

GERMANO ESMERALDINO CONGER

**PROJETO DE MOTOR DE ÍMÃ PERMANENTE
UTILIZANDO FERRITE NA CONFIGURAÇÃO DE
ÍMÃS ENTERRADOS**

**FLORIANÓPOLIS
2008**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PROJETO DE MOTOR DE ÍMÃ PERMANENTE
UTILIZANDO FERRITE NA CONFIGURAÇÃO DE
ÍMÃS ENTERRADOS**

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

GERMANO ESMERALDINO CONCOR

Florianópolis, Julho de 2008.

PROJETO DE MOTOR DE ÍMÃ PERMANENTE UTILIZANDO FERRITE NA CONFIGURAÇÃO DE ÍMÃS ENTERRADOS

Germano Esmeraldino Concer

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

Renato Carlson, Dr.
Orientador

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

Banca Examinadora:

Renato Carlson, Dr.
Presidente

Carlos Guilherme Da Costa Neves, Dr.

Maurício Valência Ferreira da Luz, Dr.

Fredemar Runcos, Dr.

Helio Voltolini, Dr.

DEDICATÓRIA

Dedico esta dissertação aos meus pais, Norberto e Marisaura, que sempre apoiaram e incentivaram a minha vida acadêmica.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Renato Carlson, e meu co-orientador, Carlos Guilherme da Costa Neves, por todo auxílio durante a realização deste trabalho.

Aos membros da banca examinadora: Fredemar Runcos, Mauricio Valencia Ferreira da Luz e Helio Voltolini, por todas as sugestões que enriqueceram esta dissertação.

À WEG pela oportunidade concedida para a realização deste mestrado.

A toda a minha família e amigos, pelo apoio e compreensão, em todos os momentos de minha vida.

E finalmente a Deus, pelo dom da vida.

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

PROJETO DE MOTOR DE ÍMÃ PERMANENTE UTILIZANDO FERRITE NA CONFIGURAÇÃO DE ÍMÃS ENTERRADOS

Germano Esmeraldino Concer

Julho/2008

Orientador: Renato Carlson, Dr.

Co-orientador: Carlos Guilherme da Costa Neves, Dr.

Área de Concentração: Eletromagnetismo e dispositivos eletromagnéticos.

Palavras-chave: Motor, ímã permanente, ferrite, ímãs enterrados.

Número de Páginas: 64.

O objetivo deste trabalho foi propor um projeto alternativo para um motor de ímãs permanentes de 11 kW, na carcaça 132S, operando a 1500 rpm. O motor proposto será comparado com o motor WMagnet da WEG que utiliza ímãs de NdFeB na configuração de ímãs internos. O projeto alternativo proposto utiliza ímãs de ferrite na configuração de ímãs enterrados, objetivando uma redução no custo do motor. Devido a baixa remanência do ferrite em comparação ao NdFeB é fundamental que exista uma concentração de fluxo no entreferro do motor, o que é alcançado a partir de 6 pólos. Para esta configuração é necessária a utilização de um eixo de material não-ferromagnético, garantindo assim que o fluxo dos ímãs seja enlaçado pelo enrolamento do estator. No estator, serão analisadas duas possibilidades de enrolamento, camada única, opção escolhida devido à redução de custo de fabricação, e camada dupla. As comparações serão feitas através de simulações baseadas em cálculos de elementos finitos. Destas simulações chegou-se a conclusão que o motor proposto de ferrite apresenta correntes de carga 6% mais elevadas e rendimento 1,4% menor que o motor WMagnet. O custo final do motor ficou 17% menor, considerando apenas o custo de materiais, e 22% menor, considerando os custos de fabricação.

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

DESIGN OF PERMANENT MAGNET MOTOR USING FERRITE IN BURIED MAGNETS CONFIGURATION

Germano Esmeraldino Concer

July/2008

Advisor: Renato Carlson, Dr.

Co-advisor: Carlos Guilherme da Costa Neves, Dr.

Area of Concentration: Electromagnetism and electromagnetic devices.

Keywords: Motor, permanent magnet, ferrite, buried magnets, spoke magnets.

Number of Pages: 64.

The objective of this work was to propose an alternative project for a permanent magnet motor, 11 kW output, 132S frame, 1500 rpm nominal speed. The proposed motor will be compared with WEG's WManget motor that uses interior NdFeB magnets. The alternative proposed motor uses buried ferrite magnets, in order to reduce the cost of the motor. Due lower remanet flux-density of ferrite, compared to NdFeB it is essential a flux concentration at airgap, which is reached from 6 polos. For this configuration, it is necessary to use a shaft of non-ferromagnetic material, ensuring the magnets flux cross the airgap. About winding, it will be analysed two possibilities of winding, single layer, chosen option due manufacturing cost reduction, and double layer. The comparison between the proposal motor and WMagnet will be based on finite element calculation. From theses simulations, it was noticed that the ferrite proposal motor has load current 6% higher and efficiency 1.4% lower than WMagnet motor. The final cost of the motor is 17% lower, considering only the materials costs, and 22% lower, considering manufacturing costs.

SUMÁRIO

ABREVIATURAS	IX
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	- 1 -
1.1. MOTOR WMAGNET	- 2 -
1.2. TIPO DE ORIENTAÇÃO DO FLUXO	- 4 -
1.3. CONFIGURAÇÕES DO ROTOR	- 6 -
CAPÍTULO 2 - CÁLCULO DO TORQUE	- 11 -
2.1. MODELAMENTO DO MOTOR.....	- 11 -
2.2. POTÊNCIA ELETROMAGNÉTICA	- 12 -
2.3. REATÂNCIAS.....	- 13 -
2.4. TORQUE ELETROMAGNÉTICO	- 15 -
2.5. EQUAÇÃO MECÂNICA.....	- 17 -
2.5. CONCLUSÃO.....	- 17 -
CAPÍTULO 3 - ESCOLHAS BÁSICAS DO PROJETO.....	- 18 -
3.1. TIPO DE ÍMÃ E CONFIGURAÇÃO DO ROTOR.....	- 18 -
3.2. NÚMERO DE PÓLOS	- 19 -
3.3. NÚMERO DE RANHURAS DO ESTATOR	- 22 -
3.4. ENTREFERRO	- 22 -
3.5. MATERIAL DO NÚCLEO	- 22 -
3.6 CONCLUSÃO.....	- 23 -
CAPÍTULO 4 – DIMENSIONAMENTO DO MOTOR.....	- 24 -
4.1. CÁLCULO APROXIMADO DO FLUXO.....	- 24 -
4.2. DIMENSIONAMENTO DO ÍMÃ	- 28 -
4.3. ESTATOR.....	- 32 -
4.4. PACOTE	- 34 -
4.5 CONCLUSÃO.....	- 34 -
CAPÍTULO 5 – PROJETO DO ENROLAMENTO.....	- 35 -
5.1. ENROLAMENTO CAMADA ÚNICA.....	- 35 -
5.2. ENROLAMENTO CAMADA DUPLA.....	- 41 -
5.3. INFLUÊNCIA DA TEMPERATURA	- 42 -
5.4. CORRENTE DE DESMAGNETIZAÇÃO DO ÍMÃ.....	- 44 -
5.5. CONCLUSÃO.....	- 46 -
CAPÍTULO 6 – COMPARATIVO ENTRE PROJETOS.....	- 47 -
6.1. COMPARATIVO A 1500 RPM	- 47 -
6.1.1. INDUTÂNCIA	- 47 -
6.1.2. TENSÃO GERADA	- 48 -

6.1.3. CORRENTE	- 49 -
6.1.4. PERDAS E RENDIMENTO	- 50 -
6.2. COMPARATIVO A 150 RPM	- 51 -
6.2.2. TENSÃO GERADA	- 51 -
6.2.3. CORRENTE	- 51 -
6.2.4. PERDAS E RENDIMENTO	- 52 -
6.3. COGGING TORQUE.....	- 53 -
6.4. CUSTO.....	- 56 -
6.4.1. CHAPA	- 56 -
6.4.2. EIXO	- 56 -
6.4.3. ÍMÃS.....	- 57 -
6.4.4. CUSTO TOTAL	- 57 -
6.4.5. CUSTO DE FABRICAÇÃO	- 57 -
6.4.6. CUSTO DE ENERGIA.....	- 58 -
6.5. CONCLUSÃO.....	- 58 -
CONCLUSÃO	- 59 -
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	- 61 -

ABREVIATURAS

- A_g : área do pólo no entreferro
- A_m : área do pólo magnético
- b : espessura do ímã (dimensão do ímã no sentido de magnetização)
- B : indução magnética ou densidade de fluxo magnético
- B_a : coeficiente de atrito.
- B_{ce} : indução magnética ou densidade de fluxo magnético na coroa do estator
- B_{de} : indução magnética ou densidade de fluxo magnético no dente do estator
- B_g : indução magnética ou densidade de fluxo magnético no entreferro
- B_i : indução magnética ou densidade de fluxo magnético no ímã
- B_r : indução remanente
- D_{1in} : diâmetro interno do estator
- D_e : diâmetro eixo
- e : tensão interna
- E_f : tensão induzida em uma fase do enrolamento do estator pelo fluxo dos ímãs do rotor
- f : frequência da fonte de alimentação do motor
- f_d : coeficiente de dispersão
- g : comprimento do entreferro
- g' : valor efetivo do comprimento do entreferro
- h : altura do ímã
- H : campo magnético
- H_c : força coercitiva de campo
- H_{cj} : força coercitiva de polarização
- I_a : corrente de armadura
- i_a, i_b e i_c : correntes nas fases da máquina
- J : coeficiente de inércia
- k_f : fator de forma do campo de excitação
- k_{fd} : fator de forma do campo de excitação do eixo direto
- k_{fq} : fator de forma do campo de excitação do eixo em quadratura
- L : comprimento do pacote do estator/rotor/ímã
- L_s : auto-indutância de fase
- M : indutância mútua entre fases

n_s : velocidade do rotor
 p : número de pares de pólos
 P_e : potência eletromagnética
 P_{M0} : permeabilidade do ímã
 r_g : raio físico médio do entreferro
 r_M : raio efetivo do ímã
 R_g : relutância do entreferro
 R_s : resistência de fase
 T : temperatura
 T_e : torque eletromagnético
 T_{es} : torque síncrono
 T_{er} : torque de relutância
 T_L : torque de carga do motor
 V_1 : tensão de entrada de fase
 V_{an}, V_{bn} e V_{cn} : tensões fase-neutro sobre o motor
 X_1 : reatância de dispersão do estator
 X_a : reatância de reação da armadura
 X_{ad} : reatância de reação da armadura direta
 X_{aq} : reatância de reação da armadura em quadratura
 X_{sd} : reatância síncrona direta
 X_{sq} : reatância síncrona em quadratura
 α_i : coeficiente do arco de pólo efetivo
 α_{B_r} : coeficiente de reversibilidade de temperatura de B_r
 β_M : arco do pólo do ímã em graus elétricos
 δ : ângulo entre V_1 e E_f
 γ : ângulo entre E_f e I_a
 Φ_g : fluxo principal ou do entreferro
 Φ_1 : fluxo disperso
 Φ_r : fluxo remanente
 μ_0 : permeabilidade magnética no ar ($4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m)
 μ_{re} : permeabilidade de recuo
 ω_r : velocidade mecânica do rotor

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

Uma preocupação cada vez maior atualmente é a maximização da utilização dos recursos naturais disponíveis para a humanidade. Com este foco, hoje a indústria procura produzir equipamentos com o menor impacto ambiental possível, procurando reduzir a quantidade de matéria-prima empregada na fabricação, assim como aumentar a eficiência energética destes equipamentos em operação.

Os motores elétricos de ímãs permanentes atendem a estes objetivos, visto que em comparação com o motor de indução, existe uma grande redução nas perdas joule, gerando uma grande economia de energia, além de possibilitar o projeto do motor com menor quantidade de material ativo.

Este trabalho tem como objetivo apresentar a elaboração de um projeto de motor de 11 kW, com rotação nominal de 1500 rpm, com a utilização de ímãs permanentes no rotor. Foi escolhida a configuração do rotor com ímãs enterrados, o que possibilitou a utilização do ferrite para este projeto, que possui baixos custos em comparação com os demais ímãs de alta energia. A seguir será feita a apresentação mais detalhada do problema, com os objetivos que se deseja alcançar, bem como os diversos tipos de configurações de motores de ímãs permanentes.

No capítulo 2 será apresentado o modelamento, o cálculo de potência e torque do motor.

Nos capítulos seguintes será apresentado o desenvolvimento do projeto sendo discutida a escolha dos seguintes itens: tipo de ímã, número de pólos, número de ranhuras do estator, entreferro, material do núcleo, dimensionamento do ímã, comprimento do pacote do estator/rotor e o projeto do enrolamento.

O projeto desenvolvido será comparado, no capítulo 6, com o motor WMagnet de mesma potência e rotação nominal. O motor WMagnet é produzido pela WEG Equipamentos Elétricos S.A. com a utilização de ímãs de NdFeB no rotor. Serão comparadas as indutâncias, correntes, perdas, rendimento, *cogging torque* e custos.

O objetivo do projeto a ser definido é apresentar características similares ao motor WMagnet com um custo reduzido.

Durante o projeto do motor, algumas simulações serão feitas com a utilização do módulo PC-BDC do SPEED [1].

1.1. MOTOR WMAGNET

A WEG Equipamentos Elétricos comercializa o motor WMagnet [2], um motor de ímãs permanentes que utiliza NdFeB que é acionado por conversor de frequência. Esta linha de motores foi desenvolvida para três mercados: Brasil, Europa e Estados Unidos, com as tensões nominais de alimentação do conversor de 380V, 400V e 460V respectivamente. Nas linhas do Brasil e dos Estados Unidos, foram desenvolvidas com as seguintes rotações nominais: 1800 rpm e 3600 rpm. Na Europa as rotações nominais são de 1500 rpm e 3000 rpm.

O motor WMagnet utiliza a configuração do rotor com ímãs internos e um perfil senoidal em cada pólo, como pode ser visto na Figura 1.1.

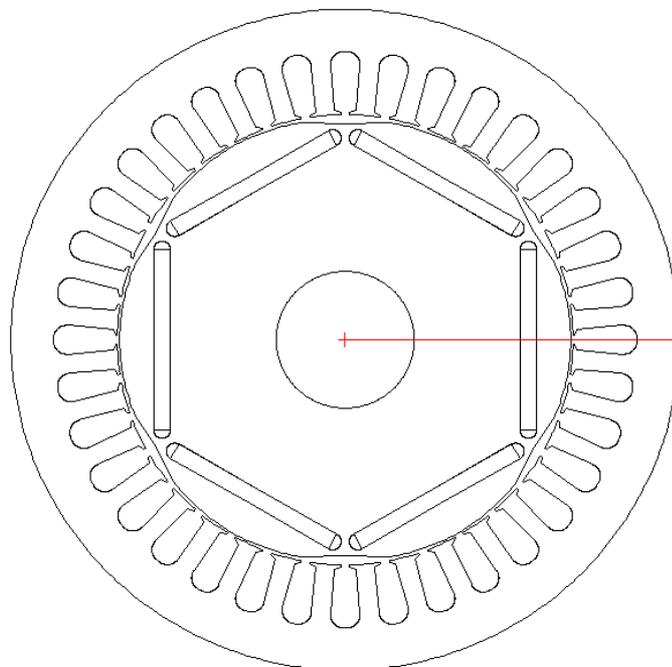


Figura 1.1 – Configuração do motor WMagnet

Esta linha de motores foi desenvolvida nas carcaças 132 até 250, com uma faixa de potência de 11 kW a 160 kW.

Como pode ser observado na Figura 1.1, os motores possuem 6 pólos, de maneira que para atingir as rotações nominais, as frequências nominais são 75 Hz, 90 Hz, 150 Hz e 180 Hz.

A utilização dos ímãs de NdFeB apresentam alguns problemas na fabricação dos motores. Como estes ímãs são fornecidos em dimensões limitadas, para a montagem destes

motores onde os comprimentos de pacotes são maiores que 100 mm, existe a necessidade de se montar um “conjunto de ímãs” antes da inserção no rotor. Além disso, devido a sua alta remanência, existe uma dificuldade no manuseio destes ímãs.

Dentro de toda esta linha de motores, foi escolhido para análise e comparação o motor de 11 kW, na carcaça 132S, com rotação nominal de 1500 rpm, e tensão de alimentação nominal do inversor de 400V.

Este motor WMagnet apresenta as seguintes características, obtidas por simulação, conforme mostrado na Tabela 1.1.

Tabela 1.1 – Característica do motor WMagnet

Espiras	20
Torque (Nm)	70,0
Potência (kW)	11,0
Rotação (rpm)	1500
I inversor de pico	29,3
I carga de pico	28,9
I carga rms	20,2
J (A/mm ²)	6,0
Tensão gerada por fase (rms)	169,9
Ld (mH)	9,6965
Lq (mH)	20,1929
Relação Lq/Ld	2,08
Rendimento (%)	93,5
Fator de potência	0,94

O objetivo deste trabalho é buscar uma alternativa para este motor, sendo que o projeto a ser proposto deve atender as especificações apresentadas na Tabela 1.2.

Além dos requisitos apresentados na Tabela 1.2, objetiva-se maximizar o desempenho do motor, obtendo níveis elevados de rendimento, minimizar o custo do projeto e analisar o *cogging torque*.

Tabela 1.2 – Especificações do projeto

Carcaça	132S
Rotação Nominal	1500 rpm
Rotação mínima de operação	150 rpm
Rotação máxima de operação	1500 rpm
Potência nominal	11 kW (15 cv)
Tipo de torque	Constante de 150 a 1500 rpm
Tensão de alimentação do conversor	400V

Inicialmente será feita uma análise das configurações possíveis para os motores de ímãs permanentes. Existem basicamente três tipos de motor, considerando o tipo de orientação do fluxo: radial, axial e transversal.

1.2. TIPO DE ORIENTAÇÃO DO FLUXO

Com relação ao tipo de orientação do fluxo empregado na máquina elétricas, podem-se ter as seguintes configurações apresentadas em [3]:

- **Fluxo radial:** são os mais comuns, constituído de um rotor usualmente interno com fluxo radial. O fluxo gerado pelos ímãs do rotor atravessa o entreferro, enlaça as bobinas do estator, retornando ao rotor através do entreferro. Este fluxo é chamado de fluxo enlaçado. Geralmente no rotor deste tipo de máquina não existe enrolamento e o fluxo é praticamente constante, gerando baixas perdas, o que facilita a refrigeração. Este é o tipo de fluxo utilizado nos motores WMagnet. Um exemplo de máquina com fluxo radial pode ser visto na Figura 1.2.

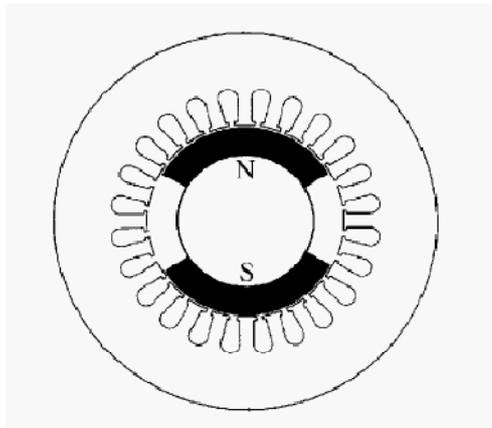


Figura 1.2 – Exemplo de topologia de uma Máquina de Fluxo Radial

- **Fluxo axial:** neste tipo de configuração, o entreferro fica em um plano perpendicular ao do eixo, deste modo um diâmetro fixo do entreferro não pode ser determinado, como nos motores de fluxo radial. É necessário menos ferro para conduzir o fluxo através do motor, em comparação com o fluxo radial, o que leva a uma maior densidade de potência, principalmente para configurações onde ambos os lados do estator são utilizados para produzir torque, como pode ser observado na Figura 1.3. Geralmente estes motores possuem um diâmetro muito maior que seu comprimento. Esta configuração apresenta vantagens em aplicações de alto torque em baixas velocidades, número de pólos elevado, tornando-a ideal para aplicações

de elevadores. Maiores informações sobre este tipo de configuração podem ser encontrados nas referências [4], [5], [6], [7] e [8].

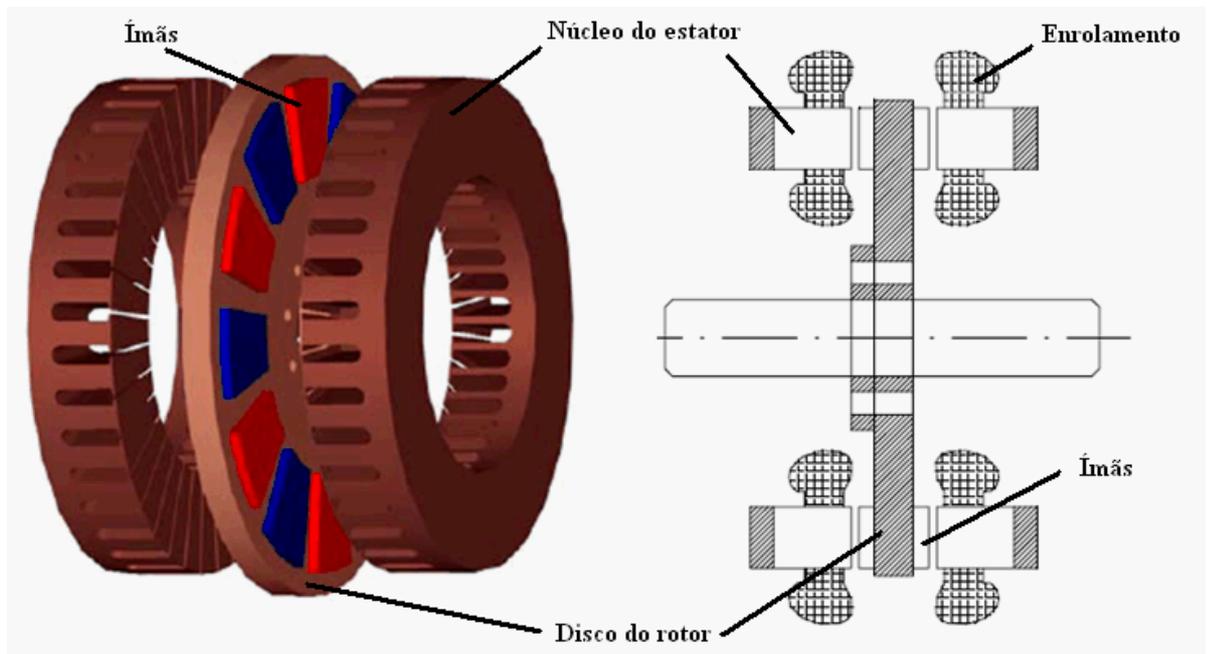


Figura 1.3 – Exemplo de topologia de uma Máquina de Fluxo Axial

- **Fluxo transversal:** ao contrário dos outros dois tipos de configuração, onde o torque é produzido no plano em que o fluxo se fecha, na configuração de fluxo transversal, a direção da força é perpendicular ao plano onde o fluxo se fecha, Figura 1.4. Devido a sua estrutura circular com uma bobina simples, não existe cabeça de bobina, o que gera perdas no enrolamento relativamente pequenas e alta densidade de torque, a maior entre as três configurações. Esta configuração geralmente apresenta *cogging torque* e *ripple* de torque elevados. Devido às várias partes desta configuração, a construção torna-se bastante complexa, além do baixo fator de potência típico destes motores. As aplicações são as mesmas do tipo axial, com alto torque e baixa rotação. Maiores informações sobre este tipo de configuração podem ser encontrados nas referências [9], [10], e [11].

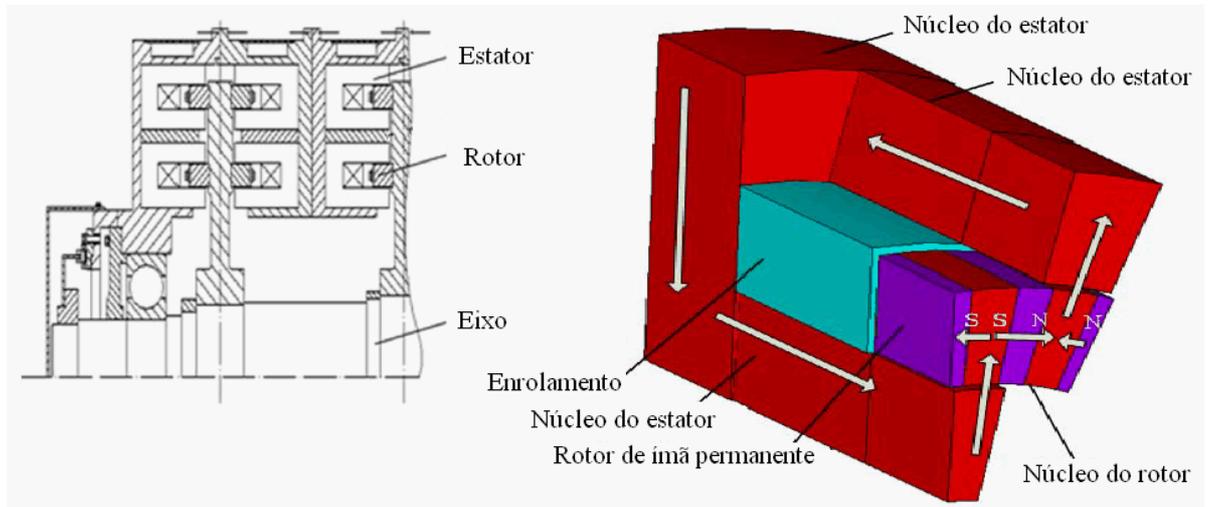


Figura 1.4 - Exemplo de uma topologia de uma Máquina de Fluxo Transversal

Os motores WMagnet são de fluxo radial, e optou-se por manter este tipo de configuração, desta forma, facilitando o processo de fabricação do motor.

1.3. CONFIGURAÇÕES DO ROTOR

Definida a utilização de motor de fluxo radial, faz-se necessária a escolha do tipo de configuração do rotor. Para os motores de fluxo radial os rotores geralmente são internos e acomodam os ímãs permanentes. As várias possibilidades de disposição dos ímãs no rotor são:

- **Ímãs internos:** nesta configuração os ímãs, de magnetização radial, estão dispostos no interior do rotor com as polaridades alternadas, como visto na Figura 1.5. Nota-se que a área superficial do ímã é menor que a área superficial do rotor, por conta disso, a densidade de fluxo no entreferro é menor que a densidade de fluxo no ímã. Devido a sua configuração, os ímãs ficam muito bem protegidos da força centrífuga, tornando-os ideais para operação em altas rotações. Este tipo de configuração é abordado em [12], [13], [14], [15], [16], [17], [18] e [19].

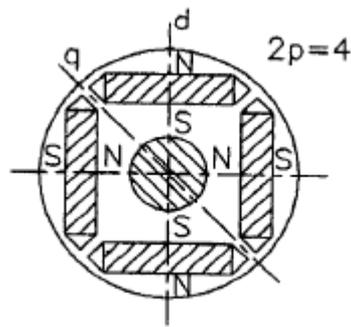


Figura 1.5 – Rotor de ímãs internos

- **Ímãs superficiais:** os ímãs ficam localizados na superfície do rotor, Figura 1.6. Como a permeabilidade dos ímãs é praticamente igual a do ar, as indutâncias não variam com a posição do rotor. A magnetização dos ímãs é radial. Em algumas configurações, um cilindro feito de um material não ferromagnético é usado para evitar a desmagnetização dos ímãs bem como auxiliar na resistência contra o desprendimento dos ímãs do rotor, devido à força centrífuga. Este tipo de configuração é abordado em [20], [21], [22] [23], [24] e [25].

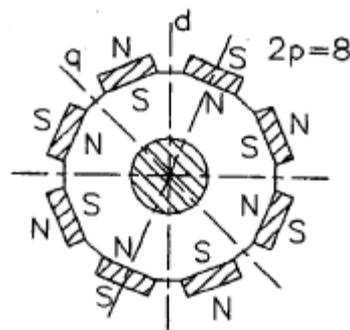


Figura 1.6 – Rotor de ímãs superficiais

- **Ímãs inseridos:** com magnetização radial, estes ímãs são alojados em ranhuras rasas, de maneira que a parte externa deste ímã fica “em contato” com o entreferro, Figura 1.7. Geralmente a tensão gerada por estes motores é menor que a gerada por um motor de ímãs superficiais.

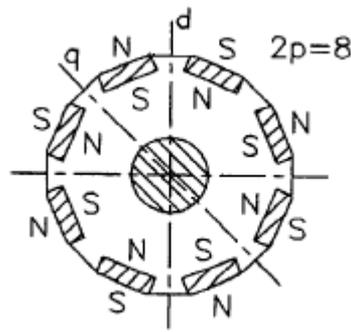


Figura 1.7 – Rotor de ímãs inseridos

- **Ímãs enterrados:** os rotores com ímãs enterrados têm magnetização circunferencial e são alojados em ranhuras fundas, Figura 1.8. Devido a este tipo de magnetização, a altura do ímã está na direção tangencial. O coeficiente de arco efetivo é limitado pela ranhura. A reatância síncrona do eixo q é maior que do eixo d. A espessura da ponte entre o eixo e as vizinhanças dos ímãs devem ser cuidadosamente escolhidos. Este foi o tipo de configuração escolhido para o desenvolvimento do projeto. Esta configuração também é conhecida como “buried” ou “spoke”. Este tipo de configuração é abordado em [26], [27], [28], e [29].

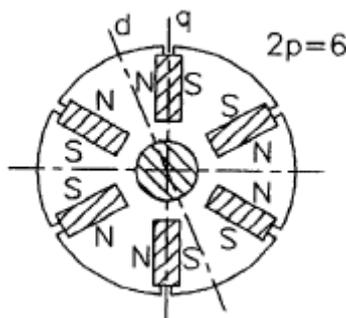


Figura 1.8 – Rotor de ímãs enterrados

Nesta configuração, deve-se utilizar um meio que impeça o fluxo se fechar através do eixo. A utilização de um material não ferromagnético é essencial, Figura 1.9. Com um eixo ferromagnético, grande parte do fluxo encontra um caminho para se fechar sem atravessar o entreferro do motor e conseqüentemente este fluxo não produz torque no eixo do motor. A fim de aumentar o fluxo magnético no entreferro, o eixo deve ser de material

não ferromagnético ou um anel de material não ferromagnético deve ser empregado entre os ímãs e o eixo ferromagnético.

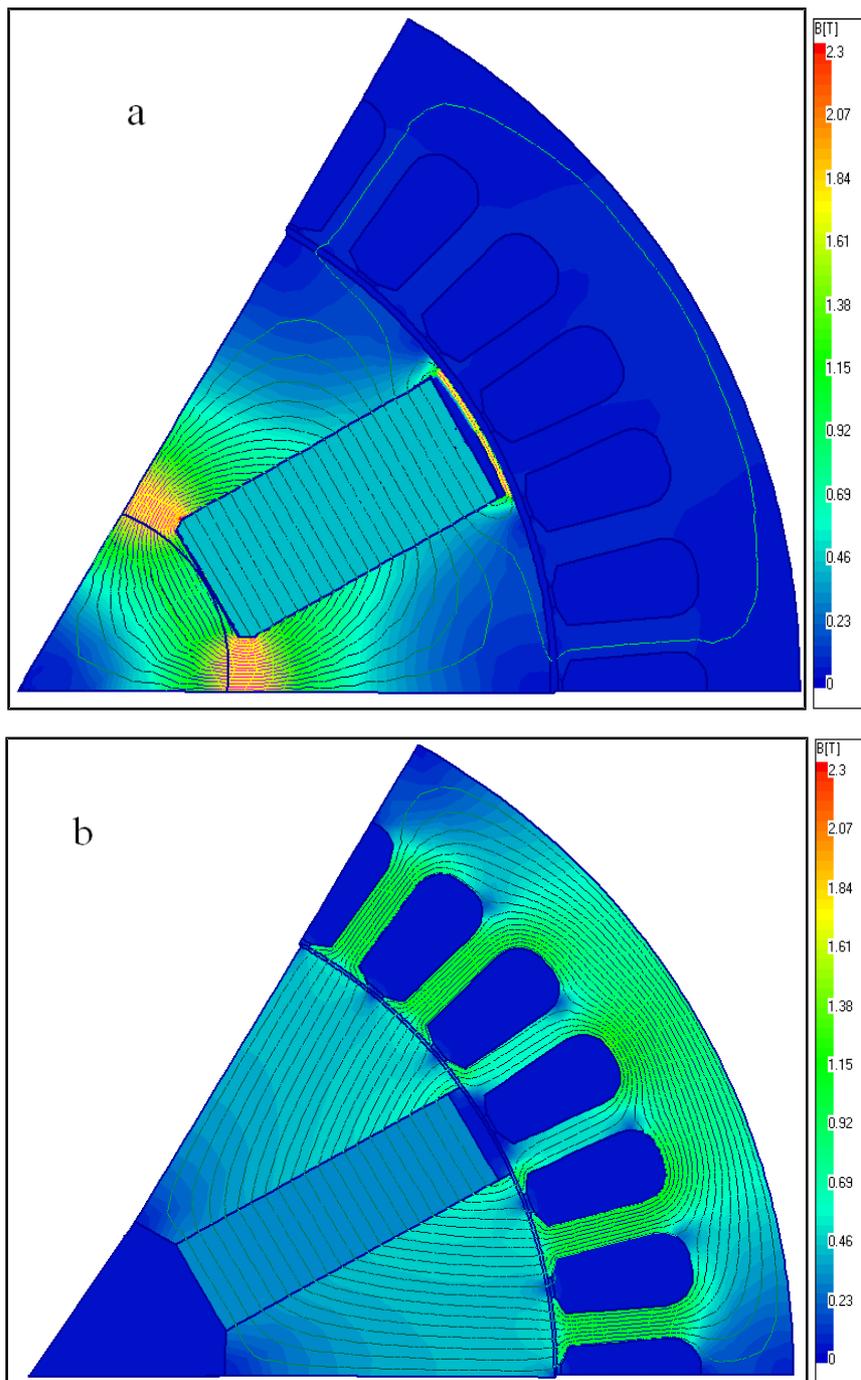


Figura 1.9 – Distribuição das linhas de fluxo magnético e da indução magnética na seção transversal de um motor de ímãs enterrados com eixo: a) de material ferromagnético, b) material não-ferromagnético.

Devido à diferença de posicionamento dos ímãs no rotor, os motores de ímãs superficiais e ímãs enterrados possuem características distintas.

Para os motores com ímãs superficiais, a densidade de fluxo magnético no entreferro é menor que a indução remanente do ímã (B_r), ao contrário dos motores com ímãs enterrados com mais de 4 pólos caso em que existe uma concentração do fluxo magnético do ímã. Segundo [26], esta característica faz com que os motores de ímãs superficiais necessitem de ímãs com alto B_r , tipicamente ímãs de terras raras, como o NdFeB. Os motores de ímãs enterrados podem utilizar ímãs com remanências menores, possibilitando a utilização de ímãs de ferrite.

Segundo [30], a construção dos motores de ímãs superficiais é mais simples em comparação aos de ímãs enterrados, visto que estes exigem a utilização de materiais não ferromagnéticos para impedir a dispersão do fluxo através do eixo.

Estando os ímãs na superfície do rotor, o entreferro efetivo, formado pelo entreferro físico mais o entreferro do ímã (a permeabilidade de recuo, inclinação da reta na qual o ponto de trabalho do ímã retorna após sofrer um campo desmagnetizante, é próxima de 1), é muito maior comparado com o rotor de ímãs enterrados, ocasionando um fluxo de reação da armadura pequeno. Os motores com ímãs enterrados possuem um fluxo de reação de armadura maior, assim como a reatância síncrona, exigindo correntes maiores, e por conseqüência conversores mais caros. Devido à porção de ferro que existe entre o ímã e o estator, os motores de ímãs enterrados são protegidos contra os campos de armadura.

CAPÍTULO 2 - CÁLCULO DO TORQUE

Neste capítulo será apresentado o modelamento da máquina a ser projetada, as equações que expressão o seu funcionamento, incluindo a equação de potência e torque eletromagnético do motor, assim como o cálculo das reatâncias.

2.1. MODELAMENTO DO MOTOR

Para fazer o modelamento de um motor de ímãs permanentes, algumas analogias podem ser feitas de maneira que o campo magnético pode ser calculado através de um circuito magnético que é análogo a um circuito elétrico. Um ímã permanente pode ser representado como uma fonte de fluxo. O fluxo, a força magneto-matriz e a relutância do circuito magnético, são respectivamente análogas a corrente, tensão e resistência do circuito elétrico.

Assim como o circuito elétrico pode ser analisado através dos circuitos equivalentes de Thevenin ou Norton, o circuito magnético pode ser representado por um circuito equivalente de Thevenin, uma fonte de FMM em série com uma relutância ou o equivalente de Norton, uma fonte de fluxo em paralelo com uma permeância interna.

O motor a ser modelado, Figura 2.1, possui suas fases ligadas em Y sem neutro. Cada fase é composta por uma auto-indutância (L_s), uma resistência (R_s) e uma tensão interna (e). As indutâncias mútuas (M) entre as fases do estator também são consideradas. Este modelo é apresentado em [31].

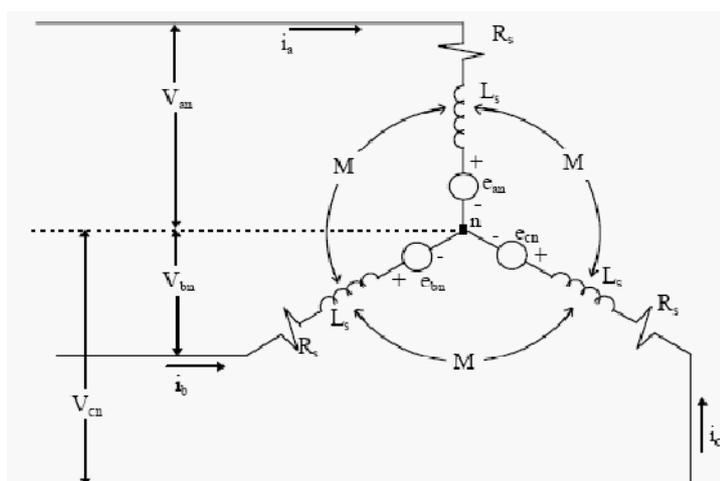


Figura 2.1 - Circuito equivalente de motor síncrono de ímãs permanentes modelado a partir das variáveis a, b e c no estator.

As equações de tensão do circuito apresentado na Figura 2.1, são dadas como:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{an} \\ e_{bn} \\ e_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Onde:

i_a , i_b e i_c são as correntes nas fases da máquina.

V_{an} , V_{bn} e V_{cn} são as tensões fase-neutro sobre o motor.

No circuito da Figura 2.1 tem-se:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.2)$$

Então, a equação (2.1) pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{an} \\ e_{bn} \\ e_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

2.2. POTÊNCIA ELETROMAGNÉTICA

A potência elétrica (P_e) de entrada da máquina é definida por:

$$P_e = V_{an}i_a + V_{bn}i_b + V_{cn}i_c \quad (2.4)$$

Para um motor síncrono trifásico, considerando que a resistência do estator é nula ($R_1 \approx 0$), a potência eletromagnética também pode ser definida por:

$$P_e = 3 \left[\frac{V_1 E_f}{X_{sd}} \sin \delta + \frac{V_1^2}{2} \left(\frac{1}{X_{sq}} - \frac{1}{X_{sd}} \right) \sin 2\delta \right] \quad (2.5)$$

Onde

V_1 é a tensão de entrada de fase

E_f é a tensão induzida pelo rotor sem considerar a tensão de armadura

δ é o ângulo entre V_1 e E_f

X_{sd} é a reatância síncrona direta

X_{sq} é a reatância síncrona em quadratura

Na Figura 2.2 estão apresentados os eixos direto e em quadratura para o motor de ímãs enterrados.

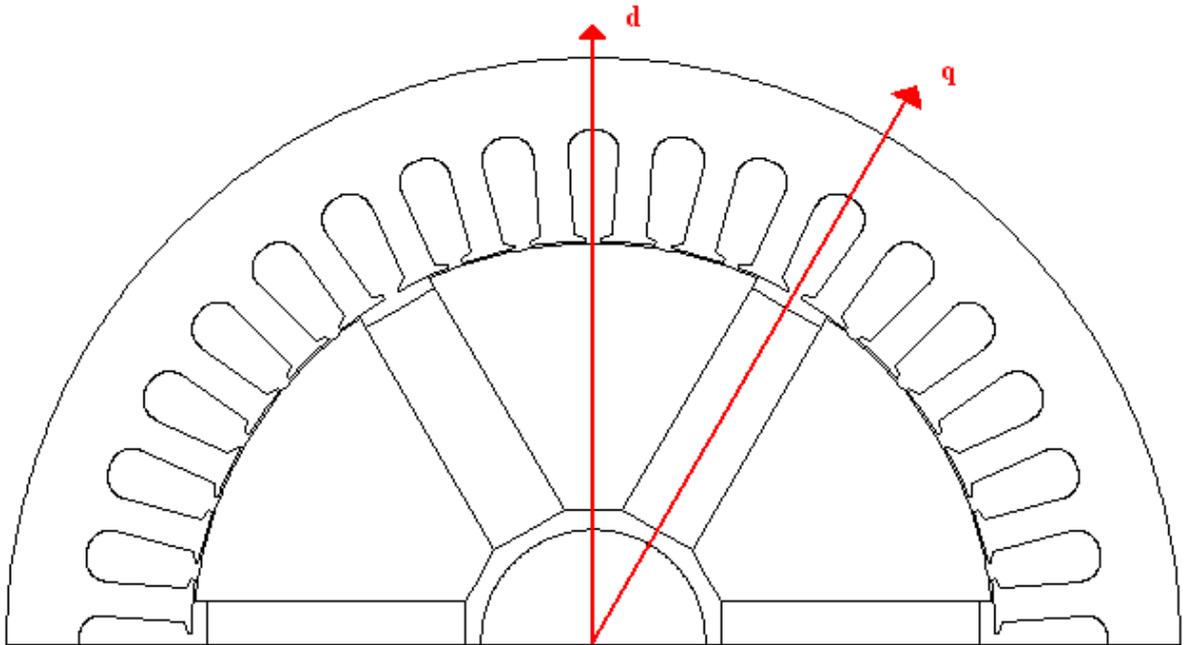


Figura 2.2 – Eixos direto e em quadratura para a configuração de ímã enterrados

2.3. REATÂNCIAS

As reatâncias síncronas diretas e em quadratura são dadas por

$$X_{sd} = X_1 + X_{ad} \quad (2.6)$$

$$X_{sq} = X_1 + X_{aq} \quad (2.7)$$

Onde

X_1 é a reatância de dispersão do estator

X_{ad} e X_{aq} são as reatâncias de reação da armadura direta e em quadratura respectivamente, também chamada de reatâncias mútua.

X_{ad} é sensível a saturação do circuito magnético, enquanto que a influência da saturação magnética na reatância X_{aq} depende da construção do rotor.

Pode-se fazer uma aproximação analítica do cálculo da reatância de reação da armadura, baseada na distribuição da componente normal da densidade de fluxo magnético do enrolamento da armadura. Esta distribuição pode ser considerada uma função periódica ou pode ser encontrada através de um modelamento numérico, como por exemplo, através de um cálculo de elementos finitos. As reatâncias de reação de armadura dos eixos direto e em quadratura são expressos através dos fatores de forma de reação da armadura do eixo direto (k_{fd}) e em quadratura (k_{fq}).

Para a distribuição da densidade de fluxo magnético dos eixos direto e em quadratura, as primeiras harmônicas das densidades de fluxo para um motor de ímãs enterrados são, conforme apresentado em [31]:

$$B_{ad1} = \frac{4}{\pi} B_{ad} \int_0^{\pi/2} \cos\left(\frac{1}{\alpha_i} x\right) \cos x \, dx \quad (2.8)$$

$$B_{ad1} = \frac{2}{\pi} B_{ad} \left[\frac{\alpha_i \operatorname{sen} \frac{(1+\alpha_i)x}{\alpha_i}}{1+\alpha_i} + \frac{\alpha_i \operatorname{sen} \frac{(1-\alpha_i)x}{\alpha_i}}{1-\alpha_i} \right]_0^{\pi/2} \quad (2.9)$$

$$B_{ad1} = \frac{4}{\pi} B_{ad} \frac{\alpha_i^2}{\alpha_i^2 - 1} \cos\left(\frac{\pi}{2\alpha_i}\right) \quad (2.10)$$

$$B_{aq1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi\alpha_i/2} (B_{aq} \operatorname{sen} x) \operatorname{sen} x \, dx \quad (2.11)$$

$$B_{aq1} = \frac{2}{\pi} B_{aq} \int_0^{\pi\alpha_i/2} (1 - \cos x) \, dx \quad (2.12)$$

$$B_{aq1} = \frac{2B_{aq}}{\pi} \left[\frac{\alpha_i \pi}{2} - \operatorname{sen}\left(\frac{\alpha_i \pi}{2}\right) \right] \quad (2.13)$$

Onde α_i é o coeficiente do arco de pólo efetivo.

Para motores de ímãs enterrados, a densidade de fluxo magnético do eixo direto varia de acordo com $\cos\left(\frac{\pi}{\alpha_i}\right)$, enquanto que a de fluxo magnético do eixo em quadratura varia de acordo com $\sin \alpha_i$. Os coeficientes k_{fd} e k_{fq} são:

$$k_{fd} = \frac{4}{\pi} \frac{\alpha_i^2}{\alpha_i^2 - 1} \cos\left(\frac{\pi}{2\alpha_i}\right) \quad (2.14)$$

$$k_{fq} = \frac{2}{\pi} \left(\frac{\alpha_i \pi}{2} - \sin \frac{\alpha_i \pi}{2} \right) \quad (2.15)$$

2.4. TORQUE ELETROMAGNÉTICO

O torque eletromagnético T_e é dado por:

$$T_e = \frac{e_{an}i_a + e_{bn}i_b + e_{cn}i_c}{\omega_r} \quad (2.16)$$

Onde ω_r é a velocidade mecânica do rotor.

O torque eletromagnético fornecido pelo motor síncrono também pode ser definido como:

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_r} = \frac{3}{\omega_r} \left[\frac{V_1 E_f}{X_{sd}} \sin \delta + \frac{V_1^2}{2} \left(\frac{1}{X_{sq}} - \frac{1}{X_{sd}} \right) \sin 2\delta \right] \quad (2.17)$$

Assim como no cálculo da potência, na equação (2.17) foi considerando que a resistência do enrolamento é nula.

A equação (2.17) também pode ser escrita em função da corrente:

$$T_e = \frac{3}{\omega_r} \left[E_f I_a \sin \gamma - \frac{I_a^2}{2} (X_{sd} - X_{sq}) \sin 2\gamma \right] \quad (2.18)$$

Onde γ é o ângulo entre I_a e E_f .

Em um motor de ímãs enterrados, devido à diferença de reatância direta e em quadratura, o torque possui duas componentes: síncrono (T_{es}) e de relutância (T_{er}):

$$T_e = T_{es} + T_{er} \quad (2.19)$$

$$T_{es} = \frac{3}{\omega_r} [E_f I_a \sin \gamma] \quad (2.20)$$

$$T_{er} = \frac{3}{\omega_r} \left[\frac{I_a^2}{2} (X_{sq} - X_{sd}) \sin 2\gamma \right] \quad (2.21)$$

O torque síncrono depende de V_1 e E_f , enquanto que o torque de relutância depende apenas de V_1 , ou seja, esta componente de torque também está presente mesmo em uma máquina não excitada ($E_f = 0$), uma vez que X_{sd} é diferente de X_{sq} . Porém para existir o torque de relutância, é necessário que o ângulo entre I_a e E_f seja diferente de zero, ou seja, que a componente I_d da corrente não seja nula. As duas componentes do torque e seu valor total podem ser observados na Figura 2.3.

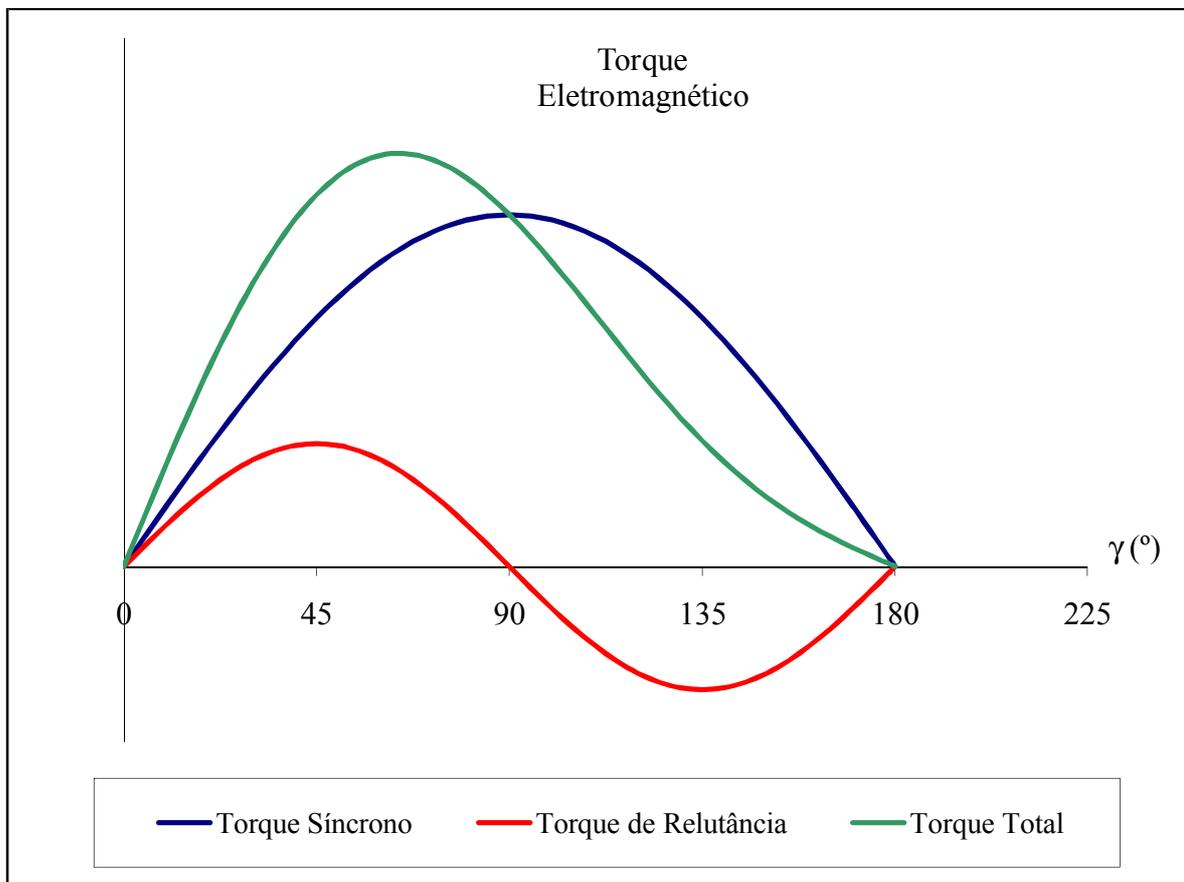


Figura 2.3 – Torque Síncrono, de Relutância e Total

A característica mais importante em um motor síncrono é a relação entre o torque T_e e o ângulo γ , Figura 2.3,. A característica torque x ângulo depende da tensão de entrada.

No projeto desenvolvido, o torque de relutância foi empregado a fim de aumentar o torque total do motor.

2.5. EQUAÇÃO MECÂNICA

A equação mecânica da máquina é dada por:

$$T_e = T_L + B_a \omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.22)$$

Onde:

T_L é o torque de carga do motor.

B_a é o coeficiente de atrito.

J é o coeficiente de inércia.

2.5. CONCLUSÃO

Com a análise do torque eletromagnético, pode-se perceber que o mesmo é composto de duas componentes: torque síncrono e torque de relutância. Este último só ocorre quando as reatâncias do eixo direto e em quadratura são diferentes, caso da configuração de ímãs enterrados, e quando o ângulo entre E_f e I_a não é nulo.

CAPÍTULO 3 - ESCOLHAS BÁSICAS DO PROJETO

Antes de iniciar o projeto do ímã e do enrolamento do motor, algumas escolhas básicas do projeto precisam ser realizadas. Neste capítulo serão apresentadas estas escolhas: tipo de ímã, configuração do rotor, número de pólos, número de ranhuras do estator, dimensão do entreferro e material do núcleo.

Informações adicionais referentes às etapas para o desenvolvimento de projetos de motores com ímãs permanentes podem ser encontrados em [30], [32], [33] e [34].

3.1. TIPO DE ÍMÃ E CONFIGURAÇÃO DO ROTOR

Existe a possibilidade de escolha de dois materiais: Ferrite e NdFeB.

Ímãs de ferrite e de terras raras disponíveis atualmente possuem alta coercividade de maneira que a desmagnetização não é um grande problema, podendo os ímãs operar em baixos valores de coeficientes de permeância. Isto possibilita a utilização, por exemplo, da configuração de ímãs enterrados que seria impraticável com os ímãs de Alnico de baixa coercividade.

Como um dos objetivos do projeto é a minimização do custo, o ferrite foi escolhido para o desenvolvimento deste motor. A curva $B \times H$ deste material está apresentada na Figura 3.1.

Para a configuração de ímãs enterrados, estes podem ser facilmente magnetizados após a montagem. Devido à precisão do aço intermediário entre os ímãs, não há necessidade de usinagem ou retífica após a montagem final do rotor. Métodos de retenção mecânica são mais seguros que os baseados em colas. Outra vantagem é a possibilidade de utilizar ímãs de baixo custo, baixo custo de usinagem de ímã e alta densidade de fluxo no entreferro. A parte de ferro do pólo pode ser projetada para reduzir “*cogging torque*”.

Valores típicos de B_r de ímãs de NdFeB ficam em torno de 1,05 T, enquanto que os ferrites tem um B_r aproximadamente 40% deste valor, ou seja, 0,405T.

Considerando a indução remanente da ferrite consideravelmente reduzida em relação ao NdFeB, as configurações de rotor apresentadas nas Figuras 1.5, 1.6 e 1.7 tornam-se impraticáveis, pois os níveis de indução no entreferro, e por conseqüência o fluxo que irá atravessar o enrolamento do estator, será muito reduzido, o que impossibilita a obtenção do mesmo torque no eixo do motor.

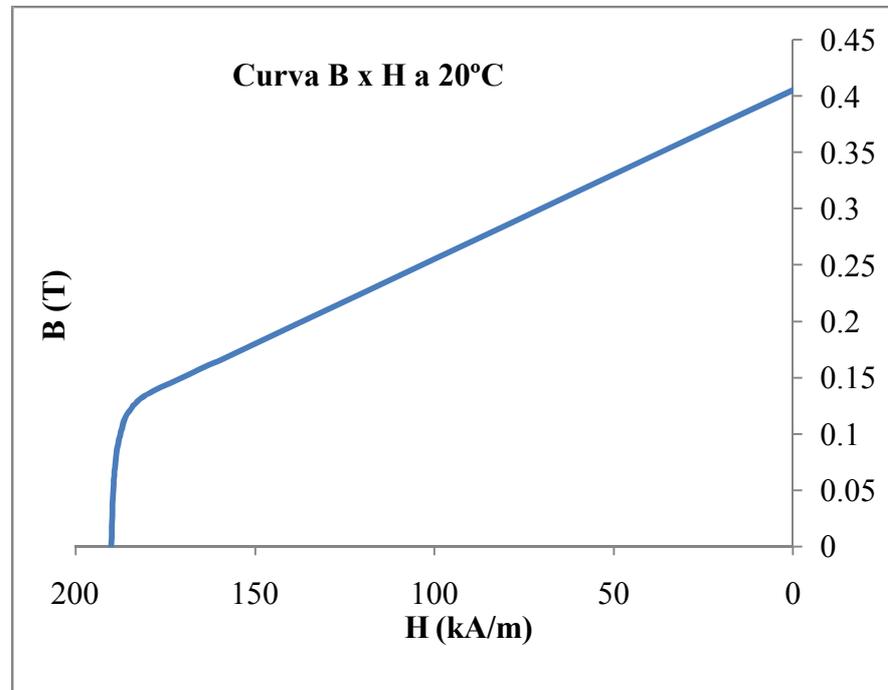


Figura 3.1 – Curva B x H do ferrite a 20°C

É necessário então escolher uma configuração em que exista uma concentração de fluxo do ímã. Tal configuração é a apresentada na Figura 1.8, motor de ímãs enterrados.

3.2. NÚMERO DE PÓLOS

Uma das primeiras escolhas a serem feitas no início do projeto é o número de pólos do motor. Para esta escolha, os seguintes fatores devem ser analisados:

1 – Tipo de ímã. Como já apresentado anteriormente, o ferrite foi escolhido para o desenvolvimento deste projeto.

2 – Tipo de configuração do motor: rotor interno, rotor externo, máquina com entreferro axial. Foi escolhido o rotor interno de ímãs enterrados.

3 – Montagem mecânica do rotor e dos ímãs

4 – Velocidade de rotação

5 – Exigências de inércia

A relação entre a rotação do eixo do motor em regime permanente (n_s), em rpm, e a frequência da fonte de alimentação (f), em Hz, é dada por:

$$n_s = \frac{60 f}{p} \quad (3.1)$$

Onde p é o número de pares de pólos.

O número de pólos é inversamente proporcional a velocidade de rotação do motor. Para um motor de mesma polaridade, quanto maior a rotação do motor, maior a frequência de sua fonte de alimentação. Isto implica em maiores perdas no ferro do estator e no chaveamento do conversor. Porém para garantir um torque suave em baixas rotações, é aconselhável a utilização de polaridades mais elevadas.

Da equação (3.1) obtêm-se as frequências de operação. O motor de 6 pólos irá operar a 75 Hz, enquanto que o motor de 8 pólos irá operar a 100 Hz.

Segundo [32], ao se dobrar o número de pólos, a espessura da coroa do rotor é reduzida a metade, assim como a coroa do estator.

Com o aumento do número de pólos, o número de espiras do estator se reduz, da mesma forma que a indutância e a reatância síncrona.

Para a configuração de ímãs enterrados, existe uma tendência de o fluxo circular dentro do rotor através dos ímãs, desta forma, não gerando torque. Para solucionar isto, é necessário que a altura dos ímãs (ver Figura 4.1), e/ou o número de pólos sejam aumentados.

Como existe a necessidade de concentração do fluxo do ímã no entreferro do rotor, se o número de pólos for reduzido, este objetivo não é alcançado. Para rotores de ímãs enterrados, motor de 2 pólos não são recomendados pois não é possível conseguir uma concentração do fluxo do ímã no entreferro. Restam a análise dos motores com 4, 6 e 8 pólos. A relação entre o fluxo magnético (Φ_r) e a área do pólo magnético (A_m) é:

$$\Phi_r = B_r \cdot A_m \quad (3.2)$$

Desprezando o fluxo disperso, o fluxo é constante, então:

$$\Phi_r = B_r \cdot A_m = B_g \cdot A_g \quad (3.3)$$

Onde

A_g é a área do pólo no entreferro.

B_g é a indução magnética no entreferro.

Na Figura 4.4 pode ser visualizada a diferença entre as áreas A_m e A_g .

Logo:

$$B_g = \frac{A_m}{A_g} B_r \quad (3.4)$$

Considerando que:

- A_m é o dobro do comprimento do ímã;
- A_g é o perímetro do diâmetro interno do estator dividido pelo número de pólos;
- o diâmetro do eixo é de 48 mm para 4, 6 e 8 pólos;
- o diâmetro interno do estator é de 150 mm para 4 e 6 pólos;
- o diâmetro interno do estator é de 160 mm para 8 pólos;
- somente para efeito de comparação, o ímã se estende deste o eixo até o final do rotor, ou seja, a sua altura é igual ao diâmetro interno do estator menos o diâmetro do eixo, dividido por dois.

Pode-se então montar uma tabela com os valores de A_m e A_g para as três polaridades, apresentada na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Comparativo de Concentração de Fluxo

Polaridade	4	6	8
Diâmetro do eixo	48	48	48
Diâmetro interno do estator	150	150	160
Comprimento do ímã	51	51	56
A_m/L	102	102	112
A_g/L	117,8	78,5	62,8
A_m/A_g	0,87	1,30	1,78

Analisando-se a Tabela 3.1 chega-se a conclusão que com a configuração de 4 pólos existe uma redução da indução em torno de 13%, enquanto que para 6 e 8 pólos, existe um aumento de 30% e 78% respectivamente.

A escolha por um motor de 6 pólos foi baseada principalmente na redução das perdas no ferro, objetivando um aumento do rendimento do motor. Com esta escolha, também se consegue uma similaridade para comparação com o motor WMagnet, visto que este também é projetado com 6 pólos.

3.3. NÚMERO DE RANHURAS DO ESTATOR

Uma vez determinado que o número de pólos no protótipo será seis, deve-se escolher o número de ranhuras do estator. De acordo com [32], para um motor trifásico de 6 pólos, as sugestões para o número de ranhuras do estator são: 9, 18, 27, 36 e 45 ranhuras.

Quando a relação do número de ranhuras/número de pólos é par, então cada ímã se alinha com os dentes do estator, causando *cogging torque*. Ao contrário, quando a relação é fracionada, poucos ímãs estão alinhados com o dente do estator, minimizando a necessidade de inclinação dos ímãs ou do estator a fim de reduzir o *cogging torque*.

Para o projeto em questão, foi escolhido um estator de 36 ranhuras. A análise da redução de *cogging torque* será realizada adiante, onde será verificada a necessidade de ser empregado algum método adicional para se atingir a redução de *cogging torque*.

3.4. ENTREFERRO

O fluxo gerado pelos ímãs deve atravessar o estator de maneira a cruzar suas bobinas. Por conta disso, o enrolamento do estator deve estar o mais próximo possível do rotor, evitando assim que o fluxo vá do pólo norte ao pólo sul sem atravessar o enrolamento do estator.

Fazer o estator com ranhuras é uma maneira muito eficiente de minimizar o tamanho do entreferro, mantendo o enrolamento bastante próximo dos ímãs. Outros benefícios são o aumento da rigidez mecânica e elétrica, além de reduzir a resistência térmica o que facilita a dispersão do calor gerado pelas perdas Joule no enrolamento.

Uma forma de maximizar a resistência à desmagnetização é através da determinação do entreferro. Segundo [32] valores entre 0,381 e 0,508 mm são suficientes para atingir este objetivo.

Deve ser considerada também para a determinação do entreferro do motor, uma distância mínima de maneira a garantir que não haja contato entre estator e rotor durante a operação do motor, desta forma, neste projeto foi utilizado um entreferro de 0,45 mm.

3.5. MATERIAL DO NÚCLEO

A indução nas lâminas do estator/rotor deve ficar em torno de 1,6 e 1,7T. Acima deste valor, a permeabilidade do aço começa a reduzir consideravelmente, ocasionando

uma perda de fluxo enlaçado pelo enrolamento, ou a necessidade de se empregar mais ímãs para atingir a mesma quantidade de fluxo.

Com o aumento da indução no aço, tem-se também um aumento das perdas no ferro devido à histerese e à corrente parasita. Este último fator pode ser minimizado utilizando-se laminas de menor espessura e/ou aços silícios, porém ambos os fatores resultam em um aumento do custo do motor.

Neste projeto foi utilizado uma chapa de aço silicioso, com 5,19 W/kg 1,5T e 60 Hz.

3.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi definido que o motor irá utilizar a configuração de ímãs enterrados, com ímãs de ferrite. Com o objetivo de reduzir as perdas no ferro, o projeto será desenvolvido com 6 pólos, e utilizará uma chapa de aço silicioso no estator e no rotor. Com estes itens definidos, pode-se iniciar o projeto do ímã.

CAPÍTULO 4 – DIMENSIONAMENTO DO MOTOR

Em um motor *brussless* de ímãs permanentes, o fluxo é estabelecido pelos ímãs. No projeto da máquina, este fluxo é o mais importante parâmetro, pois dele é diretamente proporcional o torque e inversamente proporcional a rotação a vazio. Desta forma, o dimensionamento do ímã é um dos pontos mais importantes do projeto do motor. Neste capítulo serão definidas as dimensões do ímã, conforme pode ser observado nas Figuras 4.1 e 4.4.

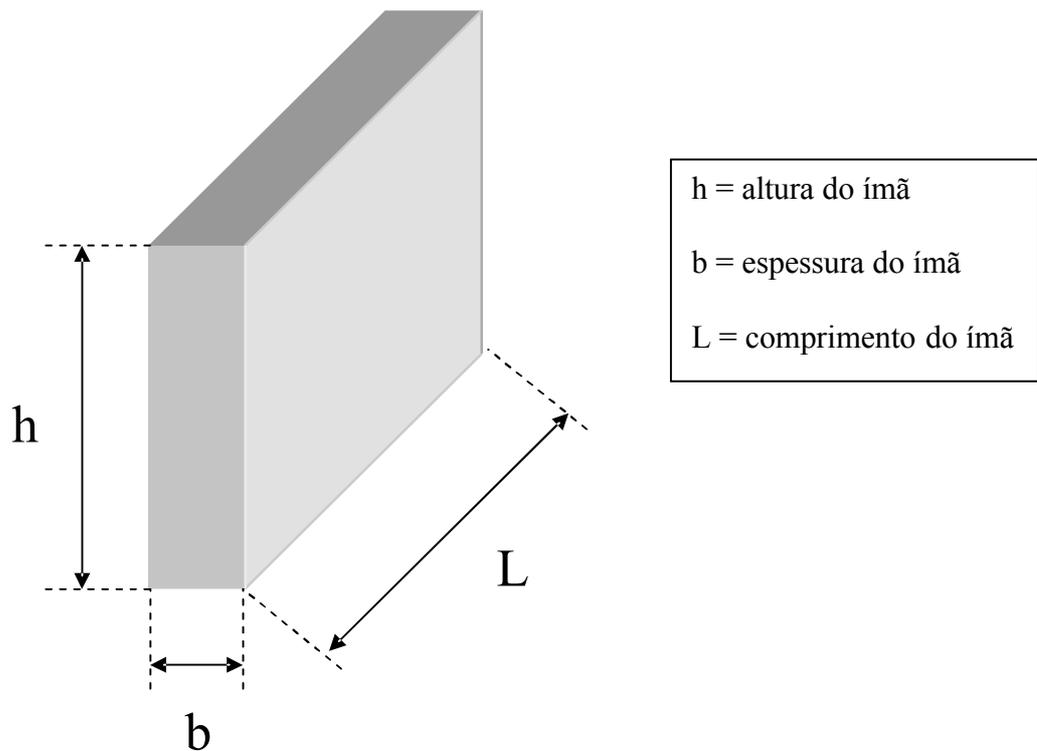


Figura 4.1 – Dimensões do ímã

4.1. CÁLCULO APROXIMADO DO FLUXO

Inicialmente devem-se identificar os caminhos que o fluxo magnético dos ímãs percorre. Na Figura 4.2 pode-se observar a representação do fluxo de um motor de ímãs enterrados.

Podem-se identificar dois tipos de fluxo: o fluxo principal ou do entreferro Φ_g , fluxo que atravessa o entreferro e é enlaçado pela bobinas do estator, e o fluxo disperso Φ_l , que não atravessa o entreferro e fecha um caminho no próprio rotor sem ser enlaçado pelo enrolamento, trata-se de um fluxo “perdido”, pois não produz torque no eixo do motor.

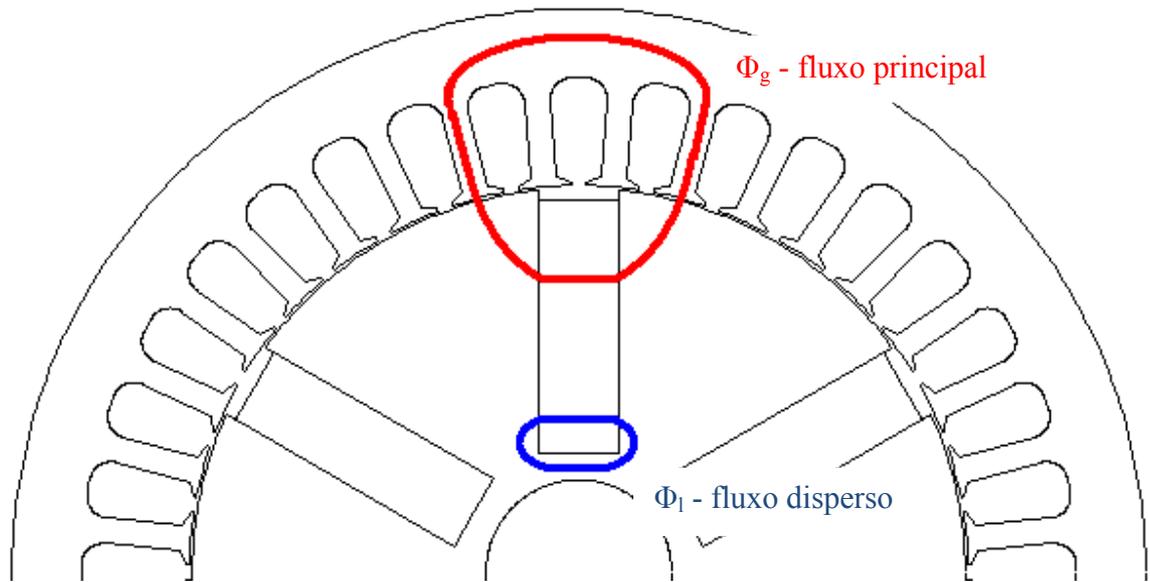


Figura 4.2 – Caminho do fluxo magnético em um motor de ímãs enterrados

Define-se então o coeficiente de dispersão f_d como sendo:

$$f_d = \frac{\Phi_g}{\Phi_g + \Phi_1} \quad (4.1)$$

O coeficiente de dispersão é sempre menor que um, sendo 0.9 um valor típico para a maioria dos tipos de motores.

O circuito equivalente ao circuito magnético de um pólo é apresentado na Figura 4.3. Neste caso foi utilizado o circuito equivalente de Norton para representar o ímã. A fim de simplificar a análise, as relutâncias das chapas de aço do estator e do rotor foram omitidas do circuito, porque a permeabilidade foi considerada infinita.

O circuito magnético equivalente é formado por:

- Φ_r – fluxo remanente
- Φ_M – fluxo do ímã
- P_{M0} – permeabilidade do ímã
- Φ_1 – fluxo disperso
- P_1 – permeância de dispersão
- F_a – força magneto motriz de armadura
- Φ_g – fluxo principal ou do entreferro

- R_g – relutância do entreferro

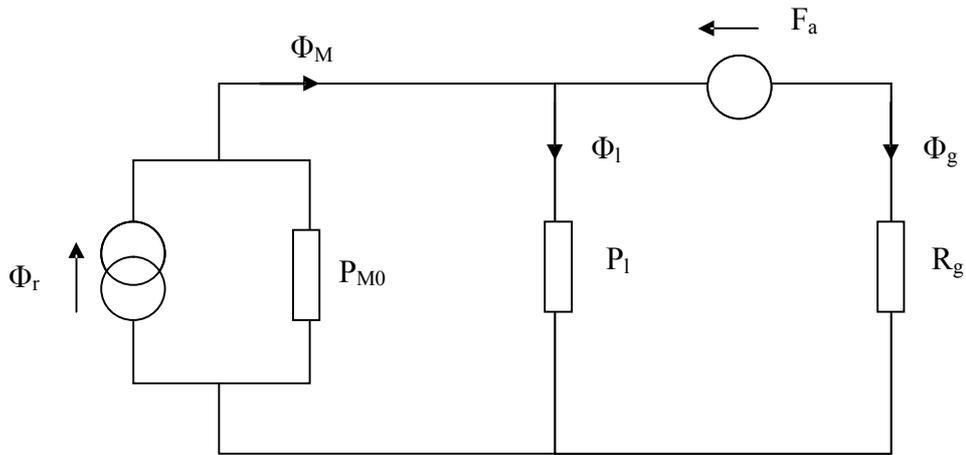


Figura 4.3 – Circuito magnético equivalente de um pólo

A permeabilidade do ímã (P_{M0}) é dada por

$$P_{M0} = \mu_{re} \mu_0 \frac{A_M}{b} = \mu_{re} \mu_0 \frac{\beta_M r_M L}{p b} \quad (4.2)$$

Onde

μ_{re} é a permeabilidade de recuo

β_M é o arco do pólo do ímã em graus elétricos

L é o comprimento do pacote

b é o comprimento do ímã no sentido de magnetização

r_M é o raio efetivo do ímã

Na Figura 4.4 está mostrado o r_M , que segundo [32] pode ser considerado igual a 1/3 do comprimento do ímã, medido do raio interno (r_i). Uma aproximação mais conservadora é utilizar o raio interno do ímã.

A permeabilidade do ímã P_{M0} é idealizada. É derivada da razão entre Φ_r e F_c , assumindo uma característica de desmagnetização linear, assim como propriedades uniformes através do ímã.

A relutância do entreferro R_g é dada por

$$R_g = \frac{g'}{\mu_0 A_g} = \frac{1}{\mu_0 L} \frac{p}{\beta_M} \frac{g'}{r_g} \quad (4.3)$$

Onde

A_g é a área do pólo no entreferro, calculado para o raio r_g .

r_g é o raio físico médio do entreferro.

g' é o valor efetivo do comprimento do entreferro determinado através do coeficiente de Carter considerando as ranhuras.

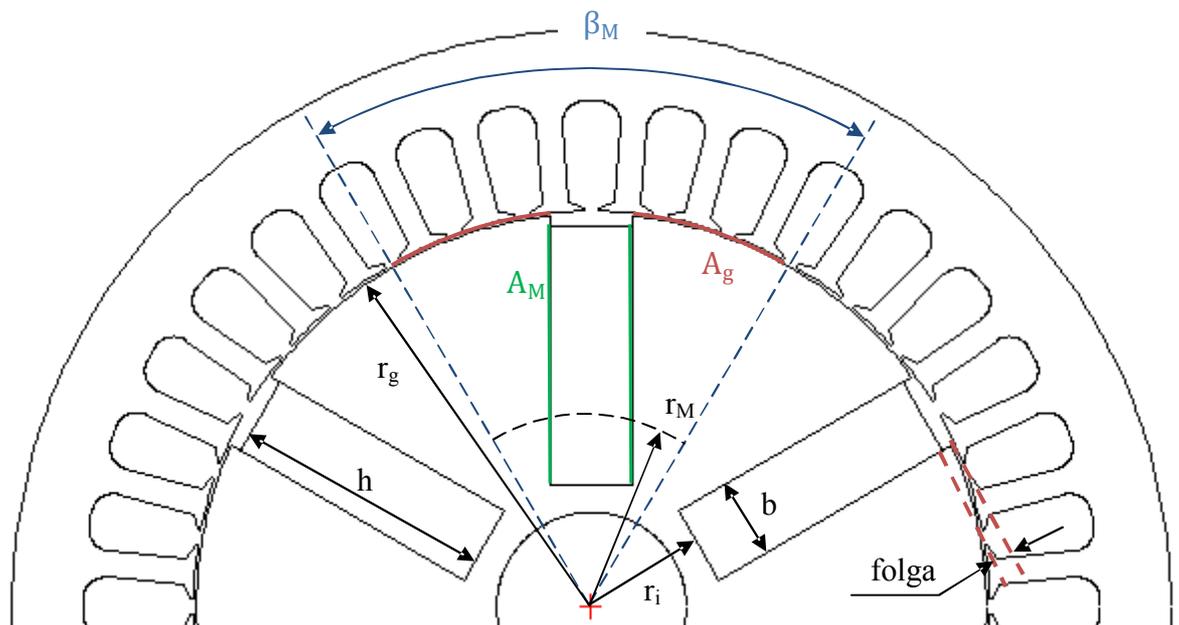


Figura 4.4 – Dimensões para cálculo do circuito magnético equivalente

Analisando o circuito da Figura 4.3, nota-se que do fluxo remanente total, apenas a porção $\frac{P_g}{P_{M0}+P_l+P_g}$ atravessa o entreferro, com $P_g = \frac{1}{R_g}$. Assim, segundo [32] o fluxo no entreferro é:

$$\Phi_g = \frac{f_d}{1+f_d P_{M0} R_g} \Phi_r \quad (4.4)$$

Em termos de densidade de fluxo, pode-se definir a seguinte expressão:

$$B_g = \frac{f_d \frac{A_m}{A_g}}{1+\mu_{re} f_d \frac{A_m g'}{A_g b}} B_r \approx f_d \frac{A_m}{A_g} B_r \quad (4.5)$$

Sendo $f_d < 1$, a densidade de fluxo no entreferro é menor devido ao fluxo disperso. A densidade de fluxo no ímã (B_M) é:

$$B_M = B_g \frac{1}{f_d} \frac{A_g}{A_m} = \frac{\phi_g}{f_d A_m} \quad (4.6)$$

O ponto de operação do ímã pode ser determinado graficamente pela curva de carga ou através do cálculo de H_M da equação que descreve a característica de desmagnetização:

$$B_M = \mu_{re} \mu_0 H_M + B_r \quad (4.7)$$

onde B_M deve estar acima do joelho da curva.

Estes cálculos mostrados são de grande importância para um valor aproximado dos fluxos no ímã e entreferro, porém para um cálculo mais preciso na definição do projeto deste motor, foi utilizado um cálculo baseado em elementos finitos.

4.2. DIMENSIONAMENTO DO ÍMÃ

Como visto na equação (3.4), a indução no entreferro é diretamente proporcional a indução remanente e a área do ímã. Como a indução remanente é uma característica intrínseca do ímã, a atenção se volta para a dimensão do ímã.

Na configuração de ímãs enterrados, deve-se tomar cuidado especial para evitar que o fluxo não encontre um caminho para ir do pólo norte ao pólo sul sem passar através do entreferro do motor. Como foi apresentado na Figura 1.9, um eixo em material não ferromagnético é essencial. Outra opção a ser considerada é a utilização de um eixo ferromagnético coberto por uma capa de material não ferromagnético. Esta segunda opção gera uma redução no custo do eixo, porém aumenta o custo de fabricação, pois aumenta o número de componentes de montagem. Optou-se por um eixo em material não ferromagnético. O material escolhido foi o aço AISI 304.

Com o objetivo de minimizar o fluxo disperso, conforme Figura 4.2, os ímãs ficarão encostados no eixo não ferromagnético, não havendo assim um caminho no centro do rotor para o fluxo se dispersar.

A primeira dimensão determinada é a altura do ímã, que então será toda a extensão do rotor, com uma folga de 2,05 mm na extremidade. Esta folga está apresentada na Figura 4.4.

Como o diâmetro interno do estator (D_{1in}) é de 150 mm, o diâmetro do eixo (D_e) é de 48 mm, e o entreferro (g) é de 0,45 mm, com uma folga de 2,05 mm, a altura total do ímã (h) é:

$$h = \frac{D_{1in} - D_e}{2} - g - \text{folga} \quad (4.8)$$

$$h = \frac{150 - 48}{2} - 0,45 - 2,05 = 48,5 \text{ mm} \quad (4.9)$$

A segunda dimensão do ímã a ser definida é sua espessura que deve ser determinada de maneira que a máxima corrente que pode ser fornecida pelo conversor não desmagnetizará os ímãs no rotor.

A primeira estimativa da espessura do ímã (b) pode ser considerada como sendo 10 vezes a largura do entreferro. Isto é válido para ímãs de alta coercividade como ferrites e de terras raras.

Neste ponto do projeto, é necessária a utilização de um software para simulação do motor. Neste projeto foi utilizado o módulo PC BDC 7.5 do Speed [1], com o cálculo baseado em elementos finitos.

A simulação da primeira estimativa de espessura do ímã de 4,5 mm está apresenta na Figura 4.5.

Com estas dimensões do ímã, obtêm-se uma indução no ímã de 0,244T. No entreferro a indução máxima é de 0,356T e no dente do estator é de 0,622T.

Estes valores são muito baixos. O motor WMagnet que será utilizado para comparação, apresenta induções máximas no entreferro de 0,745T e no dente do estator de 1,09T.

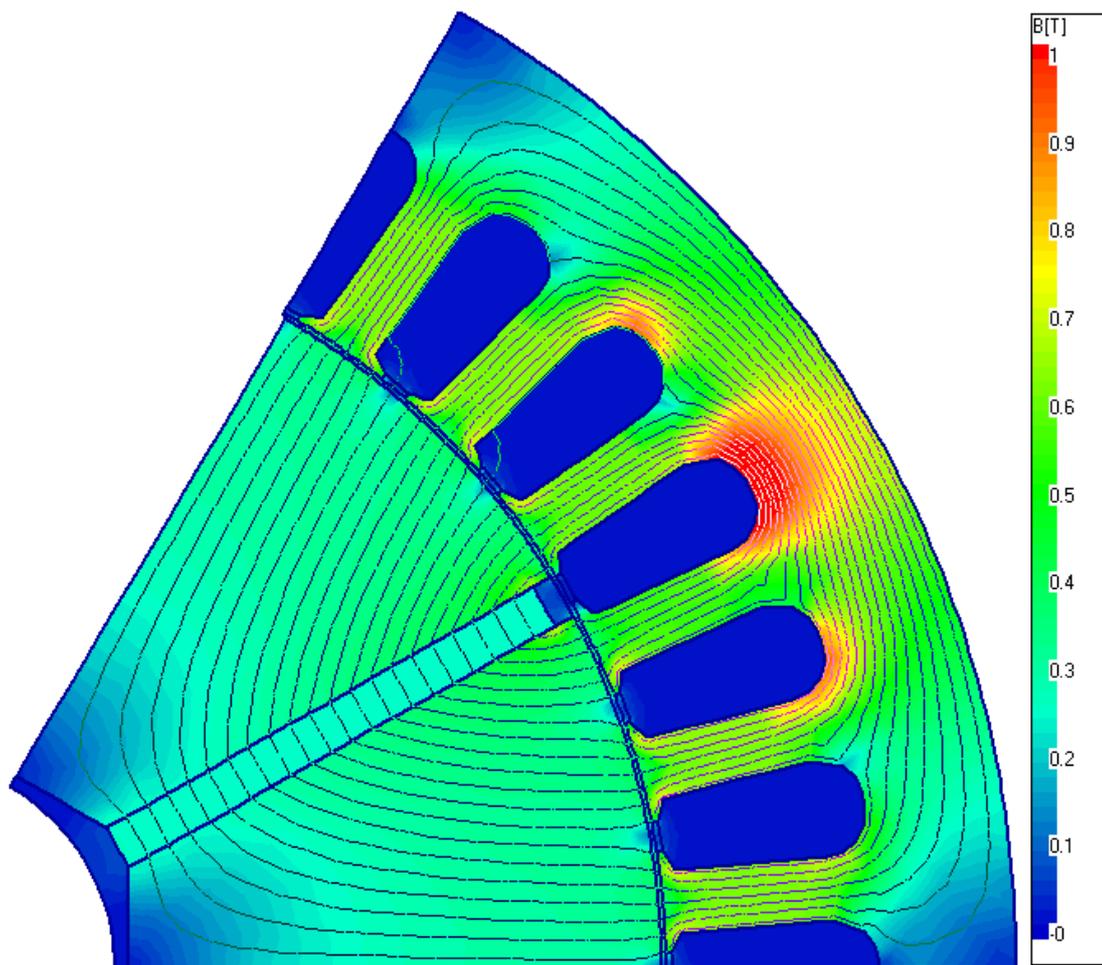


Figura 4.5 – Distribuição das linhas de fluxo magnético e da indução magnética no rotor com ímã de 4,5 mm espessura

Variando-se então a espessura do ímã, obtem-se valores mais significativos de indução no entreferro (B_g) e dente do estator (B_{de}). Os resultados são mostrados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Induções Magnéticas no ímã (B_i), no entreferro (B_g) e no dente do estator (B_{de})

b (mm)	B_i (T)	B_g (T)	B_{de} (T)
4,5	0,244	0,356	0,622
8,5	0,274	0,422	0,741
12,0	0,285	0,466	0,822
14,0	0,290	0,489	0,877
14,5	0,295	0,496	0,910
15,0	0,298	0,501	0,920
15,5	0,300	0,507	0,930

Dos valores da Tabela 4.1, pode-se analisar como os valores de indução variam em função da espessura do ímã, Figura 4.6.

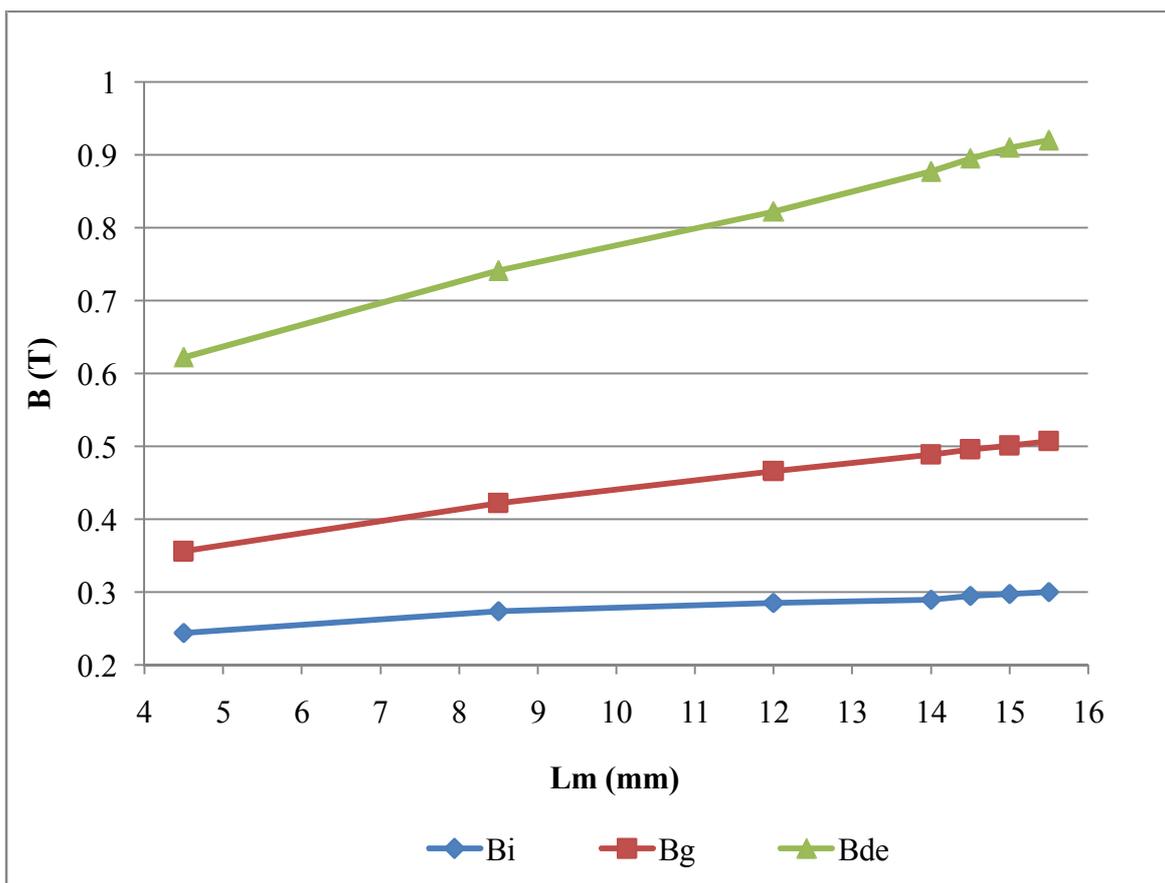


Figura 4.6 – Variação das Induções Magnéticas no ímã (B_i), no entreferro (B_g) e no dente do estator (B_{de}) em função da espessura do ímã

As induções no entreferro e no dente do estator praticamente são as mesmas para espessura do ímã (b) de 14,5, 15,0 e 15,5 mm. Optou-se por utilizar o ímã com espessura de 15,0 mm. Porém, a indução no dente do estator está 18% abaixo do valor desejado (1,09T). A simulação da configuração escolhida está apresentada na Figura 4.7

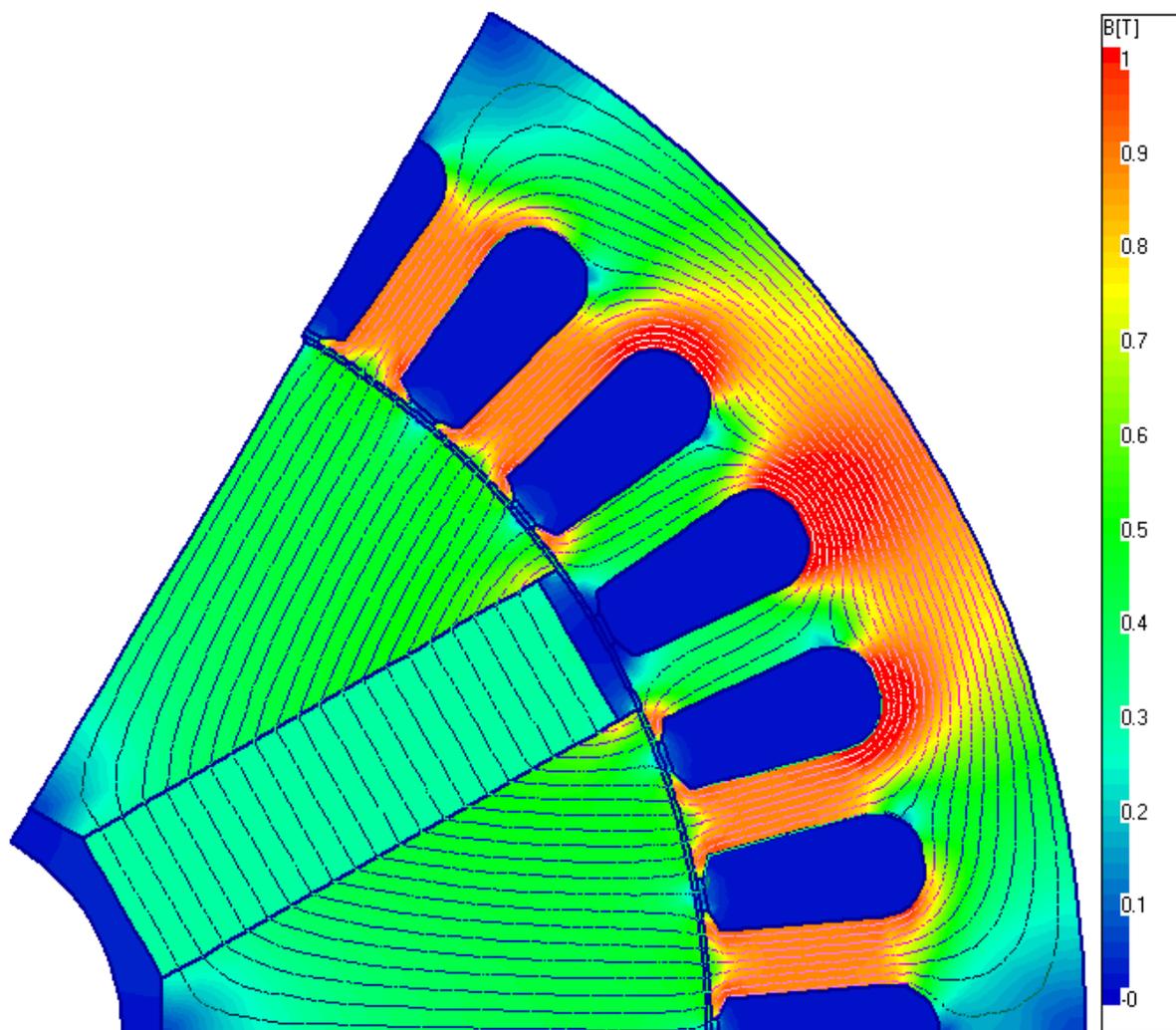


Figura 4.7 – Distribuição das linhas de fluxo magnético e da indução magnética no rotor com ímã de 15,0 mm espessura

4.3. ESTATOR

O ponto de partida para o projeto do estator, incluindo as dimensões da ranhura, foi a chapa do estator utilizada no projeto WMagnet. Porém, como foi visto anteriormente, a indução do dente com esta chapa ficou abaixo dos valores desejados. Com o objetivo de aumentar a indução no dente do estator, será reduzida sua largura, aumentando a indução e a área da ranhura. Como consequência disto, a área para o enrolamento aumentará, o que possibilita a utilização de maior área de condutores no enrolamento do estator, reduzindo assim as perdas joule do estator.

As variações na largura do dente do estator e as induções neste ponto são apresentadas na Tabela 4.2 e Figura 4.8.

Tabela 4.2 – Induções Magnéticas no dente do estator (B_{de}) e na coroa do estator (B_{ce})

Largura do dente do estator (mm)	B_{de} máximo (T)	B_{de} médio (T)	B_{ce} máximo (T)
6,4	0,930	0,855	1,25
6,3	0,968	0,870	1,25
6,2	1,01	0,890	1,25
6,1	1,03	0,905	1,25
6,0	1,06	0,920	1,25
5,9	1,08	0,935	1,25
5,8	1,09	0,950	1,25

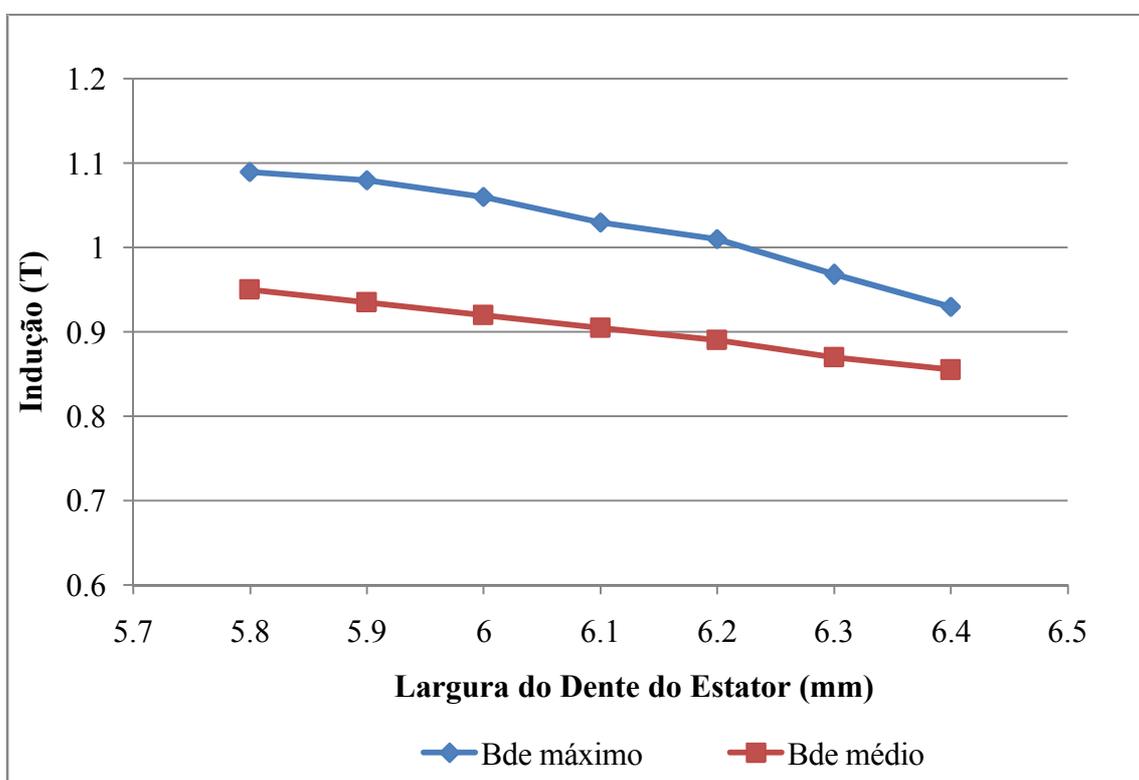


Figura 4.8 – Induções Magnéticas no dente do estator (B_{de})

Com base nos resultados apresentados anteriormente, será utilizado para o projeto deste motor, o estator com largura de dente de 5.8 mm.

4.4. PACOTE

Um dos objetivos é, posteriormente, fazer uma comparação com o motor WMagnet, inicialmente será utilizada a mesma quantidade de material ativo, ou seja, o mesmo tamanho do pacote. Durante a simulação do projeto, será verificada a necessidade de aumento do tamanho do pacote do motor.

4.5 CONCLUSÃO

Ao se projetar os ímãs de ferrite na configuração de ímã enterrados para o motor proposto, pôde-se atingir valores de indução no entreferro de 0,501 T, e variando as dimensões do estator, a indução média no dente do estator obtida foi de 0,950 T. Estes valores são 32% e 14% menores que os valores obtidos no motor WMagnet. Definido as dimensões do estator e do rotor, a próxima etapa consiste no projeto do enrolamento do motor.

CAPÍTULO 5 – PROJETO DO ENROLAMENTO

Neste capítulo será apresentado o projeto do enrolamento do motor, com a variação do número de espiras de 19 a 22. Inicialmente será feito o projeto em camada única e posteriormente em camada dupla. Em todas as simulações apresentadas, o torque eletromagnético é de 70 Nm.

5.1. ENROLAMENTO CAMADA ÚNICA

Com o intuito de obter o menor custo possível do motor, optou-se por iniciar o projeto com um enrolamento de camada única, cujo esquema de ligação é apresentado na Figura 5.1. O passo de bobina é 1:6, ligação estrela, com uma bobina por grupo, e 6 grupos por fase.

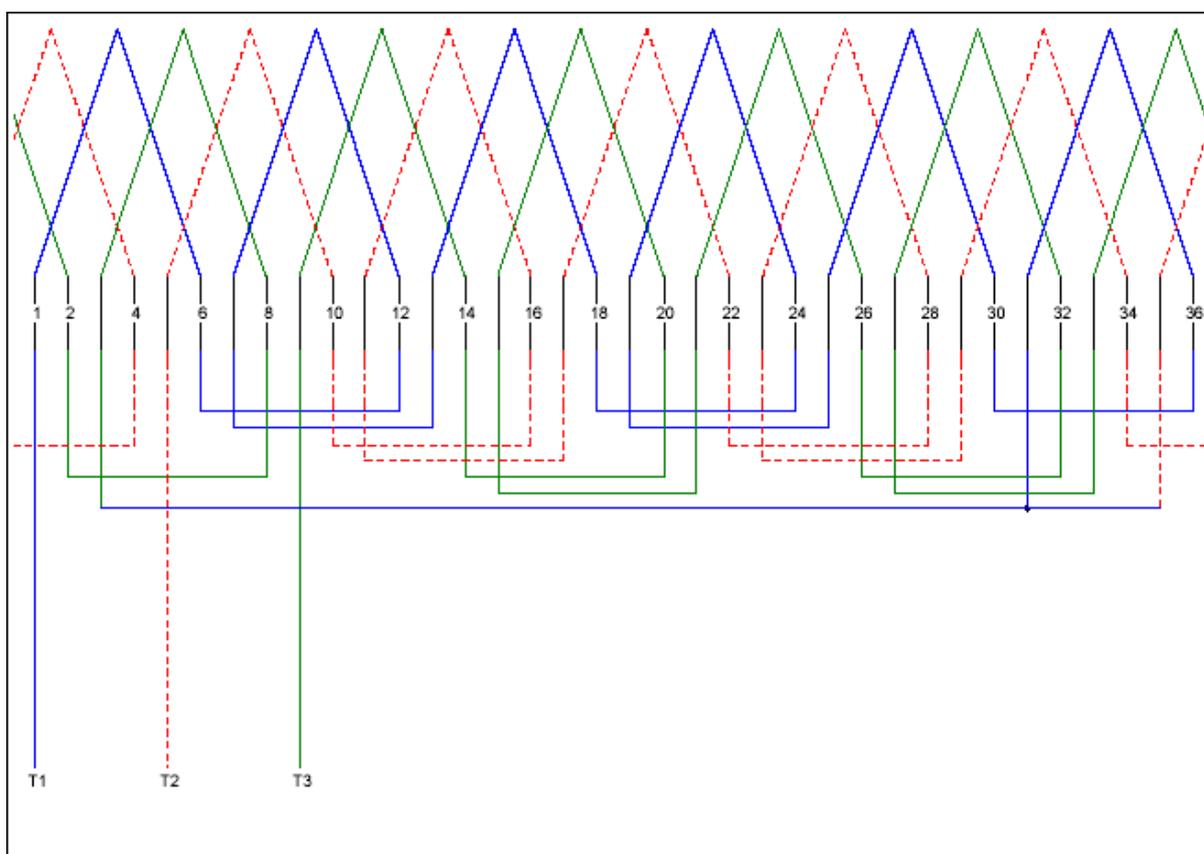


Figura 5.1 – Esquema de ligação do enrolamento camada única

Utilizando este passo e camada única, foram feitas quatro propostas de projeto do motor, variando o número de espiras de 19 a 22. Utilizou-se o software SPEED para a realização destas simulações. Foi considerado em todos os projetos um enchimento de

cobre, sem considerar os isolantes, de 40% da ranhura. Na Tabela 5.1 e nas Figuras 5.2 a 5.7 são apresentados os resultados destas simulações.

Tabela 5.1 – Comparativo de desempenho

Proposta	I	II	III	IV
Torque (Nm)	70,0	70,0	70,0	70,0
Potência (kW)	11,0	11,0	11,0	11,0
Rotação (rpm)	1500	1500	1500	1500
Espiras	19	20	21	22
I inversor de pico	37,7	37,4	36,5	35,8
I carga de pico	37,2	36,7	35,9	35,4
I carga rms	22,5	22,6	22,0	21,6
J (A/mm ²)	6	6,4	6,5	6,7
Ângulo entre E _f e I _a	50	59	60	62
Tensão gerada por fase (rms)	133,1	140,1	147,1	154,1
Ld (mH)	10,928	12,504	13,786	15,13
Lq (mH)	25,933	30,161	33,1	36,188
Relação Lq/Ld	2,37	2,41	2,40	2,39
Rendimento (%)	92,9	92,4	92,3	92
Perdas Cobre	578,4	648,1	674,8	714,1
Perdas Ferro	192,8	174	173,9	170,9
Perdas Totais	847,9	898,8	925,4	961,7
Fator de potência	0,85	0,88	0,90	0,91

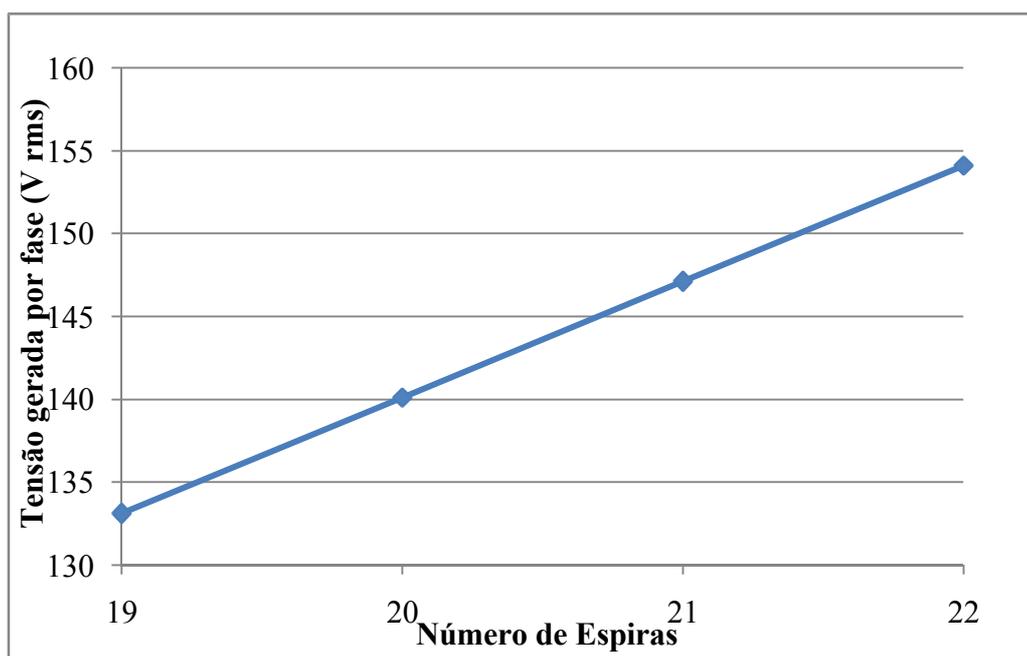


Figura 5.2 – Variação da tensão gerada x Número de espiras

Como pode ser observado na Figura 5.2, a tensão gerada por fase é diretamente proporcional ao número de espiras.

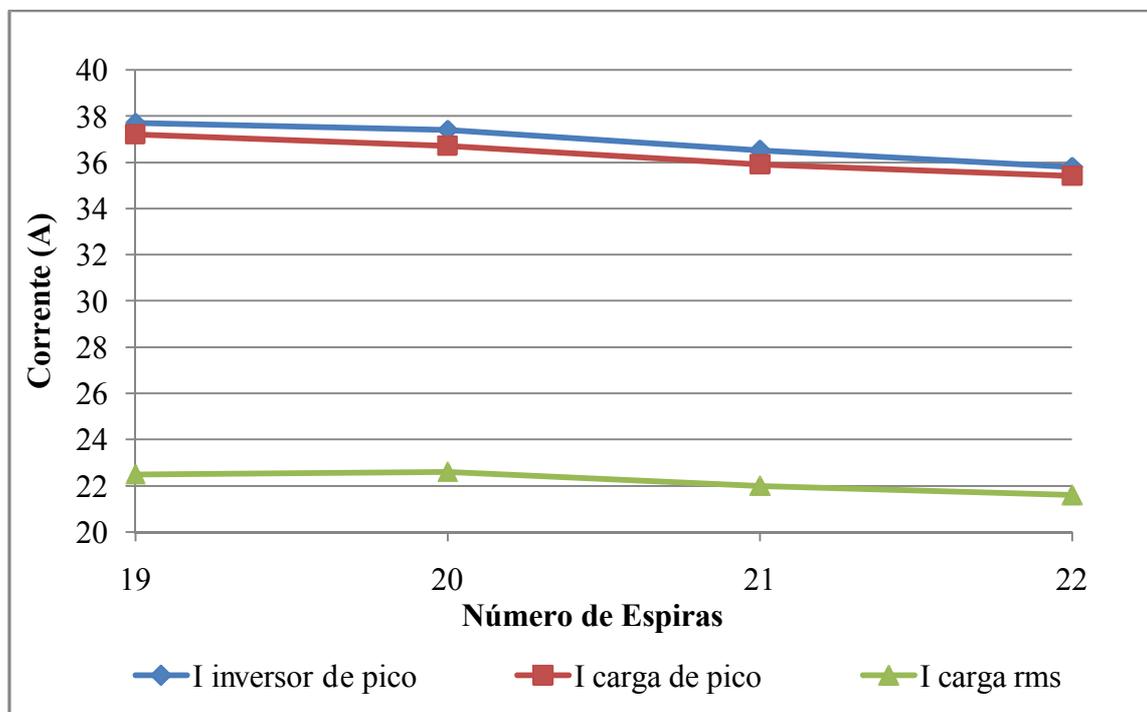


Figura 5.3 – Variação das correntes x Número de espiras

Quanto maior a tensão gerada nos enrolamentos do estator devido ao fluxo dos ímãs, menor é a corrente que circula no motor, reduzindo assim a corrente do inversor de frequência que alimenta o motor, Figura 5.3. Porém devido ao aumento de espiras e por consequência a redução da seção transversal de cada condutor, a densidade de corrente no motor aumenta, Figura 5.4.

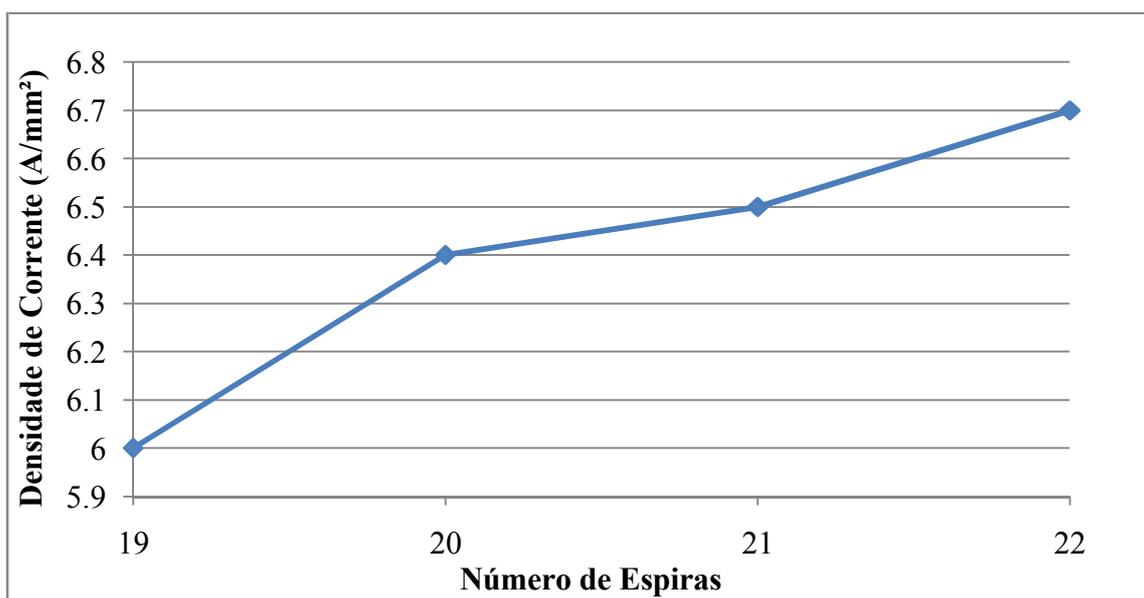


Figura 5.4 – Densidade de corrente x Número de espiras

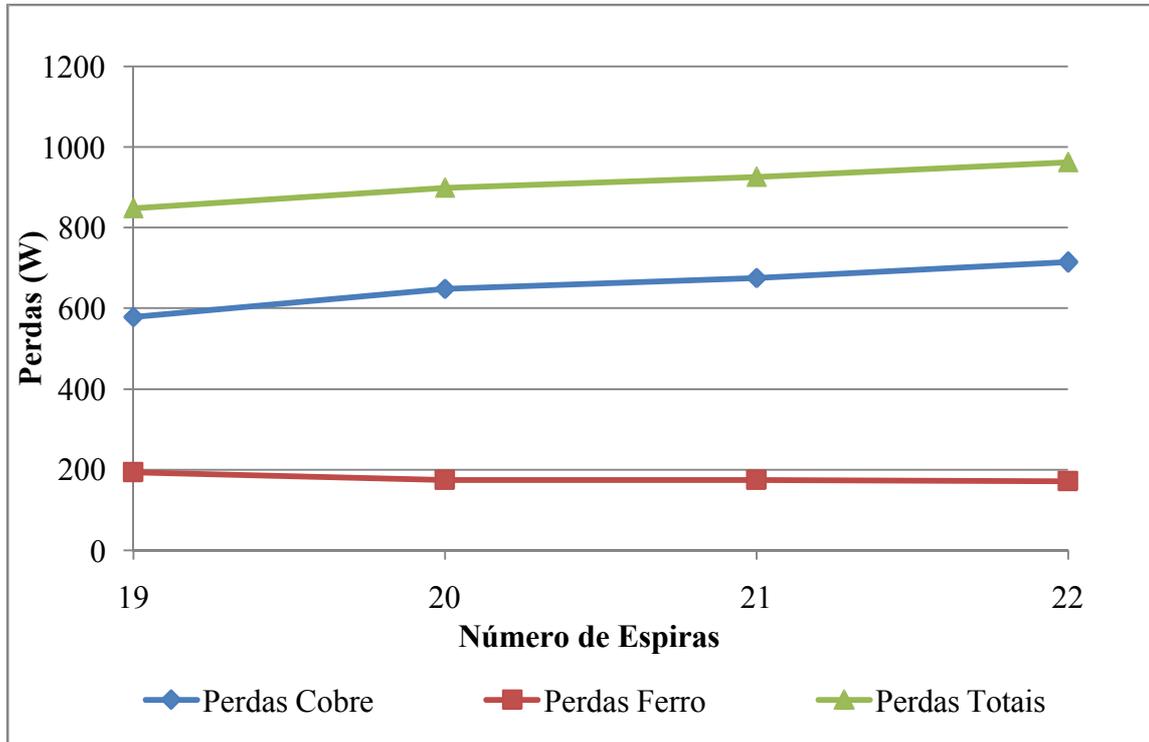


Figura 5.5 – Perdas x Número de espiras

Com o aumento da densidade de corrente do motor, há um aumento das perdas Joule, ou perdas no cobre. Sendo esta perda a mais significativa em relação ao total de perdas do motor, nota-se uma redução no rendimento, Figura 5.5 e Figura 5.6.

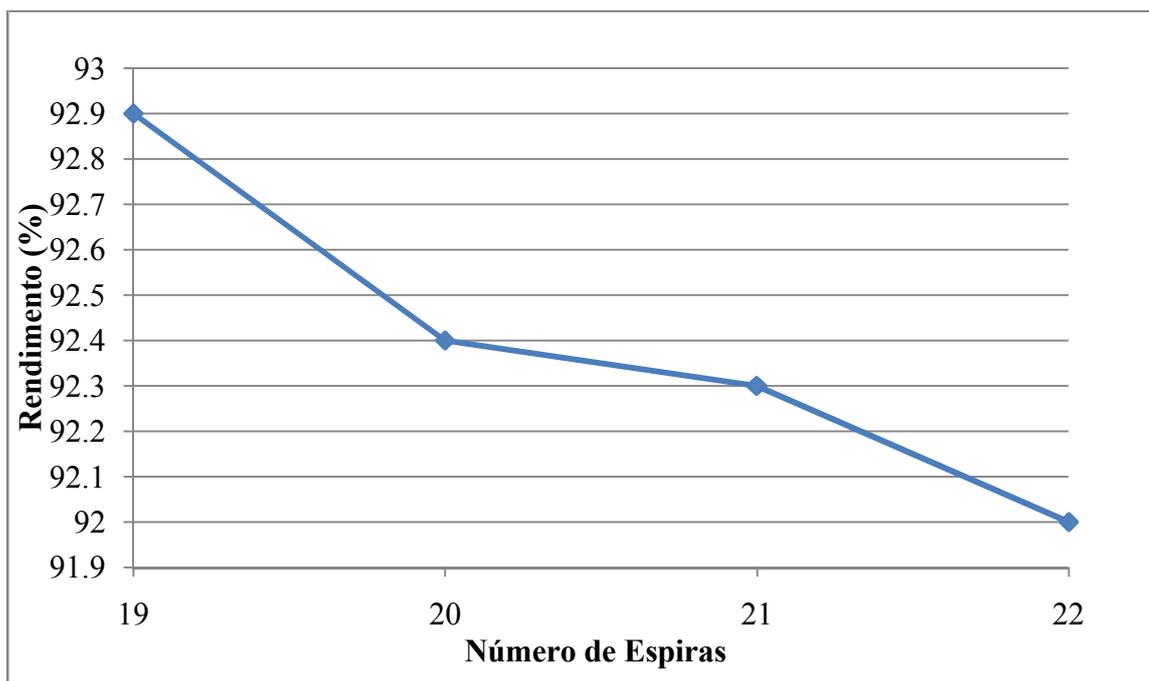


Figura 5.6 – Rendimento x Número de espiras

Com o aumento da tensão gerada, existe a necessidade de enfraquecer mais o campo, o que se obtém aumentando o ângulo entre E_f e I_a , Figura 5.7.

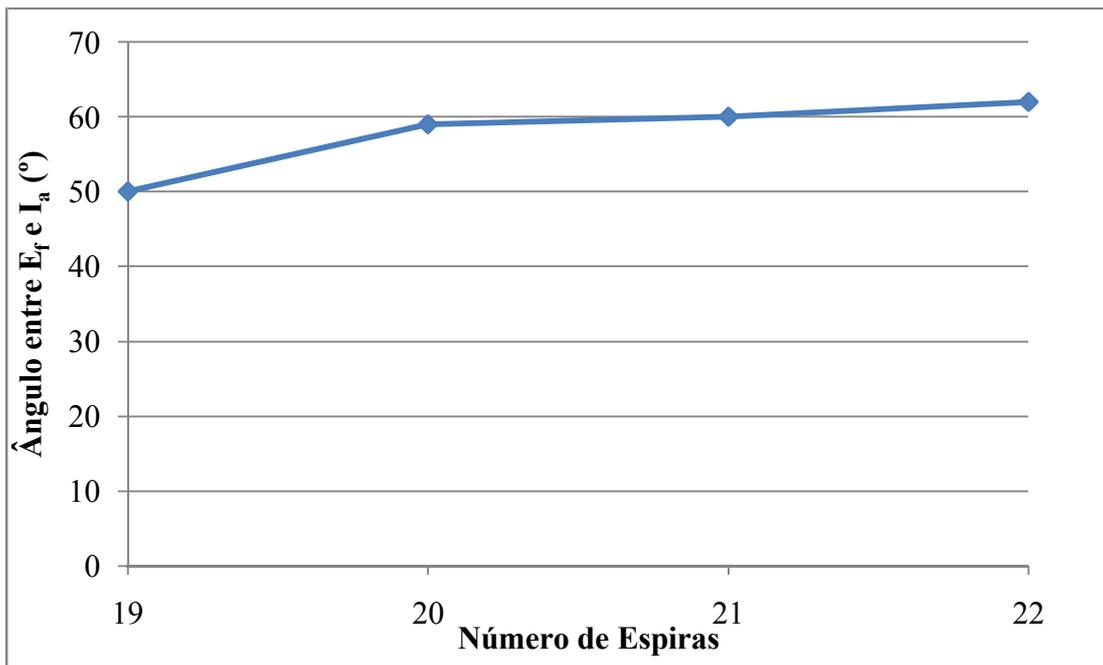


Figura 5.7 – Ângulo entre E_f e I_a x Número de espiras

Com o aumento do número de espiras, o motor opera com valores de indução menores, por consequência ocorre o aumento do fator de potência, como pode ser observado na Figura 5.8.

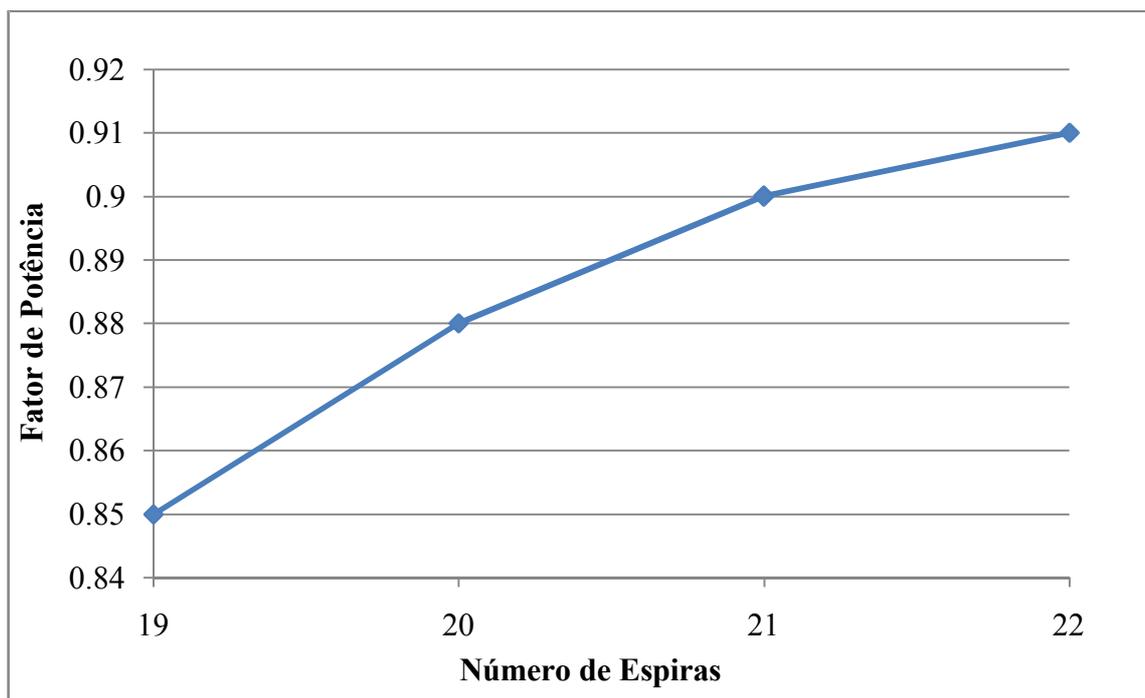


Figura 5.8 – Fator de potência x Número de espiras

Analisando todas as propostas apresentadas, optou-se pela opção III, pois apresenta uma corrente reduzida sem comprometer o desempenho do motor, como , por exemplo, o rendimento.

Os projetos apresentados utilizaram um estator com ranhura alterada. Fez-se então uma simulação do projeto do enrolamento escolhido, porém utilizando-se a ranhura original do estator. O resultado está apresentado na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Comparativa de desempenho entre estator original e alterado

Estator	Alterado	Original
Torque (Nm)	70,0	70,0
Potência (kW)	11,0	11,0
Rotação (rpm)	1500	1500
Espiras	21	21
I inversor de pico	36,5	35,9
I carga de pico	35,9	35,4
I carga rms	22	21,5
J (A/mm ²)	6,5	6,8
Ângulo entre E _f e I _a	60	61
Tensão gerada por fase rms	147,1	147
Ld (mH)	13,786	14
Lq (mH)	33,1	35,346
Relação Lq/Ld	2,40	2,52
Rendimento (%)	92,3	92,2
Perdas Cobre	674,8	693,2
Perdas Ferro	173,9	162
Perdas Totais	925,4	931,9
Fator de potência	0,9	0,9

A tensão gerada foi praticamente a mesma, porém devido à redução da área da ranhura, a quantidade de cobre teve que ser reduzida. Com a redução da seção de cada condutor, houve um aumento da densidade de corrente e por conseqüência um aumento das perdas joule. Porém, como o dente do estator foi aumentado, a indução neste ponto da chapa ficou reduzido, o que gera uma menor perda no ferro. Como as perdas joule neste projeto são mais significativas, o rendimento sofreu uma pequena redução. Porém esta redução não foi tão significativa, sendo esta configuração escolhida, ou seja, é a configuração com a chapa atual do motor WMagnet.

5.2. ENROLAMENTO CAMADA DUPLA

Considerou-se também a possibilidade de utilização de um enrolamento em camada dupla. Utilizou-se o enrolamento apresentado na Figura 5.9, passo de bobina 1:6:8, camada dupla, duas bobinas por grupo e 6 grupos por fase.

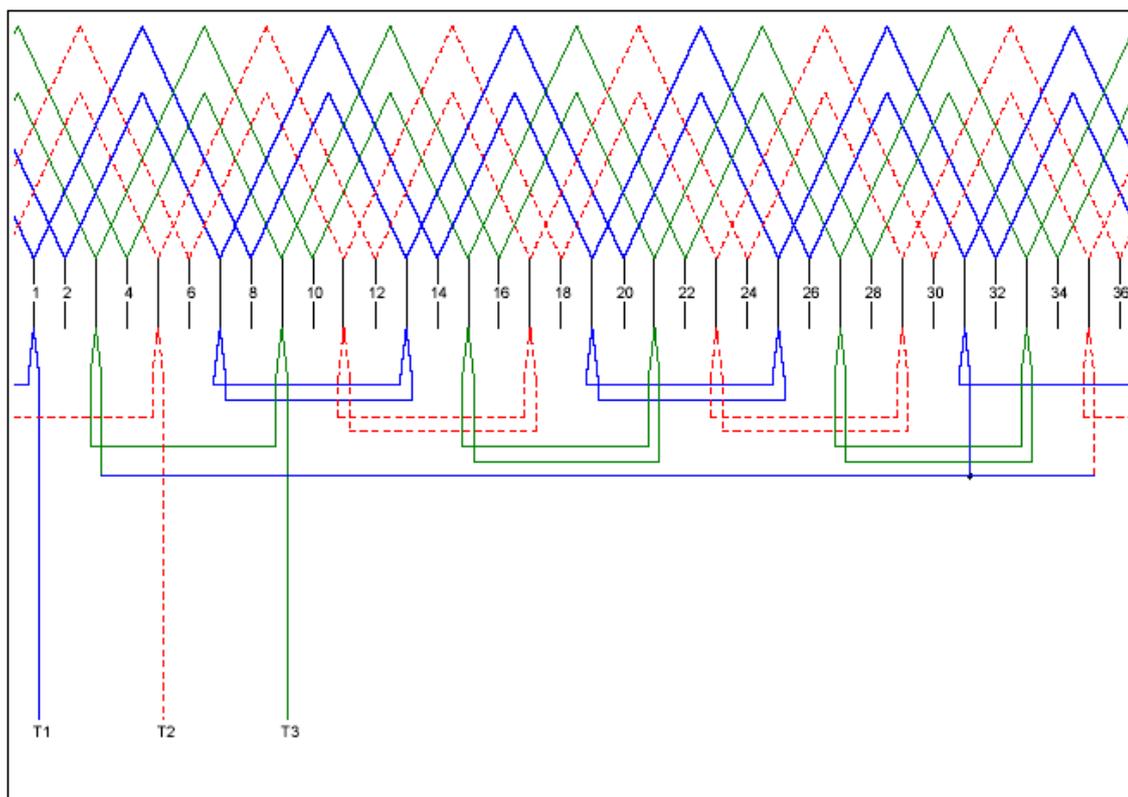


Figura 5.9 – Esquema de ligação do enrolamento camada dupla

O resultado da simulação desta nova configuração está apresentado na Tabela 5.3.

Para se manter a tensão gerada aproximadamente no mesmo valor, foi necessário reduzir o número de espiras por bobina para 10. Apesar disso, a tensão gerada ficou ligeiramente abaixo, o que resultou em uma corrente maior. O aumento da corrente também se deve ao aumento da cabeça de bobina, pois o passo de bobina que era 1:6, passou a ser 1:6:8, aumentando assim a resistência do enrolamento. Como consequência, houve um ligeiro aumento nas perdas joule e uma pequena redução no rendimento do motor.

Como este projeto possui um custo maior de produção, o projeto escolhido para comparação com o WMagnet foi o enrolamento camada única, com 21 espiras e com o estator original. Esta comparação é apresentada no próximo capítulo.

Tabela 5.3 – Comparativa de desempenho entre enrolamento camada única e dupla

Camada	Única	Dupla
Torque (Nm)	70,0	70,0
Potência (kW)	11,0	11,0
Rotação (rpm)	1500	1500
Espiras	21	10
I inversor de pico	35,9	36,9
I carga de pico	35,4	36,0
I carga rms	21,5	22,0
J (A/mm ²)	6,8	6,6
Ângulo entre E _f e I _a	61	59
Tensão gerada por fase rms	147,0	140,0
Ld (mH)	14	12,7133
Lq (mH)	35,346	32,1332
Relação Lq/Ld	2,52	2,53
Rendimento (%)	92,2	91,9
Perdas Cobre	693,2	720,6
Perdas Ferro	162	176,7
Perdas Totais	931,9	974
Fator de potência	0,9	0,88

5.3. INFLUÊNCIA DA TEMPERATURA

Geralmente a remanência do ímã decresce com o aumento da temperatura, e este efeito é especificado em termos do coeficiente de reversibilidade de temperatura de B_r (α_{B_r}), através da seguinte expressão:

$$B_{r(T)} = B_{r(20)} \cdot \left[1 + \frac{\alpha_{B_r}(T-20)}{100} \right] \quad (5.1)$$

Onde

B_{r(T)} é o valor de B_r na temperatura desejada;

B_{r(20)} é o valor de B_r a 20°C

T é a temperatura em °C.

Além de B_r variar com a temperatura, a posição do joelho da curva de operação do ímã também varia com a temperatura, conforme pode ser observado na Figura 5.10. Nesta

figura também pode ser observado os pontos de operação do ímã nas duas temperaturas analisadas.

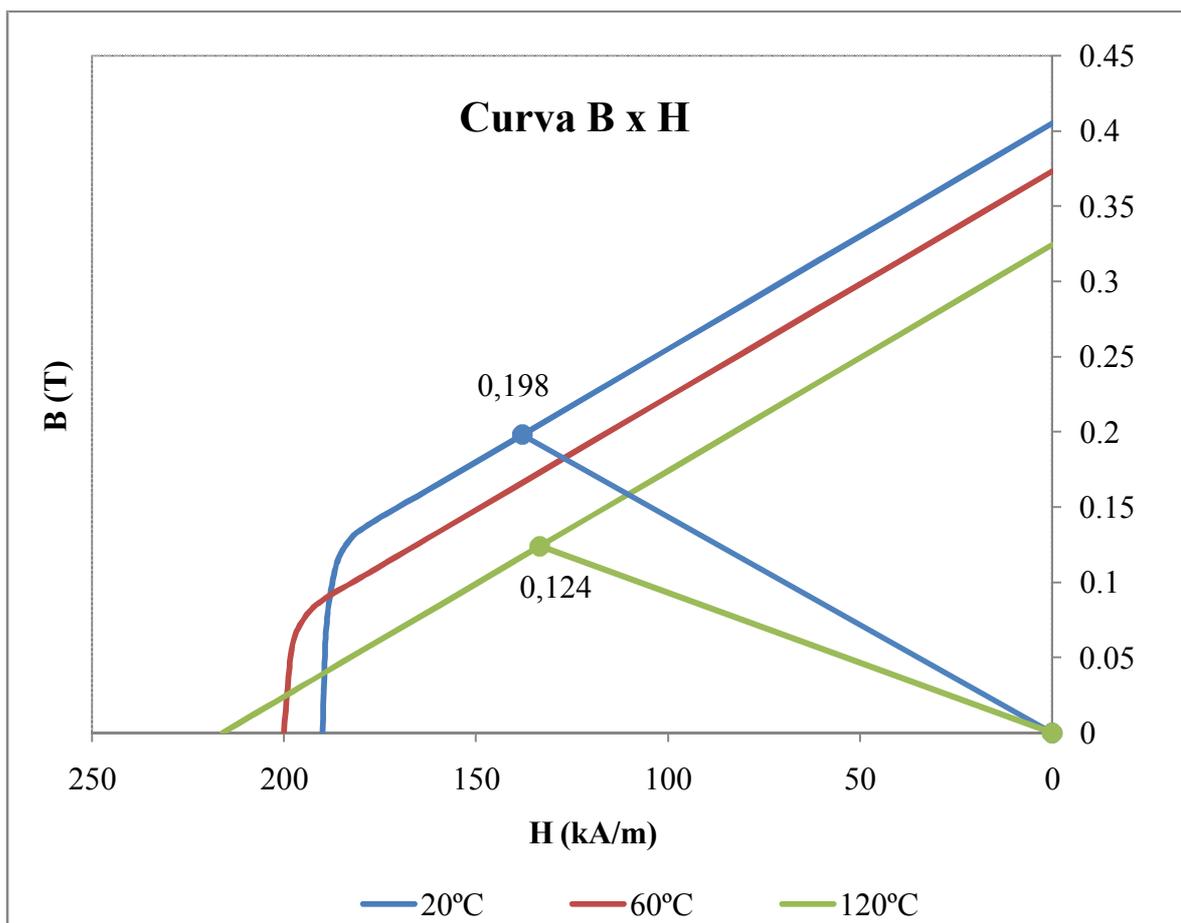


Figura 5.10 – Variação das características do ímã em função da temperatura

Os ímãs de ferrite possuem uma característica incomum em relação à temperatura, sofrendo um aumento da coercividade H_c em temperaturas mais elevadas, até 150 °C, ao contrário dos ímãs de terras raras. Desta forma, a determinação da máxima corrente e/ou espessura do ímã deve ser feita para a menor temperatura de operação do ímã.

Nas simulações apresentadas anteriormente, considerou-se que os ímãs estão a 120°C. Para avaliar a influência da temperatura no desempenho do motor, foi realizada uma simulação considerando o ímã a 20°C. A comparação destas duas simulações está na Tabela 5.4.

Devido ao fluxo maior do ímã, que pode ser observado através do aumento da tensão gerada, houve uma maior saturação da chapa do motor, levando a um aumento das perdas no ferro. Porém houve uma redução na corrente total de carga, o que resulta em

uma redução nas perdas do cobre. Como as perdas no cobre são mais significativas que as perdas no ferro, o total de perdas foi reduzido, resultando em um rendimento maior do motor na condição de 20°C.

Tabela 5.4 – Comparativo de desempenho a 20°C e 120°C

Temperatura do ímã (°C)	20	120
Torque (Nm)	70,0	70,0
Potência (kW)	11,0	11,0
Rotação (rpm)	1500	1500
B_r (T)	0,405	0,324
H_c (A/m)	0,295	0,354
Espiras	21	21
I inversor de pico	35,8	35,9
I carga de pico	34,6	35,4
I carga rms	20,4	21,5
J (A/mm ²)	6,5	6,8
Ângulo entre E_f e I_a	60	61
Tensão gerada por fase	183,8	147,0
L_d	14,000	14,000
L_q	33,7	35,346
Relação L_q/L_d	2,41	2,52
Rendimento (%)	93,4	92,2
Perdas Cobre	434,9	693,2
Perdas Ferro	261,7	162,0
Perdas Totais	773,3	1115,6

5.4. CORRENTE DE DESMAGNETIZAÇÃO DO ÍMÃ

No projeto de um motor de ímãs permanentes é importante observar a corrente de armadura, a fim de evitar que ocorra uma desmagnetização do ímã.

Para o projeto proposto foram feitas algumas simulações aumentando-se a corrente de armadura e analisando o magnetização do ímã.

A simulação é feita com a corrente de pico do inversor. Inicialmente foi feito para a corrente de 35,9 A, a corrente de pico do inversor no ponto nominal de operação do motor. O resultado pode ser observado na Figura 5.11. Para esta condição a indução do ímã é de 0,124T. Este ponto de operação é o mesmo mostrado na Figura 5.10.

Aumentando-se a corrente em 42%, corrente de pico do inversor de 51A, nota-se a desmagnetização do ímã, ver Figura 5.12. A indução do ímã nesta condição é de 0,057T. Ao se elevar mais ainda a corrente de armadura, para 62A, o ímã praticamente fica desmagnetizado, com indução de 0,01T, ver Figura 5.13.

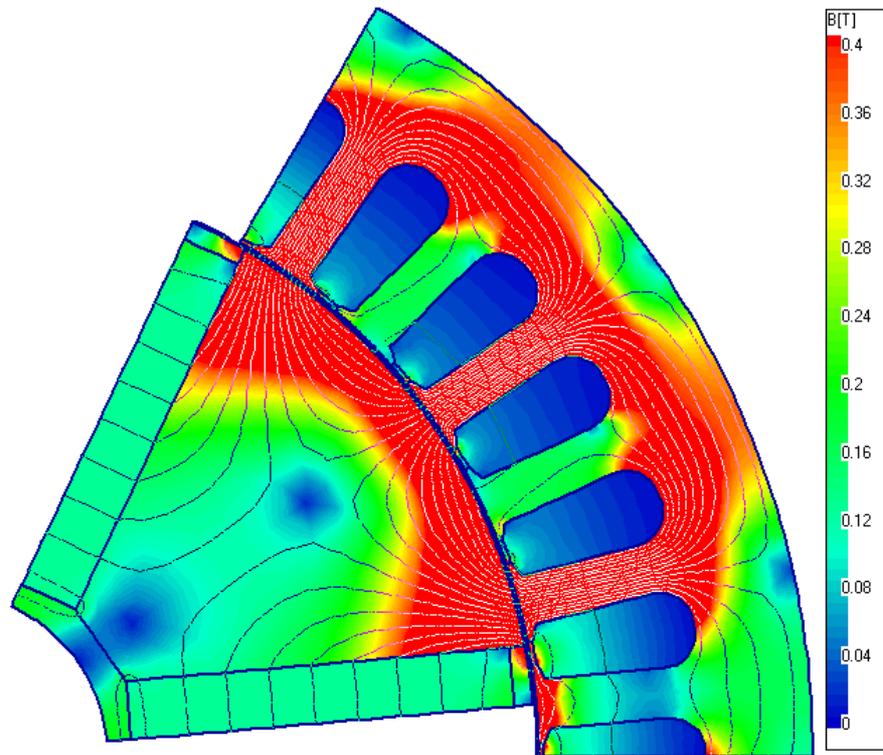


Figura 5.11 - Distribuição das linhas de fluxo magnético e da indução magnética no motor para corrente de pico do inversor de 35,9 A

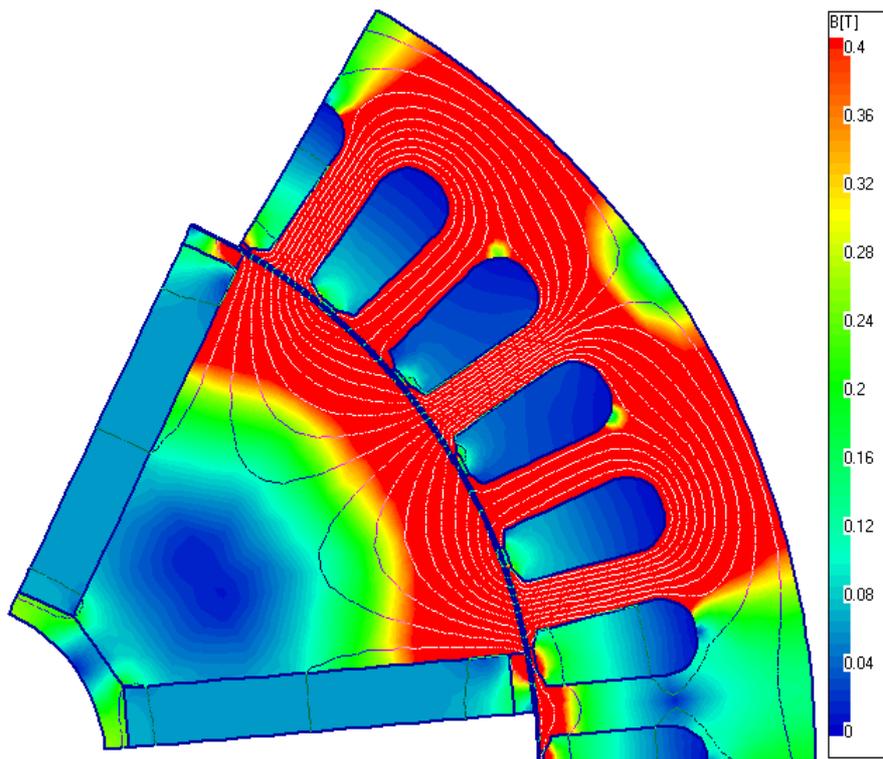


Figura 5.12 - Distribuição das linhas de fluxo magnético e da indução magnética no motor para corrente de pico do inversor de 51 A

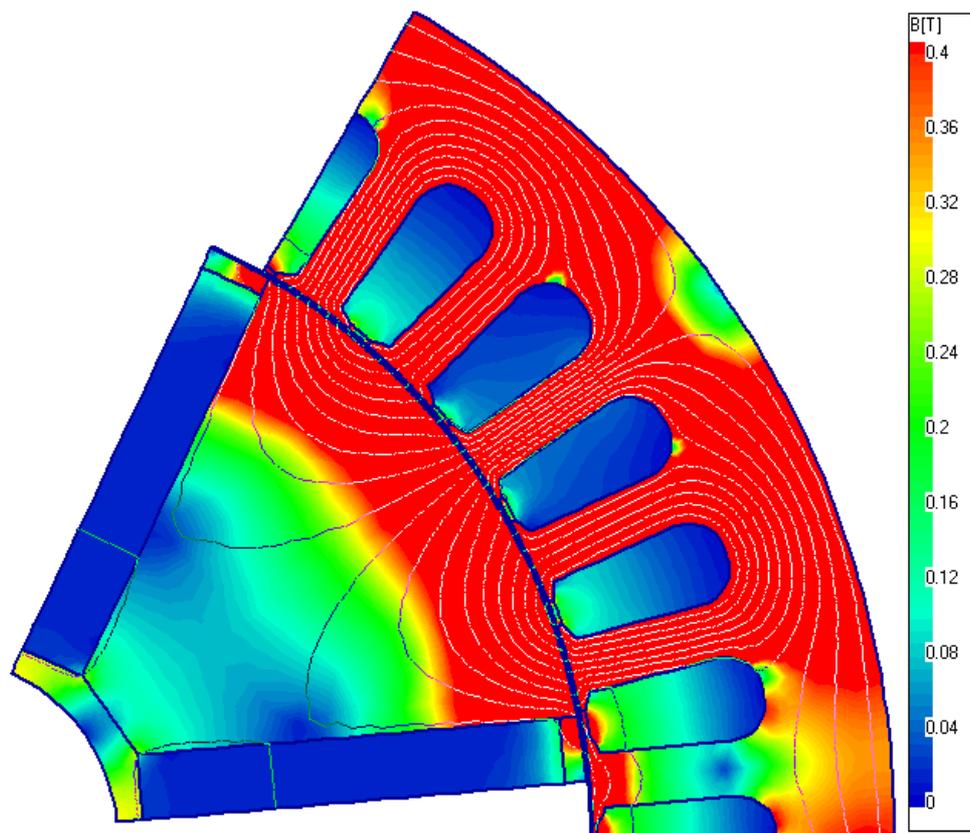


Figura 5.13 - Distribuição das linhas de fluxo magnético e da indução magnética no motor para corrente de pico do inversor de 62 A

5.5. CONCLUSÃO

Com a análise dos diversos projetos de enrolamento, pode-se perceber que o aumento do número de espiras produz:

- Aumento da tensão gerada;
- Aumento do fator de potência;
- Redução nas correntes;
- Aumento da densidade de corrente;
- Aumento das perdas Joule;
- Redução das perdas no ferro;
- Redução no rendimento.

Além disso, pode-se concluir para este projeto, é mais adequado a utilização de um enrolamento camada única, ao invés de um enrolamento camada dupla.

CAPÍTULO 6 – COMPARATIVO ENTRE PROJETOS

Neste capítulo serão apresentados comparativos do motor proposto com o motor WMagnet. Como mostrado no capítulo anterior, o motor escolhido para esta comparação foi o motor com o estator original, mesmo utilizado no motor WMagnet, camada única e 21 espiras. Um resumo dos principais dados dos dois projetos é mostrado na Tabela 6.1. Inicialmente será realizada uma comparação na rotação nominal.

Tabela 6.1 – Dados de projeto dos motores proposto e WMagnet

Motor	Proposto	WMagnet
Rotação Nominal (rpm)	1500	1500
Potência nominal (kW)	11	11
Torque nominal (Nm)	70	70
Comprimento do pacote do estator	140	140
Enrolamento	Camada única	Camada única
Número de espiras	21	20
Ímã	Ferrite	NdFeB
B_r (T)	0,405	1,05

6.1. COMPARATIVO A 1500 RPM

6.1.1. INDUTÂNCIA

Na Figura 6.1 está apresentada a comparação dos valores de indutância entre os dois projetos. Pode-se observar que o motor proposto possui indutância no eixo direto 44% maiores, e no eixo em quadratura 75% maiores. Com isso a relação L_q/L_d para o motor proposto é 21% maior. Esta diferença ocorre devido a diferença do número de espiras entre os projetos, assim como as diferentes configurações no rotor do motor.

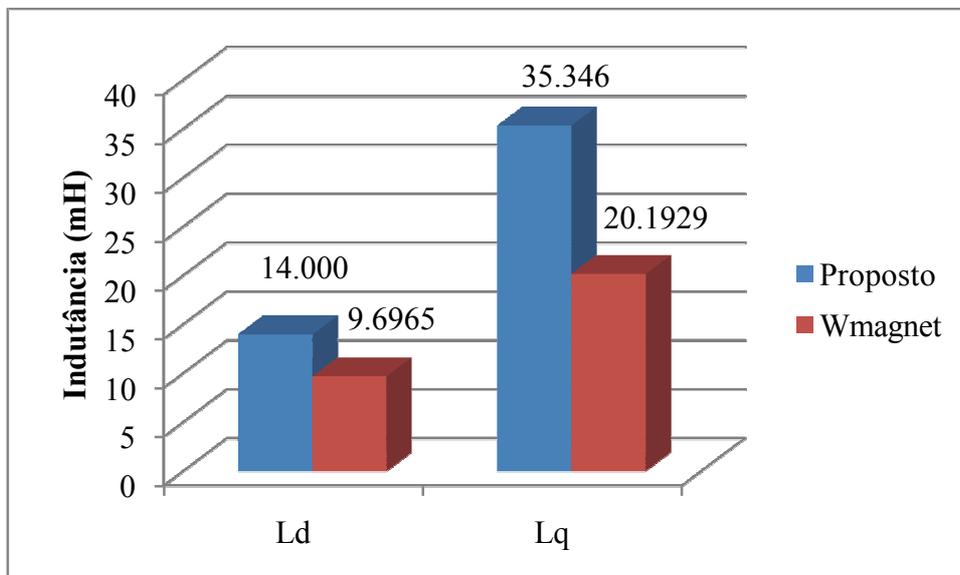


Figura 6.1 – Comparação da Indutância

6.1.2. TENSÃO GERADA

Como pode ser visto na Figura 6.2, a tensão gerada no motor proposto é 14% menor que a do WMagnet. Porém o motor proposto possui 21 espiras, uma espira a mais que o WMagnet. A diferença de tensão gerada é devido ao fluxo dos ímãs ser menor.

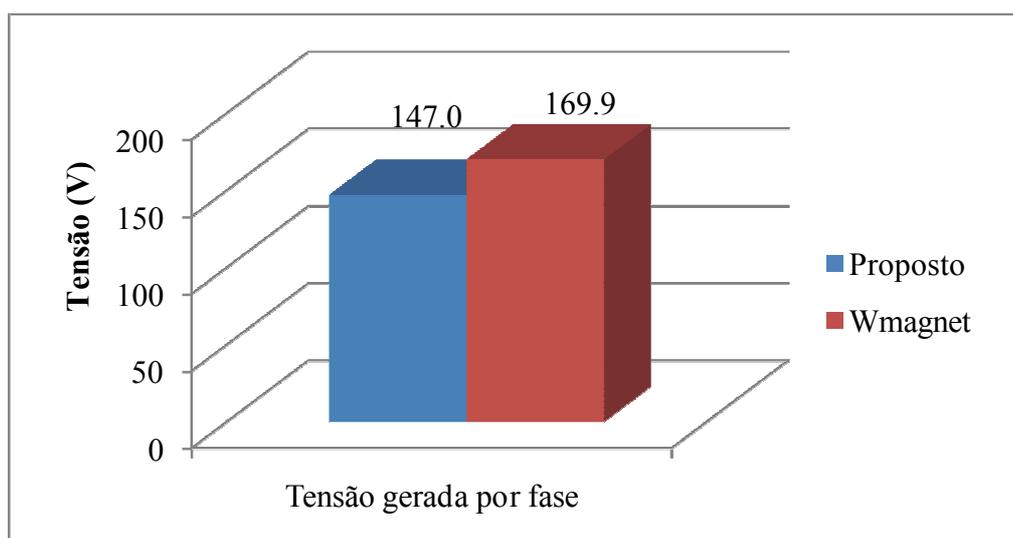


Figura 6.2 – Comparação da Tensão Gerada a 1500 rpm

6.1.3. CORRENTE

Na Figura 6.3 está apresentado um comparativo das correntes dos dois projetos.

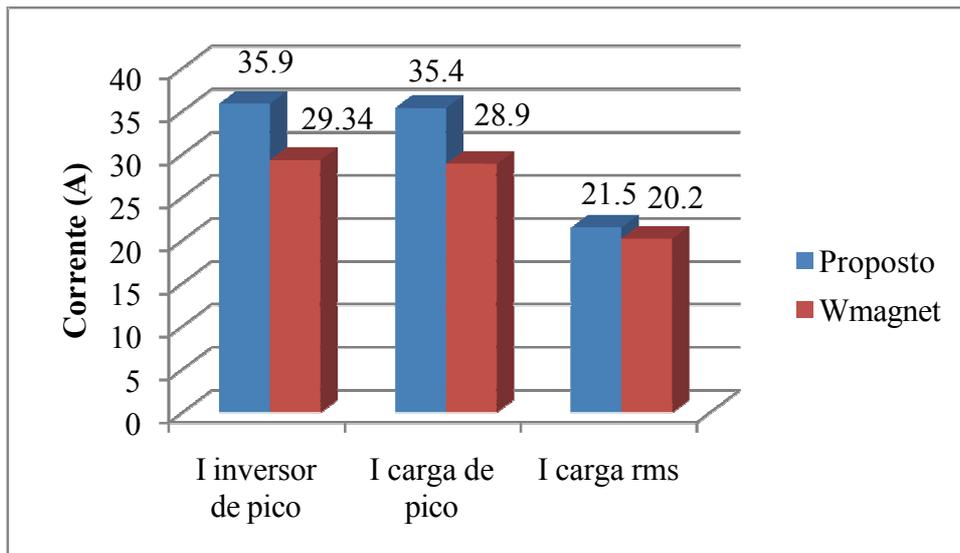


Figura 6.3 – Comparação de Corrente a 1500 rpm

O motor proposto possui correntes mais elevadas, em torno de 20% nas correntes de pico, e 6% na corrente de carga rms. Isto é devido à tensão gerada mais baixa no motor proposto, e a necessidade de um ângulo maior entre E_f e I_a , Figura 6.4.

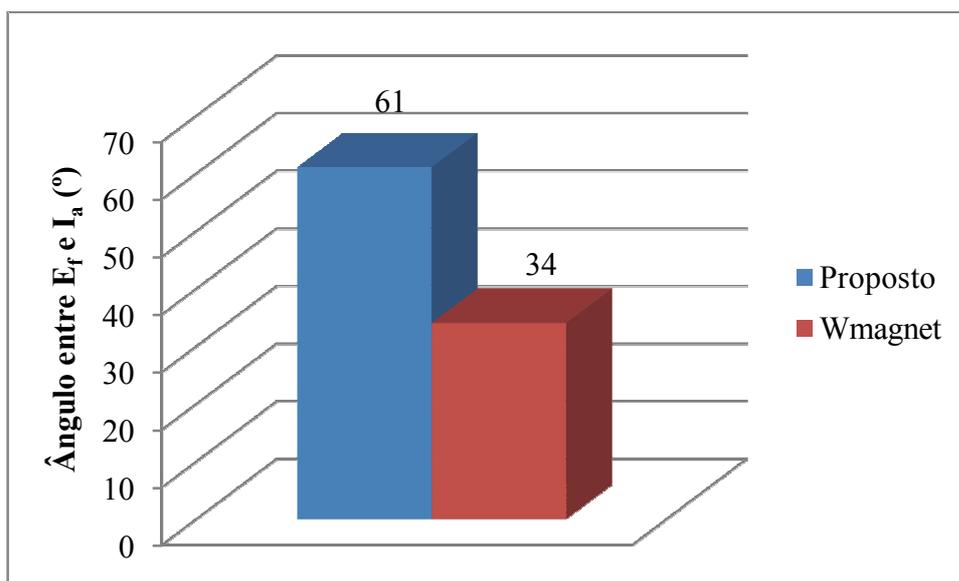


Figura 6.4 – Comparação do Ângulo entre E_f e I_a a 1500 rpm

6.1.4. PERDAS E RENDIMENTO

Como o motor proposto possui tensão gerada menor, e correntes maiores, por consequência, as perdas joule neste motor são maiores. Apesar das induções a vazio serem menores, na nominal, o núcleo do estator/rotor está operando em induções mais elevada, isto se evidencia através do fator de potência menor, 0,90 para o motor proposto e 0,94 para o WMagnet. O aumento das perdas ficou em torno de 15% nas perdas Joule e 60% nas perdas do ferro, isto resulta em 46% a mais de perdas totais, Figura 6.5. O rendimento do motor proposto então é 1,4% menor que o motor WMagnet, Figura 6.6.

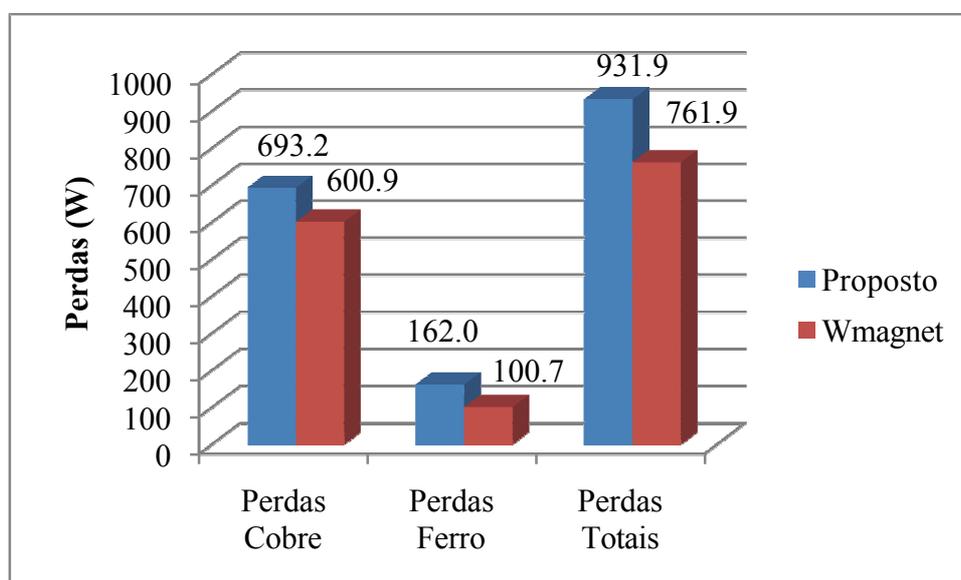


Figura 6.5 – Comparação de Perdas a 1500 rpm

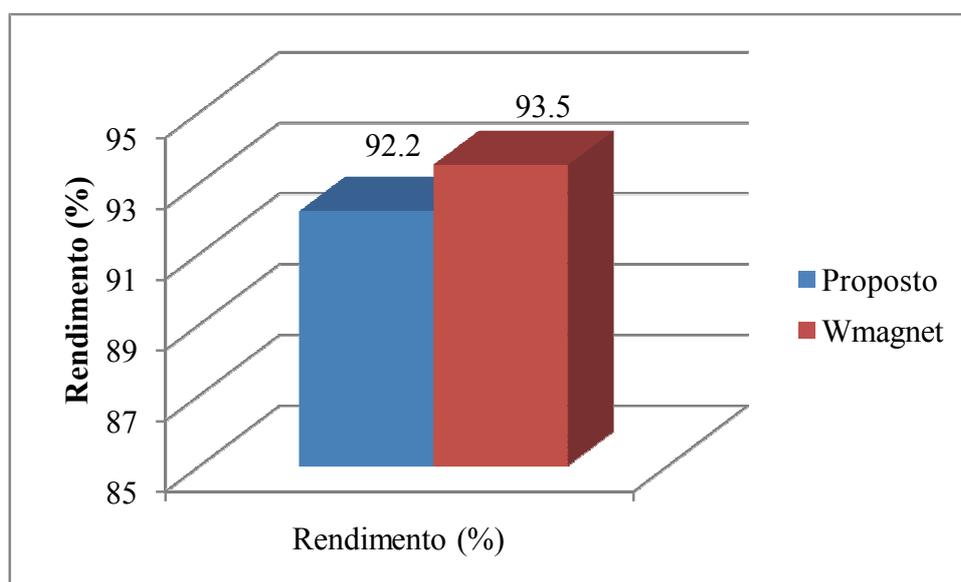


Figura 6.6 – Comparação de Rendimento a 1500 rpm

6.2. COMPARATIVO A 150 RPM

6.2.2. TENSÃO GERADA

A tensão gerada nos enrolamentos do motor é diretamente proporcional ao fluxo dos ímãs e a rotação do rotor. Como o fluxo dos ímãs é constante, e a rotação foi reduzida para 10% da nominal, a tensão gerada apresenta um valor de 10% do obtido na rotação nominal, Figura 6.7.

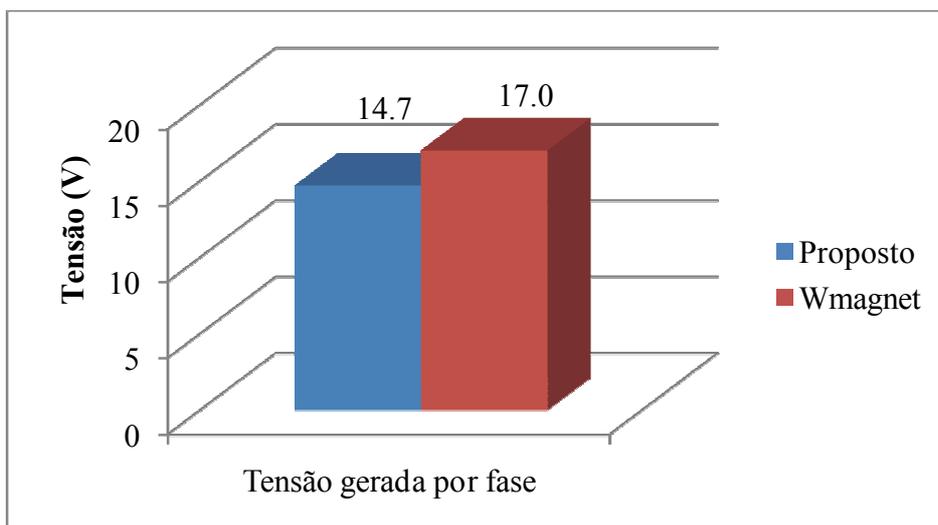


Figura 6.7 - Comparação da Tensão Gerada a 150 rpm

6.2.3. CORRENTE

Na rotação de 150 rpm, o motor proposto apresenta uma corrente menor que o motor WMagnet, como pode ser comparado na Figura 6.8.

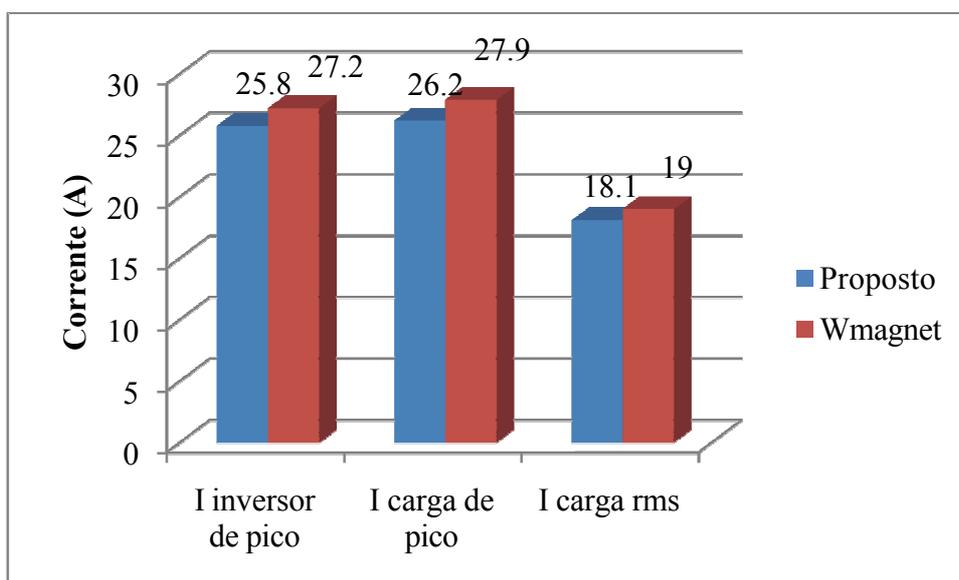


Figura 6.8 - Comparação da Corrente a 150 rpm

Em rotações mais baixas a tensão gerada nos enrolamentos do motor se reduz, conforme visto anteriormente, isto resulta em uma necessidade menor de enfraquecimento do campo, reduzindo assim o ângulo entre E_f e I_a . No motor proposto esta redução do ângulo entre E_f e I_a foi muito mais acentuada que no motor WMagnet, Figura 6.9, o que explica a redução da corrente de carga.

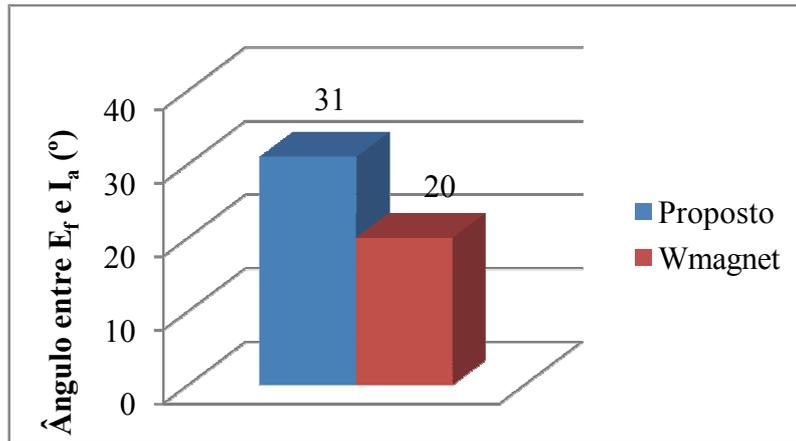


Figura 6.9 – Comparação do Ângulo entre E_f e I_a a 150 rpm

6.2.4. PERDAS E RENDIMENTO

Em rotações mais baixas, as perdas no motor se reduzem, Figura 6.10. Com correntes menores circulando no motor, as perdas joule são reduzidas. Reduzindo-se as correntes, reduz-se também as perdas joule no motor. Em rotações mais baixas, a frequência da fonte de alimentação do motor também é menor, o que gera menores perdas no ferro.

Como no motor proposto em 150 rpm, as perdas joule são menores, o rendimento resultante é maior que o motor WMagnet, Figura 6.11.

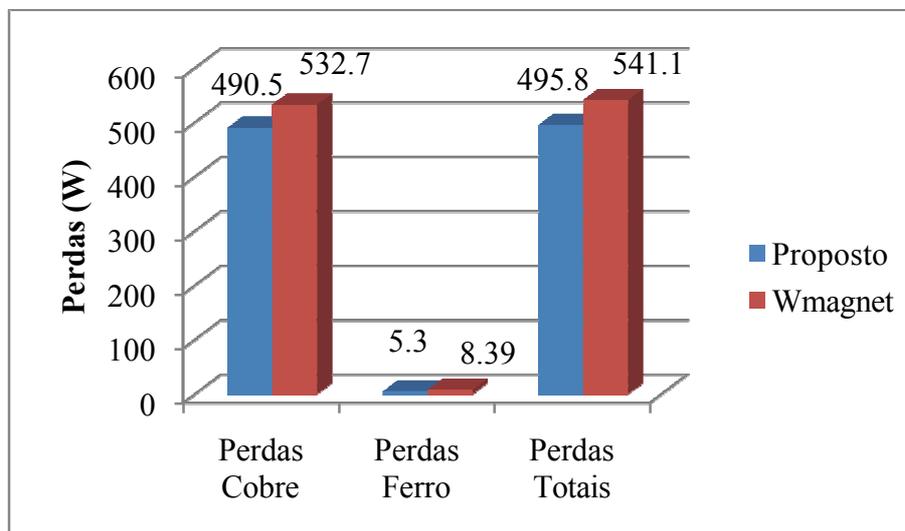


Figura 6.10 - Comparação de Perdas a 150 rpm

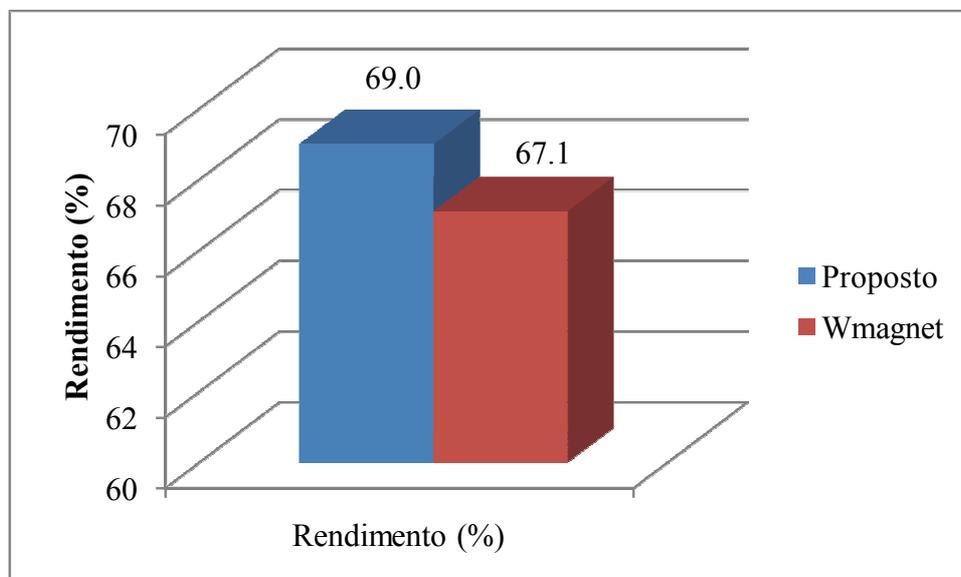


Figura 6.11 - Comparação de Rendimento a 150 rpm

6.3. COGGING TORQUE

Cogging torque é o torque oscilatório causado pela tendência do rotor se alinhar com o estator em uma direção onde a permeância do circuito magnético é maximizada, visto pelos ímãs. Isto existe mesmo sem corrente no estator. Quando o motor está girando, componentes de torque oscilatório podem surgir da interação dos ímãs com as harmônicas devido o layout do enrolamento e com as harmônicas de corrente do conversor. Estes componentes de torque oscilantes são eletromagnéticos e são conhecidos como *ripple* de torque, enquanto que o termo *cogging torque* é reservado para a condição de corrente nula. Em um motor bem projetado, o *ripple* de torque e o *cogging torque* podem ser desprezados.

Um número grande de ranhuras/pólo reduz o *cogging torque*, devido a variação de permeância relativa “vista” pelos ímãs ser reduzida, pois sucessivamente ele passa através da ranhura e do dente do estator. Uma pequena inclinação ou no estator ou no rotor, é suficiente para reduzir consideravelmente o *cogging torque*. Quando o número de ranhuras/pólo é próximo de 1, a geometria da ranhura se torna mais importante, e a largura dos dentes do estator podem ser ajustadas para minimizar o efeito do *cogging torque*.

O cálculo do *cogging torque* através da taxa de mudança da coenergia pode ser aplicado com valores de coenergia obtidos pelo método de elementos finitos. Devido à diferenciação da coenergia, a solução por elementos finitos precisa ser precisa, exigindo uma malha bastante fina.

O *cogging torque* pode ser compensado eletromagneticamente pela adaptação da forma de onda da corrente do drive a fim de produzir uma componente de *ripple* de torque que cancela o *cogging torque*.

Outros métodos para reduzir o *cogging torque* são:

- Utilizar dentes com bifurcação, ver Figura 6.12. Este método tem o mesmo efeito que dobrar o número de ranhuras;
- Utilizar dentes com furos para modular a variação da permeância, ver Figura 6.13;
- Aumentar o entreferro;
- Utilizar número de ranhuras/pólo fracionado;
- Minimizar a abertura das ranhuras, ou utilizar cunha magnética;
- Variar a magnetização dos pólos de ímãs, ou seja, em cada pólo utilizar ímãs com magnetização (remanência) diferentes;
- Utilizar ímãs com densidade de fluxo mais baixo.

Maiores informações sobre *cogging torque* e *ripple de torque* podem ser encontrados em [35], [36], [37], [38] e [39].

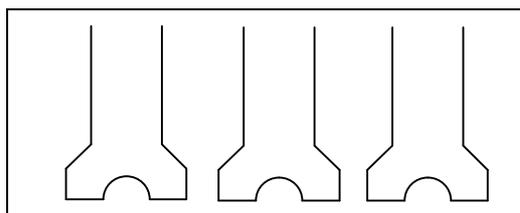


Figura 6.12 – Dentes com bifurcação

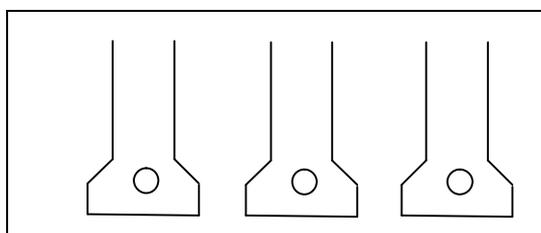


Figura 6.13 - Dentes com furos para modular a variação da permeância

Na Figura 6.14 é apresentado o gráfico do *cogging torque* dos motores proposto e WMagnet, considerando o método da coenergia. O motor proposto apresenta um *cogging*

torque cerca de 3 (três) vezes maior que o motor WMagnet. Porém este valor de *cogging torque* (1,4 Nm) não é significativo se comparado com o torque eletromagnético do motor (70,0 Nm), conforme pode ser observado na Figura 6.15.

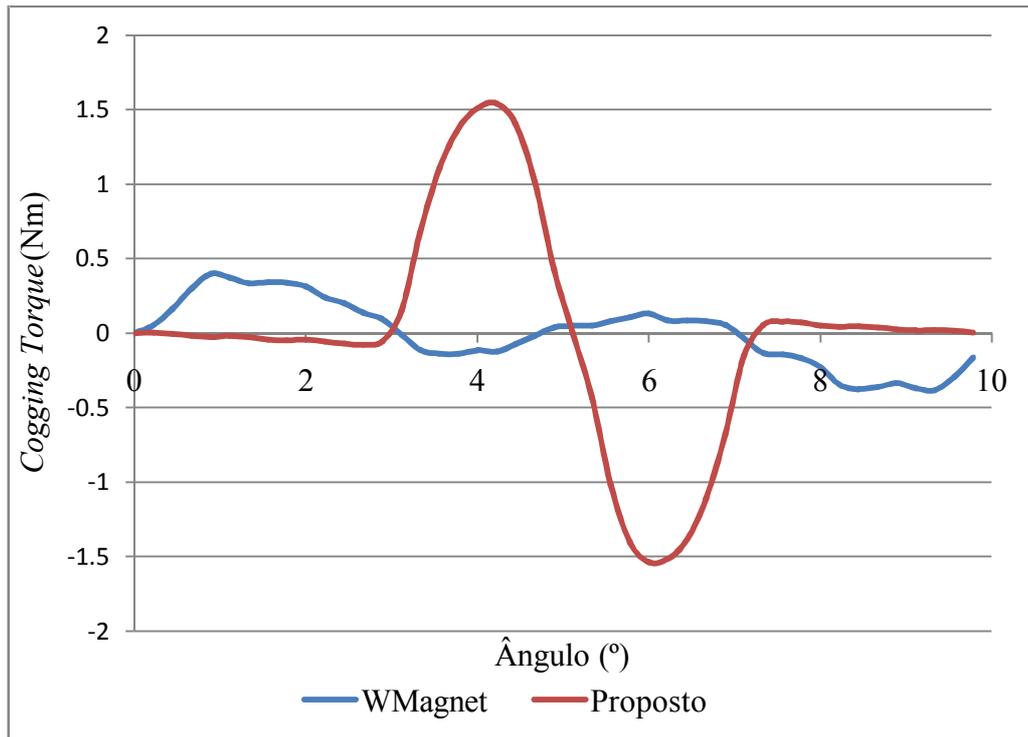


Figura 6.14 - Cogging Torque do Motor Proposto e WMagnet

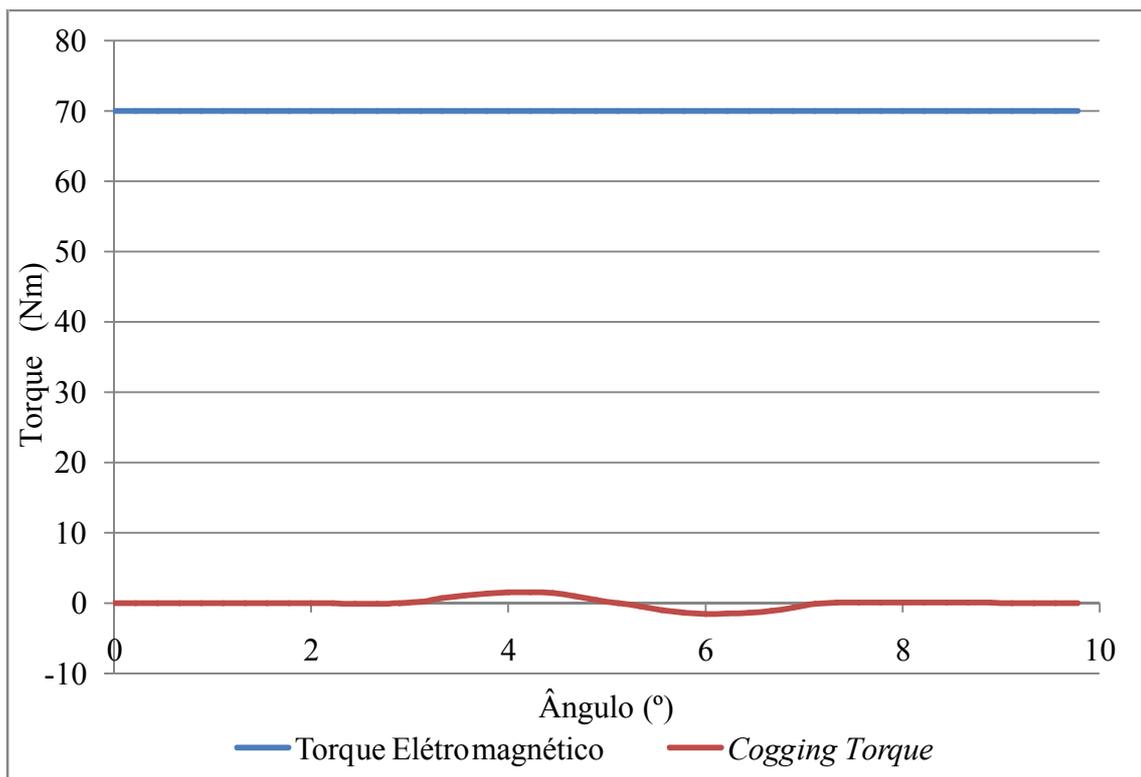


Figura 6.15 - Cogging Torque do Motor Proposto

6.4. CUSTO

O projeto escolhido para comparação com o WMagnet, possui a mesma chapa do estator e o mesmo tipo de enrolamento. Por conseqüência, não existe diferença de custo no estator bobinado, assim como nas partes estruturais como: carcaça, tampa, rolamento, etc.

A análise de custo que será feita aqui, refere-se exclusivamente ao rotor completo. Inicialmente será feita uma análise baseada nos custos dos materiais, não sendo considerado o custo de transformação dos mesmos.

Esta análise de custo será feita apresentando os valores em porcentagem, considerando como base os valores de custo do motor WMagnet.

6.4.1. CHAPA

Utilizou-se um aço silicioso nas chapas do rotor a fim de reduzir as perdas no ferro. Porém assim como estator, o material das chapas do rotor utilizado nos dois projetos é exatamente o mesmo, logo não existe diferença de custo neste quesito.

6.4.2. EIXO

Como apresentado anteriormente, a configuração de ímã enterrado exige um eixo em material não-ferromagnético. Neste caso tem-se duas possibilidades:

- 1 – Eixo completamente em material não-ferromagnético;
- 2 – Eixo em material ferromagnético, revestido por um anel de material não-ferromagnético.

A segunda opção tem um custo de material mais reduzido, porém implica em um processo de montagem a mais, resultando em um custo final maior. Por conta disso, a primeira opção é a mais atrativa.

O motor WMagnet utiliza um eixo de material SAE 1040/45, considerado custo de 1.0 p.u.. Para o projeto proposto, pode ser utilizado um eixo de material AISI 304, que tem um custo 5.7 p.u.

Se for utilizada a segunda opção, o conjunto eixo + anel teria um custo de 4.6 p.u..

A primeira opção possui um custo de material 25% maior, porém se for considerado o custo de montagem desta peça, o custo final será menor.

6.4.3. ÍMÃS

Os motores WMagnet utilizam ímãs de NdFeB com remanência de 1.05 T. O custo de todo o conjunto de ímãs utilizados neste motor é considerado igual a 1.0 p.u.

O projeto proposto utiliza ímãs de ferrite com remanência de 0.405 T, sendo que o custo de todos os ímãs utilizados é de 0.114 p.u..

É importante ressaltar também, que os ímãs de NdFeB são fornecidos com dimensões reduzidas, sendo necessário uma etapa a mais no processo de fabricação, a fim de montar um conjunto de ímãs de 140 mm, comprimento do pacote do rotor dos projetos analisados. Os ímãs de ferrite não possuem esta limitação, sendo fornecidos exatamente nas dimensões especificadas no projeto, reduzindo assim o tempo de montagem do rotor.

6.4.4. CUSTO TOTAL

Analisando-se o custo dos componentes do rotor em separado, pode-se verificar que no projeto proposto o custo referente ao eixo é maior, porém o custo do ímã é bastante reduzido.

É importante considerar o custo final do rotor completo. Considerando que o custo do rotor completo do motor WMagnet é de 1.0 p.u., o custo do rotor completo do projeto proposto é de 0.663 p.u.

Como o custo do rotor representa aproximadamente 50% do custo do motor, o motor proposto terá uma redução no custo dos materiais de 17%.

6.4.5. CUSTO DE FABRICAÇÃO

Como não foi produzido um protótipo do motor, não é possível avaliar com muita precisão os custos de fabricação do motor proposto. Foi considerado que os custos de montagem serão praticamente os mesmos. Porém uma etapa do processo é bastante diferente devido as características do ímã de ferrite.

Os ímãs de NdFeB são fornecidos com comprimento inferior ao comprimento total do motor. Desta forma, torna-se necessária uma etapa adicional na montagem do motor: a fabricação de um “sanduíche” de ímã de comprimento igual ao do motor, que será posteriormente inserido do rotor. Os ímãs de ferrite são fornecidos nas dimensões em que serão inseridos no rotor, excluindo assim a etapa de montagem do “sanduíche” de ímãs. Este custo de fabricação do “sanduíche”, necessário nos motores WMagnet, aumenta o seu custo final em 58%.

Considerando que o custo final do rotor WMagnet (material + fabricação) é igual a 1 p.u., o custo do rotor proposto é de 0,55 p.u.

Com estas considerações, o custo final do motor proposto é 22% menor que o custo final do motor WMagnet.

6.4.6. CUSTO DE ENERGIA

Considerando-se o custo do motor WMagnet como sendo 1 p.u. O custo da energia gasta por este motor durante um ano, operando com rotação nominal 12 horas/dia, é de 3,12 p.u.

Durante este mesmo período, o custo de energia do motor proposto é de 3,16 p.u., isto devido à diferença de rendimento entre os dois motores.

Esta diferença do custo de energia, representa 0,04 p.u., sendo necessários aproximadamente 5 (cinco) anos para igualar os custos do motor mais os custos de energia.

Porém se o motor operar metade do dia em 1500 rpm, e metade do dia em 150 rpm, custo de energia do motor WMagnet passa a ser de 1,77 p.u. Para o motor proposto, o custo de energia seria de 1,79 p.u. A diferença do custo de energia se reduz para 0,016 p.u. Neste caso o tempo necessário para se igualar os custos de energia é maior que 13 anos.

6.5. CONCLUSÃO

Com a comparação dos dois projetos, pode-se perceber que em 1500 rpm os motores apresentam desempenho bastante similares. Em baixas rotações, 150 rpm, o motor proposto apresenta um desempenho superior ao WMagnet, com correntes reduzidas e rendimento maior. Além disso, o custo final do motor proposto é aproximadamente 22% menor que o WMagnet.

CONCLUSÃO

Através do projeto apresentado, mostrou-se ser possível a utilização de ferrite em substituição ao NdFeB. Porém devido à baixa indução remanente do ferrite, foi necessária a utilização de uma configuração que aproveitasse o máximo do fluxo proveniente do ímã. Além disso, para atingir valores de indução no entreferro próximos ao atingidos com ímãs de NdFeB, uma das características da configuração escolhida é a concentração do fluxo no entreferro. Rotores com ímãs de superfície dispersam o fluxo do ímã, pois a área do ímã é menor que a área do entreferro. A possibilidade mais adequada é a utilização de ímãs internos na configuração de ímãs enterrados. Porém, a concentração do fluxo só ocorre a partir de 6 pólos.

Para a configuração de ímãs enterrados é fundamental a utilização de um eixo não-ferromagnético, caso contrário, todo o fluxo encontra um caminho para se fechar através do rotor, não atravessando o entreferro. Se o fluxo não atravessa o entreferro, nenhum fluxo é enlaçado pelo enrolamento, não resultando em torque no eixo do motor. Além disso, para minimizar o fluxo disperso no rotor, é importante não haver folga entre o eixo não-ferromagnético e os ímãs.

Um eixo não-ferromagnético possui em custo mais elevado que um eixo normalmente utilizado nos motores comerciais. Porém, a diferença entre os custos dos ímãs de ferrite e NdFeB fazem com que o custo do motor final seja reduzido em torno de 22%.

Comparando as características de desempenho entre o motor proposto e o WMagnet, obtém-se bastante similaridades, porém o motor proposto apresenta correntes maiores, e rendimentos mais baixos. Porém em baixas rotações, o motor proposto apresentou um desempenho em relação a correntes e rendimento superior ao WMagnet. Desta forma a configuração apresentada é ideal para aplicações em baixa rotação

Quando comparado com um motor de indução, o motor proposto apresenta rendimento 4,1% maior na rotação nominal.

A próxima etapa deste projeto é fazer uma análise da mesma configuração utilizando 8 (oito) pólos, onde é possível obter uma concentração de fluxo maior, porém com maiores perdas no ferro devido a frequência de alimentação do motor. Após esta análise, é necessário a fabricação de protótipos para a confirmação dos resultados de simulação,

possibilitando uma análise mais detalhada das diferenças do processo de fabricação, e a inclusão destes fatores no levantamento do custo final do motor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] SPEED PCBDC 7.5. Programa para simulação de motores de ímãs permanentes. T.J.E. Miller e M.I. McGilp. Universidade de Glasgow, SPEED Laboratory, Glasgow, 2007.
- [2] Catálogo 054.02/042008 – WMagnet Drive System – Sistema de Acionamento com Motor de Ímãs Permanentes. WEG Equipamentos Elétricos S.A. Jaraguá do Sul, Santa Catarina, 2008.
- [3] NIPP, Eckart. “Permanent Magnet Motor Drives with Switched Stator Winding” Tese de Doutorado – Royal Institute of Technology, Estocolmo, 1999.
- [4] CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F.; MEZZETTI, F.; et al. “Multistage axial-flux PM machine for wheel direct drive” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, nº 4, pp. 882-888, 1996.
- [5] ZHANG, Z.; PROFUMO, F.; TENCONI, A. “Wheels axial flux machines for electric vehicle applications” Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, vol. 2, pp. 7-12, Paris, 1994.
- [6] _____ “Axial-flux versus radial-flux permanentmagnet motors” ElectroMotion, vol. 3, nº 3, pp. 134-140, 1996.
- [7] ALATALO, M. “Permanent Magnet Machines with Air Gap Windings and Integrated Teeth Windings” Tese de Ph.D., Chalmers University of Technology, School of Electrical and Computer Engineering, Suécia, 1996.
- [8] CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F. “Axial-flux permanent magnet machine with water-cooled ironless stator” Proceedings of the Stockholm PowerTech Conference, pp. 98-103, Estocolmo, 1995.
- [9] WEH, H. “Permanentmagneterregte Synchronmaschinen hoher Kraftdichte nachdem Transversalu konzept” etz-Archiv, vol. 10, nº 5, pp. 143-149, Alemanha, 1988.
- [10] WEH, H.; MAY, H. “Achievable force densities for permanent magnet excited machines in new configurations” Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, vol. 3, pp. 1107-1111, Munique, 1986.
- [11] WEH, H. “Transverse flux (TF) machines in drive and generator application” Proceedings of the Stockholm PowerTech Conference, pp. 75-80, Estocolmo, 1995.

- [12] SOONG, Wen L.; MILLER, T. J. E. “Desing of a New Axially-Laminated Interior Permanent Magnet Motor” IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 31, n° 2, pp. 358-367, Março/Abril 1995.
- [13] KAWASE, Yoshihiro; YAMAGUCHI, Tadashi; SANO, Shinya; et al. “3-D Eddy Current Analysis in a Silicon Steel Sheet of an Interior Permanent Magnet Motor” IEEE Transactions on Magnets, vol. 39, n° 3, pp. 1448-1451, Maio 2003.
- [14] _____ “Effects of Off-Center of Rotor on Distributions of Electromagnetic Force” IEEE Transactions on Magnets, vol. 41, n° 5, pp. 1944-1948, Maio 2005.
- [15] KAWASE, Yoshihiro; OTA, Tomohiro; FUKUNAGA, Hiromu. “3-D Eddy Current Analysis in Permanent Magnet of Interior Permanent Magnet Motor” IEEE Transactions on Magnets, vol. 36, n° 4, pp. 1863-1867, Julho 2000.
- [16] TOMIDA, Toshiro; SANO, Naoyuki; HINOTANI, Shigeharu. “Application of Fine-Grained Doubly Oriented Electrical Steel to IPM Synchronous Motor” IEEE Transactions on Magnetics, vol. 41, n°10, pp. 4063-4066, Outubro 2005.
- [17] NAKAMURA Kenji; SAITO, Kenichi; ICHINOKURA, Osamu; et al. “Dynamic Analysis of Interior Permanent Magnet Motor Based on a Magnetic Circuit Model” IEEE Transactions on Magnetics, vol. 39, n°5, pp. 3250-3253, Setembro 2003.
- [18] YAMAZAKI Katsumi, “Torque and Efficiency Calculation of an Interior Permanent Magnet Motor Considering Harmonic Iron Losses of Both the Stator and Rotor”. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 39, n°3, pp. 1460-1464, Maio 2003.
- [19] TSENG, K.J; WEE,S.B. “Analysis of Flux Distribution and Core Losses in Interior Permanent Magnet Motor” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, n° 4, pp. 969-976, Dezembro, 1999.
- [20] KERESZTY, T.; LEPPANEN, V.; LUOMI, J. “Sensorless control of surface magnet synchronous motors at low speeds using low-frequency signal injection” Industrial Electronics Society, vol. 2, pp. 1239-1243, Novembro, 2003.
- [21] EL-REFAIE, A.M.; NOVOTNY, D.W.; JAHNS, T.M. “A simple model for flux weakening in surface PM synchronous machines using back-to-back thyristors” Power Electronics Letters, vol. 2, pp. 54-57, Junho, 2004.
- [22] XIAOTAN, Zhao; CHONGJIAN, Li; YAOHUA, Li; et al. “Analysis of a large power PMSM using different control methods Electrical Machines and Systems” Proceedings of the Eighth International Conference, vol. 1, pp. 416-421, Setembro, 2005.

- [23] AYDIN, M.; RONGHAI, Qu; LIPO, T.A. “Cogging torque minimization technique for multiple-rotor, axial-flux, surface-mounted-PM motors: alternating magnet pole-arcs in facing rotors” Industry Applications Conference, vol. 1, pp. 555-561, Outubro, 2003.
- [24] AYDIN, M.; SURONG, Huang; LIPO, T.A. “Torque quality and comparison of internal and external rotor axial flux surface-magnet disc machines” Industrial Electronics Society, vol. 2, pp. 1428-1434, Novembro, 2001.
- [25] COLBY, Roy S.; NOVOTNY, Donald W. “Efficient Operation of Surface-Mounted PM Synchronous Motors Industry Applications” IEEE Transactions, vol. IA-23, pp. 1048-1054, Novembro, 1987.
- [26] SPOONER, E.; WILLIAMSON, A.C., “Direct Coupled, Permanent Magnets Generators for Wind Turbine Applications” IEE Proceedings – Electric Power Applications, vol. 143, n° 1, Janeiro 1996.
- [27] KWAK, Sang-Yeop; KIM, Jae-Kwang; JUNG, Hyun-Kyo “Inductance and torque characteristic analysis of multi-layer buried magnet synchronous machine” Electrical Machines and Systems, vol. 1, pp. 104-107, Novembro, 2003.
- [28] CHO, Sung-Mun; KIM, Jae-Kwang; JUNG, Hyun-Kyo; et al. “Stress and thermal analysis coupled with field analysis of multilayer buried magnet synchronous machine with a wide speed range” IEEE Transactions on Magnetics, vol. 41, pp. 1632-1635, Maio, 2005.
- [29] KOLEHMAINEN, J.; IKAHEIMO, J.; “Motors with buried magnets for medium-speed applications” IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 23, pp. 86-91, Março, 2008.
- [30] GIERAS, Jacek F.; WING, Mitchell. “Permanent Magnet Motor Technology. Design and Applications.” CRC, EUA, 1999.
- [31] VOLTOLINI, Helio. “Controle Vetorial em Máquinas Síncronas a Ímãs Permanentes com Enfraquecimento de Campo”. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1995.
- [32] HENDERSHOT, J. R. Jr.; MILLER, T. J. E. “Design of Brushless Permanent Magnet Motors” Magna Physics Publishing, OXFORD, 1994.
- [33] HANSELMAN, Duane Dr. “Brushless Permanent Magnet Motor Design” The Writers’ Collective, EUA, 2003.

- [34] TEIXEIRA, Fernando Henrique Pisani. “Metologia para Projeto, Construção, e Ensaio em Máquinas Síncronas de Ímã Permanente – MSIP”. Dissertação de Mestrado – Universidade de São Paulo, São Carlos, 2006.
- [35] TAVARES, Alvacir Alves “Projeto e análise de motores a ímãs com comutação eletrônica” Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1989.
- [36] LEE, Joon-Ho; KIM, Dong-Hun; PARK, Il-Han. “Minimization of Higher Back-EMF Harmonics in Permanent Magnet Motor Using Shape Design Sensitivity With B-Spline Parameterization”. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 39, nº32, pp. 1269-1273, Maio 2003.
- [37] KIOUMARSI, A.; MOALLEM, M.; FAHIMI, B. “Mitigation of Torque Ripple in Interior Permanent Magnet Motors by Optimal Shape Design”. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 42, nº11, pp. 3706-3712, Novembro 2003.
- [38] KIM Sung-Il; LEE Ji-Young; KIM Young-Kyoun; et al. “Optimization for Reduction of Torque Ripple in Interior Permanent Magnet Motor by Using the Taguchi Method”. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 41, nº5, pp. 1796-1800, Maio 2005.
- [39] KANG, Gyu-Hong; HUR, Jin. “Analytical Prediction and Reduction of the Cogging Torque in Interior Permanent Magnet Motor” IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, pp. 1620-1624, Maio, 2005.