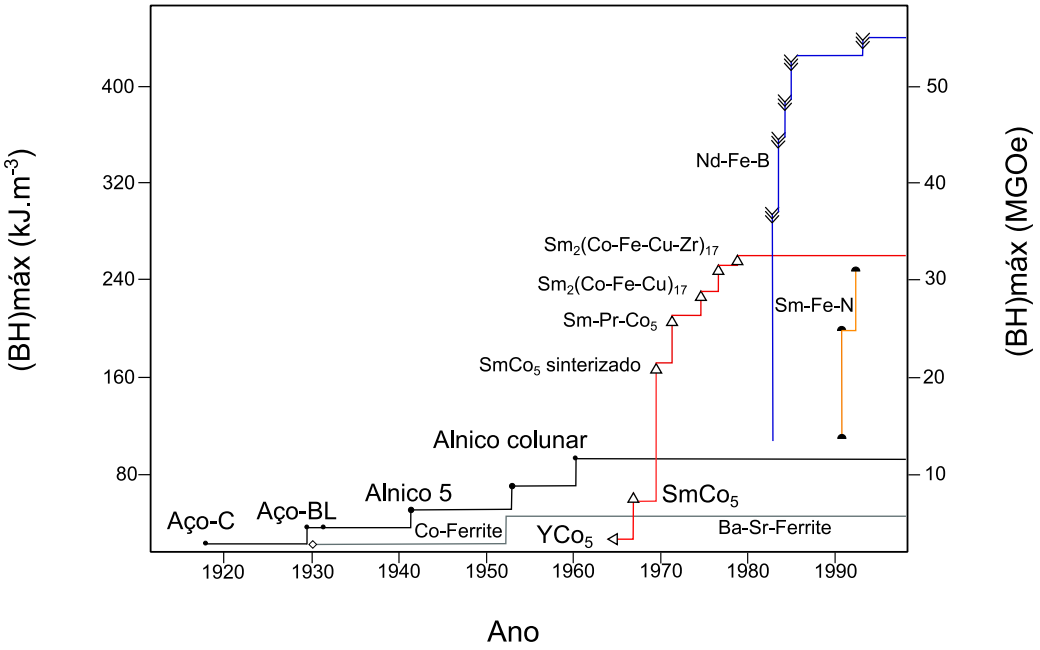


Figura 1.3 – Evolução do $(BH)_{Max}$ dos ímãs no decorrer do século XX [9].

A introdução destes novos materiais magnéticos no mercado tornou possível aos projetistas o desenvolvimento de motores LSPMSM de maior eficiência. Nos anos que se seguiram ao lançamento dos ímãs de terras raras (ímãs de NdFeB principalmente) até a atualidade, inúmeros trabalhos foram apresentados focando no desenvolvimento de novas metodologias de projeto e também abordando estudos específicos da operação deste motor. Dentre eles, alguns demonstraram por meio de ensaios realizados em protótipos, máquinas de alta eficiência como podem ser observado em [1], [4] e [10]-[12].

O projeto de um motor do tipo LSPMSM envolve cálculos complexos e o mesmo pode ser afirmado para os passos necessários à sua construção. O rotor, além dos ímãs, possui barras de alumínio que constituem a gaiola de esquilo, necessária não somente para garantir a sua partida, mas também para suprimir o efeito do fluxo magnético de sequência negativa [13]. Este detalhe exige cuidados adicionais na fabricação do protótipo.

O momento da partida é um dos pontos mais críticos no projeto de um LSPMSM devido à interação dos torques gerados pela gaiola e o torque de frenagem que é produzido pelos ímãs neste momento. O projetista deve ser criterioso na determinação destes parâmetros, pois os mesmos afetam diretamente a eficiência do motor, e neste sentido o projeto deve ser ponderado de tal forma a garantir a partida do motor e desempenho adequado

em regime. Adicionalmente, faz-se necessária a análise da temperatura na aplicação do motor para evitar a desmagnetização dos ímãs durante operação em regime.

Considerando as complexidades no projeto e também na prototipagem de um modelo para testes, o emprego de um programa computacional se faz necessário para auxiliar o projetista. A utilização de programas analíticos para simulação de máquinas elétricas sempre foi de grande apreço por parte dos engenheiros de projeto, por parte das indústrias e também do meio acadêmico por reduzirem o tempo de cálculo possibilitando rápida análise frente à variação dos parâmetros e aumentando o índice de acerto nos projetos. Isto significa atingir os objetivos de desempenho pré-definidos em prazo de tempo reduzido. No entanto, os programas analíticos não são capazes de assimilar a influência de determinados fenômenos que ocorrem durante a partida, no momento de sincronização do motor e também na operação em regime permanente. Esta limitação não permite a estes programas computacionais precisão nos cálculos dos coeficientes de saturação, perdas no ferro e também análise precisa da distribuição dos campos.

Desta forma, ferramentas de análise adicionais são utilizadas para melhorar o entendimento de pontos em que as ferramentas analíticas não são satisfatórias. Dentre as técnicas disponíveis, programas de computador baseados em métodos numéricos são muito utilizados no estudo do comportamento das máquinas elétricas com destaque para o método dos elementos finitos (MEF). Esta técnica numérica tem como princípio que o domínio a ser analisado deve ser discretizado em pequenas regiões. Em cada uma destas regiões uma formulação matemática é aplicada de tal forma que o conjunto de soluções relativo a cada parte discretizada fornece a solução global do problema [14].

Com os conceitos apresentados, o presente trabalho propõe um estudo de um motor LSPMSM aplicado em um compressor hermético para a refrigeração, que na maioria dos casos utiliza o motor de indução monofásico como propulsor. Como discutido anteriormente, os gastos de energia com refrigeração representam uma parcela expressiva do consumo de uma residência, portanto a utilização de um motor com melhor eficiência, como o LSPMSM, pode resultar em economia de energia significativa.

Os compressores herméticos, por sua vez, possuem características mecânicas que impõem modificações no projeto do motor elétrico. Uma destas características surge com a necessidade de aumento da área de mancal. O mancal de um compressor é composto geralmente por uma estrutura de ferro fundido e sua função é posicionar o elemento de

máquina que gira em relação ao outro, de tal maneira a suportar o peso e a rotação. Adicionalmente o seu acoplamento deve conter baixo índice de atrito para reduzir as perdas mecânicas.

Como aproximação, projeta-se a altura do mancal com valor mínimo igual a três vezes a dimensão do diâmetro do eixo. Em algumas aplicações em que as forças são muito grandes um segundo mancal é alocado no conjunto, o que proporciona a redução da altura do mancal principal. Esta solução, no entanto, adiciona custos de material e processo, sendo somente utilizada para projetos em que os esforços a ser suportados sejam muito altos.

De forma geral, quanto maior for a altura do mancal principal, maior será a altura do compressor, refletindo em maior custo por uso de mais material (na carcaça por exemplo). Como artifício, utiliza-se a região do rotor como área de mancal com o intuito de reduzir a altura final do compressor desde que parte do mancal principal fique alocada nesta região, de acordo com a Figura 1.4.

A necessidade desta área de mancal implica na retirada de material magneticamente ativo em uma parte significativa do rotor no sentido longitudinal além daquele que já é retirado para a fixação do eixo do motor. A Figura 1.4 ilustra esta característica mecânica.

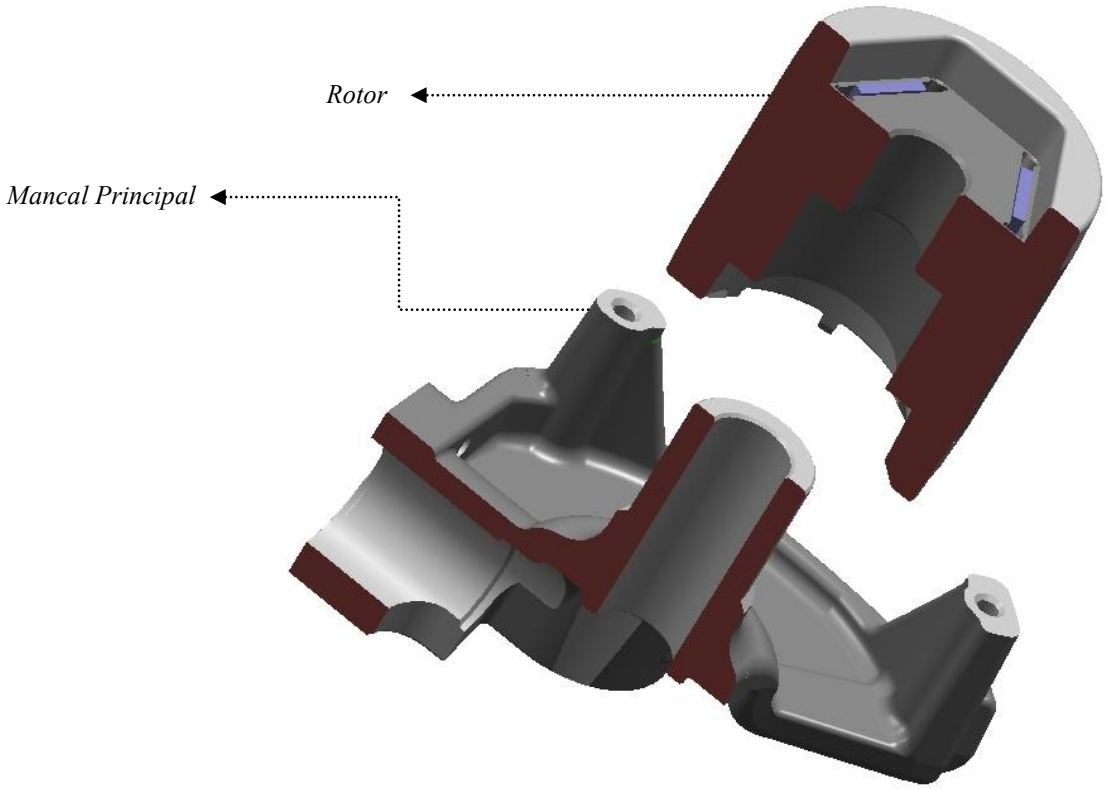


Figura 1.4 – Detalhe da área de mancal dentro do rotor.

A retirada deste material afeta diretamente o circuito magnético do rotor, criando regiões dentro da própria peça onde os valores de relutância para a passagem do fluxo gerado pelos ímãs permanente são distintos. A região que possui menor quantidade de material tende a saturar o aço, e isso pode reduzir a *fem* (força eletro motriz) induzida no estator, prejudicando a eficiência do motor. Por se tratar de uma questão bem específica e que está relacionada diretamente à aplicação, nenhuma abordagem que trate deste tema foi encontrada na literatura, motivando o presente trabalho de pesquisa.

Assim, é apresentado um projeto de um motor LSPMSM de tal modo a construir um protótipo para execução de testes em bancadas. Uma metodologia é seguida para execução do projeto visando propor meios para análise da influência da região de mancal no desempenho do motor. Embora os programas computacionais contemplem inúmeras funções e ajustes, não está previsto em sua programação a existência de rotores que tenham dois diâmetros do furo que variam no mesmo pacote de lâminas necessário para alocar o eixo e o mancal respectivamente, tal como mostrado na Figura 1.4. Para contornar esta limitação, é proposta e contribuição deste trabalho elaborar um procedimento de simulação de tal forma a tirar proveito dos programas de simulação na resolução do problema em questão.

1.1 Objetivos

Conforme apresentado no tópico anterior, o aumento da demanda por energia elétrica incentiva buscas por tecnologias que ofereçam alta eficiência energética. Os motores LSPMSM atendem a este requisito e, devido às suas características, podem ser aplicados em refrigeradores domésticos.

Os compressores herméticos, responsáveis pelo funcionamento do circuito de refrigeração do gabinete de um refrigerador, possuem características mecânicas específicas que exigem modificações no motor, mais precisamente no rotor conforme apresentado na Figura 1.5.

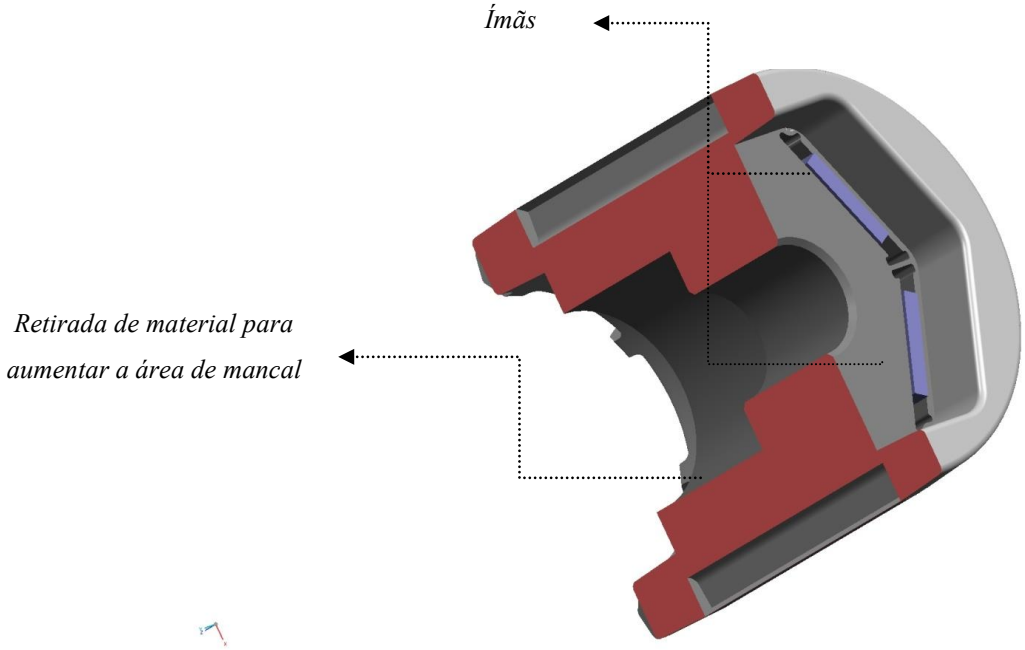


Figura 1.5 – Modificação do rotor do motor devido às exigências mecânicas.

Com isso em vista, os objetivos deste trabalho são:

- Apresentar resultados da análise do efeito da característica mecânica imposta de acordo com a Figura 1.5 no desempenho de um motor LSPMSM aplicado em um compressor hermético para refrigeração doméstica.
- Estabelecer rotina de cálculos via simulação computacional para que a influência de tal característica seja prevista em projeto e, assim, seja possível avaliar o impacto no desempenho final de um motor LSPMSM nestas condições.
- Adotar a metodologia definida por [4], [8] e [12] de tal forma que construir um protótipo para a execução de ensaios se tornou meta fundamental para a realização deste trabalho. Estes três trabalhos concentraram esforços para a análise de motores LSPMSM trifásicos, e apresentaram uma metodologia para o estudo e projeto deste tipo de motor. No entanto, as interações dos campos magnéticos em um motor monofásico e a introdução de campos girante reversos fazem com que a análise se torne um pouco mais complexa. Por esta razão, determinados pontos da abordagem foram conduzidos de tal modo a discutir considerações para o motor em estudo.

O projeto tem como base um motor de indução monofásico já desenvolvido e aplicado em um compressor hermético para a refrigeração. Como algumas alterações são necessárias para adequar a configuração de um motor de indução convencional para o LSPMSM, a

escolha dos passos para o projeto do motor foi definida com o objetivo de obter o menor impacto no custo do motor e também de tal forma a permitir a fabricação de maneira efetiva, ou seja, sem grandes alterações no método produtivo do motor de indução convencional. Contudo, mesmo havendo comprometimento com a otimização do custo global do projeto, foram considerados como requisitos básicos a garantia da partida do motor e alto valor de eficiência.

Sendo assim o projeto do motor LSPMSM teve como objetivo atender aos seguintes requisitos:

- O motor deve fornecer torque assíncrono suficiente para garantir a sua partida;
- Dimensionar o mínimo de material magnético possível para manter o custo dos materiais relativamente baixo;
- Em contrapartida, a quantidade de material magnético dimensionada deve fornecer excitação suficiente para permitir que o motor tenha alta eficiência à plena carga.

1.2 Estrutura do Trabalho

O Capítulo 2 apresenta o motor estudado neste trabalho, o LSPMSM, descrevendo suas principais características e destacando as principais vantagens e desvantagens deste tipo de máquina elétrica. Além disso, apresenta-se a revisão bibliográfica realizada em que se discutem os principais trabalhos encontrados na literatura utilizados como fontes de informações para a execução deste estudo.

Todo este projeto foi realizado seguindo um procedimento previamente estabelecido, visando aumentar as chances de atingir os objetivos identificados. No Capítulo 3 discute-se a metodologia adotada para a execução deste estudo, definindo as etapas e tarefas a ser realizadas. Neste mesmo capítulo é apresentada toda a modelagem do LSPMSM empregada nos programas computacionais utilizados e na análise dos resultados.

No Capítulo 4 apresentam-se todos os processos realizados para a fabricação do protótipo. Estabelecido o objetivo de fabricação de um protótipo para execução de testes de laboratório, neste momento todos os principais critérios utilizados são abordados.

Os resultados das simulações e dos testes no protótipo são apresentados no Capítulo 5. Primeiramente se discutem os passos realizados na simulação computacional sempre

correlacionando com as etapas definidas no procedimento estabelecido no Capítulo 3. Gráficos e critérios são demonstrados com o intuito a apresentar o efeito da área de mancal nas características de desempenho do motor em questão. Também se apresentam nesta seção os resultados dos testes práticos realizados possibilitando a conclusão do trabalho.

As considerações finais e recomendações para a continuidade da pesquisa são apresentadas no Capítulo 6.

Por fim, dados referentes ao circuito magnético que foram levados em consideração neste trabalho estão detalhados no Apêndice A e as informações relacionadas aos equipamentos utilizados na execução dos testes no Apêndice B.

1.3 Divulgação do Trabalho

Este trabalho de pesquisa possibilitou a publicação de um artigo científico em maio de 2013 no *IEEE International Electric Machines and Drives Conference* [15]. Neste trabalho foram discutidos os resultados obtidos e apresentados nesta dissertação de tal modo a apresentar a influência da área de mancal nos rotores no desempenho de um motor LSPMSM.

2 O MOTOR LSPMSM

O motor LSPMSM monofásico possui ímãs permanentes inseridos no rotor e também o enrolamento conhecido como gaiola de esquilo similarmente ao motor de indução. Da mesma forma que o motor de indução monofásico, o motor LSPMSM monofásico é definido pelo termo motor de fase dividida, ou seja, a única fase que alimenta o motor é dividida em duas. Uma dessas fases é conhecida por enrolamento de marcha ou principal e a outra é chamada de enrolamento auxiliar ou de partida. A gaiola é necessária para produzir o torque assíncrono suficiente para garantir a partida do motor e também para suprimir o fluxo de sequência negativa [10] [16].

No motor de indução monofásico convencional, o enrolamento auxiliar é acionado no momento da partida, necessário para produzir o campo girante e torques suficientes e, portanto viabilizar a partida do motor. Após essa etapa, o enrolamento auxiliar pode ser desconectado por meio de chaves centrífugas ou relés de corrente. A Figura 2.1 representa o esquema de ligação:

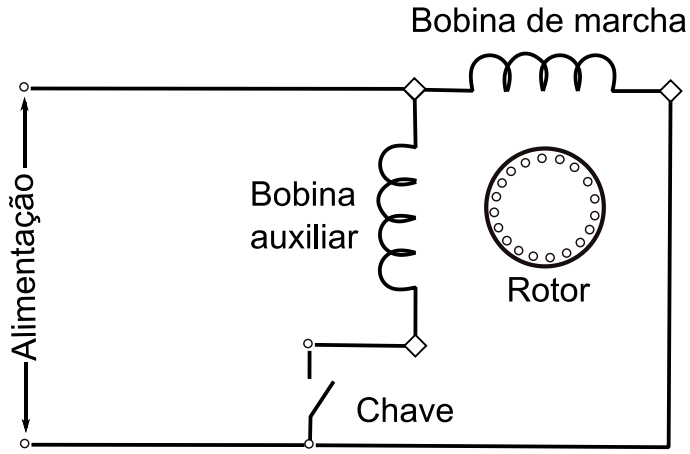


Figura 2.1 – Esquema de ligação do motor monofásico.

Capacitores podem ser conectados em série com o enrolamento auxiliar para aumentar os torques de partida, conhecidos como capacitores de partida, os quais são desconectados próximos à velocidade nominal do motor pelos mesmos mecanismos descritos anteriormente. A Figura 2.2 ilustra as conexões:

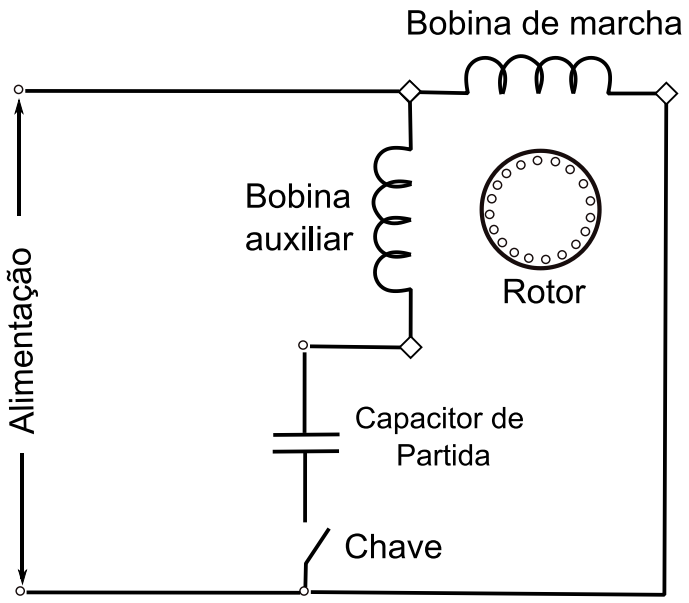


Figura 2.2 – Esquema de ligação do motor monofásico com capacitor de partida.

Existem ainda capacitores que permanecem conectados continuamente em série com o enrolamento auxiliar, conhecidos como capacitores de marcha, desta vez com a função de aumentar o rendimento do motor, desde que a adição deste componente diminui a assimetria do motor monofásico reduzindo a magnitude das correntes rotóricas que por sua vez reduz as perdas por efeito Joule nas barras da gaiola [3]. A Figura 2.3 demonstra a ligação:

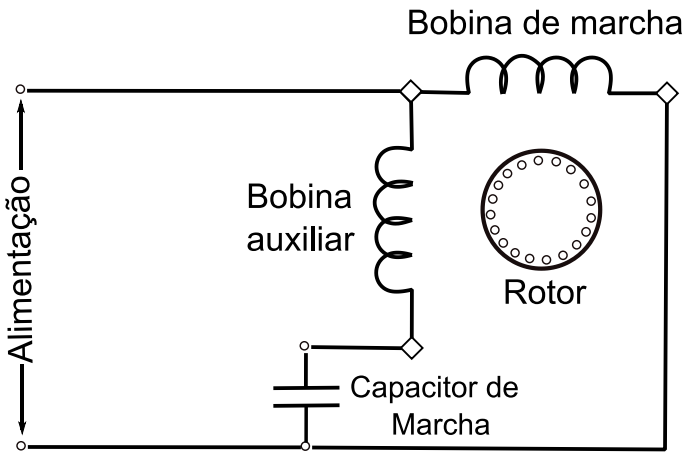


Figura 2.3 – Esquema de ligação do motor monofásico com capacitor de marcha.

Outro modo é a associação dos capacitores de marcha e partida, com a retirada deste último por meio de chaves eletromecânicas após o início do funcionamento do motor. Este último modo é o utilizado para o motor LSPMSM, pois é necessário torque elevado no momento da partida e eficiência elevada em regime permanente [17]. A Figura 2.4 apresenta este tipo de conexão:

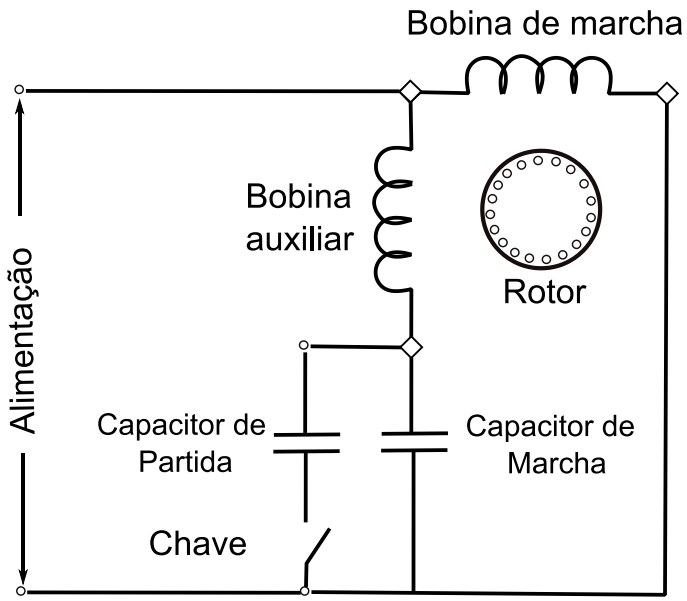


Figura 2.4 – Esquema de ligação do motor monofásico com capacitor de partida e marcha associados.

Basicamente, o motor LSPMSM pode ser entendido como a combinação de um motor de indução e um motor síncrono com excitação magnética fixa proveniente dos ímãs permanentes. A geometria mecânica pode assumir diversas formas, no entanto os princípios básicos são sempre os mesmos. A Figura 2.5 representa uma proposta genérica de formato mecânico de um rotor de um LSPMSM de dois polos.

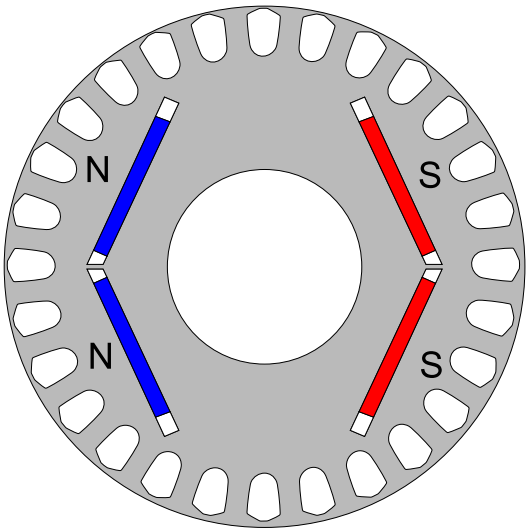


Figura 2.5 – Proposta de geometria de um rotor LSPMSM.

Devido à presença dos ímãs, representados na Figura 2.5 pelas cores vermelha (Polo Sul) e azul (Polo Norte), não existe bobinagem no rotor de um LSPMSM, o que caracteriza uma das principais diferenças entre este tipo de motor e o motor síncrono convencional.

Durante a partida, correntes são induzidas na gaiola do rotor. Estas correntes, por sua vez, produzem um campo magnético que interage com o campo do estator gerando assim torque assíncrono responsável por acelerar o motor. Quando o rotor atinge velocidade próxima à velocidade síncrona, considerando que a carga e também a inércia não sejam elevadas, o campo do rotor entra em sincronismo com o campo gerado pelo estator. Após a sincronização, as correntes induzidas na gaiola do rotor desaparecem e consequentemente o torque assíncrono é eliminado. Logo, o motor atua como um motor síncrono em regime [4]. Esta combinação permite a operação em regime permanente do LSPMSM sem a necessidade de um módulo eletrônico [10].

2.1 Vantagens do LSPMSM

O LSPMSM possui características que o tornam uma opção atrativa para determinadas aplicações, sendo que a refrigeração doméstica é uma delas. Uma das características mais importantes é a alta eficiência deste motor. Quando em regime, o motor trabalha como um motor síncrono e, teoricamente, isto significa que não existem perdas resistivas nas barras da gaiola do rotor. Por não haver indução de correntes no rotor em regime, as perdas associadas a esta magnetização no estator podem ser reduzidas a valores próximos de zero no ponto de carga nominal em um projeto de motor bem dimensionado.

Devido à redução das perdas, a eficiência do motor LSPMSM é alta quando comparada ao motor de indução convencional. Os resultados apresentados por [18] e [19] mostram que os motores LSPMSM projetados apresentaram redução nas perdas entre 30% a 40%, quando comparados aos motores de indução utilizados como referência.

Adicionalmente, o LSPMSM apresenta baixo consumo de potência reativa devido à presença dos ímãs permanentes que assumem o papel de magnetizar o circuito. Portanto, estes motores são caracterizados por funcionar com alto fator de potência, apresentando valores entre 0,9 e 1,0 para uma ampla faixa de pontos de carga [4].

Tratando do ponto de vista de fabricação, os motores LSPMSM também apresentam algumas das boas qualidades do motor de indução convencional, tais como robustez e baixo custo com manutenção.

2.2 Desvantagens do LSPMSM

Talvez a maior desvantagem do motor LSPMSM seja o alto custo de produção, que se deve ao preço relativamente elevado dos ímãs e também devido à maior complexidade na estrutura do rotor. Recentemente, os principais fabricantes mundiais de ímãs de NdFeB se mudaram para a China, país detentor das maiores reservas de terras raras. Esta nova ordem, associada à melhoria no processo produtivo industrial daquele país, permitiu o aumento da oferta de ímãs no mercado, o que tende a reduzir o preço deste material. No entanto, mesmo com toda esta movimentação, o preço dos ímãs ainda pode ser considerado alto quando comparado aos demais materiais que compõem os motores [20].

Aquém da questão econômica, existem ainda pontos negativos relacionados ao conceito deste motor. A partida tem menor desempenho quando comparada à partida do motor convencional de indução de mesma dimensão. O torque assíncrono médio do motor LSPMSM é reduzido principalmente em função da presença do torque de frenagem gerado pelos ímãs durante a partida.

Outro ponto a ser destacado é o fato de que a sincronização deve ocorrer logo após a partida do motor, pois caso contrário, correntes elevadas percorrerão o rotor causando o rápido aumento da temperatura dos ímãs. Com isso, a capacidade dos ímãs de suportarem campos desmagnetizantes fica reduzida, podendo levar à sua desmagnetização durante a operação do motor. Adicionalmente, se a temperatura atingir valores maiores que a temperatura de Curie, a desmagnetização permanente dos ímãs pode ocorrer com o motor em operação mesmo sobre a influência de baixos campos desmagnetizantes.

2.3 O Estado da Arte em Relação ao LSPMSM

Esta seção apresenta a revisão das bibliografias mais significativas que abordam a evolução do tema durante os anos. A discussão das referências será conduzida de tal forma a evidenciar o estado da arte abordando desenvolvimentos de modelos, metodologia de projetos e análise de desempenho de um LSPMSM.

O primeiro projeto de um LSPMSM foi relatado em [7], como já citado anteriormente neste texto. Este trabalho tinha como objetivo associar um motor síncrono de relutância com um motor de indução convencional, na configuração trifásica. Para tanto, o autor propôs a inserção de ímãs na laminação de um rotor típico de um motor de indução para excitar a

máquina de tal modo a preservar o perfil circular do rotor, garantindo assim a redução da saliência, a qual é tipicamente alta nos motores de relutância. A partir desta iniciativa surgiu o conceito do primeiro LSPMSM estudado.

Devido às limitações tecnológicas na área de desenvolvimento de materiais na época, o motor foi produzido utilizando ímãs de baixa qualidade, o que prejudicou o desempenho do projeto. No entanto, os resultados do primeiro protótipo foram satisfatórios, pois demonstravam que o motor oferecia valores de eficiência ligeiramente maiores quando comparado ao motor de indução de referência.

A partir desta primeira proposta, inúmeros outros trabalhos surgiram focando a modelagem matemática dos motores LSPMSM, que utilizaram as equações clássicas desenvolvidas para análise dos fenômenos elétricos e eletromagnéticos no estudo de máquinas elétricas. No primeiro momento, o foco dos estudos foi dedicado aos motores trifásicos devido à análise relativamente simples quando comparada aos motores monofásicos de baixa potência.

Nessa etapa, em [21] foram propostas equações analíticas generalizadas do motor LSPMSM trifásico para modelar o seu funcionamento. As equações relacionavam a tensão, fluxo magnético e corrente de tal forma a descrever o comportamento do motor durante a partida.

Em 1984, foi desenvolvido em [22] um modelo matemático de um motor LSPMSM para estudar o comportamento da máquina elétrica no momento da sincronização. Sua proposta constituía em utilizar ferramentas computacionais para a execução dos cálculos via simulação computacional de tal forma a prever o comportamento da máquina elétrica antes da construção de um protótipo. A utilização de ferramentas computacionais para simulação de máquinas vinha se apresentando como uma tendência, e desta forma o motor LSPMSM foi incluído nesta abordagem gozando assim das vantagens da simulação computacional.

Alguns anos antes, em 1978, foi produzida em [23] uma revisão do desenvolvimento de um motor síncrono com partida direta na rede. Este estudo foi considerado como grande avanço no sentido a determinar o comportamento preciso de determinados fenômenos que ocorrem neste tipo de motor. Os autores concluíram que devido ao formato complexo do rotor proposto e também pela presença dos ímãs permanentes, a análise por meio dos cálculos convencionais poderia ser difícil, pois o rotor funcionava sob a influência de diversos pontos de desmagnetização que variavam de acordo com a carga imposta ao eixo. Desta forma, foi

proposta a utilização do método de elementos finitos para análise do comportamento do motor.

Com os avanços nas ferramentas de análise associados aos modelos de máquinas bem elaborados, novos trabalhos foram propostos de modo a simular o desempenho dos motores LSPMSM utilizando o método de elementos finitos (MEF).

Em 1996 foi proposta em [4] uma metodologia para um projeto de um exemplar de motor LSPMSM trifásico para aplicação em bombas d´água. O autor realizou uma análise bem detalhada do motor discutindo as principais características do seu funcionamento nas várias etapas de operação: partida, sincronização e regime permanente propondo um modelo para cada uma destas etapas. Além disso, descreveu criteriosamente todos os passos realizados para definir a geometria das lâminas do rotor, já que o autor não trabalhou no projeto da laminação do estator, o que também poderia trazer melhoria no desempenho global da máquina projetada. Foi apresentado também o modelo da máquina em um programa computacional para a realização de cálculos analíticos e com o auxílio do MEF realizou os ajustes necessários dos parâmetros influenciados pela saturação, como a reatância síncrona de quadratura.

No ano 2000, foi apresentado em [1] um trabalho que tinha como objetivo diminuir o consumo energético de um motor de indução convencional de tal forma a atingir o maior índice de eficiência estabelecido pela legislação Europeia. Para tanto, os autores propuseram algumas alterações no rotor com o intuito de diminuir as perdas resistivas nas barras da gaiola. Embora estas modificações tenham aumentado a eficiência da máquina, os valores de consumo de potência ainda estavam longe da meta estabelecida.

Na tentativa de alcançar níveis de eficiência mais próximos ao objetivo, modificou-se o rotor do motor de tal forma a projetar um LSPMSM. Tal como o trabalho apresentado em [4], o autor aproveitou o mesmo estator por conveniência e também fez uso das ferramentas de MEF para auxiliar na análise do comportamento do motor.

Dois anos mais tarde, em 2002, em [12] foi estudado o comportamento do motor LSPMSM trifásico por meio da análise de seu projeto. Os autores desenvolveram uma metodologia de projeto propondo um sistema para relacionar as etapas de simulação realizadas através de programas computacionais por cálculos analíticos e a análise por métodos numéricos MEF. Os autores também discutiram a influência da espessura do

entreferro da máquina e da saturação do dente do rotor, variando o formato da gaiola, espessura dos ímãs e os valores das reatâncias síncronas.

Em [8] que, a exemplo de [4] e [12], também formulou uma metodologia para projeto de um motor LSPMSM trifásico. A autora, além de propor o modelo analítico e numérico para os cálculos de desempenho do motor, ressaltou a importância na determinação do ângulo de carga no ponto de operação da máquina. Desta forma, foi desenvolvido um método para o cálculo de ângulo de carga de um motor LSPMSM operando em regime através da utilização de MEF. Este ponto específico de seu estudo pode ser encontrado em [17], onde a metodologia proposta foi detalhada.

Os trabalhos apresentados anteriormente direcionaram o foco de seus respectivos estudos para os motores trifásicos, no entanto muitos outros abordaram a proposta de modelar o comportamento dos motores monofásicos. O emprego em larga escala dos motores de indução monofásicos convencionais gerava interesse por parte das indústrias na tentativa de disponibilizar um novo produto no mercado, e também das universidades para desenvolvimento de tecnologia.

Em [5], no ano 1985, foi elaborado um modelo do motor monofásico LSPMSM. Sua proposta foi permitir os cálculos em regime permanente, em regime transitório e também o desempenho na partida assíncrona do motor. O motor monofásico opera geralmente desbalanceado, o que gera a necessidade de análise dos componentes de sequência positiva, negativa. Nesse trabalho, o autor apresentou um conjunto de transformações matemáticas em seu modelo de tal forma a permitir a fácil integração com a simulação computacional. Esse trabalho foi retomado em 2004 em [16]. Neste novo estudo, foi recordado todo o desenvolvimento analítico de seu modelo anteriormente proposto, no entanto foram adicionados novos ajustes utilizando o MEF. Os parâmetros modificados foram as reatâncias síncronas devido à saturação diferenciada nos eixos *d e q* da máquina e também as perdas no núcleo.

Adicionalmente em [13], novos estudos contribuíram com o modelo proposto em [5]. Nos motores de indução monofásicos típicos, a influência de componentes harmônicos introduzidas na *fem* do motor devido à bobinagem acarreta a criação de torques parasitas no motor, o que causa afundamentos na curva torque *versus* velocidade da máquina. No motor LSPMSM a análise destes torques é complexa, pois para este tipo de máquina tanto o rotor quanto o estator são assimétricos. Além disso, existem ainda outros fatores que devem ser

levados em consideração, tais como: fonte de alimentação desbalanceada e rotação do ímã que produz torques de frenagem, além de torques oscilatórios provenientes dos componentes harmônicos do estator. Os autores propuseram um modelo analítico levando em consideração as dificuldades apresentadas anteriormente para incluir no modelo a influência dos componentes harmônicos nos torques do motor.

Em [10] realizou-se um estudo para otimizar a geometria de um rotor LSPMSM monofásico. Usualmente a topologia de um rotor do tipo de máquina em questão faz uso de ímãs inseridos dentro do aço da peça devido à necessidade de injetar as barras na gaiola como auxiliar na partida. A iniciativa de "enterrar" os ímãs nas lâminas do rotor traz benefícios em termos de fabricação, no entanto aumenta a perda de fluxo magnético na distância formada entre os ímãs e as barras da gaiola, usualmente nomeado como ponte. Desta forma foram analisados os fatores que influenciam no aumento da dispersão do fluxo, tais como comprimento e largura das pontes que modificam a relutância do circuito magnético, de maneira a reduzir as perdas por dispersão e aumentar a eficiência final do motor.

Com base nos trabalhos apresentados nesta seção foi possível obter um bom entendimento da tecnologia do motor LSPMSM desde a sua concepção até os ensaios em bancadas. Muitos dos artigos anteriormente discutidos sugerem a aplicação deste tipo de motor em refrigeradores domésticos, no entanto o foco é direcionado ao desenvolvimento de modelos para execução de cálculos. Com exceção de [10], os demais trabalhos apresentados não direcionaram seus estudos de casos relacionados à aplicação de LSPMSM monofásicos e, neste sentido, o presente trabalho reforça o número de trabalhos em uma das principais aplicações do LSPMSM.

3 METODOLOGIA

Este capítulo apresenta a metodologia empregada na condução deste trabalho no sentido de estabelecer um procedimento de projeto para alcançar os objetivos definidos. São apresentados também os modelos, bem como as respectivas equações matemáticas do motor LSPMSM. Dados relacionados às características do circuito magnético utilizados para determinar quais os materiais empregados estão em detalhes no Apêndice A.

Inicialmente, será apresentada a metodologia em sua abordagem qualitativa, evidenciando os rumos seguidos no projeto do motor de tal forma a propor um fluxograma com as etapas realizadas para o projeto do motor LSPMSM, com intuito final de gerar uma proposta de motor a ser fabricado. Em um segundo instante, o modelo analítico será apresentado e as formulações matemáticas serão discutidas em detalhes.

3.1 Fluxograma para Projeto do Motor LSPMSM

Elaborar processos para estabelecer as etapas de um projeto auxilia a organizar e a gerenciar as tarefas necessárias para que os objetivos estabelecidos sejam alcançados com maior eficiência. Com isso, foi empregado o procedimento descrito por [12] que propõe passos para a execução de um projeto do LSPMSM de acordo com o fluxograma ilustrado na Figura 3.1. Este fluxograma descreve as etapas a serem consideradas no projeto de tal modo a validar, via simulações computacionais, um modelo matemático anterior à fabricação do protótipo. Portanto, objetiva-se utilizar um procedimento de projeto para obter a peça física com o mesmo desempenho do modelo previamente testado por computador. Com isso eliminam-se iterações relacionadas à fabricação de protótipos e respectivos resultados de testes em bancada com desempenho abaixo do esperado, o que caracterizam os métodos por tentativa. O modelo de metodologia descrito por [12] aplica-se a um motor LSPMSM trifásico, desta forma também é avaliada nesta dissertação a utilização deste método em motores monofásicos de mesmo tipo.

Cabe ressaltar novamente que o método de elementos finitos permite que resultados mais precisos sejam obtidos uma que vez que fenômenos relacionados com a saturação magnética podem ser incluídos na análise. Em contrapartida, modelos analíticos simplificados elaborados com base em circuitos equivalentes são utilizados por permitirem uma rápida estimativa inicial de desempenho por meio da variação dos parâmetros do modelo

matemático. Assim, os dois métodos serão utilizados de forma complementar, justificando a segmentação da rotina de simulação também em destaque na Figura 3.1.

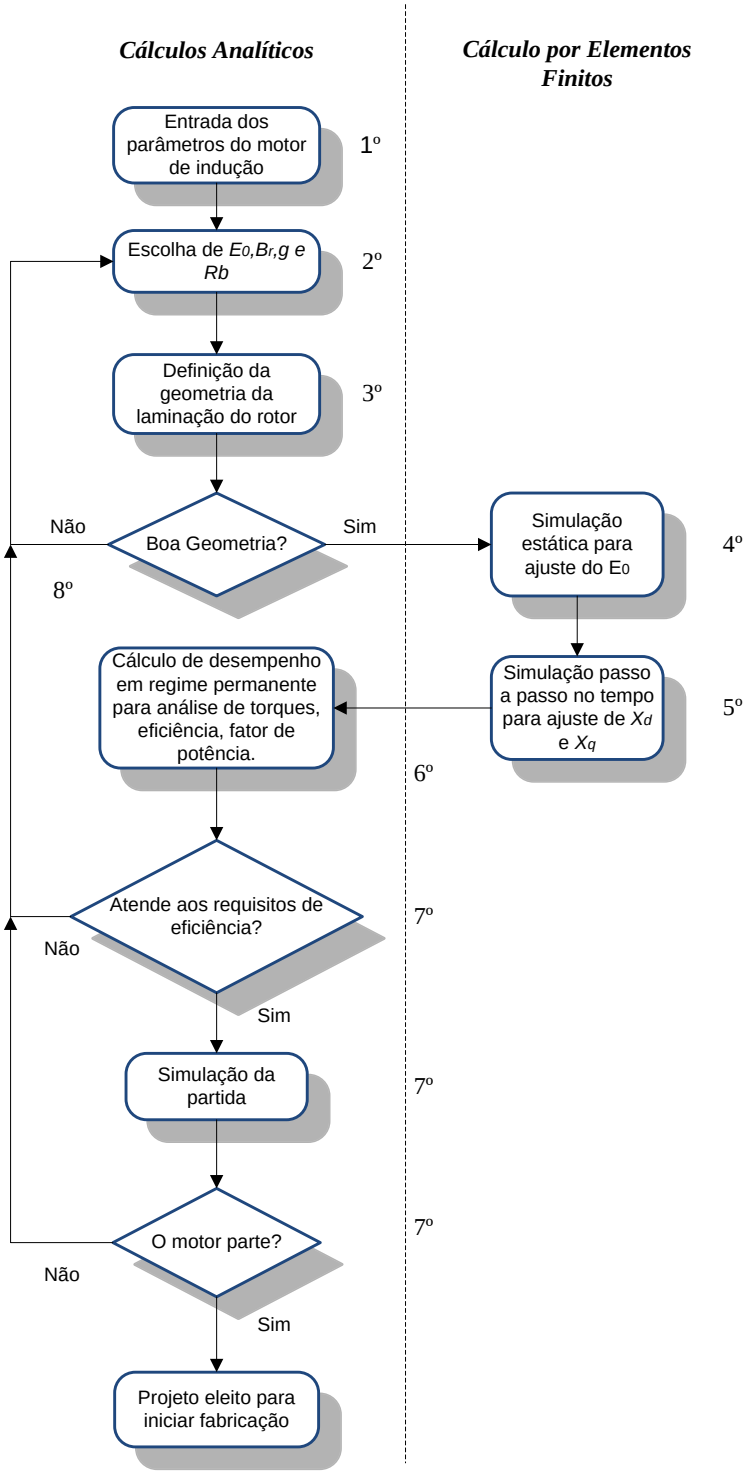


Figura 3.1 – Fluxograma para o procedimento de simulação [12].

Cada passo do fluxograma da Figura 3.1 será abordado em detalhes na sequência:

1. Todos os parâmetros do motor LSPMSM em comum ao motor de indução monofásico convencional são considerados no modelo analítico. Entende-se aqui que estes parâmetros estão relacionados com o ajuste da geometria da lâmina do estator, bitola dos fios utilizados nos enrolamentos de marcha e auxiliar, bobinagem, altura do pacote, determinação do número de polos e demais parâmetros. Como citado nos objetivos desta dissertação, a referência do projeto é um motor de indução monofásico convencional previamente projetado para a aplicação desejada, portanto isso justifica as escolhas de grande parte dos parâmetros da primeira versão do projeto. Ressalta-se que a laminação do estator foi mantida, isto é, não houve alterações no desenho da lâmina, desta forma somente bobinagem e altura do pacote foram modificadas no estator.
2. A etapa posterior consiste em determinar a tensão induzida em vazio, E_0, e a densidade de fluxo remanescente dos ímãs, B_r, fatores de influência direta no desempenho da partida e na eficiência energética do motor. Usualmente encontra-se na literatura que a máquina síncrona com rotor de ímãs permanentes opera normalmente sobre–excitada, o que significa uma taxa de saliência igual a dois ($\varepsilon = 2$), ou seja, o motor opera saturado, desta forma [24]:

$$\varepsilon = \frac{X_q}{X_d} \tag{1}$$

Em que:

X_q→Reatância síncrona do eixo em quadratura;

X_d→Reatância síncrona do eixo direto.

Esta situação remete a uma característica típica destes motores [24]:

$$k = \frac{E_0}{V_{ph1}} \cong 0{,}7 \tag{2}$$

Sendo:

E_0→Tensão induzida no enrolamento de marcha a 3600 rpm;

V_{ph1}→Tensão monofásica da rede em módulo.

Ainda nesta mesma etapa são estimados valores para a espessura do entreferro, g, e a resistência da gaiola de alumínio, R_b. A escolha de g influencia diretamente o circuito magnético da máquina alterando a relutância do sistema, consequentemente a *fem* induzida. R_b tem relação direta com o torque de partida assíncrono do motor e com o momento em que ocorre a sincronização [20].

3. Com os parâmetros iniciais dimensionados, a geometria da laminação do rotor é definida. Para esta etapa, os ajustes das pontes entre os ímãs e as barras da gaiola foram definidos de tal forma a diminuir a perda de fluxo no rotor [10].
4. O passo subsequente consiste em realizar simulações computacionais utilizando métodos numéricos para ajustar o modelo analítico. Com os desenhos das lâminas definidos e os parâmetros estimados, é avaliada a influência da saturação em E_0. Diferentes métodos podem ser utilizados para realizar as simulações computacionais do MEF. Simulações passo a passo no tempo podem ser realizadas em tempo relativamente curto para pequenas malhas, mas dependendo do tamanho do modelo pode se tornar moroso, e por esta razão métodos alternativos podem ser utilizados para diminuir o tempo consumido com a simulação computacional. Neste sentido, o ajuste de E_0 foi obtido por meio de simulação estática, o que garante a precisão necessária a baixo consumo de tempo de simulação [12].
5. Como será abordado na sequência deste texto, utilizou-se na modelagem do motor a transformada de Park, também conhecida como modelo *dq*, cuja dedução pode ser encontrada em vários trabalhos na literatura, entre eles [25]. Os parâmetros X_d e X_q são definidos como as reatâncias síncronas do motor operando em regime no referencial *dq*.

   Os valores de X_d e X_q também são analisados por meio do MEF devido à influência da saturação, que ocorre principalmente no eixo q [8]. Neste caso faz-se o uso da simulação passo a passo no tempo de tal forma que o rotor tem sua posição modificada enquanto o estator é alimentado por tensão senoidal [12].

6. Utilizando os valores obtidos na simulação por meio de cálculos baseados no MEF, os parâmetros do modelo analítico são corrigidos e novamente os cálculos do modelo são executados, desta vez com os parâmetros ajustados. Os

resultados desta simulação são os novos valores de torques, eficiência, fator de potência.

7. Por meio da análise destes resultados, é avaliado se o desempenho da máquina atende aos requisitos de eficiência e também ao de partida. Isto significa que neste momento são avaliados se os torques do motor são suficientes para que o motor inicie funcionamento, além disso, se a eficiência também atende as expectativas. Se os mesmos forem satisfeitos pode-se assim dar início à fabricação do protótipo.
8. Existem alguns critérios que devem ser observados de tal modo a avaliar se a geometria da lâmina e consequentemente se os ímãs também foram bem dimensionados. Dentre os vários parâmetros existentes neste trabalho foram utilizados os seguintes critérios:
    a. O fluxo magnético gerado pelos ímãs no entreferro deve ter formato de onda o mais próximo possível de uma senoide, pois a interação com o campo gerado pelo estator deverá aumentar os torques e a eficiência do motor [20];
    b. A espessura dos ímãs deve ser dimensionada de tal maneira que não ocorra desmagnetização em toda a faixa de aplicação solicitada [20];
    c. Minimizar dispersão de fluxo magnético nas pontes de acordo com [20];
    d. Evitar, durante o projeto, pontos de estrangulamento de fluxo magnético (exceção nas pontes do rotor) com o intuito de aproveitar o fluxo gerado pelos ímãs [20].

O programa utilizado para realizar os cálculos analíticos e também os numéricos foi o SPEED [22], especificamente o módulo PC-BDC para os cálculos analíticos, e o programa embarcado Gofer para análise por meio de cálculos de elementos finitos. O programa SPEED foi desenvolvido no laboratório SPEED (*Scottish Power Electronics and Electric Drives Consortium*) da CD-Adapco e utiliza a transformação de Park na sua formulação. Grande parte de seus algoritmos são clássicos e publicados, o que permite ser analisado de maneira independente.

A facilidade de utilizar a ferramenta de análise de elementos finitos associada ao programa para cálculos analíticos convencionais está na conveniência de exportar todo o modelo geométrico de um programa para o outro de forma automática, e também na

utilização dos resultados dos cálculos analíticos como condição inicial para a rotina de cálculos iterativos realizados no MEF. Isto reduz o tempo total de simulação e garante confiabilidade aos cálculos e resultados.

O modelo MEF utilizado não será detalhado neste trabalho, pois a utilização desta ferramenta foi feita para ajustes direcionados aos parâmetros do motor e não foi proposta nenhuma alteração, estudo de otimização ou de modelagem desta ferramenta, o que pode ser abordado em um trabalho futuro.

3.2 Modelo Analítico

Para descrever e explicar o modelo analítico de um LSPMSM monofásico é conveniente dividir o estudo em dois momentos do funcionamento do motor que são: operação assíncrona e operação em regime permanente ou síncrona. A transição da velocidade sub-síncrona do motor para o sincronismo é chamada de sincronização, e embora tenha grande importância no estudo do funcionamento de um LSPMSM não será tratada neste trabalho. Informações pertinentes a este assunto podem ser encontradas em [22].

O modelo analítico apresentado é o mesmo utilizado na programação do algoritmo do programa SPEED, no módulo PC-BDC utilizado neste trabalho para a realização das simulações.

3.2.1 Operação Assíncrona

A partida de um motor LSPMSM é um fenômeno complexo, mas um conjunto de equações obtidas em [26] por meio de transformações de referências permitiu que fosse gerado um modelo para o seu estudo.

Como já citado anteriormente, em condições normais o motor LSPMSM trabalha na partida como um motor assíncrono. Desta forma, ao conectar o motor na rede elétrica serão induzidas correntes nas barras da gaiola do rotor e a interação entre o campo gerado por estas correntes e o campo girante do estator proporciona um torque de partida acelerando o motor, chamado torque de gaiola. Devido à excitação fixa proporcionada pela inclusão dos ímãs permanentes e da saliência do rotor, componentes de torque são gerados. As correntes que são

geradas no estator pela rotação dos ímãs causam perdas resistivas, as quais resultam em uma drenagem de torque conhecida por torque de frenagem dos ímãs.

Adicionalmente, ocorrem oscilações no torque durante a partida que persistem por um tempo maior do que o observado nos motores de indução monofásicos convencionais. Isto se deve ao fato de os ímãs sustentarem fluxos de equilíbrio que não decaem até a sincronização [13].

Em motores de indução monofásicos, a análise do comportamento do motor é mais complexa quando comparado ao estudo de um motor trifásico devido ao desbalanceamento entre as tensões dos enrolamentos de marcha e auxiliar. Esta operação desbalanceada afeta tanto o momento da partida do motor quanto o funcionamento síncrono da máquina. Em [5] e [27] os autores propuseram, por meio de uma série de equações matemáticas, um modelo para estudar as condições de desbalanceamento do motor LSPMSM. O modelo proposto está demonstrado na Figura 3.2.

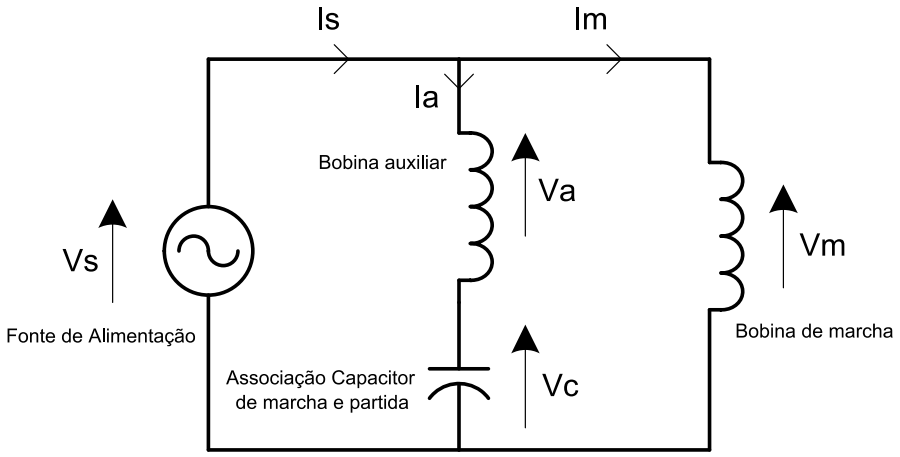


Figura 3.2 – Modelo dos enrolamentos e terminais de LSPMSM monofásico.

As variáveis representadas na Figura 3.2 estão descritas a seguir:

V_s→Tensão da fonte de alimentação;

V_a→Tensão sobre a bobina auxiliar;

V_m→Tensão sobre a bobina de marcha;

V_c→Tensão sobre os capacitores;

I_s→Corrente da fonte de alimentação;

I_m→Corrente que flui na bobina de marcha;

I_a→Corrente que flui na bobina auxiliar.

Os enrolamentos de marcha e auxiliar estão deslocados por um ângulo de ζ radianos elétricos enquanto que a corrente de marcha está atrasada em relação à corrente do enrolamento auxiliar de α radianos. Logo, as correntes que percorrem esses enrolamentos são definidas em (3) e (4):

$$i_a = i_{a0} \cdot \cos \omega t \tag{3}$$

$$i_m = i_{m0} \cdot \cos(\omega t - \alpha) \tag{4}$$

Sendo:

i_a→Corrente de enrolamento auxiliar;

i_{a0}→Amplitude da corrente de enrolamento auxiliar;

i_{am}→Corrente de enrolamento de marcha;

i_{m0}→Amplitude da corrente de enrolamento marcha;

ω→Frequência da rede de alimentação.

Desta forma pode-se calcular o valor da fundamental da força magnetomotriz (*fmm)* que cruza o entreferro e que é gerada pelos dois enrolamentos, de marcha e auxiliar, de acordo com as equações a seguir:

$$F_a = i_{a0} \cdot N_a \cdot \cos \theta \cdot \cos \omega t \tag{5}$$

$$F_m = i_{m0} \cdot N_m \cdot \cos(\theta - \zeta) \cdot \cos(\omega t - \alpha) \tag{6}$$

Sendo:

θ→Ângulo genérico de defasagem entre o eixo de referência colocado no estator e o eixo do rotor;

ζ→Defasagem entre os enrolamentos de marcha e de auxiliar no espaço.

Em que os parâmetros N_a e N_m se referem aos respectivos números de espiras senoidalmente distribuídas nos enrolamentos de marcha e auxiliar. A força magnetomotriz resultante pode ser determinada de acordo com as equações simplificadas a seguir:

$$F_r = F_a + F_m = \frac{1}{2} \cdot i_{a0} \cdot N_a[\cos(\theta - \omega t) + \cos(\theta + \omega t)] + \frac{1}{2} \cdot i_{m0} \cdot N_m[\cos(\theta - \omega t - \zeta - \alpha) + \cos(\theta + \omega t - \zeta - \alpha)] \tag{7}$$

Da expressão (7) pode-se verificar que a *fmm* resultante possui dois componentes de ondas bem definidos: um componente de fluxo a favor do movimento e outro componente no sentido oposto. Analisando a equação (7) pode-se verificar que para que F_r seja igual ao componente a favor do movimento, a soma dos componentes de sentido oposto deve ser igual a zero; para isto tem-se a necessidade de satisfazer as seguintes condições:

$$i_{m0} \cdot N_m = i_{a0} \cdot N_a \tag{8}$$

$$\zeta + \alpha = \pi \tag{9}$$

O que significa dizer que ambos os enrolamentos precisam ter o mesmo componente fundamental de *fmm* e que o fasor da corrente de marcha esteja adiantado em relação à corrente de auxiliar de $\pi - \zeta$ radianos. Um caso específico, chamado de máquina bifásica pura pode ser obtido se as seguintes condições forem respeitadas $\zeta = \alpha = {}^{\pi}/_{2}$.

Substituindo as equações (8) e (9) em (7) obtém-se como *fmm* resultante uma onda puramente de rotação a favor do movimento com valor de pico igual a $i_{m0} \cdot N_m \cdot \operatorname{sen} \zeta$. Sendo assim, o valor máximo da *fmm* pode somente ser obtido quando $\zeta = 90°$; para os demais valores somente uma parcela de $\operatorname{sen} \zeta$ será utilizada para produzir *fmm* no sentido do movimento, mesmo que os componentes de sentido oposto sejam nulos. A ilustração demonstrada na Figura 3.3 disponibiliza detalhes da disposição das bobinas:

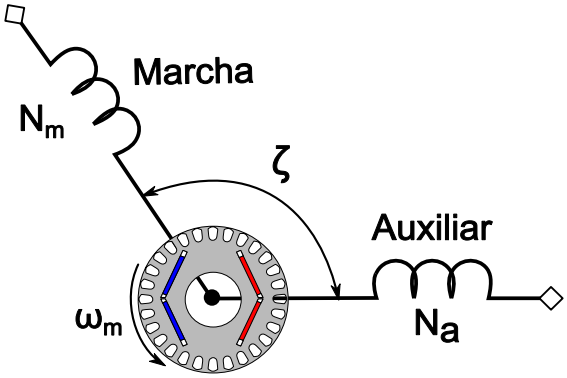


Figura 3.3 – Disposição das bobinas no motor [26].

O diagrama fasorial da Figura 3.4 apresenta um motor funcionando perfeitamente balanceado. Note que para atingir tal condição, a utilização de um capacitor é necessária, de tal forma a garantir um valor na defasagem entre as correntes de marcha e auxiliar que atendam aos requisitos das equações (8) e (9).

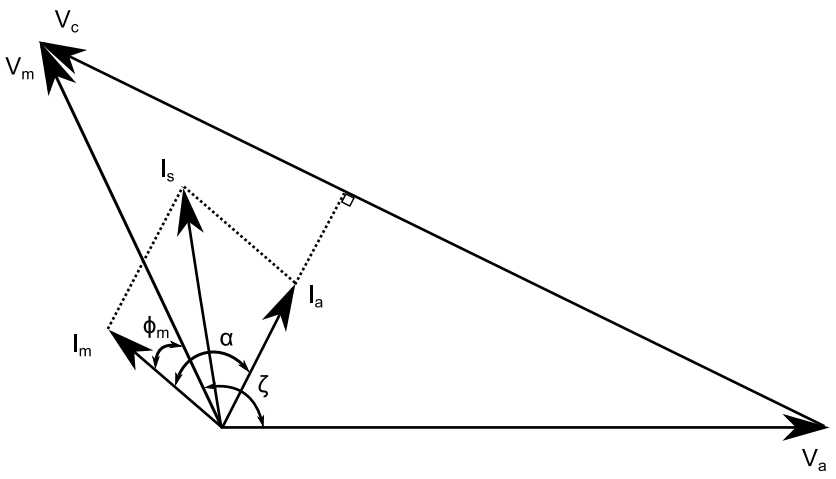


Figura 3.4 – Diagrama fasorial de um motor monofásico balanceado [5].

O balanceamento não é percebido no primeiro momento, pois $\zeta > 90°$ e $N_a \neq N_m$. No entanto, as expressões (8) e (9) são satisfeitas e por esta razão as seguintes condições podem ser afirmadas:

$$I_a = \frac{I_m}{a} \tag{10}$$

$$V_a = a \cdot V_m \tag{11}$$

Sendo:

$$a = \frac{N_a}{N_m} \tag{12}$$

Com:

I_a→Fasor de corrente de auxiliar;

I_m→Fasor de corrente de marcha;

I_s→Fasor de corrente da fonte de alimentação;

V_a→Fasor de tensão de auxiliar;

V_m→Fasor de tensão de marcha;

V_c→Fasor de tensão sobre o capacitor de marcha.

Da Figura 3.4 tem-se:

$$V_s = V_m = V_a + V_c = ae^{j\cdot\zeta} \cdot V_m - \frac{jX_c I_m e^{j\cdot\alpha}}{a} \tag{13}$$

Pelas equações (4) e (13):

$$\frac{V_m}{I_m} = \frac{jX_c e^{j.\alpha}}{a(ae^{j.\zeta} - 1)} = Z_m e^{j.\phi_m} \tag{14}$$

Sendo:

X_c→Reatância do capacitor;

Z_m→Impedância do enrolamento de marcha.

A equação (14) pode ser desenvolvida de tal modo a separar as partes real e imaginária. Realizando esta simples operação encontram-se as expressões da relação de bobinagem *a* e da reatância *Xc* em função dos parâmetros da máquina, de acordo com as fórmulas (15) e (16):

$$a = \frac{\operatorname{sen}\zeta \cdot \operatorname{sen}\phi_m - \cos\zeta \cdot \phi_m}{\operatorname{sen}2\zeta \cdot \operatorname{sen}\phi_m - \cos 2\zeta \cdot \phi_m} \tag{15}$$

$$jX_c = aZ_m e^{j\cdot(\phi_m + \zeta)} \cdot \left(1 - ae^{j\cdot\zeta}\right) \tag{16}$$

As equações (8) – (16) definem as condições para que o motor trabalhe o mais próximo possível da condição de balanceamento. Certamente é desejável que o motor opere sempre dentro destas condições, no entanto nem sempre as mesmas são atendidas devido ao comportamento dinâmico do funcionamento do motor. Variações de carga durante o funcionamento impõem condições de desbalanceamento, pois o capacitor foi dimensionado para um ponto de trabalho específico. Adicionalmente, capacitores de partida são exigidos para proporcionar torques suficientes para garantir a partida do motor, impondo condições de desbalanceamento ao sistema.

Desta forma, propor um modelo analítico para uma solução global não é uma tarefa fácil, pois forças magnetomotrizes contra o sentido do movimento são moduladas por dupla frequência, devido à não uniformidade do rotor [5]. Desta maneira, as correntes que percorrem o circuito não são senoidais, exceto quando o motor opera balanceado.

Para lidar com este comportamento, em [5] o autor apresentou uma solução para o problema focando na facilidade da interpretação física de seu método. O motor de indução original com os enrolamentos *a e m* é transformado em um motor bifásico ideal com os enrolamentos *a e b* que são ortogonais e possuem o mesmo número de espiras. Sob este novo modelo, é realizada uma nova transformação para determinar os componentes simétricos do motor ideal. Desta forma, a solução dos componentes de sequência positiva e negativa são

superpostos para apresentação dos resultados finais. As etapas de transformação estão demonstradas na Figura 3.5:

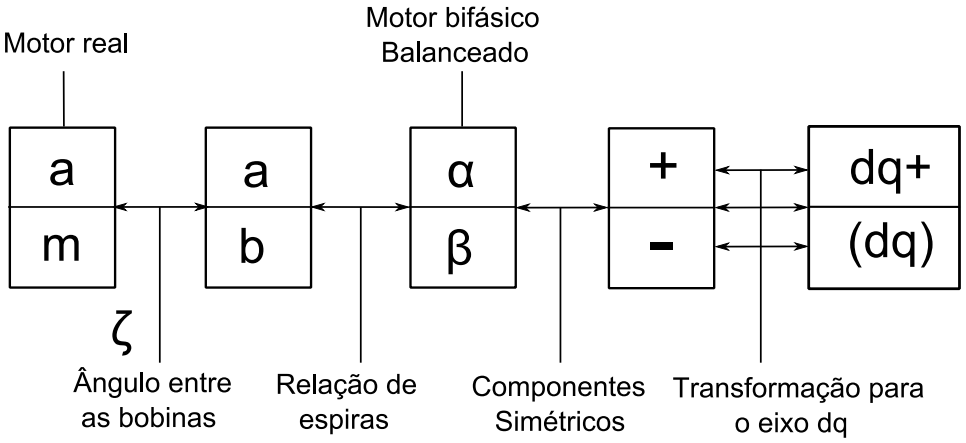


Figura 3.5 – Sequência de mudanças de referencial para análise da partida [26].

A utilização deste método permite que a máquina balanceada possa ser interpretada como um caso especial de motores que utilizam capacitor em regime. Adicionalmente, as equações *dq* permitem estudar os resultados instantâneos das equações, o que possibilita caracterizar o transitório da partida. Sendo assim a utilização deste método viabiliza o estudo do momento assíncrono e síncrono do motor utilizando somente um algoritmo computacional.

- *Torque Assíncrono da Gaiola*

Pela descrição do modelo apresentada anteriormente, podem ser calculados separadamente os componentes de torques durante o transitório da máquina, que são compostos principalmente pelo torque assíncrono produzido através da gaiola de alumínio, e o torque de frenagem dos ímãs. A introdução de torques oscilatórios também tem grande influência, mas os modelos para incluir estes efeitos são complexos e particulares, e por esta razão não serão abordados neste trabalho, no entanto os detalhes podem ser encontrados em [26]. Sendo assim, este tópico visa resumir a solução do modelo de tal forma a obter o torque de gaiola.

As seguintes condições serão admitidas:

- As bobinas do estator possuem a mesma distribuição de espiras;
- Possuem mesmo peso;
- $\zeta = 90°$.

Com essas considerações feitas, as seguintes transformações são dadas, seguindo a ordem de operações na Figura 3.5:

$$\begin{bmatrix} V'_a \\ V'_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\beta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} \tag{17}$$

$$\begin{bmatrix} I'_a \\ I'_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \beta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} \tag{18}$$

Com:

V_a→Fasor de tensão da bobina auxiliar aplicando transformação de ângulo de bobinagem ζ;

V_b→Fasor de tensão da bobina de marcha aplicando transformação de ângulo de bobinagem ζ;

V'_a→Aplicado transformação β em V_a;

V'_b→Aplicado transformação β em V_b.

Sendo $\beta = \frac{1}{a}$. As variáveis apresentadas em letras maiúsculas expressam vetores espaciais utilizando números complexos.

As equações (17) e (18) apresentam a transformação do motor original para o motor bifásico balanceado. Os componentes simétricos são obtidos através da transformação destas equações e são demonstradas a seguir, de tal forma que a potência do sistema é mantida invariante no tempo:

$$\begin{bmatrix} V_+ \\ V_- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V'_a \\ V'_b \end{bmatrix} \tag{19}$$

Onde:

V_+→Componente de sequência positiva de tensão;

V_-→Componente de sequência negativa de tensão.

Pode ser utilizada a mesma transformação para obter os componentes de sequência positiva e negativa para a corrente. Substituindo (13), (17), (18) em (19) têm-se:

$$V_+ = V_m \cdot \frac{1}{\beta} \cdot \frac{\beta + ja_2}{a_1 + a_2} \tag{20}$$

$$V_- = V_m \cdot \frac{1}{\beta} \cdot \frac{\beta - ja_1}{a_1 + a_2} \tag{21}$$

$$V_+ = Z_+ \cdot I_+ \tag{22}$$

$$V_{-} = Z_{-} \cdot I_{-} \tag{23}$$

Com:

Z_{+}→Componente de sequência positiva da impedância resultante;

Z_{-}→Componente de sequência negativa da impedância resultante;

I_{+}→Componente de sequência positiva da corrente;

I_{-}→Componente de sequência positiva da corrente.

E tem-se que:

$$a_1 = 1 + \frac{Z_c}{Z_+} \tag{24}$$

$$a_2 = 1 + \frac{Z_c}{Z_-} \tag{25}$$

Sendo:

Z_c→Impedância do capacitor.

Os sistemas de tensões desbalanceadas podem ser decompostos em um sistema ortogonal por meio da transformada de Park [25], utilizando as componentes simétricas como descrito a seguir:

$$V_d = (V_+ + V_-) = (V_{d+} + V_{d-}) \tag{26}$$

$$V_q = (-jV_+ + jV_-) = \left(V_{q+} + V_{q-}\right) \tag{27}$$

Sendo:

V_d, V_{d+}, V_{d-}→ Tensão de eixo direto e respectivos componentes de sequência positiva e negativa;

V_q, V_{q+}, V_{q-}→ Tensão de eixo em quadratura e respectivos componentes de sequência positiva e negativa.

Ambas as tensões V_+ e V_- induzem correntes nas barras da gaiola do rotor; No entanto, considerando que a corrente da fonte tem frequência fundamental igual a *f,* as frequências das correntes de sequência positiva e negativa são respectivamente iguais a: sf e $(2 - s)f$, o que caracteriza os componentes de campo no mesmo sentido e no sentido oposto ao movimento do rotor.

Por meio da análise das equações (26) e (27), pode-se verificar que o motor desbalanceado inicial é equivalente a dois motores balanceados. Utilizando a transformação *dq* fixando a referência no rotor, deduzem-se as equações para tensões e correntes [26]:

- Sequência positiva:

$$V_{d+} = V_{+} = R_s I_{d+} + js\omega\psi_{d+} - (1-s)\omega\psi_{q+} \tag{28}$$

$$V_{q+} = -jV_{+} = R_s I_{q+} + js\omega\psi_{q+} + (1-s)\omega\psi_{d+} \tag{29}$$

$$I_{d+} = \frac{jV_{+}}{D_{+}} \cdot \left[-R_s + j(2s-1)X_{q+}\right] \tag{30}$$

$$I_{q+} = -\frac{V_{+}}{D_{+}} \cdot \left[-R_s + j(2s-1)X_{d+}\right] \tag{31}$$

Com:

ω,s→Velocidade síncrona e escorregamento;

R_s→Resistência equivalente dos enrolamentos do estator;

ψ_{q+}→Componente positivo do fluxo de eixo em quadratura;

ψ_{d+}→Componente positivo do fluxo de eixo direto;

I_{q+}→Componente positivo da corrente de eixo em quadratura;

I_{d+}→Componente positivo da corrente de eixo direto.

- Sequência negativa:

$$V_{d-} = V_{-} = R_s I_{d-} + j(2-s)\omega\psi_{d-} - (1-s)\omega\psi_{q-} \tag{32}$$

$$V_{q-} = -jV_{-} = R_s I_{q-} + j(2-s)\omega\psi_{q-} + (1-s)\omega\psi_{d-} \tag{33}$$

$$I_{d-} = \frac{V_{-}}{D_{-}} \cdot \left[R_s + j(3-2s)X_{q-}\right] \tag{34}$$

$$I_{q-} = \frac{jV_{-}}{D_{-}} \cdot \left[R_s + j(3-2s)X_{d-}\right] \tag{35}$$

Com:

ψ_{q-}→Componente negativo do fluxo de eixo em quadratura;

ψ_{d-}→Componente negativo do fluxo de eixo direto;

I_{q-}→Componente negativo da corrente de eixo em quadratura;

I_{d-}→Componente negativo da corrente de eixo direto.

Em que D_+ e D_- são os denominadores das equações (34) e (35) respectivamente, compostas pelas impedâncias de cada caso, utilizados aqui para simplificar a equação. Sendo:

$$D_+ = R_s^2 + (1-2s)X_{d+}X_{q+} + jsR_s\left(X_{d+} + X_{q+}\right) \tag{36}$$

$$D_- = R_s^2 + (2s-3)X_{d-}X_{q-} + j(2-s)R_s\left(X_{d-} + X_{q-}\right) \tag{37}$$

Para as equações de sequência positiva e negativa de fluxo têm-se:

$$\omega\psi_{d\pm} = X_{d\pm}(js)I_{d\pm} = -jZ_{d\pm}I_{d\pm} \tag{38}$$

$$\omega\psi_{q\pm} = X_{q\pm}(js)I_{q\pm} = -jZ_{q\pm}I_{q\pm} \tag{39}$$

Com:

$X_{q\pm}$→Componente negativo/positivo da reatância de eixo em quadratura;

$X_{d\pm}$→Componente negativo/positivo da reatância de eixo direto;

$Z_{q\pm}$→Componente negativo/positivo da impedância de eixo em quadratura;

$Z_{d\pm}$→Componente negativo/positivo da impedância de eixo direto.

As equações apresentadas a seguir são as fórmulas para o cálculo do torque assíncrono de gaiola para um motor monofásico desbalanceado:

$$T_{(ass)+} = p \cdot Re\left\{\left(\psi_{q+}\right)^* \cdot I_{d+} - (\psi_{d+})^* \cdot I_{q+}\right\} \tag{40}$$

$$T_{(ass)-} = p \cdot Re\left\{\left(\psi_{q-}\right)^* \cdot I_{d-} - (\psi_{d-})^* \cdot I_{q-}\right\} \tag{41}$$

Com:

p→Número de pares de polos.

Sendo que o torque assíncrono total é dado por:

$$T_{(assres)} = T_{(ass)+} + T_{(ass)-} \tag{42}$$

Vale ressaltar que o modelo apresentado emprega o uso de parâmetros com valores fixos. No entanto, as reatâncias dos sistemas, principalmente os parâmetros *Xd e Xq*, são influenciados pela saturação. Os ajustes das reatâncias por meio do uso da ferramenta de elementos finitos neste trabalho vão incidir nestes dois parâmetros, tal como mostrado na Figura 3.1.

- *Torque de Frenagem dos Ímãs*

O torque de frenagem é produzido devido às correntes induzidas no estator pelo fluxo dos ímãs que estão no rotor. Este fenômeno também se associa às perdas resistivas que ocorrem no enrolamento do estator. A curva característica deste parâmetro se assemelha muito aos torques assíncronos do motor de indução, com a diferença de considerar a velocidade síncrona como referência ao invés do escorregamento.

O torque de frenagem gerado pelos ímãs não é o mesmo que o torque síncrono de alinhamento que surge quando o motor atinge a velocidade síncrona. Este primeiro está presente tanto na partida assíncrona quanto em regime e prejudica, além da partida do motor, a eficiência e torque útil de saída.

As mesmas condições feitas na análise do torque assíncrono também serão adotadas neste item:

- As bobinas do estator possuem a mesma distribuição de espiras;
- O mesmo peso;
- $\zeta = 90°$.

São utilizadas as equações deduzidas para a tensão em (28), (29), (32) e (33) empregando da transformada de Park com referência no rotor, considerando as bobinas do estator em curto-circuito além de desprezar as impedâncias da fonte de alimentação. No entanto, desta vez não há a necessidade de utilizar componentes de sequência, pois a indução é proveniente dos ímãs, portanto não há desbalanceamento. Com estas considerações tem-se:

$$0 = R_s I_{dm} - j\omega \cdot (1 - s)\psi_{qm} \tag{43}$$

$$0 = R_s I_{qm} + j\omega \cdot (1 - s)\psi_{dm} \tag{44}$$

Sendo:

R_s→Resistência equivalente dos enrolamentos do estator;

I_{dm}→Corrente induzida pelo imã no estator de eixo direto;

I_{qm}→Corrente induzida pelo imã no estator no eixo em quadratura;

ψ_{dm}→Fluxo de dispersão induzido pelo ímã no estator de eixo direto;

ψ_{qm}→Fluxo de dispersão induzido pelo ímã no estator no eixo em quadratura.

Desta maneira, podem ser obtidas as expressões para o fluxo de dispersão:

$$\psi_{dm} = \frac{X_d I_{dm} + E_0}{\omega} \tag{45}$$

$$\psi_{qm} = \frac{\left(X_q - X_c\right) \cdot I_{qm}}{\omega} \tag{46}$$

Sendo:

X_d→Reatância Síncrona de eixo direto;

X_q→Reatância Síncrona de eixo em quadratura;

E_0→Tensão Induzida nos terminais do estator devido ao ímã.

Por meio da substituição de (45) e (46) em (43) e (44) têm-se:

$$I_{dm} = \frac{-(1-s)^2.\left(X_q - X_c\right)}{R_s^2 + X_d\left(X_q - X_c\right)(1-s)^2} \cdot E_0 \tag{47}$$

$$I_{qm} = \frac{-(1-s)R_s}{R_s^2 + X_d\left(X_q - X_c\right)(1-s)^2} \cdot E_0 \tag{48}$$

A partir das equações (47) e (48) pode-se então encontrar torque de frenagem imposto ao sistema devido à inclusão dos ímãs no rotor:

$$T_{imãs} = \frac{p}{2} \cdot \left[\frac{1}{\beta} \cdot \psi_{dm} I_{qm} - \beta \psi_{qm} I_{dm}\right] \tag{49}$$

Considerando que os dois principais componentes do torque estão modelados, pode-se estimar o valor para o torque médio:

$$T_{médio} = T_{(assres)} + T_{imãs} \tag{50}$$

- *Características dos Componentes do Torque Assíncrono*

Ao analisar as equações de torque (49) e (50) pode-se concluir que em um projeto de um motor LSPMSM, a análise dos parâmetros que influenciam na partida deve ser feita com muita atenção durante o projeto.

Elevado torque de partida é uma característica desejável a este projeto, e uma opção para conseguir tal feito pode ser obtida através do aumento da resistência do rotor. No entanto, esta alternativa causa aumento na assimetria do rotor que, por sua vez, promove o surgimento de afundamentos na curva torque *versus* velocidade, quando a velocidade de

rotação atinge metade do valor da velocidade síncrona. Neste sentido, um valor ótimo para a resistência do rotor deve ser determinado em projeto [4].

Suprimir os componentes de torque negativo também seria interessante para condições de partida mais favoráveis. Reduzindo a resistência dos enrolamentos do estator reduz-se a influência dos torques de sequência negativa.

Um projeto específico para um determinado ponto de operação pode ser benéfico, pois desta forma condições de balanceamento poderiam ser previstas através do correto dimensionamento do capacitor de marcha que é conectado em série com a bobina auxiliar. No sentido a beneficiar o momento da partida do motor, diminuir a amplitude do torque de frenagem do ímã também pode ser obtido, como por exemplo, diminuindo o volume dos ímãs ou aumentando o entreferro. Novamente existem desvantagens na utilização destas alternativas e, neste caso, todos os recursos para diminuir o torque provocado pelos ímãs refletem em eficiência mais baixa.

Por esta razão, motores LSPMSM monofásicos sempre são acompanhados de capacitores de partida. Capacitores de partida possuem normalmente altos valores de capacitância, o que eleva os torques assíncronos do motor compensando assim a redução causada pelo torque de frenagem.

3.2.2 Operação Síncrona em Regime Permanente

Em regime permanente (operando em sincronismo) não há correntes induzidas nas barras da gaiola do rotor, o que faz o equacionamento da máquina, nestas condições, se assemelhar ao do motor síncrono convencional com rotor bobinado.

No entanto, deve-se considerar a presença dos ímãs que são compostos por materiais de baixa permeabilidade magnética fazendo com que as indutâncias no LSPMSM se comportarem de maneira diferente quando comparado ao motor síncrono convencional.

Novamente deve ser considerado o desbalanceamento das tensões do motor, que como previamente citado, ocorre em motores monofásicos. Logo, será utilizado o circuito da Figura 3.2 para modelar o sistema, desta forma as equações de (3) - (16) também são válidas. As transformações de referenciais de acordo com a Figura 3.5 também serão necessárias e as equações de (17) - (19) podem ser aplicadas. Da mesma forma como feito no item anterior para a resolução dos cálculos, segue a Figura 3.6 com o eixo direto e quadratura indicados. O

eixo direto é associado ao eixo de magnetização dos ímãs e o eixo de quadratura relacionado com região entre os ímãs (espaço interpolar).

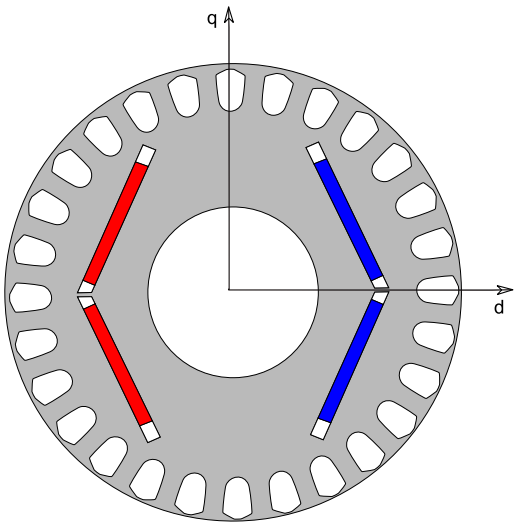


Figura 3.6 – Eixo direto e de quadratura em um motor LSPMSM.

As soluções são divididas em duas etapas: a resolução dos sistemas de equações por componentes simétricos de sequências positivos e negativos.

- *Solução do Sistema de Sequência Positiva:*

Para que o sistema de sequência positiva seja resolvido, deve-se encontrar o valor de $Z+$. Admitindo que $V+$ é conhecido, pode-se contar com o auxílio do diagrama fasorial para encontrar $I+$. Por se tratar de um sistema de sequência positiva que envolve a análise de um campo magnético no sentido a favor do movimento do rotor, é conveniente utilizar o diagrama fasorial nos eixos *dq,* de acordo com a Figura 3.7.

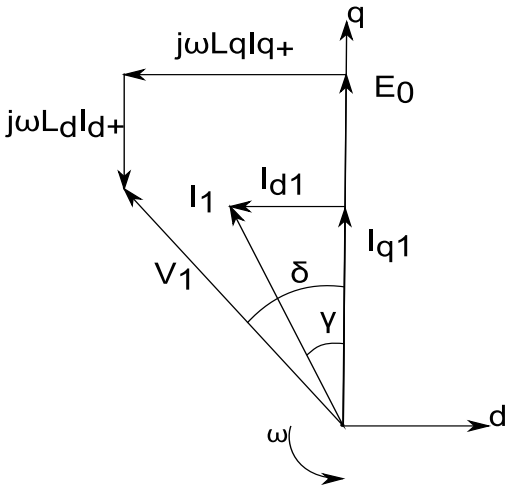


Figura 3.7 – Diagrama fasorial de sequência positiva [16].

Sendo p o número de pares de polos, o componente de torque médio de sequência positiva é composto por dois componentes: o torque de alinhamento (T_{alinh}) e o torque de relutância (T_{rel}), de acordo com as equações a seguir:

$$T_{alinh} = \frac{p}{\omega} E_0 I_{q+} \tag{51}$$

$$T_{rel} = \frac{p}{\omega} \left(X_d - X_q\right) I_{d+} I_{q+} \tag{52}$$

Sendo:

E_0→Tensão Induzida nos terminais do estator devido ao ímã;

I_{q+}→Componente de sequência positiva da corrente de eixo em quadratura;

I_{d+}→Componente de sequência positiva da corrente de eixo direto;

X_d→Reatância Síncrona de eixo direto;

X_q→Reatância Síncrona de eixo em quadratura.

- *Solução do Sistema de Sequência Negativa:*

Para resolver o sistema de sequência negativa são utilizadas equações descritas nos eixos *dq* fixados no rotor e resolvidos para escorregamento *s=2* [5]. Então, tem-se:

$$T_{seqn} = pRe\left[(\psi_{d-})^* I_{q-} - \left(\psi_{q-}\right)^* I_{d-}\right] \tag{53}$$

Sendo:

ψ_{q-}→Componente de sequência negativa do fluxo de eixo em quadratura;

ψ_{d-}→Componente de sequência negativa do fluxo de eixo direto;

I_{q-}→Componente de sequência negativa da corrente de eixo em quadratura;

I_{d-}→Componente de sequência negativa da corrente de eixo direto.

O torque total pode ser determinado somando as equações (51), (52) e (53).

No motor síncrono convencional com rotor bobinado, a reatância de eixo de quadratura é menor que a reatância de eixo direto devido ao grande entreferro no eixo de quadratura. A situação em um motor LSPMSM é diferente, pois a reatância de eixo direto é substancialmente menor que a reatância de eixo de quadratura. Isto ocorre devido a uma grande quantidade de fluxo de eixo direto que passa através dos ímãs permanentes, e também

devido à baixa permeabilidade magnética do material, com valor próximo à unidade. O entreferro efetivo na direção de eixo direto será o valor do entreferro mais a espessura dos ímãs. Já o caminho magnético do fluxo de eixo de quadratura não é muito afetado pela adição dos ímãs, e por esta razão a relutância do caminho é baixa e a reatância saturada é alta. Como existe uma grande variedade de geometrias disponíveis para o projeto de um rotor do motor LSPMSM, cabe ao projetista eleger a melhor opção a fim de atender suas necessidades.

Neste trabalho foi adotada uma geometria comumente encontrada na literatura, com os ímãs em formato em "V" pois o conteúdo harmônico gerado pelos ímãs no entreferro é baixo. Esta característica garante melhor acoplamento entre o fluxo dos ímãs e a corrente do estator disponibilizando maior torque ao motor [20]. Outra vantagem desta topologia deve-se à possibilidade de aumentar a área de seção transversal do ímã em relação ao seu polo geométrico, permitindo maior concentração de fluxo magnético no entreferro [4]. A figura 3.8 ilustra a topologia escolhida.

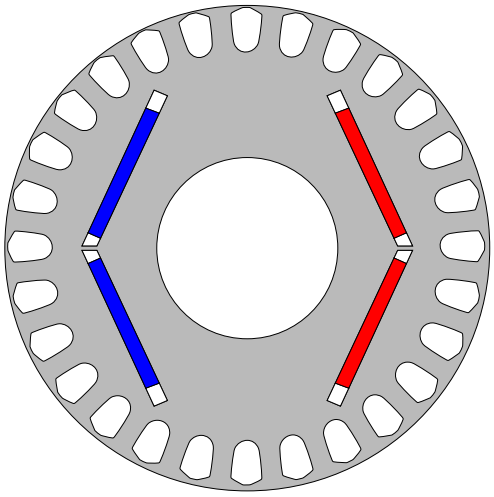


Figura 3.8 – Topologia da laminação do rotor com ímãs na configuração "V".

Informações em detalhes sobre os critérios adotados no projeto do circuito magnético aplicados a este trabalho estão apresentados no Apêndice A.

4 PROJETO E PROTOTIPAGEM

Com o intuito de executar testes de bancada, indicou-se como objetivo a construção de um protótipo. Desta forma, nesta seção apresentam-se os critérios e etapas adotadas na fabricação de uma peça para realização de ensaios.

O projeto do protótipo desenvolvido neste trabalho baseia-se em um motor de indução monofásico já desenvolvido e aplicado em um compressor hermético para a refrigeração. O motor de referência é um motor de 2 polos, 127V/60Hz. A escolha deste motor deve-se ao fato de estar incluído na faixa de capacidade frigorífica de compressores residenciais de maior produção industrial e, além disso, por ser um motor de baixa potência e tamanho reduzido. Essas características facilitam a manipulação da peça e a execução dos testes em laboratório.

A configuração mecânica do compressor exige ampla área de mancal conforme apresentado na Figura 1.5, o que é compensado pela retirada de aço elétrico das lâminas do rotor. Esta característica típica de motores aplicados em compressores motivou o início deste estudo e os aspectos construtivos serão abordados neste capítulo.

Outro princípio importante integrado ao objetivo foi conciliar o projeto com a fabricação de um protótipo de tal forma a garantir que o processo produtivo fosse o mais próximo possível do empregado para o motor assíncrono convencional, sem que grandes investimentos ou modificações na linha de produção fossem realizados. Desta forma, técnicas convencionais de fabricação foram utilizadas neste projeto, como por exemplo, o processo de injeção do alumínio para a construção das barras da gaiola do rotor. O ângulo de hélice das barras do rotor não foi incluído no protótipo devido à necessidade de desenvolvimento de novos processos de fabricação, o que não está indicado como objetivo a ser realizado neste trabalho. No entanto pode ser considerado como um estudo futuro por influenciar positivamente a partida do motor, devido à redução do torque de ranhura [4].

Os processos de corte das lâminas do rotor também foram estudados e assim os dados dimensionais escolhidos levaram em consideração a adequação para o uso do processo de puncionamento. Por se tratar de um estudo inicial, ferramentas de estampo não foram fabricadas devido ao alto custo destes equipamentos. A fabricação das lâminas utilizadas no rotor deste estudo foi realizada através de corte a laser devido à alta precisão e ao baixo custo relativo para início dos estudos.

Existem na literatura diversas topologias de rotor estudadas e a escolha deve ser feita relacionando os demais parâmetros, tais como nível de magnetização interno e dimensionamento das barras da gaiola do rotor, com as questões que envolvem a fabricação do motor. Cada escolha tem influência direta nos demais parâmetros e assim os critérios adotados serão discutidos nas próximas seções deste capítulo.

Cabe ressaltar que os critérios utilizados na definição do circuito magnético se encontram em detalhes no Apêndice A. Estes dados foram utilizados na determinação dos materiais e dimensões dos ímãs utilizados para a montagem do motor, além disso, também discute-se a determinação do aço utilizado para a formação do pacote do estator.

4.1 Laminação do Estator

Conforme já apresentado, o motor LSPMSM difere basicamente de um motor assíncrono convencional pelo projeto do rotor. Sendo assim, o projeto de laminação do estator do novo motor foi mantido o mesmo do estator utilizado como referência, visando não adicionar custos com a fabricação do estator e assim manter as etapas do processo sem modificação. Adicionalmente, evitou-se o redimensionamento dos itens mecânicos, tais como mancais, corpo, etc. do compressor, o que estaria fora do escopo deste trabalho. Portanto, o projeto do estator foi focado simplesmente no dimensionamento e distribuição das bobinas, deixando possibilidades de melhoria para um trabalho futuro.

A laminação do estator proposta possui 24 ranhuras uniformemente distribuídas ao longo da lâmina, sendo que 20 delas são idênticas em tamanho e forma, e 4 delas menores. Esta disposição visa otimizar o aproveitamento da lâmina em relação ao preenchimento das ranhuras e consequentemente a diminuição de oscilações na onda da *fmm*, reduzindo assim o ruído do motor, perdas por dispersão e, como consequência, aumentando os torques disponíveis [3]. A Figura 4.1 apresenta o modelo da laminação utilizada neste trabalho.

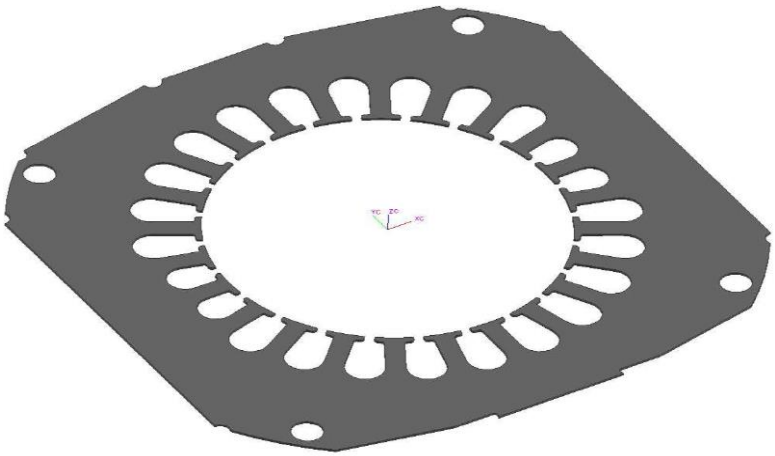


Figura 4.1 – Modelo da lâmina do estator.

A Figura 4.2 demonstra os dados geométricos básicos da lâmina do estator utilizado.

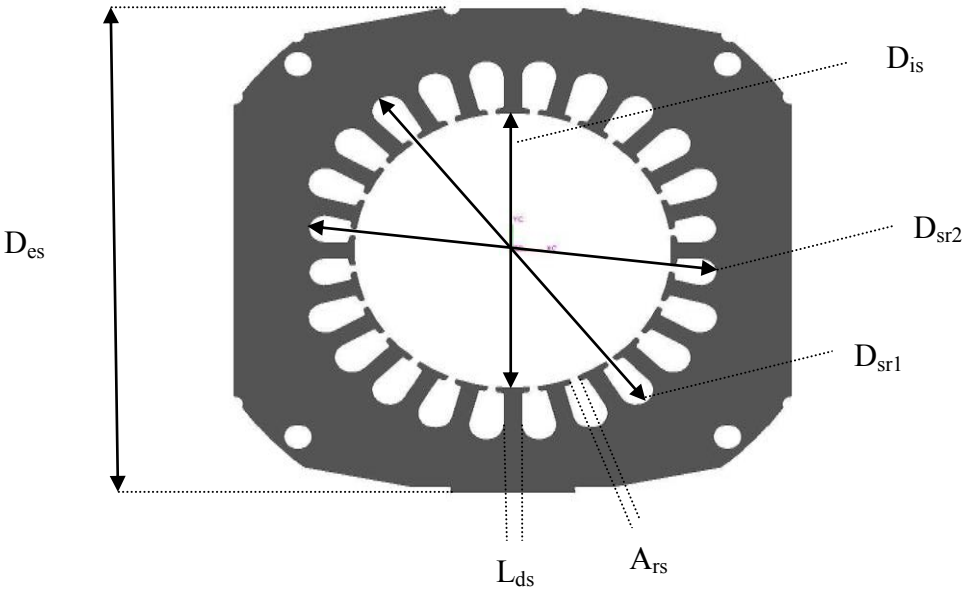


Figura 4.2 – Dimensionais da lâmina do estator.

Sendo:

D_{srs1}→Diâmetro sobre a ranhura maior;

D_{srs2}→Diâmetro sobre a ranhura menor;

D_{es}→Diâmetro externo do estator;

D_{is}→Diâmetro interno do estator;

A_{rs}→Abertura da ranhura;

L_{ds}→Largura do dente.

O processo de formação do pacote também foi o mesmo utilizado no motor de indução e assim as lâminas foram fixadas em um pacote através de processo de colagem (bondering).

Muitos dos resultados obtidos foram provenientes de várias iterações no procedimento definido no fluxograma da Figura 3.1. A finalidade de executar várias rotinas foi obter a melhor bobinagem possível, isto é, com harmônicos próximos a zero, que disponibilize torque suficiente para a partida e também que tenha a melhor eficiência [12], respeitando os limites do processo de preenchimento das ranhuras da lâmina do pacote do estator.

Desta maneira foi fabricado o estator utilizado nos testes. As Figuras 4.3 e 4.4 ilustram o estator fabricado em duas vistas diferentes.

Figura 4.3 – Vista do estator utilizado nos testes.

Figura 4.4 – Vista do estator por outra perspectiva.

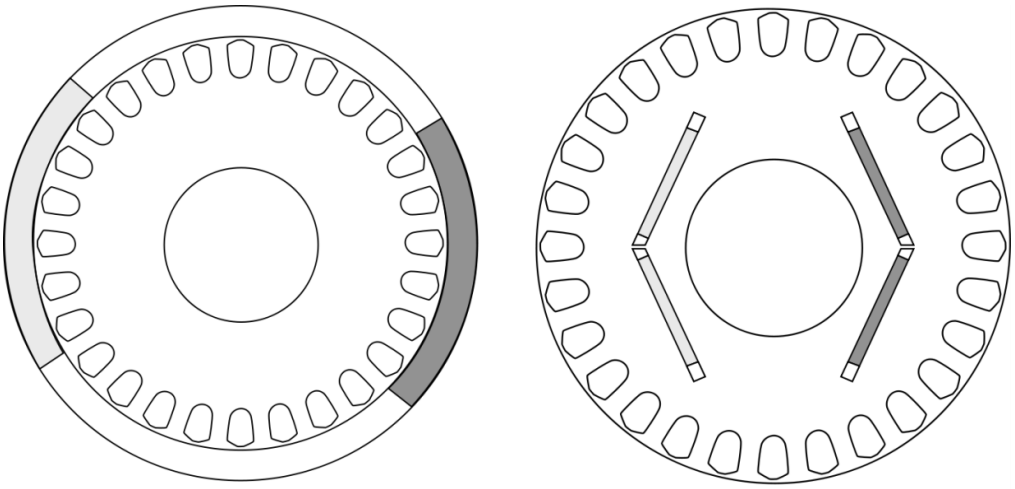
4.2 Projeto do Rotor

O rotor do motor LSPMSM possui ímãs permanentes em sua composição e os critérios adotados para inseri-los na peça influenciam diretamente na complexidade de fabricação. Seguindo o escopo definido, as escolhas para determinação do projeto foram conciliadas, sempre que possível, com as opções de processo já existentes e comumente utilizadas para a fabricação de um motor de indução monofásico, com a finalidade de viabilizar economicamente, o protótipo desenvolvido neste estudo.

Embora muitos dos ajustes tenham sido determinados por meio de rotinas de simulação feitas por tentativa e erro, seguindo procedimento ilustrado na Figura 3.1, o desenho inicial foi proposto com base em trabalhos encontrados na literatura, conforme será apresentado nos próximos tópicos.

4.2.1 Definição da Geometria do Rotor

A utilização de ímãs permanentes no rotor do motor LSPMSM visa gerar fluxo magnético que flua através do entreferro que, por analogia, tem a mesma função dos enrolamentos de um rotor aplicado a um motor síncrono convencional. Para realizar tal tarefa, existem inúmeras alternativas para ajustar a posição dos ímãs na peça. No entanto, encontrar a melhor disposição para obter a distribuição de fluxo no entreferro requerido pelo projeto não é tão simples. Existem na literatura muitas propostas de geometrias que basicamente podem ser divididas em dois grupos principais: com ímãs montados na superfície do rotor e com ímãs inseridos no pacote do rotor, de acordo com a Figura 4.5.



a) Ímã montado sobre a superfície. b) Ímã inserido no rotor.

Figura 4.5 – Geometria de rotores LSPMSM.

Rotores do tipo (a) ilustrados na Figura 4.5 possuem o projeto mais simples, portanto de menor custo. No entanto, os ímãs estão desprotegidos quanto ao efeito de campos desmagnetizantes que podem surgir durante a partida do motor. Para contornar esta situação, utiliza-se normalmente uma caneca metálica para proteger os ímãs que, por sua vez, pode levar ao aumento do consumo de potência por introduzir perdas por correntes parasitas de Foucault na superfície da caneca [4]. Por apresentar tais características, este tipo de geometria não foi escolhido para fabricação deste protótipo.

Os rotores do tipo (b), também ilustrado na Figura 4.5, apresentam duas vertentes: ímãs radialmente orientados e tangencialmente orientados. O primeiro tipo, ímãs radialmente orientados, é de difícil fabricação por ter a necessidade de inserir barreiras de fluxos (utilizando materiais com permeabilidade magnética menor, por exemplo, furos na lâmina preenchidos com alumínio ou ar) para minimizar o fluxo de dispersão dos ímãs [4]. Por ter um formato geométrico complexo, esta opção é de difícil fabricação e exige ferramentas específicas para o processo. Como o escopo do projeto era garantir a praticidade de montagem do motor LSPMSM sem grandes alterações na linha produtiva instalada para a fabricação do motor de indução convencional, esta opção foi descartada.

O segundo tipo, ímãs tangencialmente orientados, é o que está apresentado na Figura 4.5(b). Este tipo apresenta características de fabricação relativamente simples quando comparado ao rotor com ímãs radialmente orientados. No entanto, a disposição dos ímãs exige que o eixo do rotor não seja composto de material magnético para evitar perdas de fluxo por dispersão. Uma alternativa para evitar este efeito negativo é arranjar os ímãs em formato 'V', como ilustrado na Figura 4.5(b) [4]. Assim, esta foi a configuração adotada neste trabalho, pois foi julgada como a opção mais viável e que está mais próxima para atender aos objetivos definidos, principalmente quanto à praticidade de fabricação, e também por apresentar perdas por fluxo de dispersão relativamente baixas em relação às demais opções.

Embora a geometria escolhida tenha algumas características que a tornaram como a opção mais viável para este trabalho, ainda apresenta pontos que podem ser aprimorados. A lâmina escolhida possui pontes as quais contribuem para perda de fluxo que pode chegar a valores próximos a 25% do total do fluxo gerado pelos ímãs [10]. A Figura 4.6 exibe os locais das pontes que proporcionam condição para o aumento de perdas de fluxos por dispersão.

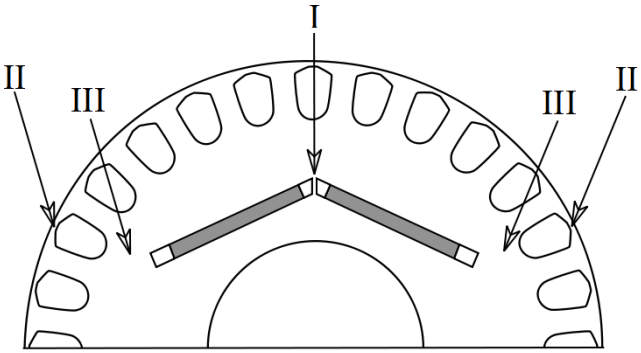


Figura 4.6 – Pontes que favorecem a dispersão do fluxo.

Os números em algarismos romanos na Figura 4.6 identificam as pontes por tipos, considerando sua incidência no rotor. Embora as perdas de fluxo não possam ser totalmente eliminadas, em [10] os autores propuseram técnicas para diminuir o efeito negativo dos diferentes tipos de pontes apresentados. Para as pontes do tipo I e III foi proposto um aumento do comprimento das mesmas para aumentar a relutância do caminho do fluxo, evitando a dispersão dos mesmos. A redução dos efeitos das pontes do tipo II pode ser obtida por meio da abertura das ranhuras próximas aos ímãs, de maneira a aumentar a relutância proporcionando condições para o fluxo atravessar o entreferro, ao invés de circular ao redor da ranhura.

Embora existam métodos de processo que garantam a abertura somente das ranhuras nas regiões polares do rotor, modificações relativamente grandes devem ser feitas na linha de produção da máquina, o que foge ao intuito deste trabalho. Portanto, a fim de evitar tais alterações, foi considerado abrir todas as ranhuras do rotor. Sendo assim o cálculo do valor do entreferro teve que ser adequado de tal forma a considerar esta proposta.

Aplicadas tais alterações, a geometria da lâmina utilizada está apresentada na Figura 4.7.

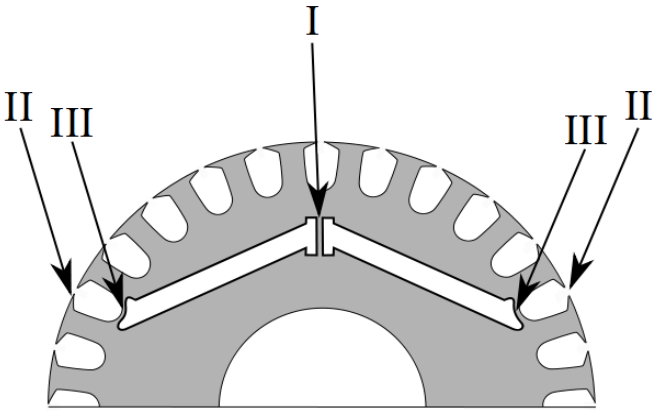


Figura 4.7 – Desenho da lâmina considerando efeito das pontes.

As aberturas das ranhuras apontadas em II na Figura 4.7 foram realizadas por processo de usinagem após a injeção do alumínio para a formação da gaiola de esquilo. Portanto, as lâminas foram cortadas a laser com as ranhuras fechadas de acordo com as fotos demonstradas pela Figura 4.8.

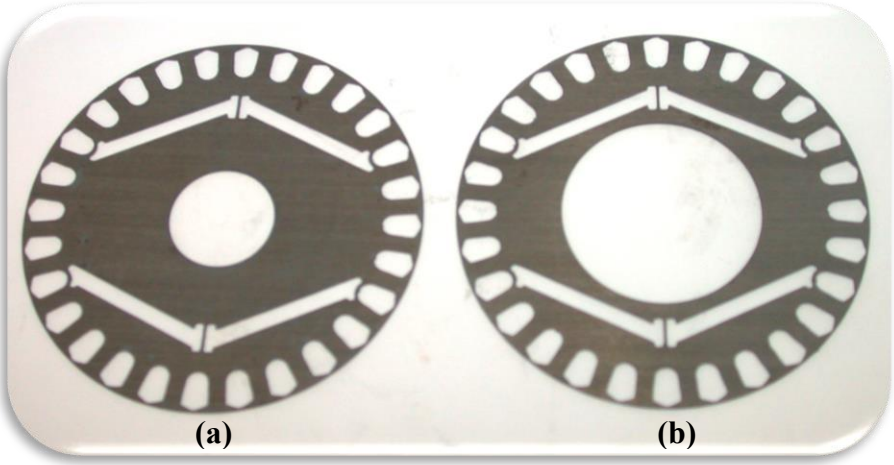


Figura 4.8 – Lâminas cortadas a laser para execução da montagem. (a) – diâmetro interno do furo suficiente para a passagem do eixo. (b) – diâmetro interno do furo para a passagem do eixo e alocação da área de mancal.

A Figura 4.8 exibe as duas lâminas utilizadas na fabricação do rotor. Pode ser verificado que a única diferença entre as duas lâminas é o diâmetro do furo interno: em (a) o diâmetro é suficiente para a passagem e fixação do eixo, enquanto que o diâmetro de (b) está definido para atender a área de mancal necessária. A Tabela 4.1 mostra os valores do diâmetro do furo para as lâminas (a) e (b) da Figura 4.8.

Tabela 4.1 – Valor do diâmetro interno das lâminas.

Diâmetro interno do furo da lâmina (a)	**16 mm**
Diâmetro interno do furo da lâmina (b)	**29,36 mm**

4.2.2 Definição dos Ímãs

Ao definir a geometria da laminação do rotor de acordo com o apresentado na Figura 4.8, o formato do ímã foi definido em conjunto sendo que ambos devem ser compatíveis para permitir a montagem do rotor. Além disso, a escolha da geometria do ímã foi também influenciada pelo formato das peças disponíveis no mercado, pois a personalização resulta em custo maior ao projeto.

Sendo assim, o formato escolhido foi de bloco retangular, conforme ilustra a Figura 4.9.

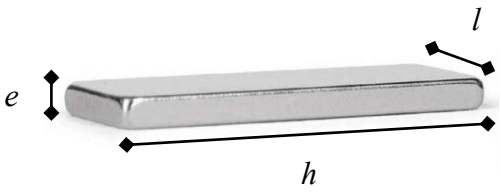


Figura 4.9 – Forma geométrica dos ímãs.

Sendo:

e→Espessura do ímã;

h→Comprimento do ímã;

l→Largura do ímã.

A dimensão h é definida pela determinação da altura do pacote do estator. Para as demais medidas *e* e *l,* o critério foi definir o volume de ímã suficiente para atender as Equações (3), (65) e (66) em que estas duas últimas se encontram no Apêndice A.

Como o número de polos para o estator já havia sido definido anteriormente (2 polos), o rotor deve apresentar a mesma estrutura magnética. Desta forma foi fabricado o rotor de 2 polos através da combinação de 4 ímãs, tarefa esta relativamente simples de ser realizada por meio de montagem adequada das pastilhas no rotor.

Conforme discutido anteriormente, as características de desmagnetização dos ímãs por efeito da temperatura é de grande importância, pois o ímã pode perder suas características iniciais durante o funcionamento do motor. Sendo assim, a escolha dos parâmetros dos ímãs utilizados neste trabalho foi feita considerando as condições da janela de aplicação da máquina de tal forma a evitar a desmagnetização dos ímãs por efeito da temperatura. No Apêndice A deste trabalho encontram-se os detalhes considerados para a determinação dos ímãs. A Figura 4.10 ilustra as características dos ímãs de Neodímio-Ferro-Boro escolhidos quanto ao efeito da temperatura em suas propriedades magnéticas.

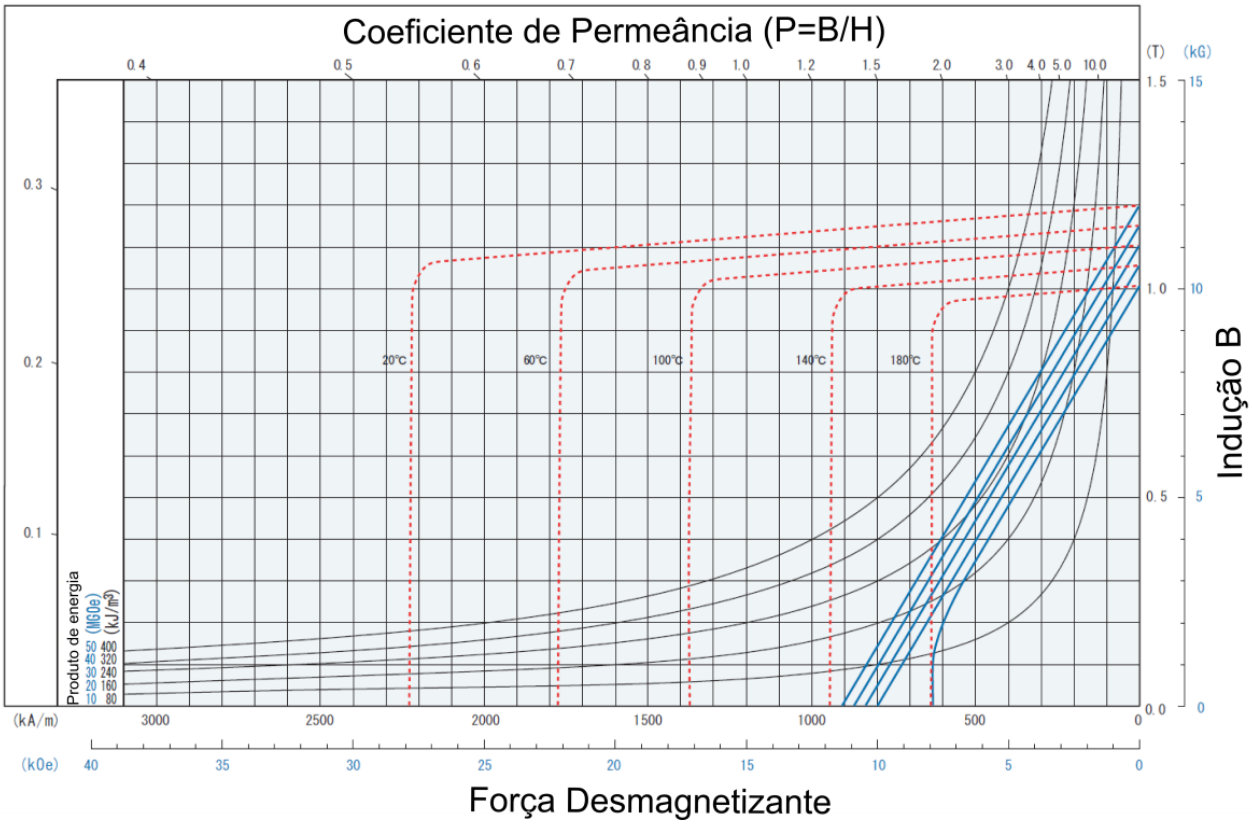


Figura 4.10 – Características magnéticas dos ímãs de Neodímio-Ferro-Boro utilizado [28].

As informações na Figura 4.10 sobre as características dos ímãs empregados neste trabalho exibem grande estabilidade térmica deste componente até 140ºC, que é valor suficiente para a aplicação estabelecida.

4.2.3 Definição das Características do Aço

De acordo com os critérios apresentados no Apêndice A, o material escolhido para ser utilizado na fabricação do protótipo deste trabalho é o aço totalmente processado. No mercado existem inúmeros fabricantes deste tipo aço que oferece, devido às suas propriedades, maior permeabilidade magnética e também a menor valor para as perdas magnéticas [29].

Após a escolha do material para a execução deste trabalho, foram realizados testes de Epstein em algumas amostras de aço para validação. O teste de Epstein compreende em medir as propriedades magnéticas do material de tal forma a recolher dados para analisar a curva de magnetização, perdas e permeabilidade magnéticas do aço em estudo [31]. As Figuras 4.11, 4.12 e 4.13 apresentam gráficos com base nas informações dos testes realizados:

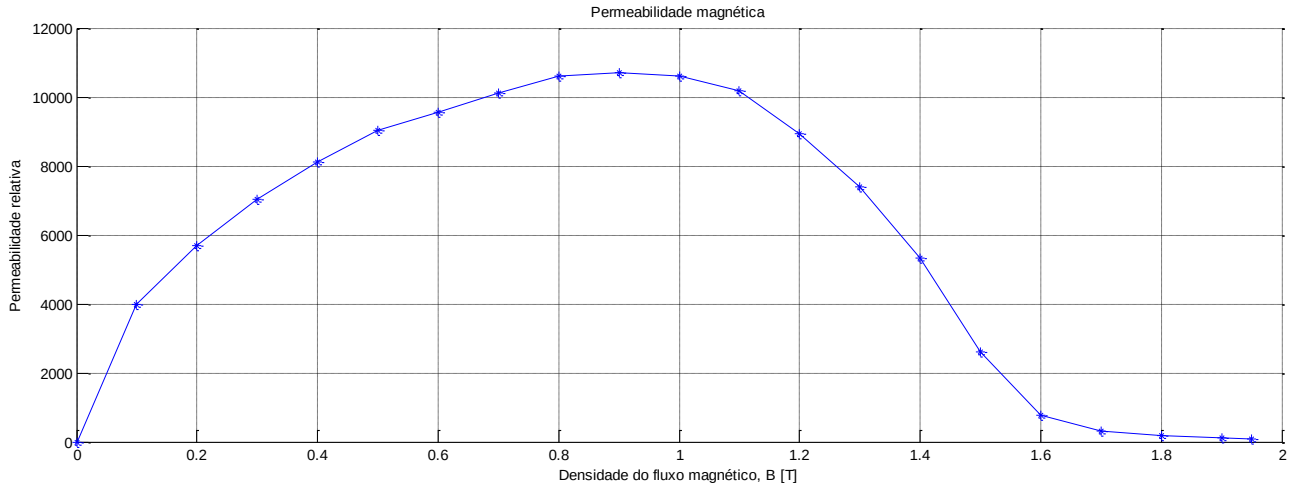


Figura 4.11 – Dados do teste de Epstein, Permeabilidade relativa.

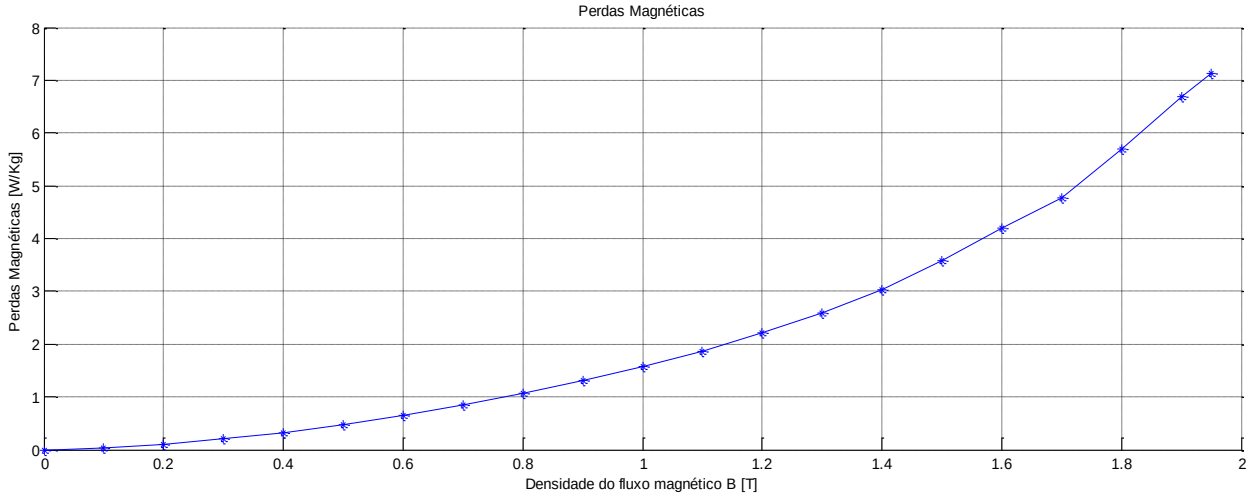


Figura 4.12 – Dados do teste de Epstein, Perdas magnéticas.

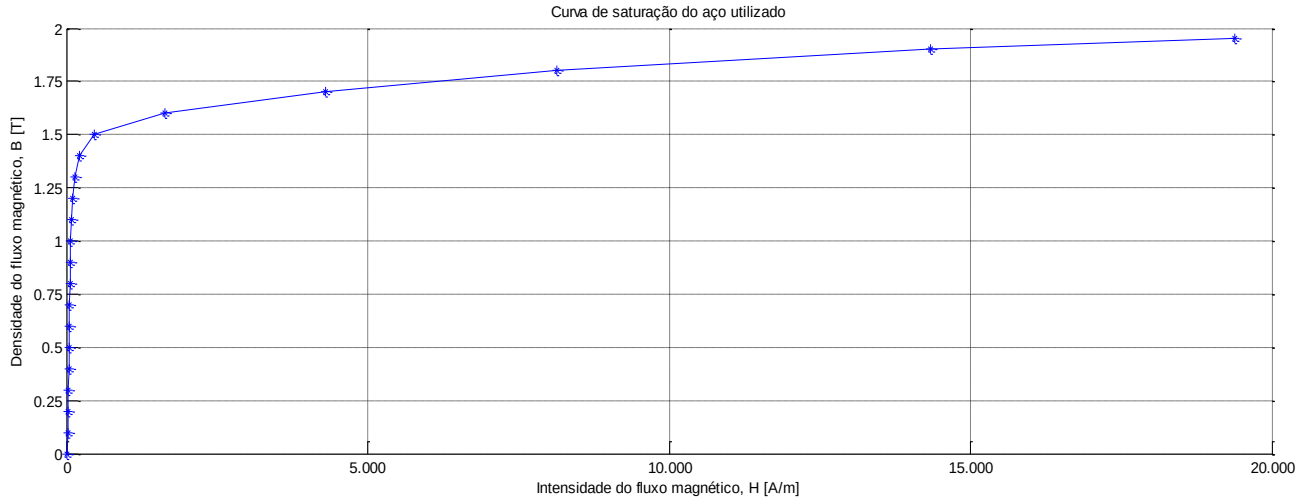


Figura 4.13 – Dados do teste de Epstein, Saturação do aço.

Os gráficos representados pelas figuras apresentam os resultados da rotina de testes realizada. A Figura 4.11 apresenta a curva de permeabilidade do material, e como pode ser observado o material possui alto valor para as regiões de induções entre 1 T e 1,2 T (utilizam-se estes valores de indução pois são referências entre os fabricantes de aço, e portanto permitem a comparação com catálogos, por exemplo).

Com os resultados apresentados na Figura 4.12 e 4.13 validou-se a utilização do material por possuir valores de perdas magnéticas totalizando 2,2 W/Kg em 1,0 T nas amostras testadas, considerado um baixo valor. Por esta razão, esse material foi adotado para o presente trabalho.

4.2.4 Definição do Número de Ranhuras

Como afirmado anteriormente, não foi aplicado ao rotor o ângulo de hélice devido ao impacto no processo de fabricação do mesmo. Este artifício, muito utilizado em motores assíncronos convencionais, torna-se uma tarefa árdua de realizar no rotor de um LSPMSM devido à presença dos ímãs que estão inseridos na peça. Por esta razão, uma combinação correta entre o número de ranhuras do estator e do rotor evita a adição de componentes de torque que causam afundamentos na curva de torque *versus* velocidade e que, eventualmente, podem prejudicar a partida do motor.

Um estudo realizado em [30] apresentou resultados dos efeitos da combinação do número de ranhuras do estator e do rotor. Em [4] foram resumidas as regras determinadas empiricamente em [30] e que foram utilizadas como referência para a definição do número de ranhuras do rotor, desde que o número de ranhuras do estator não tenha sido definido. Neste trabalho, as regras empregadas para definir os números de ranhuras do estator e do rotor são apresentadas a seguir. Nessas regras, Rh_1 e Rh_2 são os números de ranhura do estator e do rotor, respectivamente, e p é o número de pares de polos.

$$Rh_2 \leq 1{,}25 \cdot Rh_1 \tag{54}$$

$$\left|Rh_2 - Rh_1 \pm \frac{p}{2}\right| \geq 4 \tag{55}$$

$$Rh_2 \neq 6 \cdot c \cdot \frac{p}{2} \tag{56}$$

$$Rh_2 \neq 6 \cdot c \cdot \frac{p}{2} + p \tag{57}$$

$$Rh_2 \neq Rh_1 - 2 \cdot p \tag{58}$$

$$\frac{Rh_2}{p} = c \tag{59}$$

Assim, pode-se determinar Rh_2, pois $Rh_1 = 24$, de acordo com a geometria admitida para a lâmina do estator. Então:

$$Rh_2 = 28$$

Utilizou-se este valor, pois é o mesmo número de ranhuras do rotor utilizado no motor monofásico de indução utilizado como referência. O único critério a não ser atendido foi o da equação (55) ao subtrair $\frac{p}{2}$ da equação. Neste caso, pequenas porções de torques parasitas assíncronos podem surgir, alterando a curva de torque *versus* velocidade.

4.2.5 Definição da Geometria das Ranhuras

O comportamento do motor LSPMSM na partida é muito semelhante ao do motor assíncrono convencional, salvo a existência da saliência do rotor e pelo efeito da excitação magnética dos ímãs. Desta forma, de acordo com as equações de (28) a (41), o torque máximo pode ser obtido diminuindo a resistência do estator. Adicionalmente, o escorregamento em que o máximo torque ocorre é diretamente proporcional à resistência do rotor. Isto implica que a escolha de alta resistência rotórica acarreta em torque máximo na partida em baixas velocidades.

O motor LSPMSM precisa ter aceleração elevada para atingir velocidade próxima ao sincronismo e garantir que o intervalo de tempo entre partida e sincronização seja curto. O trabalho apresentado em [22] relatou que o processo de sincronização ocorre de maneira mais eficiente quando o torque máximo do motor ocorre para velocidades próximas ao sincronismo, isto é, a baixos valores de escorregamento. Isto indica que a resistência do rotor deve ser baixa, e para isso as barras da gaiola com áreas maiores devem ser dimensionadas.

Quanto ao formato das ranhuras, existem inúmeras opções disponíveis na literatura. Para este trabalho foi escolhido o formato de ranhura diamante. Este tipo de ranhura possui área reduzida em sua extremidade e devido a esta característica, a resistência do rotor em baixas velocidades é aumentada por efeito pelicular. O intuito é melhorar os torques em

baixas velocidades de tal forma a melhorar as condições de partida. A Figura 4.14 exibe o desenho da ranhura do rotor dimensionada.

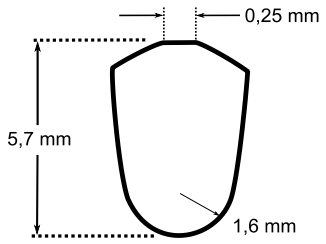


Figura 4.14 – Geometria da ranhura do rotor.

4.2.6 Montagem do Rotor

A montagem do rotor foi realizada considerando dois passos principais: a montagem do pacote e a injeção do alumínio para fabricação da gaiola de esquilo.

A montagem do pacote é realizada por meio do empilhamento das lâminas cortadas em um dispositivo adequado de processo. Nesta etapa deve-se levar em consideração a área determinada para a alocação do mancal no rotor. Conforme citado anteriormente, foram cortadas duas lâminas com diferentes diâmetros internos (Figura 4.8). As lâminas do tipo (b) são empilhadas de tal maneira a disponibilizar área adequada para alocação do mancal de acordo com as exigências mecânicas do compressor. O restante do pacote é formado por lâminas do tipo (a) responsáveis pela fixação do eixo. A Figura 4.15 demonstra um rotor em corte para facilitar a visualização do pacote formado pela composição dos tipos de lâminas (a) e (b) (ver Figura 4.8).

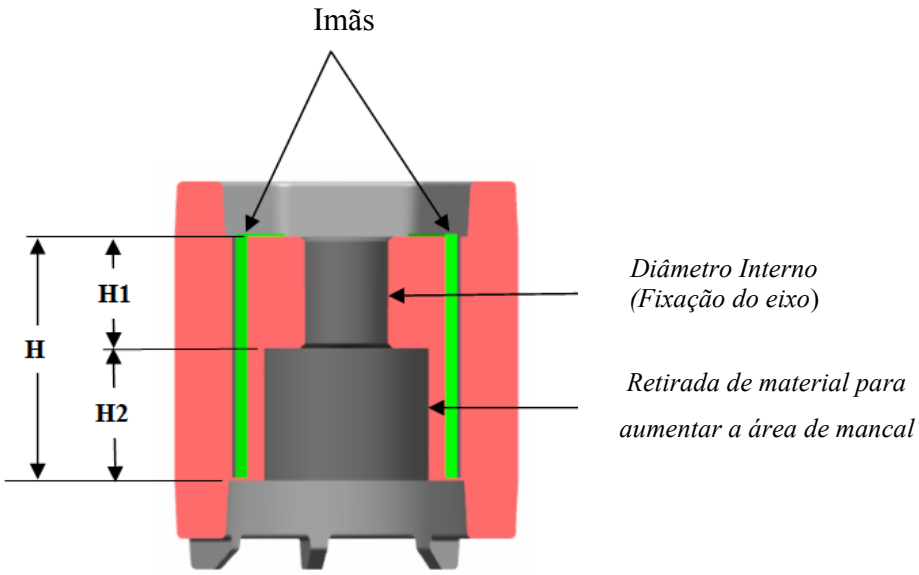


Figura 4.15 – Corte do rotor destacando formação do pacote.

Sendo:

H→Altura do pacote;

H_1→Altura do pacote formado com lâminas para a fixação do eixo;

H_2→Altura do pacote formado com lâminas para aumentar a área de mancal.

Com valores de:

$$H=48 \text{ mm};$$

$$H_1=23{,}4 \text{ mm};$$

$$H_2=24{,}6 \text{ mm}.$$

Portanto, a quantidade de lâminas do tipo (b) empilhadas deve formar uma composição de altura aproximadamente de 24 mm por imposição da exigência mecânica relatada anteriormente. Sendo assim, por se estar trabalhando com um rotor de altura de pacote 48 mm, os 23,4 mm restantes são formados por lâminas do tipo (a). Nota-se que para o presente estudo metade da altura do pacote é composta por lâminas do tipo (b).

O alumínio para a formação da gaiola no pacote do rotor foi inserido por meio de injeção por alta pressão. Devido à alta temperatura, os ímãs foram montados após o esfriamento da peça. As Figuras 4.16 e 4.17 apresentam o modelo final do protótipo do rotor e a foto da peça acabada, respectivamente.

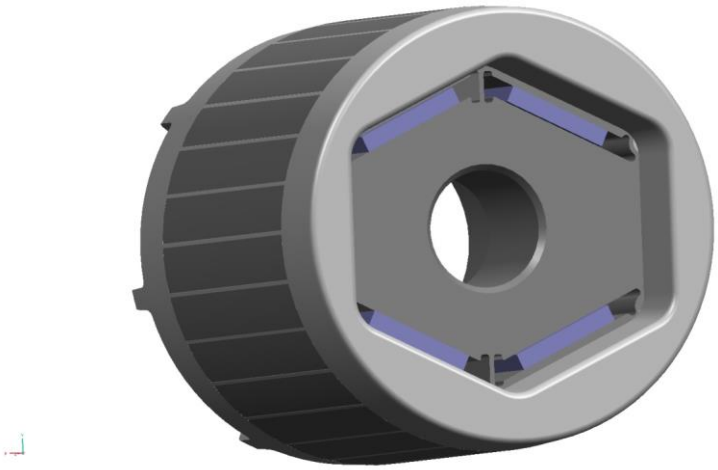


Figura 4.16 – Modelo final do rotor com os ímãs inseridos.

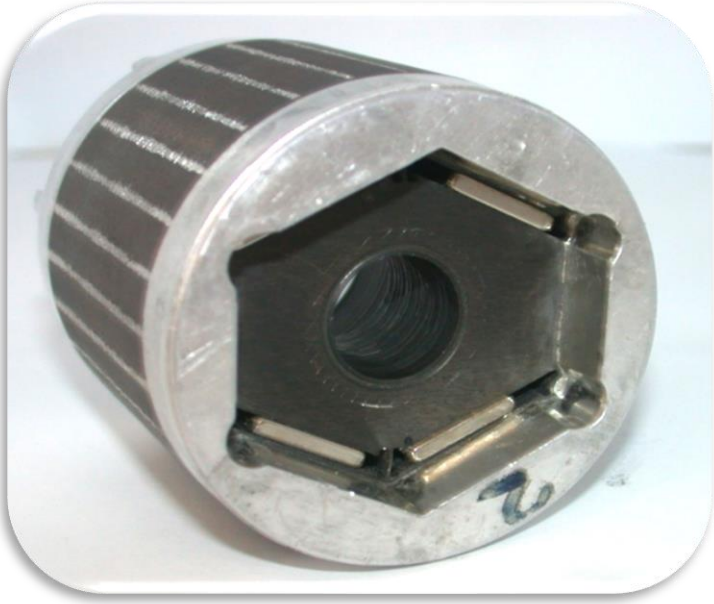


Figura 4.17 – Peça real acabada.

Adicionalmente, fabricou-se um anel de material magnético para ser inserido no rotor com dimensões suficientes para preencher a área de mancal interior ao rotor, como ilustrado na Figura 4.15, no entanto mantendo o furo para a passagem do eixo de acordo com a Figura 4.18. Este dispositivo será utilizado na execução dos testes em que os resultados com e sem o anel será base para avaliar o efeito da área de mancal interior ao rotor no desempenho global do motor. Os testes com o anel são equivalentes a um rotor sem área de mancal.

Figura 4.18 – Detalhe do anel.

5 RESULTADOS

Conforme apresentado pela Figura 3.1, a metodologia utilizada envolve o emprego de um programa computacional para simulação que combina cálculos analíticos com métodos numéricos. Utilizou-se para a simulação em ambos os casos o programa SPEED (CD-Adapco) que possui um módulo para a realização de análise numérica, chamado PC-FEA. A fim de analisar os resultados simulados, ensaios em bancada foram iniciados para a validação da rotina de simulação do programa e também da metodologia utilizada. A exigência de carga foi definida a partir da análise de um compressor que utiliza um motor de indução monofásico convencional como referência, e este parâmetro foi utilizado na execução das simulações computacionais e testes de bancada.

Carga exigida pela aplicação=0,17 N.m

Nesta seção apresenta-se o roteiro de simulação, considerando a geometria das laminações do rotor e estator definidas previamente, assim como a bobinagem.

5.1 Simulação via SPEED (CD-Adapco)

Inúmeras simulações foram realizadas antes de chegar na proposta final, no entanto não é viável apresentar todas elas e por não terem significado expressivo. Portanto, somente a última versão do modelo definido será apresentada, e assim considera-se que a 1ª, 2ª e 3ª etapas do procedimento adotado estão definidas considerando como critérios toda a teoria apresentada. O roteiro de simulação está definido pela Figura 3.1 e será apresentado neste capítulo passo a passo a partir dos ajustes definidos na 4ª etapa. A Figura 5.1 ilustra o esquema de bobinagem utilizado no programa.

Embora o programa SPEED contemple inúmeras funções e ajustes, não está previsto em sua programação a existência de rotores que tenham dois diâmetros do furo que variam no mesmo pacote de lâminas necessário para alocar o eixo e o mancal respectivamente, tal como mostrado na Figura 4.15 e Tabela 4.1. Para contornar esta limitação, é proposta e contribuição deste trabalho elaborar um procedimento de simulação de tal forma a tirar proveito da plataforma do SPEED na resolução do problema em questão.

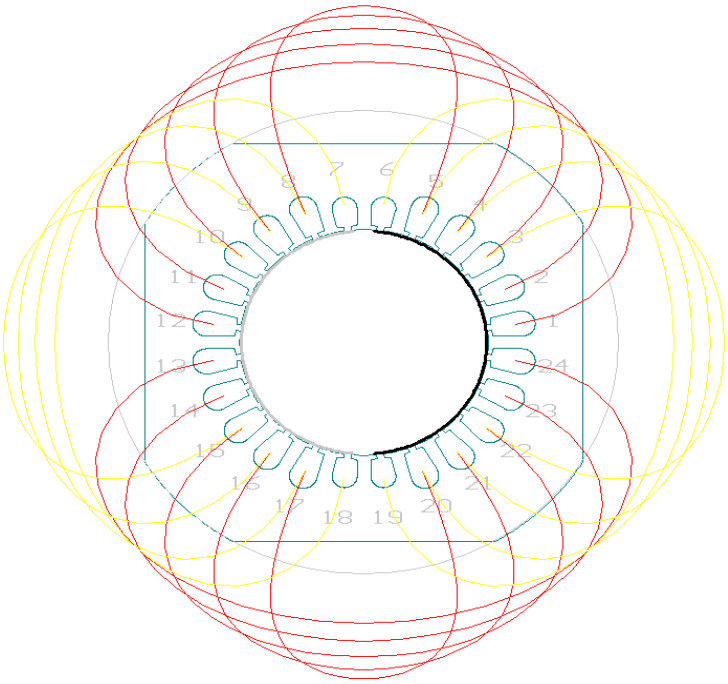


Figura 5.1 – Distribuição de espiras no estator.

5.1.1 Análise em Circuito Aberto

Inicialmente, com o intuito a avaliar o efeito da área de mancal na tensão induzida E_0 gerada pelos ímãs, simulações considerando os terminais do estator abertos e o rotor com rotação igual à velocidade síncrona, 3600 RPM, são realizadas caracterizando assim a 4ª etapa do procedimento da Figura 3.1. Sendo assim define-se o seguinte procedimento de simulações:

- Definem-se dois casos em que no 1º tem-se $D_1 = D_2 = 16mm$ e no 2º, $D_1 = D_2 = 29{,}36\ mm$, conforme definido na Tabela 4.1. Os demais passos definidos na sequência serão executados para cada um destes casos;
- Executa-se simulação em modelo analítico e também utilizando método numérico;
- Constroem-se gráficos com os valores do fluxo gerado pelos ímãs que cruza o entreferro (Bg) do motor *versus* a posição do rotor para ambos os métodos;
- Ajustam-se os coeficientes X_{Brt} por tentativas, por meio de iterações no modelo analítico até que os resultados se aproximem dos valores obtidos por métodos numéricos;

- Associam-se os resultados obtidos nos casos 1 e 2, para definir os resultados finais.

Os resultados da aplicação do procedimento para o Caso 1 são apresentados a seguir. Inicia-se a simulação considerando o rotor sem área de mancal, ou de acordo com a Figura 5.2, $D_1 = D_2 = 16\,mm$.

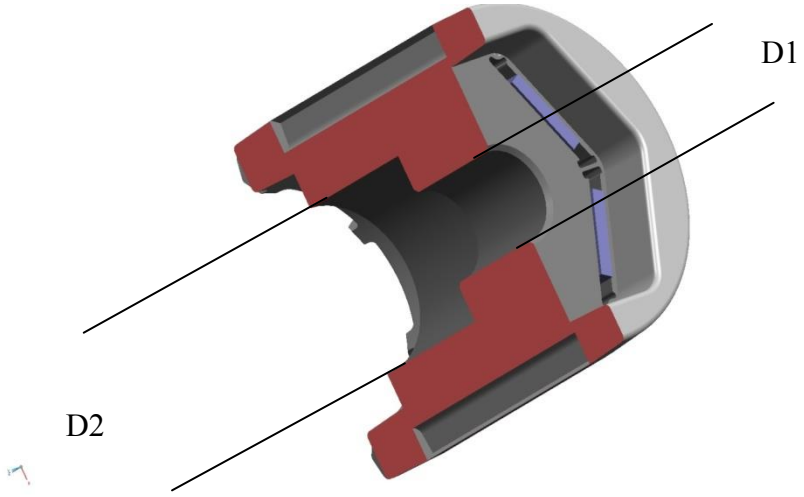


Figura 5.2 – Detalhe dos diâmetros a ser considerados na simulação.

Nesta simulação supõe-se que o diâmetro interno do furo do rotor tenha o mesmo valor ao longo do eixo. Como o principal módulo do programa computacional SPEED tem como princípio o modelo analítico, alguns ajustes são previstos de tal modo a obter resultados mais precisos. Assim, o módulo PC-FEA (Análise por métodos numéricos) é então utilizado para refinar os resultados.

Executam-se então as simulações analítica e numérica, e logo após comparam-se ambos os resultados. A Figura 5.3, ilustra os resultados obtidos do fluxo magnético, sem a execução dos ajustes necessários, que atravessa o entreferro considerando a posição do rotor, pelos dois métodos de cálculo. Nesta figura, a linha azul, identificada como "SPEED" representa o método analítico, ao passo que a linha vermelha representa o método numérico. Observa-se que os resultados obtidos pelo método numérico diferem dos resultados dos cálculos analíticos que refletem a maior precisão do cálculo, pois como ressaltado previamente, o método do MEF considera os efeitos da saturação nas reatâncias do motor em sua rotina de cálculo. Devido a melhor precisão deste método de cálculo, também se observa o efeito da abertura da ranhura do estator na curva de fluxo. Desta forma pode se notar a queda do fluxo na região da ranhura. Assim realizam-se os ajustes nos resultados do método analítico para que se aproximem dos resultados do cálculo realizado por MEF.

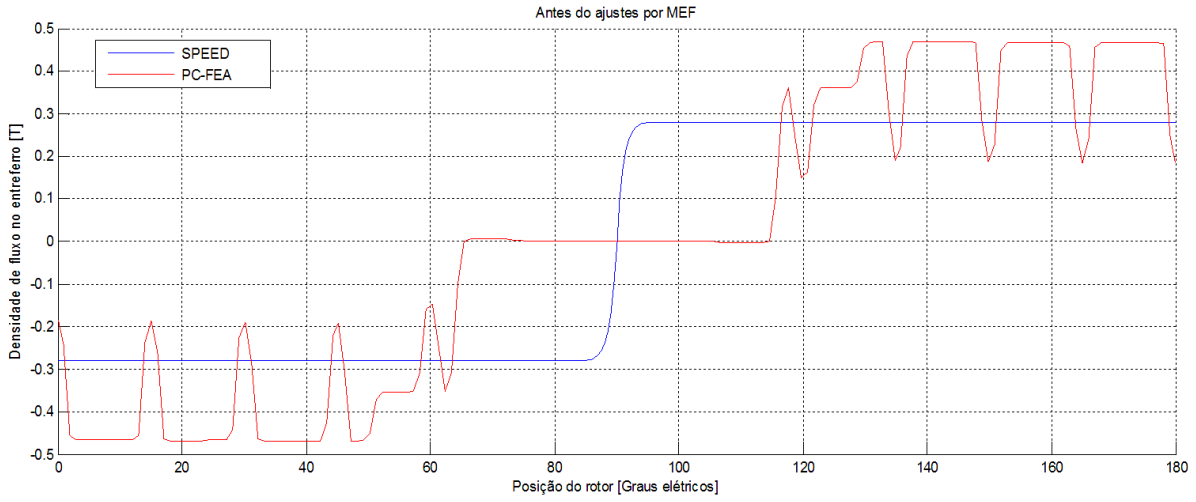


Figura 5.3 – Gráfico do *Bg* gerado pelos ímãs considerando D1=D2=16mm sem ajustes.

Com base nos resultados da Figura 5.3, ajusta-se o coeficiente X_{Brt} para corrigir o valor do fluxo magnético no cálculo analítico. Este coeficiente multiplica o valor da densidade de fluxo remanescente dos ímãs com o intuito a realizar a correção desejada. Ajustando este coeficiente, aproximam-se os valores dos resultados obtidos entre os dois métodos analíticos e numéricos, demonstrados na Figura 5.3. Após algumas iterações, tem-se que ao se aplicar o valor de $X_{Brt} = 1{,}02$, é possível obter um valor comum médio entre os cálculos do fluxo magnético igual a $0{,}28\,\mathrm{T}$. O valor da tensão induzida no enrolamento da marcha calculado é de $E_{01} = 95\mathrm{V}$. A Figura 5.4 exibe os valores do fluxo magnético que atravessa o entreferro, considerando a posição rotor, obtidos após o ajuste de X_{Brt}.

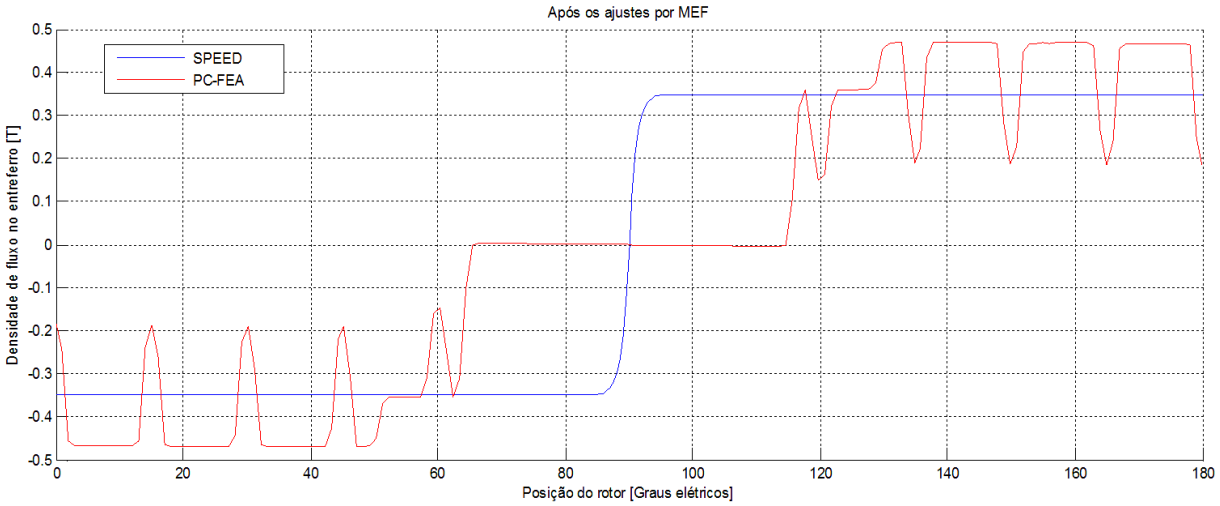


Figura 5.4 – Gráfico do *Bg* gerado pelos ímãs considerando D1=D2=16mm com ajustes.

O próximo passo é repetir as análises anteriores para o Caso 2, ou seja, $D_1 = D_2 = 29{,}36\,\mathrm{mm}$. Deste modo, supõe-se que o rotor é formado somente por lâminas que tenham o

diâmetro utilizado para formar a área de mancal. Novamente, realizam-se então as simulações analítica e numérica da mesma maneira descrita no Caso 1, e logo após comparam-se ambos os resultados obtidos. A Figura 5.5, ilustra os resultados obtidos do fluxo magnético que atravessa o entreferro, considerando a posição rotor, pelos dois métodos de cálculo.

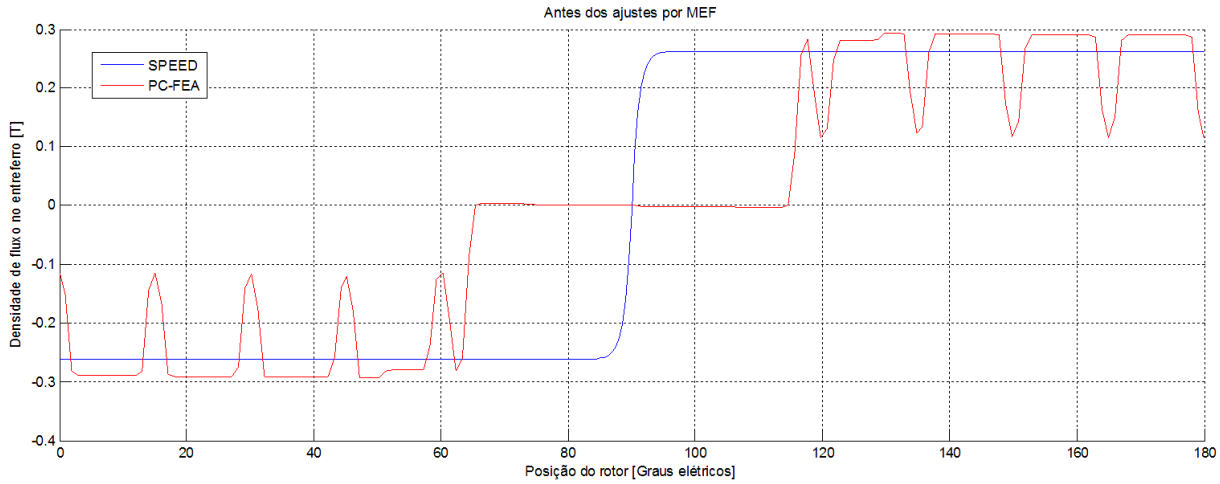


Figura 5.5 – Gráfico do *Bg* gerado pelos ímãs considerando D1=D2=29,36mm sem ajustes.

Da mesma forma, para este novo resultado ajusta-se X_{Brt}. Com valor de $X_{Brt} = 1{,}15$, é possível obter um valor comum médio entre os cálculos do fluxo magnético igual a $0{,}27\ T$. O valor da tensão induzida no enrolamento da marcha calculado é de $E_{02} = 92{,}7V$. Note que este valor é menor do que o obtido considerando o pacote formado somente com lâminas de diâmetro $D_1 = D_2 = 16mm$, pois para o segundo caso define-se um circuito com maior relutância magnética. A Figura 5.6 exibe os valores do fluxo magnético que atravessa o entreferro, considerando a posição rotor, após o ajuste de $\mathrm{X_{Brt}}$.

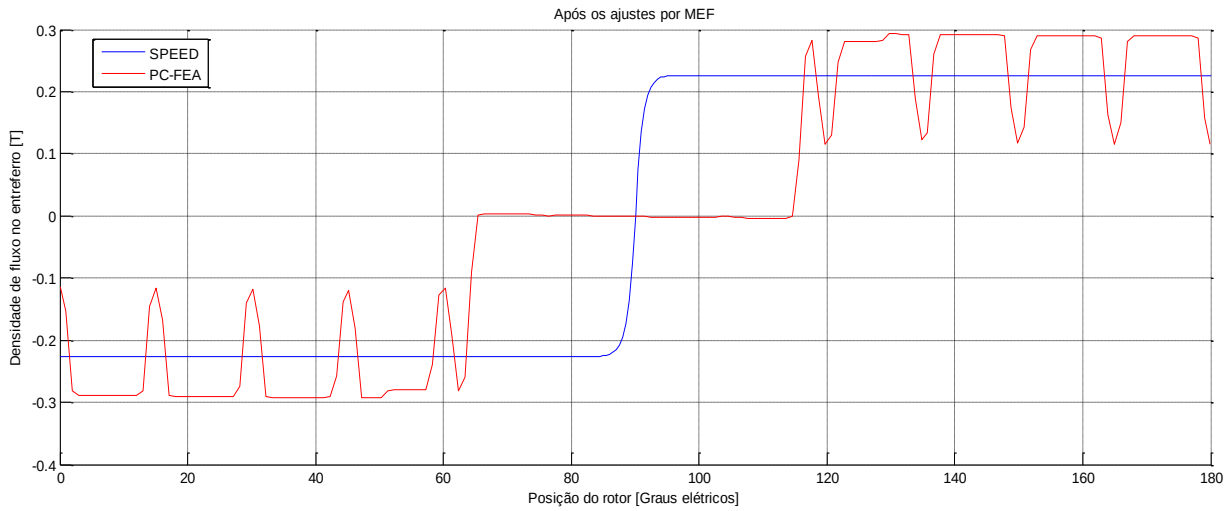


Figura 5.6 – Gráfico do *Bg* gerado pelos ímãs considerando D1=D2=29,36mm com ajustes.

Como apresentado na Figura 4.15, o rotor possui regiões bem definidas quanto aos locais determinados para a fixação do eixo e para área de mancal. No entanto, até agora foi considerado o rotor contendo apenas uma região de cada vez, em que os resultados apresentados seguem a mesma característica de entrada. Assim, propõe-se relacionar ambos os resultados obtidos dos casos 1 e 2 para que o modelo de simulação se aproxime ao rotor composto de ambas as lâminas exibidas na Figura 4.8. Deste modo, relacionam-se os resultados da maneira que segue:

$$E_0 = \frac{H_1 \times E_{01} + H_2 \times E_{02}}{H} \tag{60}$$

Com valores de:

H=48 mm;

H_1=23,4 mm;

H_2=24,6 mm.

O resultado da tensão induzida do motor a vazio, isto é, com os terminais do estator abertos, considerando o rotor com área de mancal igual H_2 é $E_0 = 93{,}8\,V$. Este resultado confirma a redução esperada do valor da tensão induzida do motor com a presença da área de mancal no rotor quando comparada a um rotor sem essa característica.

5.1.2 Análise em Carga

Depois de analisar o motor na condição em aberto, novas simulações são realizadas para validar o efeito da área de mancal do rotor na eficiência do LSPMSM em carga nominal, que neste caso está definida como $0{,}17\ N.m$, caracterizando ação para atender à 5ª etapa do procedimento ilustrado na Figura 3.1.

Adicionalmente ao ajuste realizado no coeficiente X_{Brt} com o intuito de corrigir o valor E_0, também é necessário calibrar um novo coeficiente, X_{cq} que leva em consideração o efeito da saturação no cálculo das reatâncias, principalmente nas reatâncias do eixo q. Cabe dizer que E_0 para o motor em carga não possui a mesma propriedade do teste com o estator em aberto, pois dessa vez a fonte está conectada ao circuito. Desta forma, referencia-se a este parâmetro como E_{0carga}. Sendo assim, define-se o seguinte procedimento de simulações:

- Definem-se os mesmos dois casos da análise anterior. Caso 1: $D_1 = D_2 = 16mm$; Caso 2: $D_1 = D_2 = 29{,}36\,mm$. Os demais passos definidos na sequência serão executados para cada um destes casos;
- Executa-se simulação em modelo analítico em carga e também utilizando método numérico;
- Representam-se os resultados obtidos em um "diagrama i –Ψ" para ambos os métodos;
- Ajustam-se os coeficientes X_{Brt} e X_{cq} por tentativas, por meio de iterações no modelo analítico até que os resultados se aproximem dos valores obtidos por métodos numéricos;
- Associam-se os resultados obtidos nos casos 1 e 2, para definir os resultados finais.

Para o Caso 1, num primeiro momento, os coeficientes X_{Brt} e X_{cq} estão definidos com valor igual a 1 e o ângulo de carga é alterado até que o valor alcance a carga exigida pela aplicação definida como $0{,}17\ N.m$. Desta etapa em diante, o motor é tratado como um motor bifásico equilibrado até a finalização dos ajustes, seguindo a metodologia adotada. Deste modo, o arquivo original é convertido para um motor bifásico equilibrado (automaticamente realizado pelo SPEED) e com o motor balanceado iniciam-se os ajustes de X_{Brt} e X_{cq}. Outra vez, por meio do módulo PC-FEA (Análise por métodos numéricos) novas simulações são executadas e com base nestes resultados, obtém-se a curva de conversão de energia, ou "diagrama i –Ψ".

i→Corrente de fase que percorre o enrolamento de marcha do estator

Ψ→Soma do fluxo magnético dos ímãs e a componente de corrente do estator.

Este diagrama representa os valores Ψ *versus* i, obtidos por simulação, sendo que i é o valor instantâneo da corrente de fase e Ψ é o fluxo magnético instantâneo durante um ciclo elétrico completo [24].

Como exposto previamente, os LSPMSMs são muito afetados pelo efeito da saturação principalmente o eixo q, estendendo em seu efeito alterações no fluxo gerado pelos ímãs que cruzam o entreferro [31]. Portanto, efeitos da saturação podem ser observados no "diagrama i –Ψ" e são utilizados para a correção dos coeficientes do modelo analítico, caracterizado neste trabalho como X_{cq}.

Desta forma comparam-se os "diagramas i –Ψ" obtidos pelo PC-FEA e o cálculo analítico, como segue na Figura 5.7.

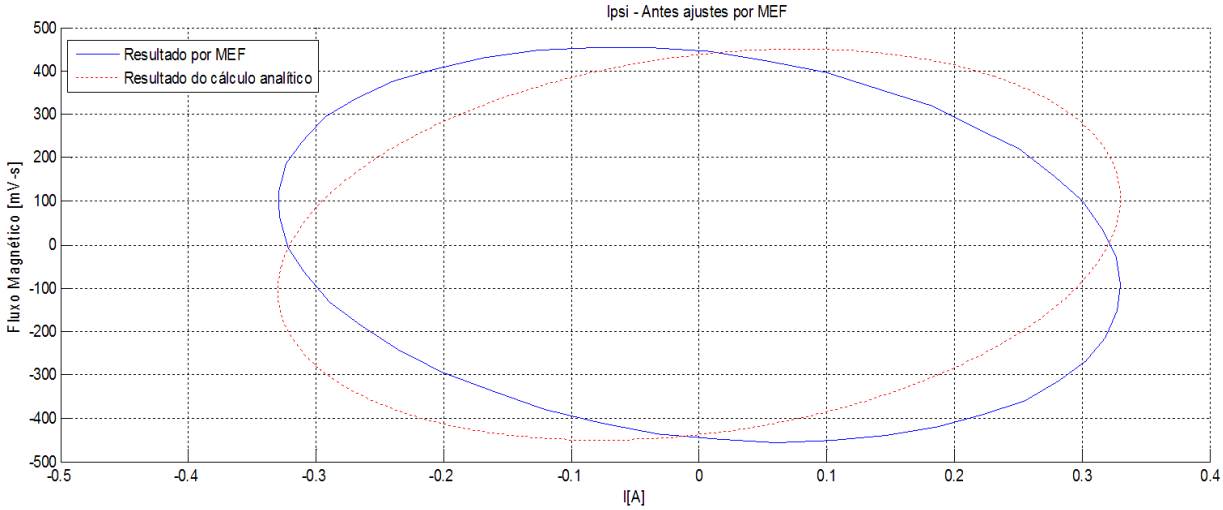


Figura 5.7 – Diagrama i –Ψ considerando D1=D2=16mm – Antes dos ajustes.

Observa-se que as curvas da Figura 5.7 não são concordantes, pois o efeito da saturação não está sendo levado em conta para os resultados do modelo analítico. Ajustam-se então os coeficientes X_{Brt} e X_{cq} de maneira que as curvas se aproximem o máximo possível, por meio de tentativas representadas por simulações. Com os valores de $X_{Brt1} = 1{,}1$ e $X_{cq1} = 0{,}6$ consegue-se o ajuste. O valor da tensão induzida, no caso em que $D_1 = D_2 = 16mm$ com os ajustes anteriores é $E_{01carga} = 104\ V$. A Figura 5.8 demonstra o "diagrama i –Ψ" com as correções.

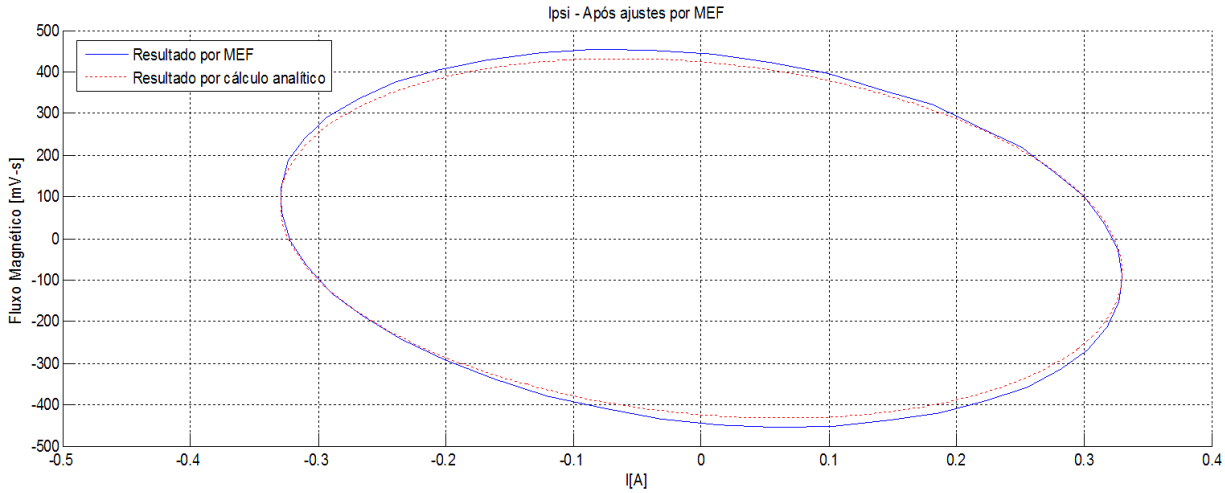


Figura 5.8 – Diagrama i –Ψ considerando D1=D2=16mm – Após os ajustes.

Utilizam-se estes coeficientes ($X_{Brt1} = 1{,}1$ e $X_{cq1} = 0{,}6$) no arquivo original, isto é sem converter para o motor um balanceado bifásico, de modo a simular o motor sem a área de

mancal no rotor e avaliar assim o desempenho. O resultado obtido da eficiência de tal motor foi de 80,7% e a Tabela 5.1 exibe os resultados.

Tabela 5.1 – Dados de desempenho em regime considerando D_1=D_2=16mm.

Eficiência	Torque eixo	E_{01}
80,7%	**0,17 N.m**	**95 V**

A Figura 5.9 exibe em detalhes o mapa de campo obtido pelo cálculo de métodos de elementos finitos em que se verificam pontos de saturação representados pelas cores mais vivas após os ajustes.

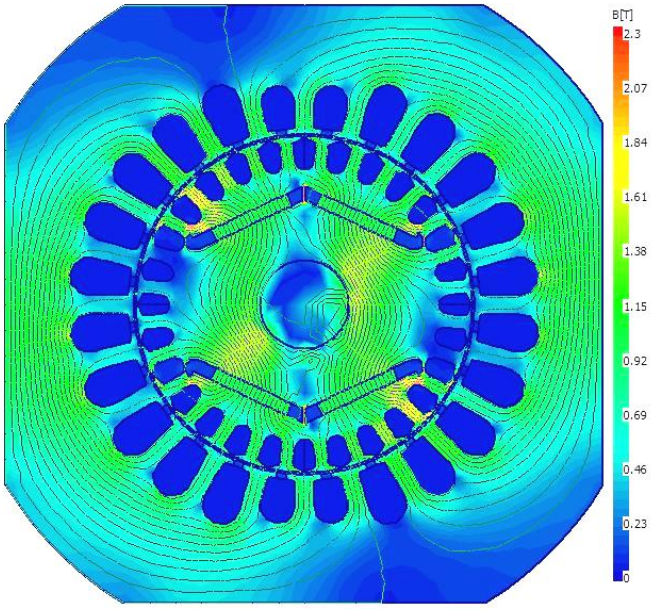


Figura 5.9 – Mapa de campo obtido por MEF considerando D_1=D_2=16mm.

Aplicando os mesmos procedimentos para o Caso 2 ($D_1 = D_2 = 29{,}36\ mm$) tem-se a Figura 5.10 que exibe o "diagrama i –Ψ" dos resultados analíticos e numéricos obtidos sem os ajustes em X_{Brt} e X_{cq}.

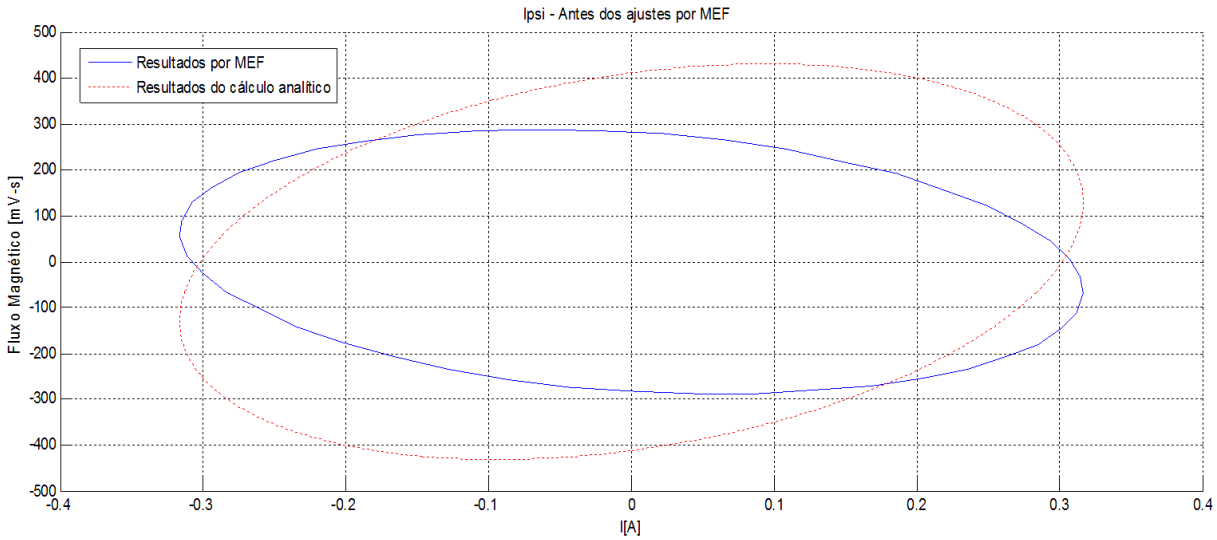


Figura 5.10 – Diagrama i –Ψ considerando D_1=D_2=29,36mm – Antes dos ajustes.

Novamente os ajustes são realizados em X_{Brt} e X_{cq} de tal forma a fazer com que as curvas se aproximem o máximo possível uma da outra. Por isso os ajustes obtidos são $X_{Brt2} = 0{,}7$ e $X_{cq2} = 1{,}15$. O valor da tensão induzida, no caso em que $D_1 = D_2 = 29{,}36mm$ com os ajustes anteriores é $E_{02carga} = 92{,}7\,V$. A Figura 5.11 demonstra o "diagrama i –Ψ" com as correções.

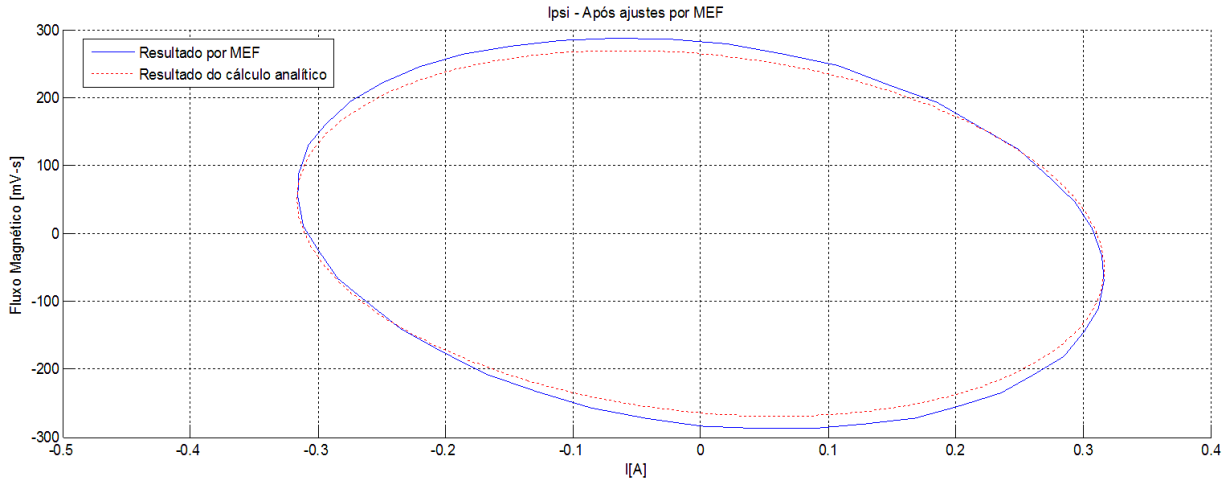


Figura 5.11 – Diagrama i –Ψ considerando D1=D2=29,36mm – Após os ajustes.

Da mesma forma, utilizam-se estes coeficientes ($X_{Brt2} = 0{,}7$ e $X_{cq2} = 1{,}15$) no arquivo original, isto é sem converter para o motor um balanceado bifásico, de modo a simular o motor sem a área de mancal no rotor e avaliar assim o desempenho. O resultado obtido da eficiência de tal motor foi de 79,7%.

Tabela 5.2 – Dados de desempenho em regime considerando D_1=D_2=29,36mm.

Eficiência	Torque eixo	E_{01}
79,7%	0,17 N.m	92,7 V

Adicionalmente, nota-se que o valor do ajuste de X_{cq2} é maior que o valor X_{cq1}, isto se deve à maior saturação no rotor quando $D_1 = D_2 = 29{,}36\ mm$, devido à menor quantidade de material magnético disponível. Assim, a Figura 5.12 também exibe em detalhes o mapa de campo obtido pelo cálculo de métodos de elementos finitos em que se verificam pontos de saturação representada pelas cores mais vivas após os ajustes.

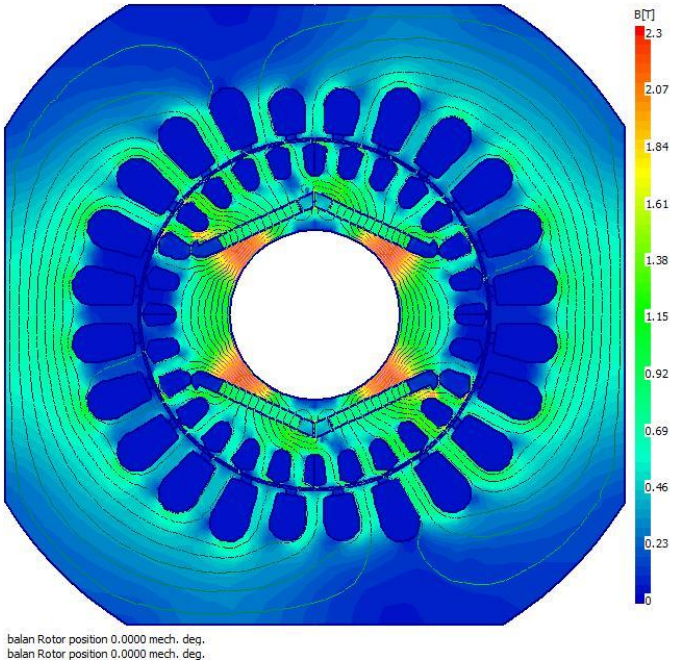


Figura 5.12 – Mapa de campo obtido por MEF considerando D_1=D_2=29,36mm.

Com os valores obtidos em ambas as simulações em carga determinam-se $E_{0nomcarga}$ e X_{cqnom} de acordo com as relações:

$$X_{cqnom} = \frac{H_1 \times X_{cq1} + H_2 \times X_{cq2}}{H} \tag{61}$$

$$E_{0nomcarga} = \frac{H_1 \times E_{01carga} + H_2 \times E_{02carga}}{H} \tag{62}$$

Com valores de:

H=48 mm;

H_1=23,4 mm;

H_2=24,6 mm.

Obtêm-se $X_{cqnom} = 0{,}648$ e $E_{0nomcarga} = 98{,}5\ V$.

Como etapa final, utiliza-se o arquivo original (com o motor não balanceado) e utilizam-se os valores definidos para X_{cqnom}e $E_{0nomload}$. No entanto desta vez com $D_1 = 16mm$ e $D_2 = 29{,}36mm$, encontra-se o diâmetro médio de acordo com (63).

$$D_{nom} = \frac{H_1 \times D_1 + H_2 \times D_2}{H} \tag{63}$$

O valor de X_{Brt} é elevado lentamente até o valor calculado para que a tensão induzida seja igual a $E_{0nomcarga} = 98{,}5\ V$. Em seguida, ajusta-se o ângulo de carga até que o torque fornecido pelo eixo seja igual a $0{,}17\ N$. A eficiência obtida para o LSPMSM com a área de mancal de valor nominal igual $23{,}4\ mm$ é igual a 81,7 %. Este resultado indica que embora a área de mancal tenha provocado a redução da tensão induzida, o mesmo efeito não foi verificado com a eficiência do motor que se manteve praticamente a mesma.

A Tabela 5.3 reúne os resultados obtidos na rotina de simulação realizada.

Tabela 5.3 – Dados de desempenho em regime do motor.

Eficiência	Torque eixo	E_0
81,7%	**0,17 Nm**	**93,8 V**

A Tabela 5.3 exibe os resultados de eficiência obtidos em simulação para o motor trabalhando na carga utilizada como referência, desta forma este valor será comparado com os valores obtidos nos testes práticos que são apresentados no item em sequência. O valor da tensão induzida apresentado nesta mesma tabela foi obtido por simulação considerando o estator em aberto; este valor também será utilizado para comparação com valores obtidos em testes práticos. Justifica-se utilizar o valor de tensão induzida obtida a vazio e não o valor da tensão induzida considerando o motor em carga pela facilidade em conseguir realizar a medida com o estator aberto. Além disso, entende-se que o efeito em estudo pode ser plenamente observado com o circuito em aberto.

Adicionalmente, executou-se uma simulação considerando todos os ajustes descritos para obter os resultados expostos na Tabela 5.3, e assim avaliar os torques assíncronos do motor. A Figura 5.13 exibe as curvas de torque considerando a presença do capacitor de partida e também a curva somente com o capacitor de marcha. Cabe ressaltar que o motor LSPMSM projetado neste trabalho faz uso de ambos os capacitores, sendo que o capacitor de partida foi retirado do circuito assim que o motor inicia o funcionamento.

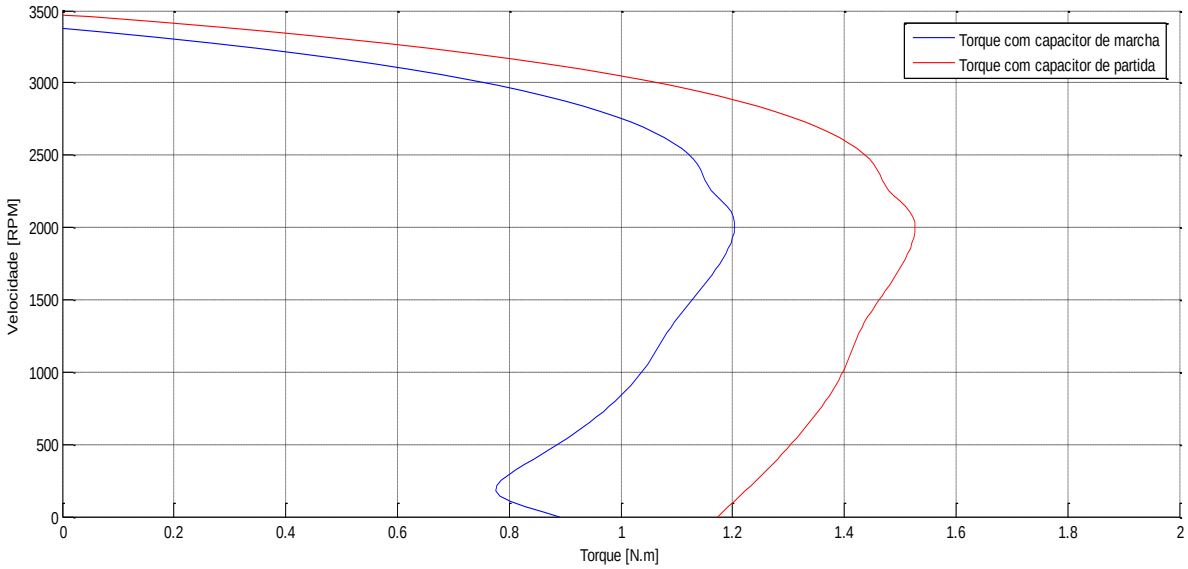


Figura 5.13 – Curva de Torque x Velocidade – Com os ajustes.

Avaliam-se assim os resultados demonstrados na Tabela 5.3 e na Figura 5.13 verificando se ambos os resultados atendem às necessidades de eficiência e torques, o que finaliza as 6ª e 7ª etapas do procedimento estabelecido e ilustrado na Figura 3.1. Caso se verifique que os resultados foram positivos, como foi decidido para o projeto apresentado, inicia-se a fabricação do protótipo.

Além disso, tem-se que os valores do torque assíncrono obtidos com esta proposta são suficientes para garantir a partida do motor. Com base nos resultados da simulação tem-se que o efeito da área de mancal no rotor é a redução da tensão induzida, no entanto o mesmo comportamento não foi verificado na eficiência do motor, ou seja, não houve redução na eficiência do motor pela influência da área de mancal no rotor.

5.2 Testes Práticos

No sistema de ensaio para a realização dos testes práticos foram utilizados equipamentos em bancada para aferição dos resultados. Nos ensaios de levantamento das curvas de torque assíncrono foi empregado um dinamômetro vertical (absorção por motor elétrico), enquanto que para a medida de eficiência foi utilizado um dinamômetro horizontal (absorção por histerese). Também foi necessária a utilização de um multímetro para medir a tensão de E_0 nos terminais do estator (ilustrações no Apêndice B).

Os resultados das medidas são utilizados para comparar com os valores obtidos por simulação computacional de tal maneira a validar a metodologia proposta. Sendo assim, visando obter dados suficientes os testes foram realizados em três arranjos distintos:

1. Ensaio 1: Testes em uma peça (peça 1) sem área de mancal interna ao rotor, ou seja, considerando a Figura 5.2 com $D_1 = D_2 = 16mm$. Assim uma peça foi fabricada com tais características. Testes de consumo no ponto de carga e medida da tensão induzida foram realizados nesta peça. A seguir os testes realizados são detalhados:
   - Teste de consumo: teste realizado em um dinamômetro de absorção por histerese para impor a carga desejada e assim medir a potência consumida pelo motor para atender a demanda. Como o eixo é acoplado a um tacômetro e o equipamento possui interface programável, o cálculo da eficiência obtido;
   - Teste para aferição de torques: teste realizado em dinamômetro vertical por absorção via motor elétrico, que possibilita medir o torque assíncrono disponível no motor;
   - Teste para medir a tensão induzida a vazio: impõe-se velocidade síncrona ao motor (3600 RPM) e mede-se, por meio de um multímetro, a tensão induzida nos terminais da bobina de marcha do estator.
2. Ensaio 2: Testes em uma peça (peça 2) com área de mancal interna ao rotor, ou seja, considerando a Figura 4.15 e a Figura 5.2 com $D_1 = 16\ e\ D_2 = 29{,}36mm$. Assim uma peça foi fabricada com tais características. Testes de consumo no ponto de carga, medida da tensão induzida e também da curva de torque assíncrono foram realizados nesta peça;
3. Ensaio 3: Os testes de consumo no ponto de carga e medida da tensão induzida foram repetidos na peça 2, no entanto com a adição de um anel (peça 3) de acordo com a Figura 4.18.

Enquanto os ensaios 1 e 2 anteriormente descritos visam obter resultados para comparação com os dados obtidos por simulação computacional, o ensaio 3 é proposto de tal maneira a evidenciar a influência da área de mancal no testes em bancada.

Sendo assim, a Tabela 5.4 exibe os resultados dos ensaios realizados na peça 1 e também da simulação contidas na Tabela 5.1:

Tabela 5.4 – Dados de desempenho em regime do motor para a peça1.

	Eficiência	Torque eixo	E_0
Testes de bancada	**82,9%**	**0,17 N.m**	**92,7 V**
Simulações	**80,7%**	**0,17 N.m**	**95 V**

Na Tabela 5.5 seguem os resultados para a peça 2, os quais foram comparados com os resultados apresentados na Tabela 5.3. Nesta tabela observa-se que os resultados da simulação considerando todos os ajustes foram bem próximos dos resultados do protótipo.

Tabela 5.5 – Dados de desempenho em regime do motor para a peça 2.

	Eficiência	Torque eixo	E_0
Testes de bancada	**82,7%**	**0,17 N.m**	**90,2 V**
Simulações	**81,7 %**	**0,17 N.m**	**93,8 V**

Na peça 2 também foram realizados os testes para levantamento da curva de torque assíncrono do motor. A Figura 5.14 exibe os resultados obtidos no teste realizado no dinamômetro vertical para obtenção de tais informações:

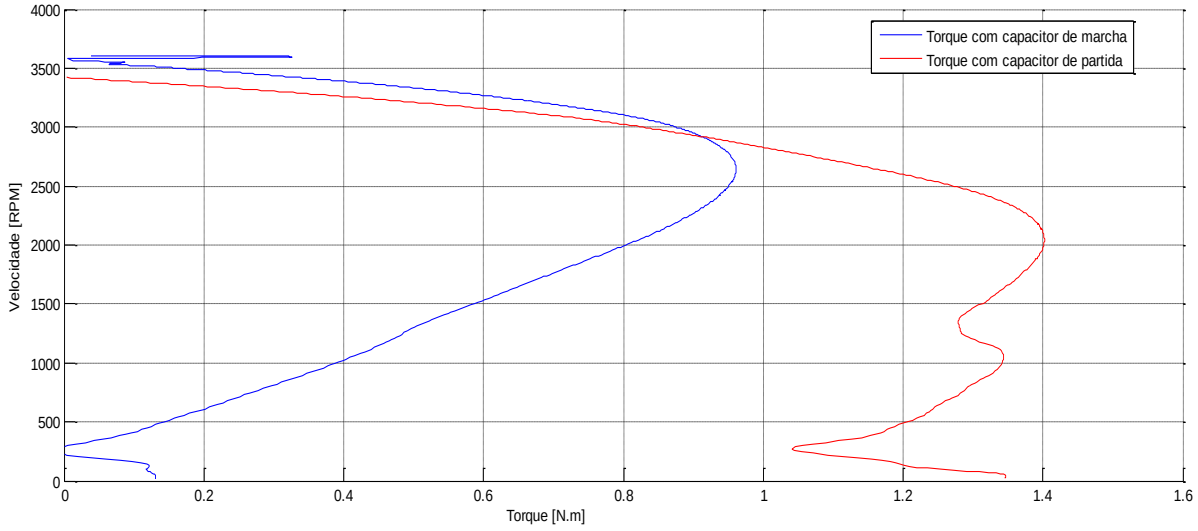


Figura 5.14 – Curva de Torque x Velocidade obtidas nos testes em bancada.

Por fim, é adicionado o anel na peça 2, de tal forma a preencher totalmente a área de mancal (Figura 4.18), e executam-se novamente os testes de consumo no ponto de carga e medida da tensão induzida. A Tabela 5.6 exibe os resultados dos testes:

Tabela 5.6 – Dados de desempenho em regime do motor para a peça 3.

Eficiência	Torque eixo	$E_{0nomload}$
82,8%	0,17 N.m	92,5 V

Ao comparar os dados demonstrados na Tabela 5.1 e Tabela 5.4, que representam o rotor sem a área de mancal, ou seja, $D_1 = D_2 = 16mm$, tem-se que os resultados ficaram próximos, apresentando um erro na ordem +2,5% para a tensão induzida enquanto que para a eficiência o erro foi de -2,6% quando se comparam os dados simulados com os obtidos os testes de bancada (como referência desta comparação foi utilizado os resultados de bancada).

Considerando o rotor com área interna para alocar o mancal, ou seja, $D_1 = 16\ e\ D_2 = 29{,}36mm$, tem-se os resultados nas Tabelas 5.3 e 5.5. Novamente os resultados dos testes em bancadas concordam com os testes levantados por simulação, com erro relativamente baixo.

Além disso, ao analisar os resultados da Tabela 5.4 e 5.5 tem-se que o valor da tensão induzida para o rotor com a área de mancal é menor do que o rotor sem esta característica. Com isso indica-se que em aplicação real o rotor apresenta circuito magnético com maior relutância, comprovando a proposta apresentada.

Ao adicionar o anel na peça 2, nota-se que os resultados apresentados na Tabela 5.6 se assemelham aos valores da Tabela 5.4. Este resultado possibilita concluir que a porção de material magnético em formato de anel, ao preencher a área destinada ao mancal aumenta a permeabilidade magnética nesta região, proporcionado valores de tensão induzida próximas a de um rotor sem área de mancal. No entanto, mesmo sendo observada redução nos valores de tensão induzida verifica-se que tais valores são relativamente baixos. Desta forma não houve redução significativa na eficiência do motor, o que se pode verificar ao comparar os resultados da Tabela 5.4 e 5.6. Cabe ressaltar que pela Figura 4.15 o valor de H_1 é muito próximo de H_2, caracterizando um dos casos mais críticos a ser confrontado por um projetista de motor. Portanto, esta característica não representa problemas quanto à causa de baixo rendimento do motor para o caso apresentado, com ressalva para situações em que H_2 for muito maior que H_1, em que se deve refazer o estudo.

Quanto ao torque assíncrono ilustrado nas Figuras 5.13 e 5.14, as curvas mostraram tendência semelhante principalmente nas curvas de torque em que se aplica o capacitor de partida no circuito. Entende-se assim que a metodologia empregada, embora tenha sido originalmente proposta para aplicações em motores trifásicos, é apta a obter protótipos com as características muito próximas das levantadas com o auxílio de ferramentas da simulação,

com boas estimações de desempenho quanto à eficiência e a torques necessários para o início do funcionamento em um motor monofásico.

6 CONCLUSÕES

O presente trabalho apresentou uma proposta de metodologia de projeto para a construção de um motor LSPMSM. A utilização do programa de computador SPEED (Cd-Adapco) possibilitou a execução da análise de simulação em ambos os cálculos analíticos e numéricos de tal forma a obter dados confiáveis para a fabricação do protótipo.

No contexto da necessidade de motores que apresentem nível de eficiência superior aos motores de indução atuais, os resultados obtidos em bancada e em simulação mostraram um motor com eficiência elevada. Considerando o fato da grande expressão do consumo de energia por parte de despesas na refrigeração doméstica, pode-se considerar tal valor como atrativo.

A respeito de uma das maiores desvantagens deste tipo de motor que é a partida devido à influência negativa dos ímãs neste momento, foi possível obter no projeto torque suficiente para atender a aplicação. A obtenção das curvas de torque assíncrono deste motor demonstrou valores suficientes para superar os torques negativos causados pelos ímãs no momento da partida e, além disso, às necessidades da aplicação.

Anterior ao início da execução da análise da influência da área de mancal no rotor de um motor LPSMSM foi proposta a adoção de um método para trabalho que envolve a simulação de modelos de máquina por meio de computadores para aumentar o índice de acerto no projeto de novos protótipos, reduzindo assim os gastos globais no projeto. Neste método considera-se a necessidade de adicionar passos para analise do efeito da saturação que é característica do motor LSPMSM. Deste modo, ajustes por meio do MEF realizados aos parâmetros do programa analítico alteraram os resultados obtidos, e estes se aproximaram dos resultados dos testes realizados em bancada. E assim considera-se a metodologia utilizada como apropriada para a execução de projetos desta natureza.

Neste trabalho abordou-se a necessidade de conciliar no projeto necessidades de áreas distintas necessárias na construção de qualquer motor elétrico, que são as áreas de engenharia elétrica e mecânica. Assim, elaborou-se um estudo de modo expor dados para a tomada de decisões no projeto considerando os efeitos no desempenho no motor causado aqui por necessidade de aumento da robustez mecânica do mancal.

A influência da área de mancal interior ao rotor se deu com a diminuição da tensão induzida em vazio com estator em aberto. O caso estudado considerou a necessidade de área

de mancal idêntica ao motor de indução de referência, que se aproxima a valores da metade do pacote do motor projetado. Como consequência, houve aumento da relutância do circuito magnético do rotor comprovado pela já citada diminuição da tensão induzida no estator. Contudo, tal redução se manteve com valores de baixa magnitude e desta forma não houve efeito representativo quanto à redução na eficiência do motor. Cabe ressaltar novamente que de acordo com Figura 4.15 o valor de H_1 é muito próximo de H_2, o que possivelmente representa um dos casos mais críticos a ser confrontado por um projetista de motor. Portanto, esta característica não representa problemas quanto à causa de baixo rendimento do motor para o caso apresentado, com ressalva para situações em que H_2 for muito maior que H_1. Nestas situações, deve-se refazer o estudo.

A adoção de dados na literatura permitiu que a construção de um protótipo fosse realizada com sucesso para a execução deste trabalho, o que possibilitou a realização de ensaios em bancada e também da análise do estudo proposto. Com o conhecimento necessário para a fabricação do protótipo, foi possível a realização de um projeto otimizado quanto à quantidade de material magnético e ímãs utilizados, permitindo a obtenção de um motor LSPMSM com eficiência elevada e com custo na medida do possível mais baixo.

Para finalizar, cabe ressaltar que este trabalho possibilitou a participação e publicação dos resultados evidenciados no *IEEE International Electric Machines and Drives Conference* [15].

6.1 Continuidade da Pesquisa

Conforme apresentado neste trabalho, este documento caracteriza um estudo realizado em um LSPMSM com o objetivo de identificar o efeito da área de mancal no desempenho do motor e com a finalidade de identificar uma metodologia em que esta variável possa ser levada em consideração no projeto.

O programa de computador utilizado, o SPEED (Cd-Adapco), possui modelagem por método analítico em que determinados parâmetros foram corrigidos por análise numérica (FEM) devido ao efeito de saturação que ocorre no tipo de máquina estudado.

No que se segue, pretende-se conduzir estudos para a modelagem de toda a máquina para realização dos cálculos via métodos numéricos. Com isso podem ser incluídos maiores detalhes nos cálculos desde que folgas possam ser mais tratadas com detalhes. Dentre essas folgas destacam-se o espaço entre os ímãs inseridos dentro do rotor e o aço do pacote, representado assim mais um pequeno entreferro a ser considerado. Além disso, o próprio

mancal que é alocado dentro da área do rotor é composto por ferro fundido e influencia no circuito magnético do motor. Portanto, espera-se que ao considerar maiores detalhes, os resultados a serem obtidos em simulação se aproximem ainda mais dos resultados de bancada.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] KNIGHT, A. M. e MCCLAY, C. I., The Design of High-Efficiency Line-Start Motors, **IEEE Transactions on Industry Applications**, Vol. 36, No. 6, 2000.

[2] MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA, **Resenha Energética Brasileira**.[On Line] [Citado em: 12/03/2010]. http://www.mme.gov.br/mme/galerias/arquivos/publicacoes/BEN/3_-_ Resenha_Energetica/Resenha_Energetica_2009_-_PRELIMINAR.pdf.

[3] TEIXEIRA, F. H. P., **Metodologia para projeto, construção e ensaio de máquina síncrona de imã permanente - MSIP**. Dissertação (Mestre em Ciências) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2006.

[4] HERSLOF, U., **Design, analysis and verification of a line start permanent magnet synchronous motor**. Dissertação (Mestre em Ciências) - Royal Institute of Technology, 1996.

[5] MILLER, T. J. E., *Single-phase permanent-magnet motor analysis*, **IEEE Transactions on Industry Applications**, Vol. IA-21, pp. 651-658, 1985.

[6] RAHMAN, M. A. e OSHEIBA, A. M., Performance analysis of single-phase permanent magnet motors, **Electric Energy Conference**, 1987.

[7] MERRILL, F. W., Permanent-magnet excited synchronous motors, **AIEE Fall General Meeting**, 1954.

[8] SILVA, C. A., **Análise dos Transitórios de Partida de um Motor Síncrono Trifásico a Ímãs Permanente com Partida Direta da Rede**. Tese (Pós Doutorado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 2008.

[9] WOHLFARTH, E. P., **Handbook of Magnetic Material**, Volume 4. Editora Elsevier, 1988.

[10] KALLUF, F. J. H., POMPERMAIER,C., FERREIRA da LUZ, M. V., SADOWSKI, N., Magnet Flux Optimization Method for Line-Start Permanent Magnet Motors, **Proceedings of the International Electrical Machines and Drives Conference (IEMDC)**, 2009.

[11] RODGER, D., LAI, H. C., HILL, R. J., COLES, P. C., ROBINSON, F., A New High Efficiency Line Start Motor with High Starting Torque, **Power Electronics, Machines and Drives**, pp. 551, 2006. .

[12] LIBERT, F., SOULARD, J., ENGSTROM, J., Design of 4-pole Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor, **International Conference on Eletric Machines (ICEM)**, 2002.

[13] POPESCU, M., MILLER, T. J. E., MCGILP, M. I., KALLUF, F. J. H., SILVA, C. A., DOKONAL, L. V., Effect of winding harmonics on the asynchronous torque of a single-phase line start permanent-magnet motor, **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol.42, no. 4, pp. 1014-1023, 2006.

[14] BASTOS, J. P. A., **Eletromagnetismo e Cálculo de Campos**, Editora da Universidade Federal de Santa Catarina, Florianopólis, 2004.

[15] LINO, M. A. B., SILVA, C.A., BIDAUD, F., VIEIRA, J. C., HERBET, P., ALVEY, A., Effect of Rotor Counter Bore in LSPMM, **Proceedings of the International Electrical Machines and Drives Conference (IEMDC)**, 2013.

[16] MILLER, T. J. E., POPESCU, M., COSSAR, C., MCGILP, M. I., STRAPPAZZON, G., TRIVILLIN, N., SANTAROSSA, R., Line start permanent magnet motor: Single-phase steady-state performance analysis, **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol.40, no. 2, pp. 516-525 , 2004.

[17] SILVA, C. A., CARDOSO, J. R., CARLSON, R., Analysis of a Three-Phase LSPMM by Numerical Method, **IEEE Transactions on Magnetics**, vol. 45, no. 3, 2009.

[18] KNIGHT, A. M., WILLIAMSON, S., Influence of magnet dimensions on the performance of a single-phase line start permanent motor, **IEEE International Eletric Machines and Drives Conference**, 1999.

[19] MILLER, T. J. E., NEUMANN, T. W., RICHTER, E., A permanent magnet excited high effciency synchronous motor with line start capability, **IEEE IAS Annual Meeting**, 1983.

[20] KALLUF, F. J. H., **Análise do funcionamento assíncrono de um motor monofásico síncrono de ímãs permanentes com partida direta**. Dissertação (Mestre em Ciências) - Universidade Federal de Santa Catarina, 2010.

[21] HONSINGER, V. B., Permanent magnet machines: Asyncronous operation, **IEEE Transactions Power Application Systems**, vol. PAS-99, pp. 1503-1509, 1980.

[22] MILLER, T. J. E., Syncronization of line-start permanent - magnet AC motor, I**EEE Transactions Power Application Systems**, vol. PAS-103, No 7, 1984.

[23] BINNS, K. J., BARNARD, W. R., JABBAR M. A., Hybrid permanent-magnet synchronous motors, **Proceeding Institute of Electrical Engineers**, vol.125, no.3, pp.203-208, Março, 1978.

[24] MILLER, T. J. E., **SPEED's Eletric Motors**, Editora da Univesidade de Glasgow, Glasgow, 2008.

[25] SANAGIOTTI, E. R., **Metodologia para projeto, construção e ensaio de máquina síncrona de imã permanente - MSIP**. Dissertação (Mestre em Ciências) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2007.

[26] POPESCU, M., MILLER T. J. E., MCGILP, M. I., STRAPPAZZON, G., TRIVILLIN, N., SANTAROSSA, R., Asynchronous Performance Analysis of a Single-Phase Capacitor-Start, Capacitor-Run Permanent Magnet Motor, **IEEE Transactions on Energy Conversion**, vol. 20, no. 1, 2005.

[27] FITZGERALD, E., KINGSLEY J. C., UMANS S. D., **Máquinas Elétricas**, Editora Bookman, Porto Alegre, 2006.

[28] HITACHI METALS, **Neomax magnet catalog**, Hitachi Metals, 2009.

[29] SILVA, C. A., GIBELLI, G. B., QUEIRÓS, H. D., CARLSON, R., LANDGRAF, F. J. G., Design of Single-Phase Induction Motors with Fully Processed Steel, **International Conference on Eletric Machines (ICEM)**, 2010.

[30] HELIER, B. e HAMATA, V., **Harmonic field effects in induction machines**, Editora Elsevier, 1977.

[31] MILLER, T. J. E., POPESCU, M., COSSAR, C., MCGILP, M. I., OLARU, M., DAVIES, A. J., STURGESS, J. P., SITZIA, A. M., Embedded Finite-element Solver for Computation of Permanent-Magnet Brushless Motors, **Industry Applications Conference**, 2006.

[32] RODRIGUES, D., **Processo de fabricação de ímãs**, Material de treinamento da Nobre Consultoria. [CURSO] [Realizado em: 10/12/2009].

[33] LANDGRAF, F. J. G., **Propriedades Magnéticas de Aços para fins Elétricos, Aços: perspectivas para os próximos 10 anos**. 1a ed. Rio de Janeiro, p. 109-128, 2002.

APÊNDICE A
DADOS DO CIRCUITO MAGNÉTICO

A utilização de ímãs em motores implica na adição de materiais com alto custo em sua fabricação. Embora sua contribuição em massa seja pequena quando comparada com o peso total do motor, os ímãs representam grande parcela no custeio [20]. Portanto conhecer bem as propriedades destes materiais é de grande importância, tanto no projeto do motor como em sua viabilização comercial.

Adicionalmente, tem-se que os caminhos dos fluxos magnéticos gerado nos ímãs do rotor e pelas correntes do estator trafegam por pacotes composto de lâminas de material ferromagnético. A escolha adequada destes materiais, normalmente aços elétricos, também traz melhoria no desempenho do motor, que é de interesse comum a este trabalho.

Por esta razão, apresentam-se na sequência as características e critérios adotados destes materiais que compõem o circuito magnético do LSPMSM projetado neste trabalho.

A.1 Ímãs

O conhecimento de que certos materiais possuem habilidades de atrair ferro não é recente. Em 1200 DC, os gregos documentaram a primeira aplicação prática dos ímãs em uma bússola que foi trazida da China para a Europa [4]. Até meados de 1900 os ímãs permanentes existentes eram aqueles providos pela natureza na forma de magnetita e em algumas outras ligas de ferro-carbono.

Em 1917 pesquisadores japoneses introduziram o aço cobalto, que representou um grande avanço na qualidade de materiais para a fabricação de ímãs permanentes. No ano de 1930, também neste mesmo país desenvolveram-se os ímãs compostos por liga de Alumínio, Níquel e Ferro, que atualmente ainda são materiais de grande representatividade comercial (alguns destes compostos também podem ser identificados por ímãs *Al-Ni-Co*, por possuir Cobalto como elemento de liga, no entanto a maior parte é composta por Ferro). Com o passar dos anos a qualidade magnética destes tipos de ímãs melhorou e em 1987 representavam metade da produção de todos os ímãs comercializados [32].

Outro importante grupo de materiais são os ímãs chamados Ferrite, estes materiais foram desenvolvidos em conjunto por Holanda e Alemanha também nos anos 30. Os ímãs de Ferrite são relativamente baratos e utilizados em diversas aplicações, no entanto possuem

qualidade magnética inferior aos ímãs de *Al-Ni-Co* como pode ser observado na Figura A.1, repetida neste apêndice:

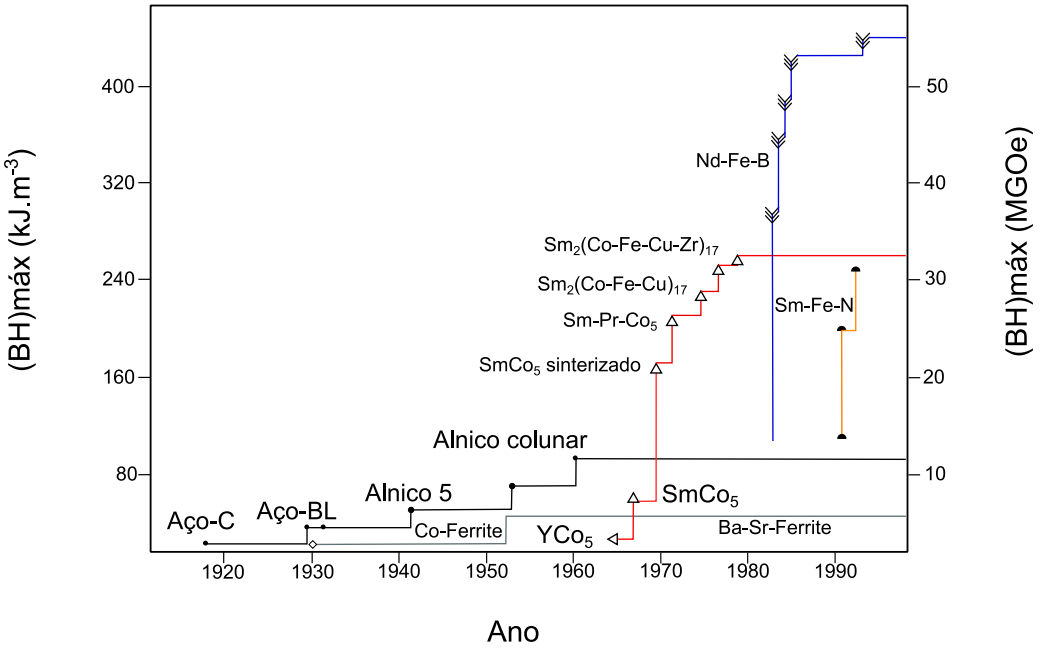


Figura A.1 – Evolução do $(BH)_{Max}$ dos ímãs no decorrer do século XX [9].

Em meados dos anos 70 um novo tipo de material magnético de alto desempenho foi descoberto: uma liga formada por materiais chamados de terras raras de Samário-Cobalto (SmCo). Os ímãs compostos por estes materiais possuem alta energia, $(BH)_{Max}$, e também maior estabilidade à temperatura em relação aos seus antecessores, porém com a desvantagem de possuir alto valor monetário por conter elementos pouco disponíveis na natureza.

Devido à instabilidade política no Zaire (atual República Democrática do Congo) ocorrida em 1979 e 1980, juntamente com o fato deste país estar entre os maiores detentores das reservas mundiais de Cobalto, houve um rápido e elevado aumento nos preços deste material inviabilizando a fabricação destes ímãs em larga escala. Este cenário motivou novas pesquisas com o intuito a desenvolver materiais ou ligas que pudessem substituir o Cobalto. E no ano de 1983 os ímãs de terras raras de Neodímio-Ferro-Boro foram apresentados por pesquisadores no Japão pela primeira vez.

Os ímãs de NdFeB possuem os mais altos produtos de energia entre todos os tipos de ímãs disponíveis que associados ao baixo custo em relação aos ímãs de SmCo tornaram-se preferência em projetos que requisitam sua utilização. No entanto, como desvantagem, os ímãs de NdFeB apresentam menor temperatura de Curie e portanto maior dependência quanto à temperatura de operação do que os ímãs de SmCo.

Com as características dos ímãs disponíveis apresentadas, foram empregados neste projeto os ímãs de NdFeB devido ao seu baixo custo *versus* produto de energia (BH), e por apresentar o produto de energia (BH) suficiente para atender a este projeto e também por ter temperatura de Curie dentro da janela de aplicação proposta.

A.2 Curva de Magnetização e Histerese

A curva de magnetização e histerese representa as principais características dos materiais magnéticos, pois descreve a curva que relaciona a densidade de fluxo magnético *B* em função da intensidade de campo *H* aplicada ao material. A Figura A.2 usualmente é obtida por métodos empíricos e ilustra uma curva genérica de um material ferromagnético de acordo com o conceito anteriormente apresentado.

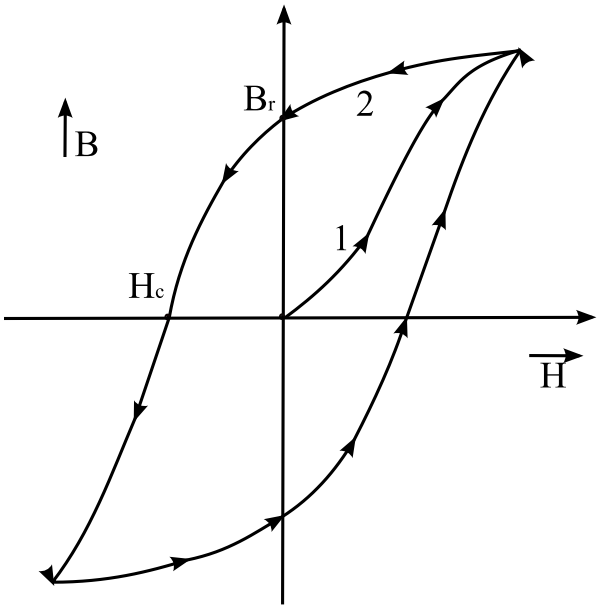


Figura A.2 – Curva de magnetização e histerese [32].

Das informações representadas pela Figura A.2 pode-se destacar:

- B_r: Representa a indução remanescente, que é o valor de indução magnética do material após a redução do campo *H* para um valor nulo (Zero);
- H_c: Representa o campo coercivo correspondente ao valor do campo *H* que flui com sentido oposto à magnetização, suficiente para reduzir a indução magnética *B* do material à zero.

A curva representada na Figura A.2 apresenta a relação de *B versus H* onde:

$$B = \mu_0 \cdot H + J \tag{64}$$

Sendo:

B→Densidade do fluxo magnético ou Indução Magnética;

H→Intensidade do campo magnético;

μ_0→Permeabilidade magnética do vácuo;

J→Magnetização do material.

A caracterização de um ímã através de suas propriedades intrínsecas é demonstrada pela curva *J versus H.* A Figura A.3 apresenta ambas as curvas sobrepostas considerando as características intrínsecas do material:

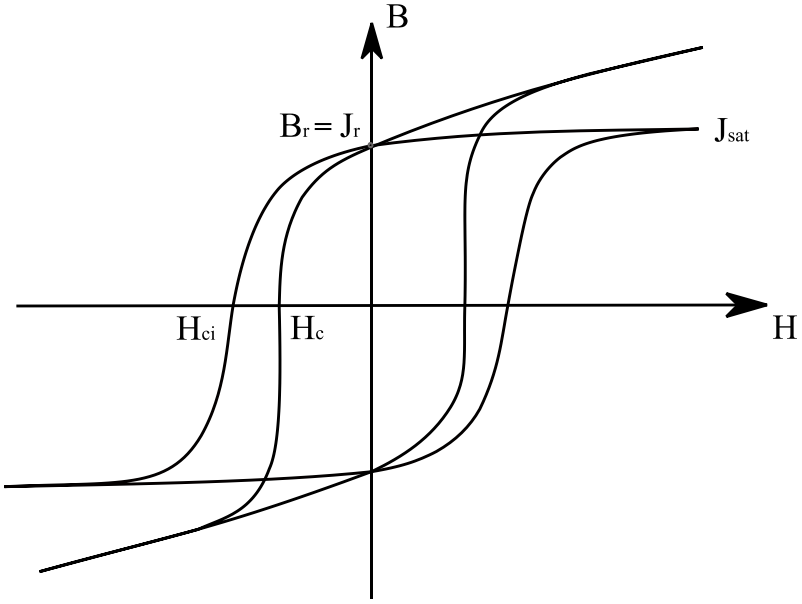


Figura A.3 – Curva de histerese e magnetização típica e propriedades intrínsecas do ímã [32].

Desta nova figura tem-se:

- H_{ci}: Representa a coercividade intrínseca do material que corresponde ao valor do campo *H* que flui com sentido oposto à magnetização, suficiente para reduzir a magnetização *J* do material a zero;
- J_{sat}: Corresponde ao estado de magnetização máxima do material, o aumento do valor do campo externo H não aumenta a densidade de fluxo magnético.

Pode-se verificar na Figura A.3 que a remanência B_r e J_r têm os mesmos valores para ambos os casos.

A.3 Ponto de Trabalho de Ímãs

Devido ao alto custo dos materiais magnéticos, o dimensionamento dos ímãs deve ser realizado de tal maneira a empregar a menor porção possível destes materiais para que seja obtido o valor de fluxo magnético desejável.

Uma propriedade dos ímãs que combina a capacidade de aplicar um campo e a sua resistência à desmagnetização é o produto de energia (BH). O máximo valor obtido por meio deste produto, $(BH)_{Max}$, é utilizado para determinar o volume de ímã necessário para produzir um campo magnético em um determinado volume de entreferro. Para estimar o valor de $(BH)_{Max}$ são representadas curvas no segundo quadrante do plano cartesiano, onde o produto (BH) é constante e se relaciona com a linha de carga, representada pelos pontos de trabalho do ímã. O ponto de trabalho *P* de um ímã é dependente do circuito magnético do motor, e pode ser definido como a intersecção entre a curva de desmagnetização do próprio ímã (BH) e a linha de carga do circuito magnético (Lc), de acordo com a Figura A.4.

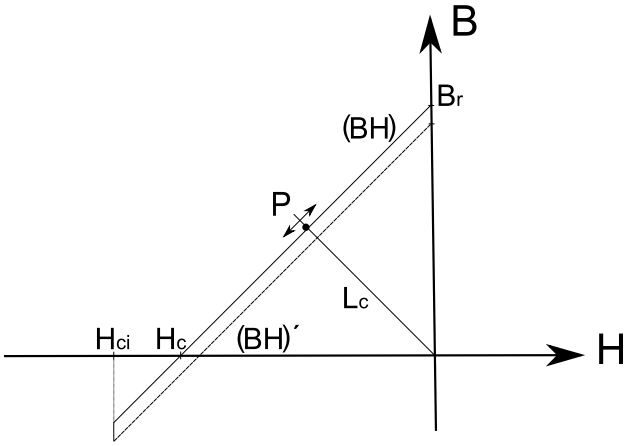


Figura A.4 – Ponto de trabalho do circuito magnético [4].

Se o circuito magnético se altera durante a operação ou se uma *fmm* de sentido oposto é aplicada ao circuito, o ponto de trabalho dos ímãs se move sobre a curva (BH). Caso o ponto de trabalho se mova sobre a região linear da curva, nenhuma deterioração das propriedades dos ímãs deve ocorrer, no entanto caso o mesmo se desloque após a extremidade da curva localizado em H_{ci} o ímã passará a trabalhar sobre (BH)´. Deste modo a indução remanescente B_r será reduzida permanentemente, caracterizando a permeabilidade de recuo do circuito magnético. Os ímãs podem ser magnetizados novamente para recuperar suas características iniciais, no entanto existe toda a inconveniência de desmontar a máquina para realizar tal operação.

De acordo com o apresentado em [4] o valor de $(BH)_{Max}$ dos ímãs ocorre quando o ponto de trabalho está localizado em: $B = \frac{B_r}{2}$. Este é o ponto ótimo para utilização dos ímãs, portanto a escolha do material e também do formato geométrico dos ímãs deve ser realizada pelo projetista de tal modo que o ponto de trabalho esteja próximo à condição mencionada.

Utilizando o resultado da dedução anterior em que $B = \frac{B_r}{2}$ e admitindo $B_r = J_{sat}$, aplicando na Equação (64) obtêm-se uma expressão para o produto de energia $(BH)_{Max}$:

$$(BH)_{Máx} = \frac{B_r^2}{4 \cdot \mu_0} \tag{65}$$

A dedução anterior pode ser direcionada para aplicação em projetos de circuitos magnéticos estáticos, que são aplicações em que o ponto de trabalho não se altera durante a operação. No entanto, em motores LSPMSM os ímãs estão expostos aos campos gerados pelo estator que podem deslocar o ponto de trabalho após o joelho da curva localizado em H_{ci}, causando a desmagnetização. Portanto, este efeito deve ser considerado ao dimensionar os ímãs.

Em [4] um estudo foi realizado através da análise por MEF para analisar o risco de desmagnetização dos ímãs em que o resultado final foi a utilização do ponto do trabalho de tal modo que:

$$B = \frac{3 \cdot B_r}{4} \tag{66}$$

A.4 Efeito da Temperatura no Ponto de Trabalho dos Ímãs

Os ímãs sofrem diretamente o efeito da temperatura alterando as suas características de tal modo a refletir no ponto de trabalho. A densidade de fluxo proporcionada pelos magnetos decai por efeito do aumento da temperatura [3], de acordo com a expressão (67):

$$B_{r(temp)} = B_{r(20ºC)}\left[1 + \alpha_{Br}\left(t_{emp} - 20\right)/100\right] \tag{67}$$

Sendo:

$B_{r(temp)}$→Densidade do fluxo magnético para certa temperatura;

$B_{r(20ºC)}$→Densidade do fluxo magnético para temperatura de 20ºC;

α_{Br}→Coeficiente de temperatura para B_r;

t_{emp}→Temperatura final de trabalho.

Com o aumento da temperatura não é somente o valor da densidade de fluxo que decai, o valor de H_{ci} também diminui e assim o ímã fica sujeito à desmagnetização por efeito de campos desmagnetizantes mais facilmente. A Figura A.5 ilustra duas situações que podem ser encontradas em um ambiente de aplicação do ímã.

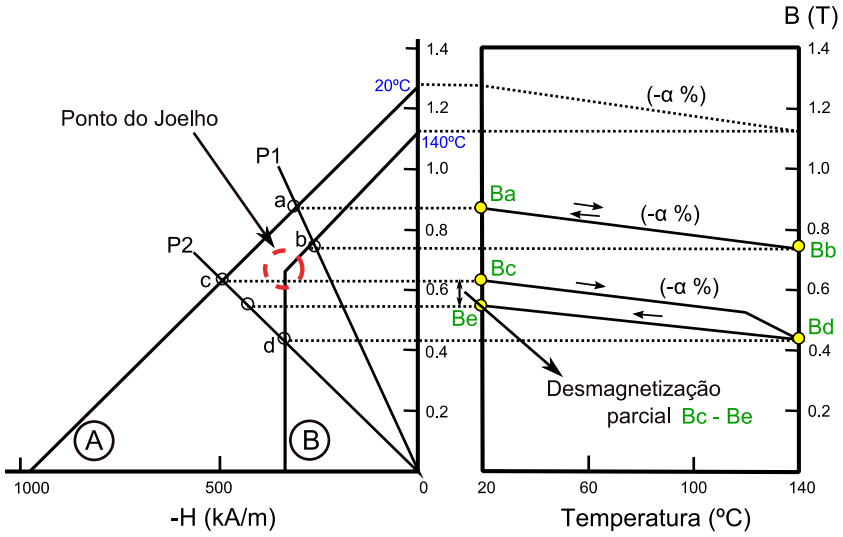


Figura A.5 – Influência da temperatura na aplicação de ímãs [28].

A Figura A.5 apresenta as curvas denominadas como A e B, com as características de desmagnetização de um dado ímã aplicado em ambientes com diferentes temperaturas. O coeficiente de temperatura é igual a $\alpha_{Br} = -\alpha$, em que a temperatura de trabalho para a curva A é igual a 20ºC e para a curva B é de 140ºC.

Duas situações de aplicação são estudadas com base nas informações da Figura A.5, na primeira não ocorre desmagnetização do ímã e na segunda o ímã perde suas propriedades magnéticas iniciais definitivamente. A primeira situação se inicia com ímã trabalhando em um ambiente de 20ºC com fluxo magnético de valor B_a em que a intersecção entre a curva de desmagnetização A e a linha de carga P_1 (ponto a) define o ponto de trabalho inicial. Caso a temperatura deste ambiente aumente para 140ºC o ímã passará a trabalhar com fluxo de valor B_b com intersecção na curva B e a mesma curva de carga (ponto b). Note que o valor B_b pode ser obtido pela Equação (67) utilizando α como valor de coeficiente de temperatura. Caso o valor da temperatura retorne ao seu valor inicial de 20ºC, o ímã volta a trabalhar com valor de fluxo definido entre as curvas A e a linha de carga de valor B_a caracterizando a desmagnetização parcial, no entanto, reversível do ímã.

A segunda situação supõe o ímã trabalhando em um ambiente com temperatura ambiente inicial de 20ºC e com fluxo inicial B_c definido pela intersecção entre as curvas de

desmagnetização A e a linha de carga P_2 (ponto c). Ao elevar a temperatura do sistema para 140ºC, o ímã passa a trabalhar com o fluxo B_d que é o ponto entre a curva de desmagnetização B e a linha de carga P_2 (ponto d) que se localiza além do ponto do joelho da curva B. Ao retornar à temperatura inicial de 20ºC o valor do fluxo magnético não será igual a B_c e sim ao valor B_e correspondendo somente a uma parcela do fluxo do começo da operação. Em outras palavras ocorre a desmagnetização do ímã com valor igual ($B_c - B_e$).

Cabe ressaltar que a partir de um determinado valor de temperatura ocorre o completo e total desalinhamento dos dipolos do material magnético resultando na desmagnetização completa do ímã. Este valor de temperatura é conhecido como temperatura de Curie. Conhecer os valores da temperatura de Curie é importante, pois os processos produtivos dos motores envolve o aquecimento dos rotores com os ímãs já magnetizados. Sendo assim o processo deve se adequar para que os valores de temperatura durante a produção sejam inferiores a este valor [3].

A.5 Aço Elétrico

A história dos aços elétricos ao redor do mundo se confunde com o desenvolvimento da indústria de eletricidade que teve início em 1880 [33]. Sua utilização deve-se ao fato de possuírem uma qualidade única quando comparados a materiais de outras naturezas como os polímeros ou cerâmicas: sua capacidade de amplificar em várias vezes um campo magnético externamente aplicado. Essa propriedade é responsável por viabilizar a existência da maioria das máquinas elétricas: motores, geradores, transformadores etc. [33].

Dentre as famílias de aços elétricos existentes, duas principais são utilizadas com maior frequência na fabricação de motores elétricos que são os aços totalmente processados e os aços semi-processados. Estes últimos têm sido utilizados em maior escala durante muitos anos devido ao custo mais baixo quando comparados aos aços totalmente processados. No entanto, melhorias no processo de fabricação e disputas comerciais estão mudando este cenário, permitindo viabilizar os projetos para empregar o uso de aços totalmente processados.

Os aços totalmente processados são fabricados para oferecer altos valores de permeabilidade magnética e/ou baixos valores de perdas. Estas características permitem reduzir significativamente o consumo de potência e desta forma aumentar a eficiência do

motor. Para isso, um bom entendimento das características mecânicas, elétricas e magnéticas dos aços totalmente processados é essencial para realizar um bom projeto.

Com a tendência de custos em queda e disponibilidade para melhoria na eficiência do motor [29], para este realização deste trabalho foi empregado o uso de aço totalmente processado.

A.6 Aços Totalmente Processados

Como citado no tópico anterior, o uso de aços com características de alto valor de permeabilidade e baixos valores de perdas permitem realizar projetos de motores com valores de eficiência mais altos. Entretanto, materiais de baixas perdas normalmente são taxados com altos valores monetários.

Devido a este fato os fabricantes de motores em geral, com destaque aos fabricantes de compressores para a refrigeração, optam por utilizar em suas linhas de produção aços semi-processados para a fabricação de seus produtos. Estes tipos de aços são fornecidos pelas usinas aos fabricantes, sem que nenhum tratamento térmico tenha sido realizado, o que reduz o custo final do material.

Estes aços passam por fornos para diminuir os níveis de carbono para valores abaixo de 0,005 %, aumentar os grãos do material para valores em uma faixa aproximada de 150 μm e também para eliminar tensões mecânicas residuais que surgem devido ao processo de estampagem e cortes que o material sofre durante o processo. No final destas etapas é possível aumentar a permeabilidade magnética do material entre uma faixa de 100% a 300% e reduzir as perdas no aço em valores em torno de 50% [29].

Recentemente, devido aos novos investimentos em tecnologia na produção feita pelas usinas fornecedoras de aços juntamente com o aumento da competição comercial neste mercado, houve considerável redução no preço dos aços totalmente processados tornando-os atrativos para os fabricantes. Diferentemente dos aços semi-processados estes materiais são fornecidos previamente tratados por um processo especial realizado ainda dentro das usinas que promovem a redução dos níveis de carbono e o crescimento dos grãos [33].

Usualmente, os fabricantes de motores realizam tratamento térmico adicional no final do processo para aliviar o estresse mecânico criado na estampagem das lâminas. Isto permite

aumentar a permeabilidade do material em aproximadamente 50% e reduzir a perda em 10% [29].

Embora o custo do aço totalmente processado ainda seja maior que os demais tipos de aço, sua utilização não representou aumento expressivo ao custo do motor final projetado e fabricado para realização deste trabalho. Além disso, as propriedades elétricas superiores destes materiais foram decisivas para a sua utilização neste trabalho.

APÊNDICE B
EQUIPAMENTOS DE BANCADA UTILIZADOS

Com o intuito a realizar ensaios para adquirir dados de tal modo a comparar com os resultados obtidos por simulação computacional, equipamentos de bancada para aferição foram utilizados. Os testes realizados foram:

- Teste de consumo: Teste para aferir a potência consumida pelo motor. Este teste foi realizado com o auxílio de um dinamômetro de absorção por histerese, em que os detalhes de funcionamento serão abordados neste Apêndice.
- Teste para aferir os torques assíncronos: Teste para avaliar os torques assíncronos fornecidos pelo motor, ou seja, o torque disponível para a partida. Para a realização deste teste foi utilizado um dinamômetro vertical por absorção via motor elétrico e o seu funcionamento também será detalhado.
- Teste para medir a tensão induzida: Teste para medir a tensão induzida pela rotação dos ímãs (à 3600 RPM) na bobina de marcha do estator. Para tal aferição foi utilizado um multímetro digital convencional na função voltímetro. Os detalhes de funcionamento deste instrumento não serão abordados.

Portanto, na sequência abordam-se maiores detalhes sobre os equipamentos utilizados nestes testes.

B.1 Dinamômetro de Absorção por Histerese

Dinamômetros deste tipo utilizam um rotor de aço que se movem através de linhas de fluxo gerado entre polos magnéticos, de acordo com a Figura B1. Desta forma, um sistema de travagem por histerese ajusta o atrito de forma a simular a carga desejada ao motor em ensaio.

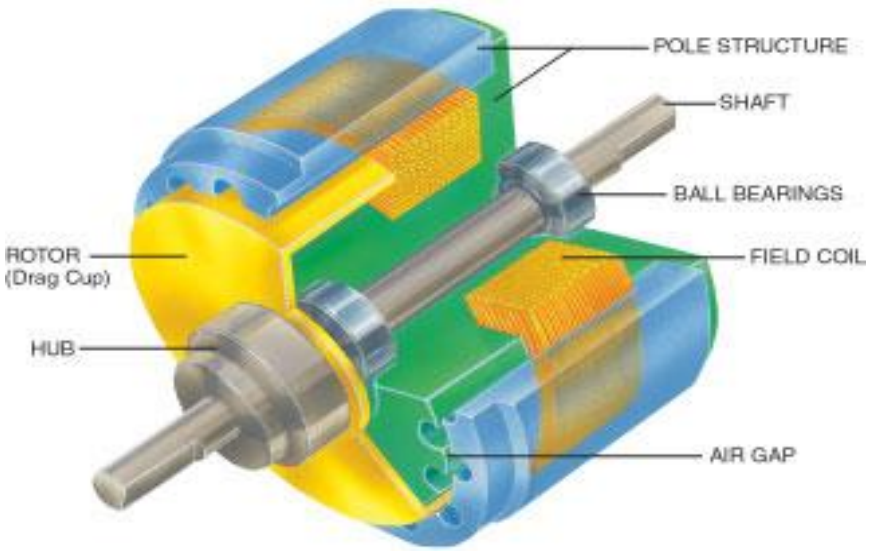


Figura B.1 – Esquema de um dinamômetro por absorção por histerese.

Quando uma força magnetizante é induzida pelo enrolamento de campo, um campo magnético atravessa o entreferro e passa pelo rotor de tal modo que ocorra uma ação de frenagem entre as estruturas do polo e do rotor. As Figuras B2 e B3 apresentam ilustrações dos equipamentos utilizados no ensaio.

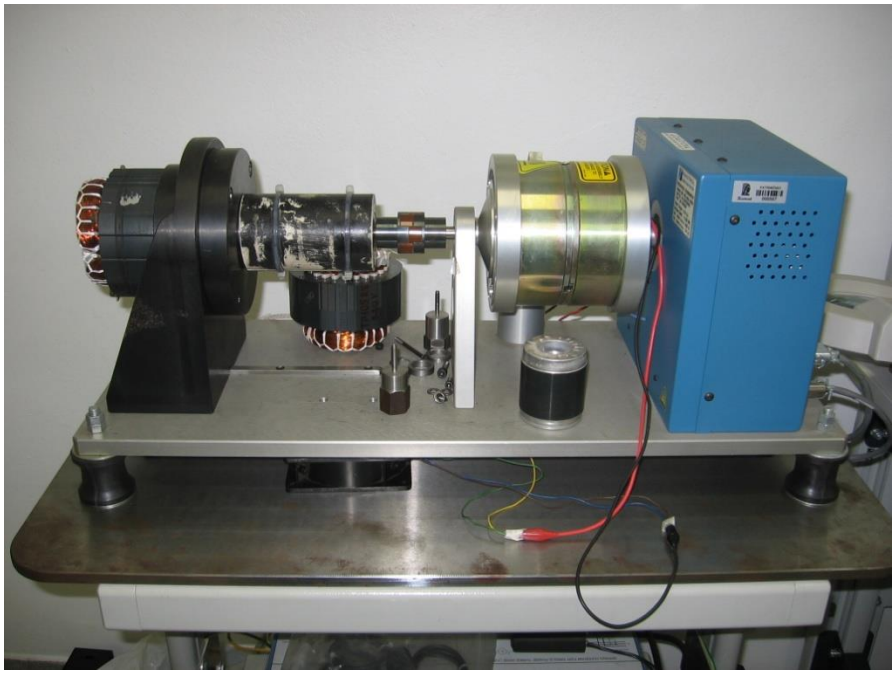


Figura B.2 – Detalhe do dinamômetro por absorção por histerese.

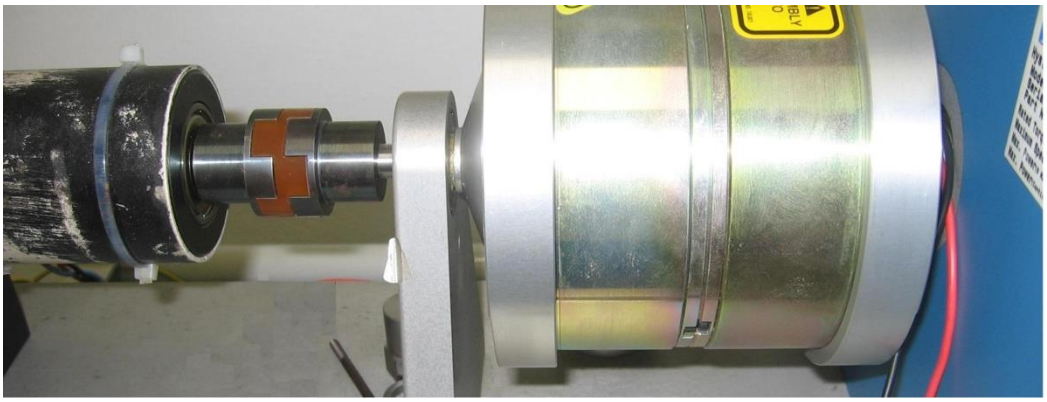


Figura B.3 – Detalhe do eixo acoplado ao freio por histerese.

B.2 Dinamômetro de Absorção por Motor Elétrico

Diferentemente do dinamômetro de absorção de histerese, este equipamento induz a carga ao eixo do motor em ensaio por meio de um motor acoplado a este mesmo eixo. Normalmente é utilizado um motor de corrente contínua, devido à maior facilidade de controle, desde que a carga que motor impõe varie no tempo.

Estes dinamômetros são adequados para motores de indução assíncronos desde que podem variar o torque imposto ao motor ensaiado aferindo a rotação em cada instante, permitindo construir a curva velocidade *versus* torque do motor. A Figura B4 ilustra o equipamento utilizado na execução dos ensaios realizados para colher os dados necessários para este estudo.

Figura B.4 – Detalhe do dinamômetro por absorção por motor elétrico.