UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO ESCOLA POLITÉCNICA

CARLOS NAOMI TANAKA

Motor polifásico duplamente saliente com ímãs permanentes e núcleo do estator segmentável e sem reversão de fluxo magnético

> São Paulo 2021

TANAKA, C.N. Motor polifásico duplamente saliente com ímãs permanentes e núcleo do estator segmentável e sem reversão de fluxo magnético. 2021. Tese (Doutorado) – Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2021.

Aprovado em: 22/04/2021

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ivan Eduardo Chabu (Presidente)

Instituição: Escola Politécnica da USP

Julgamento: APROVADO

Prof. Dr. Darizon Alves de Andrade Instituição: Universidade Federal de Uberlândia Julgamento: APROVADO

Prof. Dr. Paulo Sérgio Dainez Instituição: Instituto Federal São Paulo Julgamento: APROVADO

Prof. Dr. Pedro Pereira de Paula Instituição: Centro Tecnológico da Marinha em São Paulo Julgamento: APROVADO

Prof. Dr. Sílvio Ikuyo Nabeta Instituição: Escola Politécnica da USP Julgamento: APROVADO UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO ESCOLA POLITÉCNICA

CARLOS NAOMI TANAKA

Motor polifásico duplamente saliente com ímãs permanentes e núcleo do estator segmentável e sem reversão de fluxo magnético

Versão Corrigida

Tese apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica para a obtenção do Título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas de Potência

Orientador: Prof. Dr. Ivan Eduardo Chabu

São Paulo 2021

Este exemplar foi revisado e alterado em relação a versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador. São Paulo, 03 de maio de 2021. Assinatura do Autor Assinatura do Orientador

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio

convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Catalogação-na-publicação

Tanaka, Carlos Naomi Motor polifásico duplamente saliente com ímãs permanentes e núcleo do estator segmentável e sem reversão de fluxo magnético / C. N. Tanaka -versão corr. -- São Paulo, 2021. 169 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.máquinas elétricas 2.motores com ímãs permanentes 3.motores duplamente salientes 4.tração elétrica 5.máquinas sem reversão de fluxo I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

DEDICATÓRIA

Aos meus pais Kazuko e Minoru (in memoriam)

e aos meus filhos Lilly e Seijinho,

pela inspiração e motivação.

À Carol por estar ao meu lado

com seu carinho e apoio.

AGRADECIMENTOS

Ao Engenheiro Doutor Pedro Pereira de Paula e ao Professor Doutor Silvio Ikuyo Nabeta pelas valiosas sugestões e recomendações no encaminhamento deste trabalho.

Ao Eduardo Mendes, doutorando pelo IEE USP, pela cessão do espaço em sua empresa Assistec e toda ajuda na realização dos ensaios.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo, especialmente aos Professores Alberto Akio Shiga, Luís Cláudio de Matos Lima Junior e Jacyro Gramulia Junior, Diretores Gerais e do Departamento de Elétrica do Campus São Paulo, pelo apoio para esta jornada.

Ao Professor Doutor Ivan Eduardo Chabu pelas recomendações, orientação e suporte que tornaram possível a realização deste trabalho.

Feliz aquele que transfere o que sabe e aprende o que ensina. Cora Coralina

RESUMO

TANAKA, C.N. Motor polifásico duplamente saliente com ímãs permanentes e núcleo do estator segmentável e sem reversão de fluxo magnético. 2021. Tese (Doutorado) – Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2021.

O motor polifásico duplamente saliente com ímãs permanentes é uma máquina elétrica robusta, sem escovas, com características de máquina de relutância e de máquina com ímãs permanentes sem escovas. Este trabalho apresenta um estudo sobre uma configuração inédita sem inversão no sentido do fluxo magnético no núcleo do estator melhorando o seu rendimento e com o núcleo do estator segmentável melhorando o processo e os custos de fabricação. Adicionalmente, o motor pode ser acionado por um conversor unipolar, mais barato e com melhor rendimento que os conversores bidirecionais usualmente utilizados, devido à menor quantidade de dispositivos de chaveamento.

São descritas as estratégias para a não reversão no sentido do fluxo no núcleo do estator e para a sua segmentação, e são apresentados os resultados de simulações computacionais de dois protótipos: um motor duplamente saliente com ímãs permanentes sem reversão de fluxo no estator com 12/8 polos e um motor de relutância com alimentação chaveada com 6/4 polos, ambos os motores com as mesmas dimensões básicas.

O protótipo do motor duplamente saliente com ímãs permanentes sem reversão de fluxo no estator foi fabricado e os resultados das simulações apresentaram boa aderência com os resultados dos ensaios experimentais. A nova máquina duplamente saliente com ímãs permanentes e sem reversão de fluxo no núcleo do estator apresentou densidade de torque significativamente maior que as máquinas de relutância com alimentação chaveada.

Palavras-chave: Motor duplamente saliente com ímãs permanentes. Reversão de fluxo magnético. Núcleo segmentável.

ABSTRACT

TANAKA, C.N. **Multi-phase doubly salient permanent magnet flux-reversal-free and splittable stator core motor.** 2021. Tese (Doutorado) – Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2021.

The multi-phase doubly salient permanent magnet motor is a robust, brushless electric machine with both characteristics of reluctance machine and brushless permanent magnet machine. This work presents a study on an unprecedented configuration without inversion in the direction of the magnetic flux in the stator core improving its efficiency and with splitable stator core improving the manufacturing process and related costs. Additionally, the motor can be driven by a unipolar converter, cheaper and with higher efficiency than the usually used bidirectional converters due to the smaller number of switching devices.

The strategies for non-inversion in the direction of magnetic flux in the stator core and for its segmentation is described. Computer simulations results for two prototypes are presented: one 12/8 poles doubly salient permanent magnet motor without reversing the magnetic flux in the stator core and one 6/4 poles switched reluctance motor, both prototypes with the same basic dimensions.

The prototype of the doubly salient permanent magnet motor has been manufactured and the simulations results showed good adherence to the experimental results. The new doubly salient permanent magnet machine showed significantly higher torque density than the switched reluctance machines.

Keywords: Doubly salient permanent magnet motor. Flux reversal-free. Segmented stator core.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Curvas de torque e potência em função da velocidade
para uma máquina de tração 27
Figura 1.2 - Modelo do Protótipo 28
Figura 1.3 - Imagem do Protótipo 28
Figura 2.1 – Fluxograma do projeto de pesquisa
Figura 3.1 – Variação na densidade de fluxo magnético de um elemento simples nos dentes do estator e do rotor. (a) Baixa rotação. (b) Alta rotação
Figura 3.2 - Densidade de Fluxo Magnético e suas Harmônicas 38
Figura 3.3 - Curvas de Histerese da Fundamental e Harmônicas 39
Figura 3.4 - Forma de onda da densidade de fluxo de um elemento mostrando as variações de densidade de fluxo locais
Figura 3.5 - Separação das reversões entre laço principal e laços menores
Figura 3.6 - Perdas por histerese pelas duas metodologias
Figura 4.1 - Motor duplamente saliente com ímãs permanentes no estator
Figura 4.2 - Novo motor duplamente saliente com ímãs permanentes 48
Figura 4.3 - Seção transversal de um motor duplamente saliente com ímãs permanentes 8/6 polos 49
Figura 4.4 - Protótipo de motor duplamente saliente com ímãs permanentes

Figura 4.5 - Seções transversais dos motores DSPM 51
Figura 4.6 - Máquina DSPM 12/8 polos proposta
Figura 4.7 - Seção transversal da máquina SHEDS-PM 53
Figura 4.8 – (a) Seção transversal e (b) protótipo de motor DSPM com 12/8 polos
Figura 4.9 – Caminhos do fluxo magnético no SRM 6/3 polos 55
Figura 4.10 - Caminhos do fluxo magnético no SRM 6/9 polos 56
Figura 4.11 - Pequenos e assimétricos polos do estator do TPSRM 6/3 polos
Figura 4.12 - Montagem experimental do TPSRM 6/3 polos 57
Figura 4.13 - SRM convencional. (a) Fase A excitada. (b) Fase B excitada
Figura 4.14 - FRFS SRM de duas fases. (a) Fase B excitada. (b) Fase A excitada
Figura 4.15 - SRM convencional de 3 fases. (a) Fase A excitada. (b) Fase B excitada. (c) Fase C excitada 59
Figura 4.16 - FRFS SRM de 3 fases. (a) Fase A excitada. (b) Fase B excitada. (c) Fase C excitada 59
Figura 4.17 E-core SRM com polo comum mostrando o caminho do fluxo quando enrolamentos de fase são energizados. (a) Fase 1 energizada. (b) Fase 2 energizada
Figura 4.18 - Fotos de um motor com E-core. (a) Estator com enrolamentos (b) Montagem do estator e rotor
Figura 4.19 - DSPMSRM com ímãs permanentes nos polos compartilhados

Figura 4.20 - Protótipo e configuração dos enrolamentos. (a) Protótipo. (b) Enrolamentos 65
Figura 4.21 - Máquinas DS (a) 3 Fases 6/4 Polos (b) 3 Fases 12/8 Polos
Figura 4.22 - Máquinas FR (a) FRPMM c/ Rotor interno (b) FRDCM c/ Rotor externo
Figura 4.23 - Máquinas FS (a) FSPMM de 3 Fases (b) FSDCM c/ campo toroidal
Figura 4.24 - Máquinas FS (c) FSDCM c/ campo bobinado (d) DR- FSDCM c/ campo toroidal 69
Figura 4.25 - Máquinas DS (a) Estator particionado (b) Estrutura com offset mecânico
Figura 4.26 - Máquinas AF (a) Sanduíche com Rotor duplo (b) Impresso com dupla face72
Figura 5.1 - Máquina Duplamente Saliente com Ímãs Permanentes73
Figura 5.2 - Topologia de um DSPM com 3 fases
Figura 5.3 - Vista superior de um DSPM com 3 fases
Figura 5.4 - Topologia de um SRM com 3 fases
Figura 5.5 - Vista superior de um SRM com 3 fases
Figura 5.6 - Circuito equivalente por fase do DSPM
Figura 5.7 - Formas de onda teóricas do fluxo e da corrente no DSPM
Figura 5.8 - Fluxo do ímã em função da posição do rotor com e sem
inclinação do rotor (δ) 83

Figura 5.9 - Caminhos do fluxo magnético por fase no DSPM 85
Figura 5.10 - Caminhos do fluxo magnético por fase no DSPM-FRFS
Figura 5.11 - DSPM-FRFS de 3 fases com 12/8 polos e 2 segmentos de núcleo de estator
Figura 6.1 - Fluxograma para os desenvolvimentos práticos 89
Figura 6.2 - Protótipos (a) - SRM (esquerda) e DSPM-FRFS (direita) 92
Figura 7.1 - Vetor densidade de fluxo magnético com a fase A ativa no DSPM-FRFS 12/8 polos95
Figura 7.2 - Vetor densidade de fluxo magnético com a fase A ativa no SRM 12/8 polos
Figura 7.3 - Vetor densidade de fluxo magnético com a fase C ativa no DSPM-FRFS 12/8 polos
Figura 7.4 - Vetor densidade de fluxo magnético com a fase C ativa no SRM 12/8 polos
Figura 7.5 - Vetor densidade de fluxo magnético com a fase B ativa no DSPM-FRFS 12/8 polos95
Figura 7.6 -Vetor densidade de fluxo magnético com a fase B ativa no SRM 12/8 polos
Figura 7.7 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase A ativa no DSPM-FRFS 96
Figura 7.8 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase A ativa no SRM

Figura 7.9 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase C ativa no DSPM-FRFS96
Figura 7.10 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase C ativa no SRM
Figura 7.11 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase B ativa no DSPM-FRFS 96
Figura 7.12 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase B ativa no SRM
Figura 7.13 - Vetores e Magnitudes de Densidade de Fluxo Magnético no Protótipo DSPM-FRFS 12/8 Polos com Excitação somente dos Ímãs Permanentes sem Corrente nas Fases
Figura 7.14 - Escala de Cores para a Densidade de Fluxo Magnético
Figura 7.15 - Curvas de torque para o DSPM-FRFS e para o SRM 99
Figura 7.16 - Indutâncias das fases no DSPM-FRFS 100
Figura 7.17 - Indutâncias das fases no SRM 100
Figura 7.18 - Estator montado na carcaça do protótipo de SRM com 3 fases e 6/4 polos 101
Figura 7.19 - Rotor montado no eixo do protótipo de SRM com 3 fases e 6/4 polos
Figura 7.20 - Modelo 3D do protótipo SRM com 3 fases e 6/4 polos
Figura 7.21 - Vista Superior do modelo 3D do protótipo SRM com 3 fases e 6/4 polos

Figura 7.22 -Vetor densidade de fluxo magnético com a fase A ativa
(polos desalinhados) no SRM com 6/4 polos 103
Figura 7.23 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase
A ativa (polos desalinhados) no SRM com 6/4 polos 103
Figura 7.24 - Vetor densidade de fluxo magnético com a fase A ativa
(polos alinhados) no SRM com 6/4 polos 103
Figura 7.25 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase
A ativa (polos alinhados) no SRM com 6/4 polos 103
Figura 7.26 - Curvas de torque do protótipo de SRM com 6/4 polos
Figura 7.27 - Indutâncias das fases do protótipo de SRM com 6/4
polos
Figura 8.1 - Curvas de Torque Experimentais para o DSPM-FRFS com
3 Fases e 12/8 Polos 109
Figura 8.2 - Curvas de Torque Experimentais e Simuladas para o
DSPM-FRFS com 12/8 Polos 109
Figura 8.3 - Indutâncias de Fase Experimentais do Protótipo DSPM-
FRFS 12/8 Polos 115
Figura 8.4 - Indutâncias de Fase Experimentais e de Simulações do
Protótipo DSPM-FRFS com 12/8 Polos 115
Figura 8.5 - Indutâncias da Fase A Experimental e de Simulações do
Protótipo DSPM-FRFS 12/8 Polos e de Simulações do SRM 12/8
Polos 116
Figura 8.6 - Curvas de Torque Experimentais para o Protótipo SRM
com 6/4 Polos

Figura 8.7 - Curvas de Torque Experimentais e Simuladas para o Protótipo SRM com 6/4 Polos
Figura 9.1 - Detalhes de Montagem e Usinagem do Rotor 123
Figura 9.2 - Detalhes de Montagem e Usinagem do Rotor 124
Figura 9.3 - Curvas de Torque Experimentais dos Protótipos DSPM- FRFS e SRM
Figura 9.4 - Curvas de Torque Experimentais e de Simulações dos Protótipos DSPM-FRFS e SRM 127
Figura 14.1 - Imagens do protótipo fabricado DSPM-FRFS 12/8 polos
Figura 15.1 - Imagens do protótipo existente SRM 6/4 polos 157
Figura 17.1 - Medidor de Torque e Velocidade (RPM) BR TELDIX 166
Figura 17.2 - Transdutor IES TELDIX 166
Figura 17.3 - Ponte de Kelvin NANSEN PK 230 167
Figura 17.4 - Fonte de Corrente ESAB LHN 240i Plus 167
Figura 17.5 - Multímetro Alicate FLUKE 36 CAT III
Figura 17.6 - Detalhe de Montagem - Disco Perfurado para Deslocamento com Resolução de 1º
Figura 17.7 - Detalhe de Montagem: Transdutor e Medidor de Torque
Figura 17.8 - Detalhe de Montagem - Visão Geral da Bancada de
Testes169

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 - Comparação das metodologias
Tabela 4.1 - Comparativo das máquinas clássicas
Tabela 4.2 - Comparativo das máquinas avançadas
Tabela 4.3 - Comparativo das tecnologias para melhorar o desempenho
Tabela 6.1 - Dados de projeto dos protótipos de SRM e DSPM-FRFS
Tabela 6.2 - Dados dos protótipos de SRM e DSPM-FRFS conforme fabricados. 91
Tabela 8.1 - Resultados Experimentais e de Simulações do Ensaio de Torque Estático no Protótipo DSPM-FRFS 12/8 Polos com 7A na Fase A
Tabela 8.2 - Resultados Experimentais e de Simulações do Ensaio de Torque Estático no Protótipo DSPM-FRFS 12/8 Polos com 7A na Fase B
Tabela 8.3 - Resultados Experimentais e de Simulações do Ensaio de Torque Estático no Protótipo DSPM-FRFS 12/8 Polos com 7A na Fase C
Tabela 8.4 - Média dos Erros Porcentuais entre os Resultados Experimentais e Simulados de Torque Estático para cada Fase 108
Tabela 8.5 - Indutâncias da Fase A Experimentais e de Simulações do Protótipo DSPM-FRFS de 12/8 Polos
Tabela 8.6 Indutâncias da Fase B Experimentais e de Simulações do Protótipo DSPM-FRFS de 12/8 Polos

Tabela 8.7 Indutâncias da Fase C Experimentais e de Simulações
do Protótipo DSPM-FRFS de 12/8 Polos 113
Tabela 8.8 - Média dos Erros Porcentuais entre os Resultados
Experimentais e Simulados de Indutâncias de Fase 114
Tabela 8.9 -Resultados Experimentais e de Simulações do Ensaio de
Torque Estático no Protótipo SRM 6/4 Polos com 12A na Fase A 117
Tabela 8.10 - Resultados Experimentais e de Simulações do Ensaio
de Torque Estático no Protótipo SRM 6/4 Polos com 12A na Fase B
Tabela 8.11 - Resultados Experimentais e de Simulações do Ensaio
de Torque Estático no Protótipo SRM 6/4 Polos com 12A na Fase C
Tabela 8.12 - Média dos Erros Porcentuais entre os Valores
Experimentais e Simulados para o SRM 120
Tabela 9.1 - Valores de Torque Médio Experimentais para os
Protótipos DSPM-FRFS 12/8 Polos e para o SRM 6/4 Polos 125
Tabela 9.2 - Valores de Torque Médio Obtidos em Simulações para o
DSPM-FRFS 12/8 Polos e para o SRM 12/8 Polos 126
Tabela 13.1 - Resultados de Simulações para o Torque Estático no
DSPM-FRFS 12/8 Polos e no SRM 12/8 Polos com a Fase A ativa 137
Tabela 13.2 - Resultados de Simulações para o Torque Estático no
DSPM-FRFS 12/8 Polos e no SRM 12/8 Polos com a Fase B ativa 138
Tabela 13.3 - Resultados de Simulações para o Torque Estático no
DSPM-FRFS 12/8 Polos e no SRM 12/8 Polos com a Fase C ativa 138

LISTA DE SIGLAS

Sigla Significado

AF	Fluxo Axial ("Axial Flux")
DR-FSDCM	Máquina com Fluxo Chaveado de Corrente Contínua com
	Dois Rotores ("Double Rotor Flux Switching DC Machine")
DS	Dois Estatores ("Double Stator")
DS-BLDCM	Máquina de Corrente Contínua sem Escovas Duplamente
	Saliente ("Doubly Salient Brushless DC Machine")
DSDCM	Máquina de Corrente Contínua Duplamente Saliente
	("Doubly Salient DC Machine")
DSEM	Máquina Eletromagnética de Dupla Saliência ("Doubly
	Salient Electromagnetic Machine")
DSPM	Duplamente Saliente com Ímãs Permanentes ("Doubly
	Salient Permanent Magnet")
DSPM-FRF	Duplamente Saliente com Ímãs Permanentes sem Reversão
	de Fluxo ("Doubly Salient Permanent Magnet Flux Reversal
	Free")
DSPM-FRFS	Duplamente Saliente com Ímãs Permanentes sem Reversão
	de Fluxo no Estator ("Doubly Salient Permanent Magnet Flux
	Reversal Free Stator")
DSPMSRM	SRM Duplamente Saliente com Ímãs Permanentes ("Doubly
	Salient Permanent Magnet Switched Reluctance Machine")
FMDSPM	Máquina DSPM de Duas Fases
FRDCM	Máquina com Reversão de Fluxo de Corrente Contínua
	("Flux Reversal DC Machine")
FRFS	Sem Reversão de Fluxo no Estator ("Flux Reversal Free
	Stator")
FRPMM	Máquina com Reversão de Fluxo com Ímãs Permanentes
	("Flux Reversal Permanent Magnet Machine")

FSDCM	Máquina com Fluxo Chaveado de Corrente Contínua ("Flux
	Switching DC Machine")
FSPMM	Máquina com Fluxo Chaveado com Ímãs Permanentes ("Flux
	Switching Permanent Magnet Machine")
HT	Alta Temperatura ("High Temperature")
IM	Motor (Máquina) de Indução ("Induction Motor")
MT	Múltiplos Dentes ("Multiple Teeth")
PM	Ímã Permanente ("Permanent Magnet")
PMM	Máquina de Ímãs Permanentes ("Permanent Magnet Machine")
PMBLDC	(Maq.) de Corrente Contínua s/ Escovas c/ Ímãs
	Permanentes ("Permanent Magnet Brushless DC")
PWM	Modulação de Largura de Pulso ("Pulse Width Modulation")
SRM	Motor (Máquina) de Relutância (com alimentação) Chaveada
	("Switched Reluctance Motor")
SynRM	Máquina de Relutância Síncrona ("Synchronous Reluctance
	Machine")
TPSRM	SRM de Duas Fases ("Two Phase SRM")
VRM	Máquina de Relutância Variável/Maq. de Relutância Vernier
	("Variable Reluctance Machine/Vernier Reluctance Machine")
ZF	Zero Fluxo ("Zero Flux")

LISTA DE SÍMBOLOS

- *A_s* Fator de carregamento elétrico do estator
- B_{δ} Densidade de fluxo no entreferro
- D_{si} Diâmetro interno do estator
- E Força eletromotriz no enrolamento da fase devido aos ímãs permanentes
- *E_a* Força eletromotriz no enrolamento da fase A
- E_m Força eletromotriz no enrolamento da fase devido aos ímãs permanentes
- *I_a* Corrente no enrolamento da fase A
- I_m Corrente de fase
- *I_{rms}* Corrente (RMS) da fase
- k_d Fator de fluxo disperso
- $k_e \quad U/E$
- $k_i \quad I_m/I_{rms}$
- k_s Fator de inclinação do rotor
- K_{Φ} Constante de proporcionalidade entre o fluxo produzido pelo ímã permanente concatenando um polo do estator e o fluxo produzido por um polo de ímã permanente
- *L_a* Indutância do enrolamento da fase A
- *l_e* Comprimento do núcleo
- m Número de fases
- *n_s* Rotação nominal do motor [RPM]
- N_{Φ} Total de espiras em série por fase
- *P*_e Potência elétrica de entrada do motor [W]
- p_r Número de polos do rotor
- *ps* Número de polos do estator
- *T_e* Torque eletromagnético total do motor [Nm]
- T_{em} Parcela de T_e devido à interação entre o fluxo produzido por I_a e o fluxo produzido pelos ímãs permanentes
- T_{er} Parcela de T_e devido à saliência dos polos
- t_n Tempo correspondente a posição do rotor θ_n
- U Tensão de fase

- Va Tensão aplicada ao enrolamento da fase A
- W_f Energia armazenada no campo magnético
- $w_r = d\Theta_r/dt$ Velocidade angular do rotor
- α_s Fator de arco polar do estator
- β_s Arco do polo do estator em radianos
- δ Ângulo de inclinação do rotor ("skewing")
- η Rendimento
- θ_{cr} Passo polar do rotor $(2\pi/p_r)$
- θ_{cs} Passo polar do estator
- θ_r Intervalo angular entre os pontos de referência do rotor e do estator
- θ_w Deslocamento angular de um pulso (= $\theta_2 \theta_1 = \theta_4 \theta_3$)
- τ_s Comprimento do passo polar do estator $\left(\frac{\pi D_{si}}{p_s}\right)$
- ϕ Fluxo magnético total
- ϕ_a Fluxo no entreferro concatenando o enrolamento da fase A e o rotor (não inclui o fluxo disperso)
- ϕ_{am} Parcela de Φ_a devido aos ímãs permanentes
- ϕ_{as} Parcela de Φ_a devido à I_a
- ϕ_m Fluxo devido aos ímãs permanentes
- ϕ_{max} Fluxo máximo do ímã permanente concatenado com uma bobina quando o polo do estator está alinhado com o polo do rotor
- ϕ_{\min} Fluxo mínimo do ímã permanente concatenado com uma bobina quando o polo do estator está desalinhado com o polo do rotor
- ϕ_p Fluxo por polo

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	26
2	OBJETIVOS	30
3	CONCEITOS TEÓRICOS BÁSICOS	32
	3.1 BALANÇO ENERGÉTICO NA MÁQUINA DUPLAMENTE SALIENTE COM ÍMÃS PERMANENTES	32
	3.2 PERDAS NO FERRO NA MÁQUINA DUPLAMENTE SALIENTE COM ÍMÃS PERMANENTES	33
4	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	46
5	MOTOR DUPLAMENTE SALIENTE COM ÍMÃS PERMANENTES E NÚCLEO SEGMENTÁVEL E SEM REVERSÃO DE FLUXO	
	MAGNÉTICO	73
	5.1 MOTOR DUPLAMENTE SALIENTE COM ÍMAS PERMANENTES	73
	5.2 CIRCUITO EQUIVALENTE	74
	5.3 EQUACIONAMENTO DO TORQUE ELETROMAGNÉTICO	77
	5.4 EQUACIONAMENTO DA POTÊNCIA DE SAÍDA	80
	5.5 ESTRATÉGIA PARA EVITAR A REVERSÃO DE FLUXO MAGNÉTICO NO NÚCLEO DO ESTATOR E SUA SEGMENTAÇÃO	85
6	DESENVOLVIMENTOS PRÁTICOS	89
7	SIMULAÇÕES ELETROMAGNÉTICAS POR MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS	93
	7.1 VETORES DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO	93
	7.2 MAGNITUDE DE DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO	94
	7.3 EXCITAÇÃO SOMENTE DOS ÍMÃS PERMANENTES	94
	7.4 TORQUE	99
	7.5 INDUTÂCIAS	99

	7.6 PROTÓTIPO SRM 6/4 POLOS PRÉ-EXISTENTE	101
8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	105
	8.1 ENSAIOS DE TORQUE ESTÁTICO NO PROTÓTIPO DSPM-FRFS	
	12/8 POLOS	106
	8.1.1 Erro porcentual entre valores experimentais e de simulações	106
	8.1.2 Média simples dos erros porcentuais	108
	8.2 ENSAIOS PARA MEDIÇÃO DAS INDUTÂNCIAS DE FASE	110
	8.3 ENSAIOS DE TORQUE ESTÁTICO NO PROTÓTIPO SRM 6/4 POLOS	117
9	ANÁLISE DOS RESULTADOS	122
	9.1 VALIDAÇÃO DOS RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	122
	9.2 ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS	125
	9.2.1 Torque	125
	9.2.2 Indutâncias	128
	9.2.3 Excitação dos ímãs permanentes	128
10	CONCLUSÕES	129
11	DESENVOLVIMENTOS FUTUROS	131
12	REFERÊNCIAS	133
13	APÊNDICE A – SIMULAÇÕES DSPM-FRFS E SRM 12/8 POLOS	137
	13.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES PARA O DSPM-FRFS 12/8	
	POLOS E SRM 12/8 POLOS	137
14	APÊNDICE B – PROTÓTIPO DSPM-FRFS 12/8 POLOS	139
	14.1 IMAGENS DO PROTÓTIPO DSPM-FRFS 12/8 POLOS	139
	14.2 DESENHOS REVISADOS DO PROTÓTIPO DSPM-FRFS 12/8	
	POLOS	140

	14.3 DESENHOS ORIGINAIS DO PROTÓTIPO DSPM-FRFS 12/8	
	POLOS	146
15	APÊNDICE C – PROTÓTIPO SRM 6/4 POLOS	157
	15.1 IMAGENS DO PROTÓTIPO SRM 6/4 POLOS	157
16	APÊNDICE D – ÍMÃS PERMANENTES	158
	16.1 FOLHA DE DADOS DOS MAGNETOS (N-42SH)	158
	16.2 CURVA DE DESMAGNETIZAÇÃO DOS MAGNETOS (N-42SH)	160
	16.3 ENTENDENDO ÍMÃS PERMANENTES (NOTA TÉCNICA)	161
17	APÊNDICE E – INSTRUMENTOS E EQUIPAMENTOS	166
	17.1 PRINCIPAIS INSTRUMENTOS E EQUIPAMENTOS UTILIZADOS	
	NOS TESTES DOS PROTÓTIPOS	166
	17.2 DETALHES DA MONTAGEM PARA OS TESTES	168

1 INTRODUÇÃO

O conceito de motores elétricos para tração não é algo recente, tendo surgido em meados do século XIX e, de acordo com TANAKA, C. N., 2012, as principais exigências sobre as características básicas de uma máquina elétrica em um sistema de acionamento de veículo elétrico estão indicadas a seguir:

- a) Altas densidades de potência e de torque;
- b) Ampla faixa de velocidade de operação com potência constante em torno de 3-4 vezes a velocidade de base;
- c) Elevado torque de partida e alta potência em velocidade de cruzeiro;
- d) Alta eficiência em amplas faixas de velocidade e torque;
- e) Alta confiabilidade e robustez adequadas ao meio ambiente;
- f) Capacidade de sobrecarga intermitente e de custo aceitável;
- g) Baixo ruído acústico e baixa ondulação (ripple) de torque;
- h) Boa regulação de tensão sobre ampla faixa de velocidade.

Um exemplo de curvas de torque e potência em função da velocidade para uma máquina de tração é mostrada na Figura 1.1. Na região I de torque constante, a capacidade de torque máximo é definida pela corrente nominal do conversor de potência. Na região de potência constante II, enfraquecimento de fluxo é empregado devido às limitações de tensão e corrente do conversor de potência. Na região III, redução de torque e potência devido ao aumento da força eletromotriz.

Conforme descrito em TANAKA, C. N., 2012, com o rápido avanço dos veículos baseados em motores a combustão interna, inclusive com a introdução da partida elétrica no início do século XX, a demanda por veículos elétricos caiu drasticamente devido à limitada autonomia, mesmo sendo mais eficientes e não poluentes. Assim, os motores elétricos para tração eram, majoritariamente, utilizados em veículos elétricos não autônomos como trens, bondes, trólebus e similares onde o peso e o volume não eram fatores restritivos como nos veículos elétricos autônomos.



Figura 1.1 - Curvas de torque e potência em função da velocidade para uma máquina de tração

Atualmente, devido a problemas ambientais e aos elevados preços dos combustíveis fósseis, ressurgiu o interesse pelo desenvolvimento de veículos elétricos autônomos, puramente elétricos ou híbridos e os motores elétricos de tração, robustos, com baixa manutenção, com elevadas densidades de potência e torque e boa eficiência, ganharam relevância novamente.

Neste contexto, é apresentado o projeto de pesquisa sobre motores polifásicos duplamente salientes com ímãs permanentes como uma alternativa aos motores de indução, motores com ímãs permanentes sem escovas de corrente contínua ou síncronos e motores de relutância com alimentação chaveada. Adicionalmente, duas novas características a essa classe de máquinas são introduzidas, tornando-a inédita na literatura técnica: a não reversão do fluxo magnético no núcleo do estator para reduzir as perdas e a possibilidade de segmentação do núcleo do estator para melhorar o processo de fabricação e reduzir custos. Assim temos a máquina polifásica (duas ou mais fases) duplamente saliente com ímãs permanentes sem reversão de

fluxo magnético no núcleo do estator e com núcleo do estator segmentável. As Figura 1.2 e Figura 1.3 mostram imagens do modelo e do protótipo, respectivamente.



Fonte: Arquivo pessoal do autor

Figura 1.3 - Imagem do Protótipo



Fonte: Arquivo pessoal do autor

Trabalhos publicados anteriormente, apresentaram motores duplamente salientes de duas fases, sem reversão de fluxo, onde os ímãs permanentes foram colocados na superfície polar e que, devido ao acúmulo de tolerâncias de montagem, tendem a apresentar forças radiais desbalanceadas inviabilizando a produção em escala. Esse problema não existe na máquina, objeto deste estudo, conforme será descrito ao longo do trabalho.

Assim, as principais diferenças neste trabalho são: a generalização para um número qualquer de fases e a forma construtiva, ou seja, o posicionamento dos magnetos de modo a se ter uma construção mais simples, de menor custo e minimizando o surgimento de forças radiais desbalanceadas.

Motivações

A grande motivação para esse trabalho é apresentar uma configuração inédita para as máquinas duplamente salientes com ímãs permanentes, visando principalmente sua utilização em tração elétrica veicular, mas com potencial para aplicações industriais e residenciais. Um segundo fator está relacionado ao tipo de máquina, ou seja, o motor polifásico duplamente saliente com ímãs permanentes que tem similaridades com os motores de relutância com alimentação chaveada, mas que em função dos ímãs permanentes apresenta comportamento e operação similares aos motores de corrente contínua sem escovas.

Um terceiro aspecto vem do fato dessa classe de motores abrir um grande leque de possibilidades para estudos complementares, alguns deles listados para desenvolvimentos futuros, tais como: substituição dos ímãs permanentes por enrolamentos de campo para enfraquecimento da excitação e operação com ou sem reversão de fluxo obtendo-se maiores densidades de torque e potência ou maior rendimento, respectivamente.

VANTAGENS DA TOPOLOGIA PROPOSTA:

- Rendimento superior aos motores de relutância com alimentação chaveada devido aos ímãs permanentes além de não apresentar as perdas no ferro devido a não reversão no fluxo magnético;
- Robustez o rotor é idêntico ao do motor de relutância com alimentação chaveada (SRM), sem enrolamentos, ímãs ou barras;
- 3. Possibilidade de rotações superiores a 10 kRPM- devido à robustez do rotor;
- 4. Densidades de Torque e Potência maiores que no motor de relutância (SRM);
- 5. A segmentação do núcleo do estator possibilita
- 6. a redução nos custos de fabricação dos moldes de estampagem.
- 7. Acionamento Unipolar (mais simples, barato e eficiente que o bipolar);
- Melhor resfriamento dos ímãs no estator e menor risco de desmagnetização por temperatura;
- 9. Simplicidade construtiva e facilidade de manutenção;

2 OBJETIVOS

Estudar os motores duplamente salientes com ímãs permanentes sem reversão de fluxo no núcleo do estator (DSPM-FRFS).

Apresentar uma metodologia construtiva e operacional para o motor polifásico duplamente saliente com ímãs permanentes (DSPM) para evitar a reversão do fluxo magnético no núcleo do estator e possibilitar a segmentação do núcleo do estator.

Construir um protótipo e comparar os resultados obtidos experimentalmente com os obtidos nas simulações para validação destas, bem como a exequibilidade desta nova máquina nos aspectos conceitual, operacional e de viabilidade técnico-econômica.

Somente testes estáticos serão realizados nos protótipos, uma vez que a realização de testes dinâmicos não está no escopo do trabalho e implicaria na construção dos respectivos acionamentos e para a comparação dos resultados teriam de ser consideradas as otimizações de cada projeto e suas respectivas estratégias de acionamento.

A Figura 2.1 apresenta o fluxograma do projeto de pesquisa em questão mostrando as principais etapas do trabalho.



Figura 2.1 - Fluxograma do projeto de pesquisa

Fonte: Autor

3 CONCEITOS TEÓRICOS BÁSICOS

3.1 BALANÇO ENERGÉTICO NA MÁQUINA DUPLAMENTE SALIENTE COM ÍMÃS PERMANENTES

Desprezando o efeito das bordas, a saturação e as perdas no ferro, e ainda considerando que não há indutâncias mútuas, assumindo perfil retangular para as correntes e a não circulação de corrente em mais de uma fase por vez, podemos escrever para uma fase:

$$u = ri + \frac{d\phi}{dt} = ri + \frac{d}{dt} [(L(\theta)i) + \phi_m]$$

$$u = ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\theta)}{dt} + \frac{d\phi_m}{dt}$$

$$u = ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} i \frac{dL(\theta)}{dt} + \frac{1}{2} i \frac{dL(\theta)}{dt} + \frac{d\phi_m}{dt}$$
(3.1)
$$(3.1)$$

Multiplicando tudo por i, obtemos:

$$ui = ri^{2} + L(\theta)i\frac{di}{dt} + \frac{1}{2}i^{2}\frac{dL(\theta)}{dt} + \frac{1}{2}i^{2}\frac{dL(\theta)}{dt} + i\frac{d\phi_{m}}{dt}$$
(3.3)

Que é igual a:

$$ui = ri^{2} + L(\theta)i\frac{di}{dt} + \frac{1}{2}i^{2}\frac{dL(\theta)}{dt} + \frac{1}{2}i^{2}\frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta}\frac{\partial \theta}{\partial t} + i\frac{\partial \phi_{m}}{\partial \theta}\frac{\partial \theta}{\partial t}$$

Ou

$$ui = ri^{2} + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta) i^{2} \right) + \frac{1}{2} i^{2} \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} w_{r} + i \frac{\partial \phi_{m}}{\partial \theta} w_{r}$$
(3.4)

onde

ui	-	Potência de entrada
ri^2	-	Perdas Joule nos enrolamentos da fase
$\frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2}L(\theta)i^2\right)$	-	Variação da energia magnética armazenada no campo
$\frac{1}{2}i^2\frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta}w_r$	-	Potência mecânica devido à variação de relutância
$i \frac{\partial \phi_m}{\partial \theta} w_r$	-	Potência mecânica devido aos ímãs permanentes
W _r	-	Velocidade angular do rotor $(\partial \theta / \partial t)$
ϕ	-	Fluxo magnético total
ϕ_m		Fluxo magnético devido aos ímãs permanentes
$L(\theta)$	-	Indutância do enrolamento da fase

3.2 PERDAS NO FERRO NA MÁQUINA DUPLAMENTE SALIENTE COM ÍMÃS PERMANENTES

Em materiais magnéticos, as perdas no ferro ocorrem quando o material é sujeito a densidades de fluxo magnético variáveis e são compostas, principalmente, por duas parcelas. Perdas por histerese e por correntes parasitas ou Foucault.

As perdas por histerese resultam da rotação dos domínios magnéticos para se alinharem com o campo magnético externo. Isso produz atrito molecular e, consequentemente, consumo de energia. Quando o motor de tração opera em baixa rotação, a perda por histerese é a principal componente das perdas no ferro, uma vez que o motor é exposto a altas correntes.

Devido a reversão no fluxo magnético, tensões são induzidas e correntes parasitas ou Foucault circulam nas chapas laminadas, e quando combinadas com a baixa condutividade do aço elétrico, elas causam perdas resistivas. Quando o motor opera em alta rotação, a perda em função das correntes Foucault torna-se a principal componente das perdas no ferro devido à alta taxa de variação do fluxo magnético.

JORDÃO, R. G., 2013, descreve as perdas no ferro como provenientes das variações de indução nas massas ferromagnéticas das máquinas, compreendendo as perdas Foucault e as perdas histeréticas.

Em máquinas de corrente alternada com forma de onda senoidal, as perdas Foucault são expressas por:

$$P_{edd} = k_{edd} V (f B_m e)^2 \tag{3.5}$$

E as perdas histeréticas dadas por:

$$P_{hys} = k_{hys} V f B_m^{c_\beta} \tag{3.6}$$

Onde

k _{edd}	-	Coeficiente que depende das propriedades dos materiais
k _{hys}	-	Coeficiente que depende das propriedades dos materiais
V	-	Volume total do núcleo ou peças de material ferromagnético
f	-	Frequência das induções
B_m	-	Valor máximo das induções variáveis
е	-	Espessura da chapa laminada
c_{eta}	-	Expoente que depende das propriedades dos materiais e do próprio
		valor de B_m . Aproximadamente, varia entre 1,5 e 2,5.

Em certos casos, admite-se c_{β} da ordem de 2. Nessas condições, as perdas no ferro podem ser expressas, aproximadamente, por:

$$P_{iron} = P_{edd} + P_{hys} = V(k_{edd}fe^2 + k_{hys})fB_m^2$$
(3.7)

Como a forma de onda do fluxo magnético nas máquinas duplamente salientes com ímãs permanentes, normalmente, não são senoidais, a equação (3.7) somente seria aplicável para um valor aproximado das perdas no ferro.

Segundo EMADI, A. et al., 2015, para valores mais exatos, foram propostas algumas metodologias analíticas para obter as perdas no ferro. De uma forma geral, essas propostas podem ser classificadas em modelo de perdas separadas, modelo de energia no campo magnético e aperfeiçoamentos a partir do modelo de Steinmetz.

No modelo de perdas separadas, as perdas no ferro são divididas em perdas por magnetização linear, magnetização rotacional e harmônicas de ordens superiores. Entretanto, os coeficientes de perdas neste modelo, geralmente, dependem de experimentos.

O modelo de energia no campo magnético pode fornecer uma solução mais detalhada. Inicia resolvendo as equações de Maxwell e determina a distribuição da densidade de fluxo no entreferro que abre o caminho para o cálculo das perdas e do torque. Entretanto, por simplificação, considera que a permeabilidade magnética do ferro é infinita quando comparada à permeabilidade magnética do ar. Isso não é exato, particularmente com altas correntes de excitação, considerando-se a estrutura de dupla saliência.

No modelo de Steinmetz, as perdas por histerese e correntes parasitas são calculadas separadamente baseando-se nas variações da densidade de fluxo. Fatores de correção ou perdas excedentes são introduzidas se a corrente de excitação for não senoidal. Entretanto, o método de Steinmetz é menos exato quando aplicado em máquinas de dupla saliência. Sob elevadas correntes de excitação, como nas aplicações em tração elétrica, a densidade de fluxo e a frequência variam muito em diferentes pontos da máquina resultando em distribuições de densidades de perdas extremamente heterogêneas. Além disso, como a densidade de fluxo e a frequência variam, os coeficientes de perdas também variam.

EMADI, A. et al., 2015, propõem uma nova metodologia para estimar as perdas no ferro com excitação não senoidal em máquinas de relutância com alimentação chaveada (SRM) e que podem ser estendidas às máquinas duplamente salientes com

ímãs permanentes uma vez que, como será visto adiante, o método utiliza a distribuição de densidades de fluxo magnético em elementos discretos, similarmente a análise com elementos finitos, para calcular as perdas em cada elemento. O modelo é baseado nas definições das perdas por histerese e perdas por correntes Foucault.

A exatidão das perdas por histerese é melhorada adicionando o efeito dos laços menores das curvas de histerese BH e as perdas excedentes, que normalmente são estimadas usando equações empíricas, não são mais necessárias. Similarmente a análise por elementos finitos, a máquina é discretizada para considerar a heterogeneidade na distribuição da densidade de fluxo, entretanto, numa quantidade bem limitada de número de elementos para reduzir o esforço computacional. Coeficientes de perdas variáveis são utilizados de acordo com a densidade de fluxo magnético em diferentes partes da máquina.

Metodologia Proposta para Cálculo das Perdas

O modelo de Steinmetz é frequentemente utilizado para estimar as perdas no ferro. As densidades de massa de perdas por histerese p_{hys} e perdas por correntes Foucault p_{edd} são calculadas de acordo com o valor máximo da densidade de fluxo magnético B_m e a frequência *f*:

$$p_{iron} = p_{hys} + p_{edd} = k_{hys} f(B_m)^{c_\beta} + k_{edd} f^2 (B_m)^2$$
(3.8)

Onde k_{hys} , k_{edd} e c_{β} são, respectivamente, o coeficiente de perdas por histerese, o coeficiente de perdas por correntes Foucault e o expoente que depende das propriedades dos materiais e do próprio valor de B_m .

Entretanto, como citado acima, a estimativa de perdas no ferro em máquinas duplamente salientes usando o método de Steinmetz pode não ser exato uma vez que a densidade de fluxo e a frequência são heterogeneamente distribuídas em diferentes pontos no núcleo. É difícil estimar diretamente as perdas no ferro de toda a máquina utilizando uma simples expressão da densidade de fluxo como função do tempo. A
exatidão pode ser melhorada se a máquina for discretizada em elementos e as perdas calculadas baseando-se em cada um desses elementos.

Outro problema em usar o modelo de Steinmetz é que esse cálculo é válido somente para variações de fluxo senoidais. Entretanto, a forma de onda do fluxo magnético em máquinas duplamente salientes está longe de ser senoidal. A variação depende da posição do rotor e da forma de excitação. Isso pode ser observado na Figura 3.1, onde a forma de onda do fluxo magnético, como uma função do tempo, é apresentada para uma máquina duplamente saliente com 4 fases e 16/8 polos, operando em baixa rotação e em alta rotação.

Figura 3.1 – Variação na densidade de fluxo magnético de um elemento simples nos dentes do estator e do rotor. (a) Baixa rotação. (b) Alta rotação



Em baixa rotação, vide Figura 3.1(a), a curva começa quando os dentes do rotor e do estator estão parcialmente sobrepostos. A densidade de fluxo magnético aumenta com o grau de sobreposição e então diminui acentuadamente após a posição de alinhamento em torno dos 17 graus. Quando o dente não está excitado, a densidade de fluxo magnético permanece muito baixa. O fluxo magnético no estator pode mudar de sentido devido a indutância mútua. A Figura 3.1(b) mostra a variação na densidade do fluxo magnético quando a máquina opera em alta rotação. Similarmente, a forma de onda da densidade de fluxo magnético varia com a posição do rotor. A densidade

de fluxo magnético diminui à medida que o campo magnético é enfraquecido pela força contra eletromotriz.

Quando a densidade de fluxo magnético não é senoidal, utiliza-se o método de Fourier para decomposição em harmônicas e somar as perdas de cada harmônica. Esse método de decomposição em harmônicas é aplicável para as perdas por correntes Foucault, entretanto, não é aplicável para as perdas por histerese. Isso pode ser explicado através de uma forma de onda trapezoidal como a da Figura 3.2.



Figura 3.2 - Densidade de Fluxo Magnético e suas Harmônicas

O ciclo BH que cada harmônica cobre no mapa de magnetização é mostrado na Figura 3.3. A curva tracejada representa o ciclo da componente fundamental enquanto as curvas menores contínuas pertencem as harmônicas de ordens maiores.



Figura 3.3 - Curvas de Histerese da Fundamental e Harmônicas

Todas as componentes de Fourier juntas têm uma curva BH e perdas diferentes quando comparadas as da forma de onda trapezoidal na Figura 3.2. Quando todas as componentes são positivas em um dado instante, a perda gerada é a soma de todas as harmônicas. Entretanto, em um instante onde algumas componentes são negativas (por exemplo em t = 40 ms na Figura 3.2), a soma de cada componente usando o modelo de Steinmetz superestimará as perdas, uma vez que tanto as componentes positivas quanto as negativas contribuirão separadamente para as perdas.

Um método frequentemente usado para evitar a superestimação das perdas histeréticas é calcular as perdas baseado na onda fundamental e adicionar outra parte representando perdas excedentes para estimar o atrito dos domínios magnéticos. Um outro método segue caminho similar e leva em conta a componente fundamental juntamente com um fator de correção. Entretanto, esses coeficientes são complicados de se obter analiticamente.

Nesta metodologia proposta por EMADI, A. et al., 2015, o cálculo das perdas por correntes Foucault e por histerese é baseado nas definições analíticas dessas

componentes. Como resultado, os problemas mencionados anteriormente são evitados. Para considerar a distribuição de fluxo magnético em diferentes partes, a máquina é discretizada analiticamente e cálculos aplicados a cada elemento.

Perdas por correntes parasitas ou Foucault

Para um elemento *i*, a densidade de perda média p_{edd_i} é apresentada como uma função do quadrado da taxa de variação da densidade de fluxo magnético $B_i(t)$:

$$p_{edd_{i}} = \frac{1}{T_{int}} \int_{0}^{T_{int}} \frac{k_{edd}}{2\pi^2} \left(\frac{dB_i(t)}{dt}\right)^2 dt$$
(3.9)

Onde T_{int} é o período igual à duração de tempo quando o rotor passa da posição alinhada para a posição desalinhada.

A equação (3.9) pode ser discretizada como:

$$p_{edd_{i}} = \frac{k_{edd}}{2\pi^{2}} \frac{1}{T_{int}} \sum_{k=1}^{N_{step}} \frac{\left(B_{k+1_{i}} - B_{k_{i}}\right)^{2}}{\Delta t^{2}} \Delta t$$
$$p_{edd_{i}} = \frac{k_{edd}}{2\pi^{2}} \frac{1}{T_{int}\Delta t} \sum_{k=1}^{N_{step}} \left(B_{k+1_{i}} - B_{k_{i}}\right)^{2}$$
(3.10)

Onde N_{step} é o número de intervalos durante T_{int} , e Δt é o intervalo de tempo entre os pontos de simulação t_k e t_{k+1} e definido como:

$$\Delta t = t_{k+1} - t_k = \frac{T_{int}}{N_{step}} = \frac{1}{f N_{step}}$$
(3.11)

$$k = 1, 2, \dots, N_{step}$$
 (3.12)

Onde f é a frequência entre as posições alinhado e desalinhado.

Combinando (3.10), (3.11) e (3.12), $p_{edd_{l}}$ é escrita como:

$$p_{edd_{i}} = \frac{k_{edd}}{2\pi^{2}} N_{step} f^{2} \sum_{k=1}^{N_{step}} \left(B_{k+1_{i}} - B_{k_{i}} \right)^{2}$$
(3.13)

Pela soma dos *M* elementos, as perdas por correntes Foucault podem ser escritas como:

$$P_{edd} = \sum_{i=1}^{M} m_i p_{edd_i}$$

$$P_{edd} = \frac{k_{edd}}{2\pi^2} N_{step} f^2 \sum_{i=1}^{M} \left(m_i \sum_{k=1}^{N_{step}} \left(B_{k+1_i} - B_{k_i} \right)^2 \right)$$
(3.14)

Onde m_i é a massa do elemento *i* e *M* é a quantidade de elementos.

Perdas por Histerese

As perdas por histerese podem ser calculadas baseada na densidade de fluxo magnético de pico B_{mi} . Para uma forma de onda não senoidal, tal consideração também se aplica, mas somente para a componente fundamental. A densidade de perda por histerese p_{hys_i} para o elemento *i* considerando apenas a fundamental é dada por:

$$p_{hys_{i}} = k_{hys} f(B_{mi})^{c_{\beta}}$$
(3.15)

A densidade de fluxo em (3.15) deve ser reescrita para as harmônicas de ordens superiores determinando-se os picos locais como mostrado na Figura 3.4. Somente a densidade de fluxo positiva é mostrada nesta figura. Observa-se a existência de dois picos locais B_{miL1} e B_{miL2} .

Um algoritmo pode ser escrito para encontrar os picos locais como parte da proposta da metodologia para cálculo das perdas.

Considerando que a densidade de fluxo magnético B_i a cada passo de tempo t_k seja conhecida (ver Figura 3.4), o pico global é identificado encontrando-se o valor máximo durante todo o período, enquanto os picos locais são identificados comparando-se a vizinhança. Se B_i em t_k é maior que em t_{k-1} e em t_{k+1} , o pico local está detectado. Os mínimos locais são identificados de modo similar. B_{miL1} e B_{miL2} são determinados pela diferença entre o pico local e os valores mínimos.

Figura 3.4 - Forma de onda da densidade de fluxo de um elemento mostrando as variações de densidade de fluxo locais



Na curva de histerese BH, o laço principal e os laços menores são causados pelo pico global e pelos picos locais, respectivamente. A perda por histerese é calculada pela soma de todos os laços. O princípio é ilustrado na Figura 3.5.



Figura 3.5 - Separação das reversões entre laço principal e laços menores

Em (3.16), a perda por histerese é calculada pela soma de todos os elementos M. Para cada elemento, a densidade de perda por histerese $p_{hys_i_j}$ é calculada baseada em (3.15). Os laços menores também são considerados. N_{p_i} é a soma das reversões das densidades de fluxo do elemento $i \in j$ é o número de contagem, $j = 1, 2, ..., N_{p~i}$.

$$P_{hys} = \sum_{i=1}^{M} \left(m_i \sum_{j=1}^{N_{p_i}} p_{hys_i_j} \right)$$

$$P_{hys} = k_{hys} f \sum_{i=1}^{M} \left(m_i \sum_{j=1}^{N_{p_i}} (B_{mi_j})^{c_\beta} \right)$$
(3.16)

EMADI, A. et al., 2015 apresenta uma comparação dos resultados obtidos através da metodologia de Steinmetz (Metodologia 1) e da metodologia proposta por EMADI, A. et al., 2015 (Metodologia 2), utilizando o software de análise de elementos finitos (FEA) ANSYS Maxwell. Na Metodologia 1, quando a densidade de fluxo magnético não é senoidal, utilizou-se a decomposição de Fourier. A Metodologia 2 é baseada nas equações (3.14) e (3.16). Os coeficientes de perdas foram ajustados como $k_{edd} = 8,143 \times 10^{-5} W/kg$, $c_{\beta} = 2$, e a frequência da fundamental em 2,4 kHz, ou seja, 12 kRPM para a máguina de relutância com alimentação chaveada de guatro fases e

16/12 polos. Na comparação, foi obtida a forma de onda da densidade de fluxo magnético apresentadas na Figura 3.1(a).

Os resultados são mostrados na Figura 3.6. A perda por histerese da frequência fundamental assume a maior porção enquanto as perdas das harmônicas de ordem superior são bem menores. Também é mostrado que as perdas obtidas pela metodologia direta proposta por EMADI, A. et al., 2015 é menor que a perda da frequência fundamental usando metodologia de Steinmetz.



Figura 3.6 - Perdas por histerese pelas duas metodologias

A Tabela 3.1 resume os resultados obtidos pelas duas metodologias. Observa-se que as perdas por correntes Foucault apresentaram o mesmo resultado nas duas metodologias, enquanto as perdas por histerese pela decomposição em harmônicas (Fourier) foram maiores.

Como mencionado anteriormente, as perdas por histerese são superestimadas no modelo de Steinmetz que utiliza a soma das componentes de Fourier.

	Fourier (Metodologia 1)	Proposta (Metodologia 2)
Perdas por Histerese [W]	0,3225	0,2019
Perdas Foucault [W]	0,416	0,416
		Fonte: EMADI, A. et al., 2015

4 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo serão apresentados e comentados alguns trabalhos recentes e outros trabalhos já consagrados, publicados em forma de artigos técnicos, dissertações ou livros, onde se poderão encontrar maiores detalhes sobre o assunto.

Através dessa revisão bibliográfica, pretende-se oferecer uma visão do estado da arte dessa classe de motores elétricos, genericamente, designados como motores de dupla saliência com ímãs permanentes (DSPM).

LIPO et al., 1992 (ELECTRIC POWER RESEARCH INSTITUTE, INC.) depositaram o pedido da patente de invenção de um novo motor duplamente saliente com ímãs permanentes estacionários (vide Figura 4.1) e a obtiveram em 1998. A documentação dessa patente descreve uma nova classe de motores duplamente salientes que incorpora um arranjo específico de polos estatóricos e rotóricos com ímãs permanentes montados no estator para fornecer um fluxo concatenado linearmente crescente em toda a área de sobreposição polar. Assim, esses novos motores possibilitariam maior torque de saída, maior rendimento, respostas mais rápidas e uma estrutura mais simples em comparação a outros motores convencionais.



Figura 4.1 - Motor duplamente saliente com ímãs permanentes no estator

Fonte: ELECTRIC POWER RESEARCH INSTITUTE INC. Lipo et al., 1992.

Destacam como um dos objetivos da invenção, a substancial redução na indutância do motor nos instantes em que a corrente deve mudar rapidamente e assim reduzir a demanda de potência aparente do conversor.

LIPO et al., 1995, utilizando um motor de 6/4 polos, apresentaram um novo tipo de motor com estrutura de dupla saliência e usando ímãs permanentes (vide Figura 4.2). Abaixo são relacionados os principais pontos desse trabalho:

- Descrevem que, conforme configurado, a relutância do entreferro do ponto de vista da excitação pelos ímãs permanentes é invariável e, portanto, sem carga não haveria "cogging torque" se desprezados os efeitos de borda;
- Observam que a existência de ímãs permanentes constitui um caminho de alta relutância para o fluxo de reação da armadura que é forçado a circular através de outro par de polos;
- Ressaltam que os motores duplamente salientes com ímãs permanentes são flexíveis em relação ao conversor, podendo ser acionados tanto por um conversor unipolar, usado para motores de relutância variável (VRM/SRM), quanto por um conversor bipolar como os usados para acionar os motores de corrente contínua sem escovas (PMBLDC);
- Afirmam ainda que os motores duplamente salientes com ímãs permanentes, seriam capazes de atingir de √2 a 2√2 vezes a densidade de torque de um motor de relutância com alimentação chaveada com as mesmas dimensões;
- 5. LIPO et al. equacionam o torque dos motores duplamente salientes com ímãs permanentes conforme abaixo:

$$T = \frac{1}{2}i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta_r} + i \frac{\partial \psi_m}{\partial \theta_r}$$
(4.1)

$$T = T_r + T_m \tag{4.2}$$

Onde se observa que o torque (*T*), produzido por um motor duplamente saliente com ímãs permanentes, é composto por uma parcela devido ao torque de relutância ($T_r = \frac{1}{2}i^2\frac{\partial L}{\partial \theta_r}$) e outra parcela devido ao torque produzido pelo fluxo dos ímãs permanentes ($T_m = i\frac{\partial \psi_m}{\partial \theta_r}$).



Figura 4.2 - Novo motor duplamente saliente com ímãs permanentes

Fonte: Lipo et al., 1995.

CHAU, K. T. et al., 1998, utilizando um motor de 8/6 polos (vide Figura 4.3), fazem uma análise dinâmica bem como em regime permanente de motores duplamente salientes com ímãs permanentes e apresentam os principais resultados obtidos, a saber:

- Os motores duplamente salientes com ímãs permanentes (DSPM) podem atingir densidades de potência superiores aos motores de indução (IM);
- A densidade de potência é proporcional à razão entre os números de polos do rotor e estator;

- Existe uma limitação de velocidade máxima que é proporcional à tensão e inversamente proporcional ao número de espiras por fase e à taxa de variação do fluxo magnético dos ímãs permanentes;
- Em altas velocidades, a distribuição da corrente de fase é assimétrica e é necessária a regulação de corrente no pulso negativo;
- Comparando com o motor DSPM de 6/4 polos, o motor DSPM de 8/6 polos oferece maior densidade de potência, faixa de velocidade mais ampla e menores amplitudes nas correntes de fase.

Figura 4.3 - Seção transversal de um motor duplamente saliente com ímãs permanentes 8/6 polos



Fonte: CHAU, K.T. et al., 1998.

CHAU, K. T. et al., 2001, apresentam as deduções das principais equações para motores duplamente salientes com ímãs permanentes (DSPM) e, principalmente, a dedução da equação da potência de saída. Também exemplificam com um esboço de projeto para um protótipo de motor DSPM (vide Figura 4.4) e sumarizam as características mais relevantes, conforme abaixo:

 O fluxo no entreferro dos motores DSPM é principalmente devido aos ímãs permanentes, enquanto a corrente de armadura contribui para mudar a distribuição de fluxo;

- Devido a maior parte do fluxo de armadura circular através de polos estatóricos adjacentes, não através dos ímãs permanentes, os motores DSPM são menos sensíveis a desmagnetização que outros motores "brushless" com ímãs permanentes;
- A indutância do motor DSPM depende não apenas da posição do rotor, mas também da ação de fortalecimento/enfraquecimento do campo da armadura em relação ao campo dos ímãs permanentes;
- O fluxo de dispersão fora da circunferência do estator no motor DSPM deve ser considerado, visto que pode levar a uma redução de aproximadamente 3% no fluxo efetivo.



Figura 4.4 - Protótipo de motor duplamente saliente com ímãs permanentes

Fonte: CHAU, K.T. et al., 2001.

CHAU, K. T. e FAN, Y., 2005, comparam motores DSPM de 8/6 polos e de 6/4 polos (vide Figura 4.5) em termos de densidade de potência e ondulação no torque ("ripple"). Listam as principais características vantajosas dos motores DSPM, que os tornam muito competitivos para propulsão de veículos elétricos, conforme segue:

- 1. Simples, robusto e com capacidade para altas velocidades;
- 2. Alta densidade de potência e alto rendimento;

- 3. Baixa inércia e resposta rápida;
- Os ímãs permanentes estão alojados no estator diminuindo as chances de desmagnetização por superaquecimento;
- Elevada taxa de conversão de energia e baixa potência aparente nominal (VA) tanto no conversor quanto no motor.



Figura 4.5 - Seções transversais dos motores DSPM

Fonte: CHAU, K. T. e FAN, Y., 2005

CHENG, M., LIN, M. e ZHOU, E., 2004 apresentam uma metodologia de projeto e a análise de desempenho de um novo motor duplamente saliente com ímãs permanentes de 12/8 polos (vide Figura 4.6). Fazem as seguintes observações:

- Para minimizar a frequência de chaveamento e, consequentemente, as perdas tanto nos chaveamentos quanto no ferro, o número de polos no rotor deve ser escolhido o menor possível. Portanto, o número de polos no rotor é normalmente menor que no estator;
- Número ímpar de dentes no rotor não é recomendável uma vez que criam desbalanceamentos nas forças atuantes na estrutura;
- Para que o motor seja capaz de partir sem auxílio e em ambos os sentidos, o número de fases deve ser igual ou superior a três. Assim, 6/4, 8/6 e 12/8 são algumas das configurações possíveis para os motores DSPM;
- A localização dos ímãs permanentes no estator possibilita que os motores DSPM sejam superiores aos motores PMBLDC com ímãs no rotor por evitar a

desmagnetização em temperaturas elevadas e desbalanceamento mecânico em altas rotações;

5. Comparado ao motor DSPM de três fases e 6/4 polos, o motor DSPM de 3 fases e 12/8 polos possui caminhos mais curtos para o fluxo magnético devido ao fato da circunferência do estator ser dividida em quatro segmentos pelos quatro ímãs (apenas dois nos motores com 6/4 polos), resultando em menores quedas de força magneto-motriz e menos perdas no ferro. Além disso, por causa do fluxo magnético por polo ser divido em dois nas máquinas com 12/8 polos, as larguras do núcleo estatórico e dos dentes é praticamente a metade em relação às máquinas com 6/4 polos.



Figura 4.6 - Máquina DSPM 12/8 polos proposta

Fonte: CHENG, M., LIN, M. e ZHOU, E., 2004

CHENG, M., ZHU, X. e LI, W., 2006, abordam o projeto e a análise de um motor duplamente saliente sem escovas com ímãs permanentes e com excitação híbrida (SHEDS-PM).

O motor DSPM de excitação híbrida é assim denominado por possuir, além dos ímãs permanentes, também enrolamentos de excitação alojados no estator (vide Figura 4.7). Utilizaram um motor com 12/8 polos e obtiveram os seguintes resultados:

- O controle da amplitude e do sentido da corrente de excitação possibilita a operação com enfraquecimento do fluxo evitando o risco de desmagnetização dos ímãs permanentes;
- A excitação híbrida também pode ser usada para fortalecimento do fluxo magnético e aumentar o torque máximo;
- A excitação híbrida fornece um grau de liberdade adicional com relação ao método de enfraquecimento de fluxo somente através do controle de corrente da armadura que também oferece a flexibilidade para otimizar a eficiência;
- O enrolamento de campo pode ser utilizado para detectar a posição do rotor, por medição da tensão induzida, proporcionando um controle sem sensor de posição;
- Todas essas vantagens tornam esse tipo de máquina um candidato muito competitivo para sistemas de acionamento, especialmente, para aplicações em propulsão de veículos elétricos.



Figura 4.7 - Seção transversal da máquina SHEDS-PM

Fonte: CHENG; ZHU; LI, 2006.

CHENG, M. e HUA, W., 2009, descrevem um novo modelo de DSPM com controle vetorial e rotor inclinado. Utilizam um motor com três fases e 12/8 polos onde a

estratégia de controle vetorial é baseada em um sistema de referência solidário ao rotor, ou seja, utilizam a transformação de Park para obter um modelo matemático no sistema d, q, 0 e chegam aos seguintes resultados:

- Encontraram uma componente adicional de torque causada pela indutância L_{dq} que, no entanto, pode ser desprezada;
- 2. Através do novo modelo, o motor DSPM pode ser operado por controle vetorial;
- Adicionalmente, PWM e controle direto de torque também podem ser aplicáveis ao motor DSPM baseado no modelo proposto.

Figura 4.8 – (a) Seção transversal e (b) protótipo de motor DSPM com 12/8 polos



Fonte: CHENG, M. e HUA, W., 2009

KRISHNAN, R. e LOBO, N. S., 2006, obtiveram a patente para um equipamento e metodologia para evitar a reversão de fluxo no núcleo do estator de um motor de relutância com alimentação chaveada de duas fases (TPSRM).

Basicamente, as reivindicações dessa patente são descritas no artigo publicado em 2007 por KRISHNAN et al. conforme apresentado a seguir.

KRISHNAN, R. et al., 2007, comparam dois motores de relutância com alimentação chaveada sem reversão de fluxo no estator utilizando motores com duas fases e seis polos estatóricos. Um deles com nove polos no rotor e o outro com três (vide Figura 4.9 e Figura 4.10). Foram obtidos os seguintes resultados:

- 1. O SRM de 6/3 polos apresentou vantagens quanto ao perfil de torque;
- O SRM de 6/9 polos apresentou maior densidade de potência para as mesmas condições de operação;
- Ambas as configurações são capazes de partir em qualquer posição de parada para rotação unidirecional;
- As forças radiais são 60% inferiores no SRM de 6/9 polos que no SRM de 6/3 polos;
- A ondulação no torque ("ripple") é 27% inferior no SRM de 6/3 polos que no SRM de 6/9 polos;
- Ambos SRMs não possuem reversão no fluxo e as perdas no núcleo são consequentemente reduzidas;
- As perdas no núcleo do SRM de 6/3 polos são muito menores que no SRM de 6/9 polos.



Figura 4.9 – Caminhos do fluxo magnético no SRM 6/3 polos

Fonte: KRISHNAN, R. et al., 2007



Figura 4.10 - Caminhos do fluxo magnético no SRM 6/9 polos

Fonte: KRISHNAN, R. et al., 2007

KRISHNAN, R. e OH, S. G., 2007, escrevem um artigo sobre conceito, análise, projeto e verificação experimental de motores de relutância com alimentação chaveada sem reversão de fluxo no estator e apresentam um novo SRM de duas fases concebido para operação com alto rendimento e capacidade de partida a plena carga em qualquer posição inicial do rotor (vide Figura 4.11 e Figura 4.12).

Esse novo motor apresentava seis características específicas:

- 1. Eliminação da reversão de fluxo no estator;
- Eficiência operacional melhorada devido à redução das perdas por correntes parasitas com a eliminação da reversão de fluxo no estator;
- Operação em até três quadrantes: a frente como motor, a frente e reverso como gerador;
- Continuidade de torque em todas as posições do rotor;
- Ovalização ao longo de um único eixo em contrapartida de dois ou mais eixos nos SRMs convencionais devido ao efeito das forças radiais;
- 6. Reduzido ruído acústico atribuído à ovalização unidirecional.

Embora fosse capaz de operar em quatro quadrantes, recomendava-se a operação apenas nos três quadrantes acima descritos.

A principal justificativa para o motor não ter mais que duas fases foi a redução de custo, principalmente do conversor de potência com necessidade de menor número de dispositivos de chaveamento.

A desvantagem dessa máquina era não poder operar suavemente nos quatro quadrantes devido a sua característica de torque assimétrico.



Figura 4.11 - Pequenos e assimétricos polos do estator do TPSRM 6/3 polos

Fonte: KRISHNAN, R. e OH, S. G., 2007

Figura 4.12 - Montagem experimental do TPSRM 6/3 polos



Fonte: KRISHNAN, R. e OH, S. G., 2007

KRISHNAN, R. et al., 2008, descrevem um motor de relutância com alimentação chaveada sem reversão de fluxo no estator com M-Fases e N-Segmentos.

De acordo com os autores, pela primeira vez na literatura, SRMs sem reversão de fluxo no estator e no rotor foram conceitualmente desenvolvidos e apresentados em formas factíveis.

A Figura 4.13 mostra um SRM convencional de duas fases e a Figura 4.14 mostra um SRM de duas fases sem reversão de fluxo. A Figura 4.15 mostra um SRM convencional de três fases e a Figura 4.16 um SRM de três fases sem reversão de fluxo.



Figura 4.13 - SRM convencional. (a) Fase A excitada. (b) Fase B excitada

Figura 4.14 - FRFS SRM de duas fases. (a) Fase B excitada. (b) Fase A excitada





Figura 4.15 - SRM convencional de 3 fases. (a) Fase A excitada. (b) Fase B excitada. (c) Fase C excitada

Figura 4.16 - FRFS SRM de 3 fases. (a) Fase A excitada. (b) Fase B excitada. (c) Fase C excitada



Os autores listaram as seguintes conclusões:

- Uma nova classe de SRMs com qualquer número de fases sem reversão de fluxo no estator foi apresentada;
- SRMs com estator segmentado e com N segmentos magneticamente isolados foi apresentado. Os SRMs com estator segmentado não tem reversão de fluxo no estator e podem ter múltiplas fases;
- Uma subclasse de SRMs com estator segmentado sem reversão de fluxo no estator e sem reversão de fluxo no núcleo do rotor foi desenvolvido e descrito pela primeira vez na literatura;
- 4. Todas as novas configurações de SRM possuem forças radiais balanceadas;

- Resultados de simulações mostraram redução de perdas no núcleo na ausência de reversão de fluxo no estator, bem como a redução de massa quando o estator do SRM é segmentado;
- A densidade de potência do SRM convencional é maior, mas sua ondulação no torque e ondulação nas forças radiais são muito maiores que no novo SRM apresentado. Consequentemente, são esperados menores níveis de ruído acústico nesses novos motores;
- 7. Todas as novas configurações de SRM apresentadas são adequadas para aplicações de potências fracionais a elevadas potências. Espera-se eficiência operacional vantajosa nesses novos motores sem reversão de fluxo no estator e no núcleo do rotor.

KRISHNAN, R. et al., 2009, apresentam o conceito, análise e verificação experimental de um novo motor de relutância com alimentação chaveada de duas fases que utiliza uma estrutura de polo comum denominada "E-core" (similar ao núcleo de transformadores).

O estator E-core possui três polos com dois polos com enrolamentos nas extremidades e um polo central sem enrolamento algum. O polo central no E-core é compartilhado pelas duas fases durante o funcionamento conforme mostrado na Figura 4.17. A Figura 4.18 mostra imagens de um protótipo.

O estator é constituído por dois E-cores, independentes e fisicamente separados.



Figura 4.17 - - E-core SRM com polo comum mostrando o caminho do fluxo quando enrolamentos de fase são energizados. (a) Fase 1 energizada. (b) Fase 2 energizada

Figura 4.18 - Fotos de um motor com E-core. (a) Estator com enrolamentos (b) Montagem do estator e rotor



(a)

(b)

Obtiveram os seguintes resultados, listados a seguir:

- 1. Economia de 22% no núcleo do estator;
- 2. Menos perdas no núcleo, principalmente, por não terem reversão de fluxo;
- 3. Economia de cobre e, consequentemente, menos perdas no cobre;

- 4. Forças radiais balanceadas;
- Índices de performance mais elevados como densidade de potência e melhor eficiência.

LOBO, N. S., 2011, em sua tese de doutorado, orientado por KRISHNAN, dissertou sobre um novo conceito de motor duplamente saliente com ímãs permanentes e sem reversão de fluxo no estator.

O motor, objeto do estudo, possuía duas fases e era constituído no estator por polos compartilhados, similar ao motor com E-core descrito previamente, e os ímãs permanentes ficavam alojados na superfície destes polos compartilhados, como mostrado na Figura 4.19.



Figura 4.19 - DSPMSRM com ímãs permanentes nos polos compartilhados

As principais conclusões e resultados apresentados foram:

- O autor reivindica apresentar em detalhes as primeiras duas máquinas sem reversão de fluxo no estator no campo das máquinas elétricas, focando na elevada densidade de potência e reduzidas perdas no núcleo;
- Procedimento analítico de projeto para as máquinas sem reversão de fluxo no estator;
- A presença de forças radiais desbalanceadas nesta classe de SRMs torna-a não atrativa para desenvolvimento em larga escala devido aos desgastes que ocorreriam nos rolamentos e às excentricidades devido as deformações no eixo.
- 4. Foi construído um protótipo;
- Neste novo DSPMSRM, os torques de relutância e dos ímãs permanentes são sempre aditivos;
- Um modelo não linear completo de SRM derivado das equações fundamentais também é apresentado para o novo DSPMSRM;
- São apresentadas equações de projeto para o dimensionamento inicial do DSPMSRM, desenvolvidas para ímãs permanentes com características de desmagnetização linear como o Neodímio-Ferro-Boro;
- Foram realizadas simulações mostrando a operação do DSPMSRM com controle padrão de SRM. O novo DSPMSRM tem eficiência superior a 6% e sua densidade de potência superior a 30% quando comparado com a máquina SRM E-core.

ZHANG, Z. et al., 2014 escrevem sobre a influência do arco polar do rotor no desempenho na operação como gerador e como motor de máquinas eletromagnéticas com dupla saliência.

Neste artigo, DS-BLDCM ("Doubly Salient Brushless DC Machines") com diferentes arcos de polo rotórico são comparados em termos de sua operação como gerador e como motor. Operando como gerador, comparações de fluxo concatenado, potência de saída e tensão de fase são investigados. Operando como motor, comparações de

torque, ondulação de torque, rendimento e corrente de fase são investigados. As conclusões obtidas são listadas a seguir:

- Quando a largura do polo rotórico é maior que do polo estatórico, a indutância de fase permanece inalterada durante a sobreposição total do polo rotórico com o polo estatórico;
- 2. Operando como gerador, quando o polo rotórico fica maior, a potência de saída será aumentada enquanto a densidade de fluxo no polo rotórico diminui e o valor de pico do fluxo concatenado em condição de carga é aumentado. Ao mesmo tempo, a densidade de fluxo no núcleo do estator é aumentada e o fluxo concatenado mínimo em condições de carga é também levemente aumentado, o que limita o aumento de potência;
- 3. Operando como motor, quando o polo rotórico fica maior, o torque negativo é evitado através de estratégia padrão de controle angular e com pequeno avanço angular. Com maiores avanços angulares, a indutância máxima constante faz com que a comutação de corrente fique lenta, resultando em baixo torque de saída;
- 4. Os desempenhos do DSEM tanto no modo gerador quanto no modo motor serão otimizados pelo aumento apropriado do arco polar rotórico. Operando como gerador, o aumento do arco polar rotórico pode aumentar a potência de saída significativamente. Operando como motor, o aumento do arco polar rotórico deve ser pequeno.

ZHIQING, Z. e YONGBIN, C., 2014, propõem uma nova máquina duplamente saliente com ímãs permanentes de duas fases (FMDSPM) com nova configuração de enrolamentos. Essa máquina é idêntica as DSPM existentes com relação a estrutura mecânica, entretanto, a configuração dos enrolamentos é totalmente diferente conforme mostra a Figura 4.20.



Figura 4.20 - Protótipo e configuração dos enrolamentos. (a) Protótipo. (b) Enrolamentos.

A Figura 4.20(a) mostra a seção transversal do FMDSPM proposto com 12/8 polos. A nova configuração dos enrolamentos é mostrada na Figura 4.20(b) onde as espiras das duas fases são acomodadas em oito das doze ranhuras do estator e cada uma das oito ranhuras contendo espiras de apenas uma fase. As conclusões foram:

- Essa nova máquina é mais apropriada para utilização de onda quadrada de corrente contínua;
- Devido a desvantagem da ondulação de torque nas comutações, o ângulo de condução dos dispositivos de chaveamento teve de ser ajustado para a obtenção de torque de saída mais suave;
- Para enrolamentos de duas fases apenas, menos dispositivos de chaveamento são requeridos para operar essa máquina e o sistema de controle pode ser ainda mais simples comparado ao DSPM de três fases existentes;
- Como os enrolamentos não ocupam todas as ranhuras do estator, mais ímãs permanentes podem ser alojados e maior densidade de potência pode ser obtida;
- 5. Espera-se que essa nova máquina seja utilizada para uma variedade de aplicações industriais onde torque suave e baixos custos sejam requisitos.

CHAU, K. T. et al., 2017, escrevem um artigo a respeito de máquinas elétricas sem escovas e sem ímãs permanentes.

De acordo com os autores, apesar dos méritos de alto rendimento e alta densidade de potência das máquinas sem escovas com ímãs permanentes, os problemas de alto custo, flutuações no fornecimento dos materiais terras raras e o controle ineficaz de fluxo nos ímãs permanentes têm dificultado as aplicações generalizadas das máquinas sem escovas com ímãs permanentes. Assim, nos últimos anos muita atenção tem se voltado aos candidatos sem ímãs permanentes.

Neste estudo, é apresentada uma visão geral de máquinas sem escovas e sem ímãs permanentes, incluindo os tipos clássicos e avançados, com ênfase em suas topologias, características e desempenho. Adicionalmente, a futura tendência dessas máquinas é revisada e discutida.

Dentre as topologias clássicas, destacam-se: o motor de indução com gaiola de esquilo (IM), a máquina de relutância síncrona (SynRM), a máquina de relutância Vernier (VRM) e a máquina de relutância chaveada (SRM).

E dentre as topologias avançadas, destacam-se: a máquina duplamente saliente de corrente contínua (DSDCM) na Figura 4.21, a máquina com reversão de fluxo de corrente contínua (FRDCM) na Figura 4.22 e a máquina com fluxo chaveado de corrente contínua (FSDCM) na Figura 4.23 e na Figura 4.24.

	ІМ	SynRM	VRM	SRM
Princípio de Operação	Indução	Relutância	Relutância	Relutância
Estrutura do Rotor	Gaiola de Esquilo	Laminado Axialmente	Polos Salientes	Polos Salientes
Controle	Campo Girante	Campo Girante	Campo Girante	Pulsos Chaveados
Eficiência	Alta	Média	Média	Baixa
Faixa de Torque	Baixa	Média	Alta	Baixa
Faixa de Velocidade	Alta	Média	Baixa	Alta

Tabela 4.1 - Comparativo das máquinas clássicas

Fonte: CHAU, K. T. et al., 2017

Armature winding



Figura 4.21 - Máquinas DS (a) 3 Fases 6/4 Polos (b) 3 Fases 12/8 Polos



Figura 4.22 - Máquinas FR (a) FRPMM c/ Rotor interno (b) FRDCM c/ Rotor externo

Figura 4.23 - Máquinas FS (a) FSPMM de 3 Fases (b) FSDCM c/ campo toroidal







Figura 4.24 - Máquinas FS (c) FSDCM c/ campo bobinado (d) DR-FSDCM c/ campo toroidal

Fonte: CHAU, K. T. et al., 2017

	РММ	DSDCM	FRDCM	FSDCM
Fluxo de Fase	Unipolar/Bipolar	Unipolar	Bipolar	Bipolar
Eficiência	Alta	Média	Média	Média
Densidade de	Muito Alta	Média	Média	Alta
Potência				
Controlabilidade	Baixa	Média	Alta	Alta
de Fluxo				
Faixa de	Estreita	Larga	Muito Larga	Muito Larga
Operação				
Custo	Baixo	Médio	Alto	Muito Alto
			– (– – – – – – – – – –	1 1 1 T

Tabela 4.2 - Comparativo das máquinas avançadas

Fonte: CHAU, K. T. et al., 2017

Também discutem tecnologias para melhorar o desempenho das máquinas avançadas, tais como: estrutura com dentes múltiplos (MT) e estrutura com dois estatores (DS) na Figura 4.25, estrutura com campo axial (AF) na Figura 4.26 e materiais supercondutores em alta temperatura (HT).

	МТ	DS	AF	HTS
Característica	Densidade de	Densidade de	Densidades	Densidade de
Otimizada	Torque	Pot. e Ondul.	de Potência e	Potência
		de Torque	Torque	
Maior Restrição	Operação em	Processo de	Tecnologia	Questões
	Alta Rotação	Fabricação	Imatura	Criogênicas
Taxa de	Média	Alta	Alta	Baixa
Desenvolvimento				

Tabela 4.3 - Comparativo das tecnologias para melhorar o desempenho

Fonte: CHAU, K. T. et al., 2017



Figura 4.25 - Máquinas DS (a) Estator particionado (b) Estrutura com offset mecânico

b



Figura 4.26 - Máquinas AF (a) Sanduíche com Rotor duplo (b) Impresso com dupla face

Concluem que, considerando-se as vantagens de custo e capacidade de regulação de fluxo, as máquinas avançadas sem ímãs permanentes têm mostrado um grande potencial em algumas aplicações na indústria, tais como, veículos elétricos, geração eólica, sistema de propulsão de navios e aplicações de transporte coletivo.
5 MOTOR DUPLAMENTE SALIENTE COM ÍMÃS PERMANENTES E NÚCLEO DO ESTATOR SEGMENTÁVEL E SEM REVERSÃO DE FLUXO MAGNÉTICO

5.1 MOTOR DUPLAMENTE SALIENTE COM ÍMÃS PERMANENTES

É um motor de relutância com alimentação chaveada acrescido de ímãs permanentes em arranjo adequado no núcleo do estator, alterando significativamente o seu modelo matemático e as suas características operacionais (vide Figura 5.1).



Figura 5.1 - Máquina Duplamente Saliente com Ímãs Permanentes

A Figura 5.2 mostra a topologia de um motor duplamente saliente com ímãs permanentes no núcleo do estator (DSPM) e a Figura 5.3 a sua vista superior. A Figura 5.4 mostra a topologia de um motor de relutância (SRM) e a Figura 5.5 a sua vista superior.

Figura 5.2 - Topologia de um DSPM com 3 fases

Figura 5.3 - Vista superior de um DSPM com 3 fases



Permanent Magnet

Figura 5.4 - Topologia de um SRM com 3 fases



Figura 5.5 - Vista superior de um SRM com 3 fases



Fonte das Figuras 5.2 a 5.5: TANAKA, C. N., CHABU, I.E., 2020

5.2 CIRCUITO EQUIVALENTE

Considerando-se a fase ativa A, a equação da malha de tensões será:

$$V_a = Ri_a + E_a \tag{5.1}$$

Com

$$E_a = \frac{d}{dt}\phi_a$$

Como o fluxo total concatenado com a fase ativa A ϕ_a é composto pelo fluxo da armadura ϕ_{as} e pelo fluxo dos ímãs permanentes ϕ_{am} :

$$\phi_a = \phi_{as} + \phi_{am}$$

Temos

$$V_a = Ri_a + \frac{d}{dt}(\phi_{as} + \phi_{am})$$

Com

$$\frac{d\phi_{as}}{dt} = \frac{\partial\phi_{as}}{\partial i_a}\frac{di_a}{dt} + \frac{\partial\phi_{as}}{\partial\theta}\frac{d\theta}{dt}$$

Assim

$$\phi_{as} = L_a(i_a, \theta)i_a$$

$$V_a = RI_a + \frac{d}{dt}L_a(i_a, \theta)i_a + \frac{d}{dt}\phi_{am}$$
(5.2)

Ou

$$V_a = Ri_a + e_r + e_m \tag{5.3}$$

Que sugere o circuito equivalente mostrado na Figura 5.6.





Fonte: TANAKA, C. N., CHABU, I. E., 2020

Onde

- Va -Tensão aplicada ao enrolamento da fase A
- E_a -Força eletromotriz no enrolamento da fase A ($E_a = E_r + E_m$)
- e_r -Força eletromotriz devido à variação no fluxo da armadura
- e_m -Força eletromotriz devido à variação no fluxo dos ímãs permanentes
- i_a -Corrente no enrolamento da fase A
- ϕ_a -Fluxo no entreferro concatenado com o enrolamento da fase A e com o rotor
- ϕ_{as} -Parcela de ϕ_a devido à I_a
- ϕ_{am} -Parcela de ϕ_a devido aos ímãs permanentes
- L_a -Indutância do enrolamento da fase A
- R Resistência do enrolamento da fase A
- θ -Posição angular do rotor

(5.6)

5.3 EQUACIONAMENTO DO TORQUE ELETROMAGNÉTICO

Novamente tomando-se a fase ativa A e considerando um modelo simplificado linear do circuito equivalente da com a indutância da fase linear e dependente apenas da posição do rotor, a equação para a tensão, desprezando-se as perdas no cobre e no ferro, é dada por:

$$V_a = E_a = \frac{d}{dt}\phi_a \tag{5.4}$$

Onde

$$\phi_a = \phi_{as} + \phi_{am} = L_a i_a + \phi_{am} \tag{5.5}$$

Então

$$V_a = \frac{d}{dt}(\phi_{as} + \phi_{am})$$

$$V_a = \frac{d}{dt}(L_a i_a) + \frac{d}{dt}\phi_{am}$$

$$V_{a} = \left(i_{a}\frac{d}{dt}L_{a} + L_{a}\frac{d}{dt}i_{a}\right) + \frac{d}{dt}\phi_{am}$$
$$V_{a} = \left(i_{a}\frac{d}{dt}L_{a} + L_{a}\frac{d}{dt}i_{a}\right) + e_{m}$$

 P_e

$$P_e = V_a i_a \tag{5.7}$$

$$P_{e} = i_{a}^{2} \frac{d}{dt} L_{a} + L_{a} i_{a} \frac{d}{dt} i_{a} + e_{m} i_{a}$$

$$= \left(\frac{1}{2} i_{a}^{2} \frac{d}{dt} L_{a} + L_{a} i_{a} \frac{d}{dt} i_{a}\right) + \left(\frac{1}{2} i_{a}^{2} \frac{d}{dt} L_{a} + e_{m} i_{a}\right)$$

$$P_{e} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} i_{a}^{2} L_{a}\right) + \left(\frac{1}{2} i_{a}^{2} \frac{\partial L_{a}}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + e_{m} i_{a}\right)$$

$$P_{e} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} i_{a}^{2} L_{a}\right) + \left(\frac{1}{2} i_{a}^{2} \left(\frac{\partial L_{a}}{\partial \theta}\right) + \frac{e_{m} i_{a}}{w_{r}}\right) w_{r}$$
(5.8)

Fazendo o balanço de potências:

$$P_e = \frac{d}{dt}W_f + T_e w_r \tag{5.9}$$

com

$$W_f = \frac{1}{2}i_a^2 L_a$$

Daí temos a equação do torque dada por:

79

$$T_e = \frac{1}{2}i_a^2 \left(\frac{d}{d\theta}L_a\right) + \frac{e_m i_a}{w_r}$$
(5.10)

$$T_e = T_{er} + T_{em} \tag{5.11}$$

Onde

- Pe Potência elétrica de entrada do motor [W]
- T_e -Torque eletromagnético total do motor [Nm]
- T_{er} -Parcela de T_e devido à saliência dos polos
- T_{em} -Parcela de T_e devido à interação entre o fluxo produzido por i_a e o fluxo produzido pelos ímãs permanentes
- W_f -Energia armazenada no campo magnético conforme MILLER, T. J. E., 1993
- $w_r d\theta/dt$ (velocidade angular do rotor)

5.4 EQUACIONAMENTO DA POTÊNCIA DE SAÍDA

O equacionamento da potência de saída, como será visto adiante neste trabalho, também pode ser utilizado como ponto inicial no processo de dimensionamento de máquinas a serem fabricadas.

De acordo com CHAU, K. T., CHAN, C. C., 2001, desconsiderando o efeito das bordas e a saturação do material ferromagnético, com a máquina sem carga, observa-se uma variação linear do fluxo concatenado dos ímãs permanentes e uma força eletromotriz induzida retangular em cada enrolamento estatórico.

As formas de onda teóricas correspondentes do fluxo devido aos ímãs permanentes e da corrente de fase são mostradas na Figura 5.7.



Figura 5.7 - Formas de onda teóricas do fluxo e da corrente no DSPM

Aplicando-se uma tensão U ou u(t) ao enrolamento da fase, a potência de entrada por fase P pode ser expressa como:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i \, dt \tag{5.12}$$

$$P = \frac{1}{T} \left[\int_{t_1}^{t_2} UI_m \, dt + \int_{t_3}^{t_4} (-U) \, (-I_m) \, dt \right]$$
$$P = \frac{1}{T} 2 UI_m \Delta T$$
(5.13)

onde

- θ_{cr} -Passo polar do rotor $(2\pi/p_r)$
- θ_w -Deslocamento angular de um pulso (= $\theta_2 \theta_1 = \theta_4 \theta_3$)
- $T \theta_{cr}/w_r$
- $\Delta T \theta_w / w_r$
- U -Tensão de fase
- I_m -Corrente de fase
- ϕ_m -Fluxo devido aos ímãs permanentes
- p_r -Número de polos do rotor
- w_r -Velocidade angular do rotor
- $t_n~$ -Tempo correspondente a posição do rotor $\theta_1{\sim}\theta_4$

Assim, a equação (5.13) também pode ser expressa como:

$$P = 2UI_m \frac{\theta_w}{\theta_{cr}} \tag{5.14}$$

Se existirem <u>m</u> fases, a potência de entrada total P_1 será:

$$P_1 = mP = 2mUI_m \frac{\theta_w}{\theta_{cr}}$$
(5.15)

Denominando o rendimento como η , a potência total de saída P_2 será:

$$P_2 = \eta P_1 = 2mUI_m \frac{\theta_w}{\theta_{cr}} \eta$$
(5.16)

Substituindo $\theta_{cr} = 2\pi/p_r$

$$P_2 = \frac{p_r}{\pi} m k_e E I_m \theta_w \eta \tag{5.17}$$

onde

- m -Número de fases
- η -Rendimento
- E -Força eletromotriz no enrolamento da fase devido aos ímãs permanentes
- k_e -U/E

E a força eletromotriz *E* pode ser expressa como:

$$E = N_{\phi} \frac{\partial \phi_m}{\partial \theta} w_r \approx N_{\phi} \frac{\phi_{max} - \phi_{min}}{\theta_w} w_r = N_{\phi} \frac{\Delta \phi_m}{\theta_w} w_r$$
(5.18)

onde

- N_{Φ} -Total de espiras em série por fase
- ϕ_{max} -Fluxo máximo do ímã permanente concatenado com uma bobina quando o polo do estator está alinhado com o polo do rotor
- ϕ_{min} Fluxo mínimo do ímã permanente concatenado com uma bobina quando o polo do estator está desalinhado com o polo do rotor

De acordo com CHAU, K. T., CHAN, C. C., 2001, em geral, $\Delta \phi_m$ pode ser expresso como (vide Figura 5.8):

$$\Delta \phi_m = \phi_{max} - \phi_{min} \approx 0.87 \phi_{max} = 0.87 k_d \alpha_s \tau_s l_e B_\delta$$

Figura 5.8 - Fluxo do ímã em função da posição do rotor com e sem inclinação do rotor (δ)



Fonte: CHAU, K. T., CHAN, C. C., 2001

$$\Delta \phi_m = 0.87 k_d \alpha_s \frac{\pi D_{si}}{p_s} l_e B_\delta \tag{5.19}$$

onde

- k_d -Fator de fluxo de dispersão
- *le* -Comprimento do núcleo do estator
- B_{δ} -Densidade de fluxo no entreferro
- τ_s -Comprimento do passo polar do estator $\left(\frac{\pi D_{si}}{p_s}\right)$
- α_s -Fator de arco polar do estator
- p_s -Número de polos do estator
- D_{si} -Diâmetro interno do estator

Substituindo a equação (5.19) na equação (5.18), a força eletromotriz pode ser escrita como:

$$E = \frac{0.87\pi k_d N_{\Phi} \alpha_s D_{si} l_e B_{\delta}}{p_s \theta_w} w_r \tag{5.20}$$

Embora não esteja previsto neste estudo, mas caso se queira inclinar o rotor para reduzir o "cogging torque", define-se o fator de inclinação como:

$$k_s = \cos\left(\frac{\pi}{2\theta_{cs}}\delta\right) \tag{5.21}$$

onde

 δ -Ângulo de inclinação do rotor ("skewing")

 θ_{cs} -Passo polar do estator

E a equação (5.20) mudaria para:

$$E = \frac{0.87\pi k_s k_d N_{\Phi} \alpha_s D_{si} l_e B_{\delta}}{p_s \theta_w} w_r$$
(5.22)

E expressando a amplitude da corrente como:

$$I_m = k_i I_{rms} = k_i \frac{\pi D_{si} A_s}{2m N_{\Phi}} w_r \tag{5.23}$$

onde

- A_s Fator de carregamento elétrico do estator, conforme SOONG, W. L.,2008.
- I_{rms} Corrente (RMS) da fase
- k_i I_m/I_{rms}
- n_s Rotação nominal do motor [RPM]

Substituindo a equação (5.22), a equação (5.23) e $w_r = 2\pi n_s/60$ na equação (5.17), e adotando $\alpha_s \approx 0.5$, a potência de saída do motor duplamente saliente com ímãs permanentes será:

$$P_{2} = \frac{0.87\pi^{2}}{120} \frac{p_{r}}{p_{s}} k_{s} k_{d} k_{e} k_{i} A_{s} B_{\delta} D_{si}^{2} l_{e} n_{s} \eta$$
(5.24)

A equação da potência de saída dada pela equação (5.24) revela uma relação entre a potência de saída e diversos parâmetros de projeto, incluindo o diâmetro e o comprimento, e dessa forma pode ser usada como um primeiro passo para o projeto de motores duplamente salientes com ímãs permanentes (DSPM).

5.5 ESTRATÉGIA PARA EVITAR A REVERSÃO DE FLUXO MAGNÉTICO NO NÚCLEO DO ESTATOR E SUA SEGMENTAÇÃO

Analisando a Figura 5.9 onde são mostrados os caminhos dos fluxos magnéticos no estator de um motor DSPM convencional com 3 fases e 6/4 polos devido a excitação de suas fases, observamos que com apenas um par de polos por fase no estator não é possível evitar a inversão de fluxo uma vez que os caminhos para o fluxo ficam estabelecidos e com a alimentação das fases ocorrerá a inversão no sentido do fluxo magnético em alguns trechos do núcleo do estator, conforme indicados em amarelo na Figura 5.9.



Figura 5.9 - Caminhos do fluxo magnético por fase no DSPM

Já com dois pares de polos por fase no estator, como mostrado na Figura 5.10 onde temos um motor duplamente saliente com ímãs permanentes sem reversão de fluxo no núcleo do estator (DSPM-FRFS) com 3 fases e 12/8 polos, observamos um arranjo que possibilita a não inversão no sentido do fluxo no núcleo do estator.



Figura 5.10 - Caminhos do fluxo magnético por fase no DSPM-FRFS

Tal arranjo implica em uma disposição de polos diferente em relação ao DSPM convencional que para uma determinada fase tem polos alternados, ou seja, N-S-N-S. Para a não inversão de fluxo, a disposição será N-N-S-S e daí fica claro a necessidade de pelo menos dois pares de polo por fase. A quantidade de caminhos para o fluxo é reduzida à metade e formam-se regiões por onde não há circulação fluxo, de modo que é possível segmentar o núcleo nessas regiões de fluxo zero (ZF) indicadas na Figura 5.10. Assim, no DSPM-FRFS de nosso exemplo, os segmentos de núcleo do estator ficam delimitados por duas regiões de fluxo zero.

Em cada segmento do núcleo do estator, o ímã permanente deve ser posicionado em local que faça parte do caminho magnético de todas as fases.

A Figura 5.11 mostra um motor duplamente saliente com ímãs permanentes sem reversão de fluxo no núcleo do estator (DSPM-FRFS) com o núcleo segmentado em duas partes.



Figura 5.11 - DSPM-FRFS de 3 fases com 12/8 polos e 2 segmentos de núcleo de estator

Nota: As linhas de fluxo magnético entram pelo polo sul do ímã e saem pelo polo norte.

Como mencionado acima, para não ocorrer inversão de fluxo magnético no núcleo do estator foi necessário alterar a disposição de polaridades dos polos que por sua vez reduziu à metade o número de caminhos de circulação do fluxo. Considerando-se que o nível de corrente seja mantido, isso deve aumentar a saturação nos trechos por onde haverá circulação do fluxo e, portanto, talvez seja necessário aumentar a seção do núcleo. Por outro lado, a redução do número de caminhos de circulação do fluxo,

reduz o comprimento do caminho magnético e consequentemente, reduz a quantidade de força magneto motriz requerida.

A escolha do número de polos no rotor deve ser criteriosa, utilizando conceitos similares aos do SRM e DSPM convencional, com o cuidado especial de se ter dois ou mais polos sob cada segmento do estator para possibilitar caminhos magnéticos de baixa relutância.

A estratégia descrita pode ser estendida a qualquer número de fases, igual ou superior a dois, e pares de segmentos tomando-se as devidas precauções para evitar o desbalanceamento de forças radiais, comprometendo a operação da máquina em altas rotações.

6 DESENVOLVIMENTOS PRÁTICOS

A Figura 6.1 mostra o fluxograma dos desenvolvimentos práticos executados.



Figura 6.1 - Fluxograma para os desenvolvimentos práticos

Um protótipo de motor duplamente saliente com ímãs permanentes sem reversão de fluxo no núcleo do estator (DSPM-FRFS) foi projetado e fabricado baseado nas

simulações e em um outro protótipo pré-existente de motor de relutância com alimentação chaveada (SRM), para comparação de forma que ambos os motores tivessem o mesmo pacote dimensional, isto é, diâmetro externo e comprimento do núcleo do estator iguais. Não se utilizou a equação da potência de saída.

A Tabela 6.1 mostra os principais dados de projeto dos protótipos.

	SRM	DSPM-FRFS
Diâmetro Externo do Núcleo do Estator [mm]	135	135
Comprimento do Núcleo do Estator [mm]	55	55
Diâmetro do Rotor [mm]	70	76,3
Número de Polos no Estator	6	12
Número de Polos no Rotor	4	8
Número de Espiras por Polo	50	40
Número de Fases	3	3
Corrente Máxima [A]	12	7,5
Densidade de corrente no fio [A/mm2]	5,8	5,7
FMM por Fase [Ae]	1200	1200
Ímãs Permanentes (NdFeB)	-	N-42SH

Tabela 6.1 - Dados de projeto dos protótipos de SRM e DSPM-FRFS

Os dois protótipos tiveram os projetos revisados e fabricados pela empresa EQUACIONAL ELÉTRICA E MECÂNICA LTDA. que desde 1974 desenvolve e fabrica equipamentos eletromecânicos para aplicações especiais. Maiores detalhes dos projetos podem ser encontrados no APÊNDICE B e no APÊNDICE C. Embora de grande importância do ponto de vista de fabricação e de custos, a segmentação do núcleo do estator não foi aplicada uma vez que não afetaria os resultados experimentais e, como os protótipos têm dimensões reduzidas, a segmentação não traria qualquer benefício.

A Tabela 6.2 mostra os principais dados dos protótipos conforme foram fabricados.

	SRM	DSPM-FRFS
Diâmetro Externo do Núcleo do Estator [mm]	135	135
Comprimento do Núcleo do Estator [mm]	55	55
Diâmetro do Rotor [mm]	70	76,3
Número de Polos no Estator	6	12
Número de Polos no Rotor	4	8
Número de Espiras por Polo	50	38
Número de Fases	3	3
Corrente Máxima [A]	12	7
Densidade de corrente no fio [A/mm2]	5,8	5,4
FMM por Fase [Ae]	1200	1064
Ímãs Permanentes (NdFeB)	-	N-42SH

Tabela 6.2 - Dados dos protótipos de SRM e DSPM-FRFS conforme fabricados.

Observa-se que o número de espiras no protótipo fabricado do DSPM-FRFS ficou menor que no projeto devido à problema de manufatura. Além disso, por opção de projeto para evitar sobreaquecimento, decidiu-se reduzir a corrente máxima para operar com uma densidade de corrente menor. Consequentemente, a FMM por fase ficou 11,3% menor. As implicações dessas diferenças são comentadas em 9.2 – ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

No capítulo 7 são apresentados os resultados das simulações para o protótipo fabricado do DSPM-FRFS com 3 fases e 12/8 polos, para o SRM com 3 fases e 12/8 polos e para o protótipo pré-existente de SRM com 3 fases e 6/4 polos.

No capítulo 8 são apresentados os resultados dos testes experimentais realizados no protótipo do DSPM-FRFS com 12/8 polos e no protótipo do SRM com 6/4 polos.

A imagem na Figura 6.2, mostra os dois protótipos.



Figura 6.2 - Protótipos (a) - SRM (esquerda) e DSPM-FRFS (direita)

Fonte: Arquivo pessoal do autor.

7 SIMULAÇÕES ELETROMAGNÉTICAS POR MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS

Interativamente com o projeto e cálculo dos protótipos, foram realizadas simulações utilizando o software de análise de elementos finitos (FEA) ANSYS Maxwell 3D Design.

Além de orientar o projeto em relação ao nível de saturação do material ferromagnético do estator e do rotor, os resultados das simulações foram comparados aos resultados obtidos experimentalmente.

O protótipo pré-existente do motor de relutância (SRM), usado para comparação prática, é de 3 fases e 6/4 polos e, como visto em 5.5, na estratégia para conseguir a não reversão do fluxo magnético no núcleo do estator em uma máquina duplamente saliente com ímãs permanentes (DSPM), isso não seria possível em uma máquina de 3 fases e 6/4 polos. Decidiu-se por um protótipo de DSPM-FRFS com 3 fases e 12/8 polos e, com finalidade de avaliação e comparação, as simulações foram realizadas para três máquinas: o SRM pré-existente, o DSPM-FRFS fabricado e um SRM com características idênticas ao DSPM-FRFS fabricado, a menos da inexistência dos ímãs permanentes no estator. Observando que, as três máquinas, objetos das simulações, possuem as mesmas dimensões básicas (diâmetro externo e comprimento do núcleo do estator).

As Figura 5.2 e Figura 5.3 são do DSPM-FRFS e as Figura 5.4 e Figura 5.5 são do SRM, ambos com 3 fases e 12/8 polos. O número de fases, número polos, de espiras por polo, bitola dos fios também são iguais nos dois motores. Dessa forma, podemos observar o comportamento e avaliar os parâmetros de projeto, assim como, comparar suas densidades de torque.

7.1 VETORES DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO

As Figura 7.1, Figura 7.3 e Figura 7.5 mostram os vetores densidade de fluxo magnético no protótipo DSPM- FRFS 12/8 polos com as fases A, C e B ativas, respectivamente.

Analogamente, as Figura 7.2, Figura 7.4 e Figura 7.6 mostram os vetores densidades de fluxo magnético no SRM 12/8 polos com as fases A, C e B ativas, respectivamente.

Observamos que no protótipo DSPM-FRFS 12/8 polos a quantidade de caminhos para o fluxo magnético é a metade da quantidade de caminhos no SRM 12/8 polos, conforme mencionado na estratégia para não inversão do fluxo magnético no estator.

Também se observa que no SRM, em vários trechos no núcleo do estator, ocorre a inversão no sentido do fluxo magnético quando ocorre a mudança de fase ativa, conforme indicado em vermelho (fase A para fase C) e verde (fase C para fase B) nas Figura 7.2, Figura 7.4 e Figura 7.6.

Além disso, no DSPM-FRFS existem regiões no núcleo do estator onde, praticamente, não há fluxo magnético, conforme indicado em marrom nas Figura 7.1, Figura 7.3 e Figura 7.5. São essas regiões que possibilitam a segmentação do núcleo do estator.

7.2 MAGNITUDE DE DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO

As Figura 7.7, Figura 7.9 e Figura 7.11 mostram as magnitudes de densidade de fluxo magnético no DSPM-FRFS com as fases A, C e B ativas, respectivamente.

Analogamente, as Figura 7.8, Figura 7.10 e Figura 7.12 mostram as magnitudes de densidade de fluxo magnético no SRM com as fases A, C e B ativas, respectivamente.

Observamos que nos trechos onde há circulação de fluxo magnético, a amplitude de densidade de fluxo magnético no DSPM-FRFS é igual ou maior que no SRM e, portanto, pode ser necessário aumentar a seção transversal do núcleo do estator e/ou do rotor para evitar saturação excessiva.

7.3 EXCITAÇÃO SOMENTE DOS ÍMÃS PERMANENTES

A Figura 7.13 mostra os vetores e as magnitudes de densidade de fluxo magnético para o protótipo de DSPM-FRFS com excitação somente dos ímãs permanentes, sem corrente nas fases e com deslocamentos do rotor de 10° entre imagens adjacentes.

Figura 7.1 - Vetor densidade de fluxo magnético com a fase A ativa no DSPM-FRFS 12/8 polos



Figura 7.3 - Vetor densidade de fluxo magnético com a fase C ativa no DSPM-FRFS 12/8 polos



Figura 7.5 - Vetor densidade de fluxo magnético com a fase B ativa no DSPM-FRFS 12/8 polos

B [tesla

Figura 7.6 -Vetor densidade de fluxo magnético com a fase B ativa no SRM 12/8 polos



Fonte das Figura 7.1 a Figura 7.6: TANAKA, C. N., CHABU, I. E., 2020

Figura 7.2 - Vetor densidade de fluxo magnético com a fase A ativa no SRM 12/8 polos



Figura 7.4 - Vetor densidade de fluxo magnético com a fase C ativa no SRM 12/8 polos



Figura 7.7 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase A ativa no DSPM-FRFS



Figura 7.9 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase C ativa no DSPM-FRFS



Figura 7.11 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase B ativa no DSPM-FRFS



Figura 7.8 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase A ativa no SRM



Figura 7.10 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase C ativa no SRM



Figura 7.12 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase B ativa no SRM



Fonte das Figura 7.7 a Figura 7.12: TANAKA, C. N., CHABU, I. E., 2020

Figura 7.13 - Vetores e Magnitudes de Densidade de Fluxo Magnético no Protótipo DSPM-FRFS 12/8 Polos com Excitação somente dos Ímãs Permanentes sem Corrente nas Fases



Fonte: Arquivo pessoal do autor (Software ANSYS Maxwell 3D)

A Figura 7.14 mostra, para melhor visualização, uma ampliação da escala de cores para a densidade de fluxo magnético que aparece nas figuras dos vetores densidade de fluxo magnético e magnitude de densidade de fluxo magnético.



Figura 7.14 - Escala de Cores para a Densidade de Fluxo Magnético

Fonte: Arquivo pessoal do autor (Software ANSYS Maxwell 3D)

7.4 TORQUE

A Figura 7.15 mostra as curvas de torque obtidas em função da posição do rotor para o DSPM-FRFS e SRM ambos com 3 fases e 12/8 polos. A tabulação com os valores de torque para cada posição do rotor encontra-se no APÊNDICE A – SIMULAÇÕES DSPM-FRFS E SRM 12/8 POLOS.





Para uma mesma corrente em ambos os motores, o torque no DSPM-FRFS é significativamente maior, tendo aproximadamente o dobro do torque do SRM, considerando se este caso em que ambos os motores possuem mesmas dimensões, mesmo número de fases, mesmo número de polos e mesma quantidade de espiras nos polos do estator.

7.5 INDUTÂNCIAS

As indutâncias das fases para o DSPM-FRFS são mostradas na Figura 7.16 e para o SRM na Figura 7.17.

Notamos que as indutâncias são significativamente maiores no SRM, o que pode ser explicado pela presença dos ímãs permanentes, que possuem baixa permeabilidade magnética, no DSPM-FRFS.





Figura 7.17 - Indutâncias das fases no SRM



Devido a menor indutância, os motores duplamente salientes com ímãs permanentes no estator de um modo geral, não apenas aqueles sem reversão de fluxo, necessitam menos VA para realizar os chaveamentos na alimentação das fases. Além disso, o intervalo (tempo morto) entre chaveamentos pode ser reduzido, melhorando o desempenho do motor com menor ondulação e maior valor médio no torque.

7.6 PROTÓTIPO SRM 6/4 POLOS PRÉ-EXISTENTE

A Figura 7.18 e a Figura 7.19 mostram, respectivamente, o estator e o rotor do protótipo pré-existente de SRM com 3 fases e 6/4 polos.



Figura 7.18 - Estator montado na carcaça do protótipo de SRM com 3 fases e 6/4 polos

Fonte: Arquivo pessoal do autor



Figura 7.19 - Rotor montado no eixo do protótipo de SRM com 3 fases e 6/4 polos

Fonte: Arquivo pessoal do autor

As Figura 7.20 e a Figura 7.21 mostram a topologia do modelo 3D do protótipo préexistente de SRM com 3 fase e 6/4 polos e a sua vista superior, respectivamente.





Fonte das Figura 7.20 e Figura 7.21: Arquivo pessoal do autor (Software ANSYS Maxwell 3D)

A Figura 7.22 e a Figura 7.23 mostram o vetor densidade de fluxo magnético e a magnitude da densidade de fluxo magnético, respectivamente, no protótipo de SRM com 6/4 polos com a fase A ativa e polos do rotor e estator desalinhados.

A Figura 7.24 e a Figura 7.25 mostram o vetor densidade de fluxo magnético e a magnitude da densidade de fluxo magnético, respectivamente, no protótipo de SRM com 6/4 polos com a fase A ativa e polos do rotor e estator alinhados.

Figura 7.22 -Vetor densidade de fluxo magnético com a fase A ativa (polos desalinhados) no SRM com 6/4 polos

Figura 7.23 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase A ativa (polos desalinhados) no SRM com 6/4 polos





Figura 7.24 - Vetor densidade de fluxo magnético com a fase A ativa (polos alinhados) no SRM com 6/4 polos

Figura 7.25 - Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase A ativa (polos alinhados) no SRM com 6/4 polos



Fonte das Figura 7.22 a Figura 7.25: Arquivo pessoal do autor (Software ANSYS Maxwell 3D)

A Figura 7.26 mostra as curvas de torque obtidas em função da posição do rotor para o protótipo de SRM com 3 fases e 6/4 polos.



Figura 7.26 - Curvas de torque do protótipo de SRM com 6/4 polos

Fonte: Arquivo pessoal do autor (Software ANSYS Maxwell 3D)

As indutâncias das fases para o protótipo de SRM com 6/4 polos são mostradas na Figura 7.27. Novamente, observa-se que os valores das indutâncias no SRM são significativamente maiores que no DSPM-FRFS.



Figura 7.27 - Indutâncias das fases do protótipo de SRM com 6/4 polos

Fonte: Arquivo pessoal do autor (Software ANSYS Maxwell 3D)

8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Foi fabricado um protótipo de um motor duplamente saliente com ímãs permanentes sem reversão de fluxo magnético no núcleo do estator (DSPM-FRFS) e aproveitado um protótipo pré-existente de um motor de relutância com alimentação chaveada convencional (SRM), ambos com as mesmas dimensões básicas. Dessa forma, além dos resultados individuais obtidos nos ensaios e testes que foram comparados com os resultados das simulações, também foram comparados os resultados dos dois tipos de motores e observados ganhos reais apresentados pela máquina proposta neste estudo.

Os projetos dos protótipos não tiveram foco em otimizações, mas em obter máquinas compatíveis com a infraestrutura existente nos laboratórios onde se realizariam os testes e de modo a se obter dados confiáveis para análise uma vez que o objetivo deste trabalho é apresentar uma nova configuração de uma máquina duplamente saliente com ímãs permanentes e demonstrar que ela tem capacidade para elevadas densidades de torque e potência.

As Tabela 8.1, Tabela 8.2 e Tabela 8.3 apresentam os resultados obtidos experimentalmente e através de simulações para as curvas de torque estático no protótipo DSPM-FRFS com 3 fases e 12/8 polos nas fases A, B e C, respectivamente.

As Tabela 8.5, Tabela 8.6 e Tabela 8.7 apresentam os resultados obtidos experimentalmente e através de simulações para as indutâncias de fase no protótipo DSPM-FRFS com 3 fases e 12/8 polos nas fases A, B e C, respectivamente.

As Tabela 8.9, Tabela 8.10 e Tabela 8.11 apresentam os resultados obtidos experimentalmente e através de simulações para as curvas de torque estático no protótipo SRM com 3 fases e 6/4 polos nas fases A, B e C, respectivamente.

Detalhes de projeto dos protótipos podem ser vistos no APÊNDICE B – PROTÓTIPO DSPM-FRFS 12/8 POLOS, no APÊNDICE C – PROTÓTIPO SRM 6/4 POLOS e no APENDICE D – ÍMÃS PERMANENTES.

Os principais instrumentos e equipamentos utilizados e os detalhes das montagens nos testes experimentais estão no APÊNDICE E – INSTRUMENTOS E EQUIPAMENTOS.

8.1 ENSAIOS DE TORQUE ESTÁTICO NO PROTÓTIPO DSPM-FRFS 12/8 POLOS

8.1.1 Erro porcentual entre valores experimentais e de simulações

O erro porcentual (Δ) foi calculada através da equação (8.1) nas Tabela 8.1, Tabela 8.2, Tabela 8.3, Tabela 8.5, Tabela 8.6, Tabela 8.7, Tabela 8.9, Tabela 8.10 e Tabela 8.11.

$$\Delta = \frac{\left(Valor_{experimental} - Valor_{simulação}\right)}{Valor_{experimental}} \times 100$$
(8.1)

Tabela 8.1 - Resultados Experimentais e de Simulações do Ensaio de Torque Estático no Protótip	ю
DSPM-FRFS 12/8 Polos com 7A na Fase A	

POSIÇÃO ROTOR	TORQUE EXPERIMENTAL	TORQUE SIMULAÇÃO	Δ
[°]	[Nm]	[Nm]	[%]
-10	0,50	0,50	0%
-9	0,68	0,70	-4%
-8	0,85	0,86	-1%
-7	0,88	0,94	-7%
-6	0,90	0,93	-3%
-5	0,88	0,92	-5%
-4	0,85	0,91	-7%
-3	0,83	0,90	-9%
-2	0,80	0,87	-9%
-1	0,78	0,85	-10%
0	0,75	0,82	-9%
1	0,70	0,79	-13%
2	0,65	0,76	-17%
3	0,60	0,71	-18%
4	0,55	0,66	-20%
5	0,50	0,58	-16%

POSIÇÃO ROTOR [°1	TORQUE EXPERIMENTAL [Nm]	TORQUE SIMULAÇÃO [Nm]	Δ [%]
5	0,50	0,58	-16%
6	0,73	0,76	-5%
7	0,90	1,00	-11%
8	0,95	1,05	-11%
9	0,98	1,01	-4%
10	1,00	0,96	4%
11	0,98	0,92	6%
12	0,95	0,89	6%
13	0,90	0,85	6%
14	0,88	0,81	7%
15	0,85	0,77	9%
16	0,83	0,73	12%
17	0,80	0,69	14%
18	0,75	0,64	15%
19	0,60	0,57	5%
20	0,50	0,48	4%

Tabela 8.2 - Resultados Experimentais e de Simulações do Ensaio de Torque Estático no Protótipo DSPM-FRFS 12/8 Polos com 7A na Fase B

Tabela 8.3 - Resultados Experimentais e de Simulações do Ensaio de Torque Estático no Protótipo DSPM-FRFS 12/8 Polos com 7A na Fase C

POSIÇÃO ROTOR	TORQUE EXPERIMENTAL	TORQUE SIMULAÇÃO	Δ
[°]	[Nm]	[Nm]	[%]
20	0,50	0,48	4%
21	0,60	0,70	-17%
22	0,75	0,86	-15%
23	0,85	0,90	-6%
24	0,88	0,89	-2%
25	0,90	0,89	1%
26	0,90	0,88	2%
27	0,88	0,87	1%
28	0,83	0,85	-3%
29	0,80	0,82	-2%
30	0,78	0,79	-2%
31	0,75	0,76	-1%
32	0,70	0,72	-3%
33	0,65	0,68	-5%
34	0,58	0,62	-8%
35	0,50	0,54	-8%

8.1.2 Média simples dos erros porcentuais

As médias simples dos erros porcentuais ($\overline{\Delta}$) foram obtidas através da expressão (8.2).

$$\bar{\Delta} = \frac{1}{n} \times \sum_{i=1}^{n} \Delta_i \tag{8.2}$$

Onde n é o número de pontos, ou seja, posições do rotor.

Tabela 8.4 - Média dos Erros Porcentuais entre os Resultados Experimentais e Simulados de Torque Estático para cada Fase

$\overline{\Delta_A}$	-9%
$\overline{\Delta_B}$	-3%
$\overline{\Delta_{C}}$	-4%

A Figura 8.1 mostra as curvas de torque experimentais e a Figura 8.2 mostra as curvas de torque experimentais e de simulações.


Figura 8.1 - Curvas de Torque Experimentais para o DSPM-FRFS com 3 Fases e 12/8 Polos

Figura 8.2 - Curvas de Torque Experimentais e Simuladas para o DSPM-FRFS com 12/8 Polos



Fonte: Autor

Fonte: Autor

8.2 ENSAIOS PARA MEDIÇÃO DAS INDUTÂNCIAS DE FASE

POSIÇÃO	INDUTÂNCIAS	INDUTÂNCIAS DE	
RUIUR	EXPERIMENTAIS	SIMULAÇUES	Δ Γ9/ 1
		[1111]	[/0]
-10	1,15	1,22	-6%
-9	1,25	1,30	-4%
-8	1,35	1,39	-3%
-/	1,40	1,50	-7%
-6	1,53	1,60	-5%
-5	1,65	1,70	-3%
-4	1,82	1,80	1%
-3	1,85	1,88	-2%
-2	1,90	1,96	-3%
-1	2,00	2,04	-2%
0	2,05	2,10	-2%
1	2,10	2,17	-3%
2	2,15	2,22	-3%
3	2,20	2,27	-3%
4	2,22	2,32	-5%
5	2,27	2,35	-4%
6	2,29	2,39	-4%
7	2,31	2,40	-4%
8	2,31	2,40	-4%
9	2,30	2,39	-4%
10	2,27	2,35	-4%
11	2,20	2,31	-5%
12	2,18	2,26	-4%
13	2,15	2,22	-3%
14	2,08	2,15	-3%
15	2,00	2,09	-4%
16	1,95	2,02	-4%
17	1,90	1,95	-3%
18	1,80	1,88	-4%
19	1,70	1,79	-5%
20	1,60	1,70	-6%
21	1,50	1,59	-6%
22	1,42	1,49	-5%
23	1,32	1,39	-5%
			(Continua)

Tabela 8.5 - Indutâncias da Fase A Experimentais e de Simulações do Protótipo DSPM-FRFS de 12/8 Polos

		(Continuação da	Tabela 8.5)
POSIÇÃO ROTOR [°]	INDUTÂNCIAS EXPERIMENTAIS [mH]	INDUTÂNCIAS DE SIMULAÇÕES [mH]	Δ [%]
24	1,25	1,30	-4%
25	1,20	1,22	-2%
26	1,10	1,18	-7%
27	1,05	1,14	-9%
28	1,03	1,12	-9%
29	1,02	1,11	-9%
30	1,01	1,10	-9%
31	1,03	1,11	-8%
32	1,05	1,12	-7%
33	1,10	1,15	-5%
34	1,12	1,19	-6%
35	1,15	1,22	-6%

Tabela 8.6 - - Indutâncias da Fase B Experimentais e de Simulações do Protótipo DSPM-FRFS de 12/8 Polos

POSIÇÃO ROTOR	INDUTÂNCIAS EXPERIMENTAIS	INDUTÂNCIAS DE SIMULACÕES	Δ
[°]	[mH]	[mH]	[%]
-10	2,35	2,50	-6%
-9	2,42	2,52	-4%
-8	2,45	2,54	-4%
-7	2,46	2,54	-3%
-6	2,45	2,52	-3%
-5	2,40	2,50	-4%
-4	2,37	2,45	-3%
-3	2,33	2,41	-3%
-2	2,20	2,35	-7%
-1	2,18	2,29	-5%
0	2,15	2,22	-3%
1	2,10	2,15	-2%
2	2,00	2,08	-4%
3	1,90	1,98	-4%
4	1,80	1,88	-4%
5	1,75	1,79	-2%
6	1,60	1,68	-5%
7	1,50	1,56	-4%
			(Continua)

		(Continuação da	Tabela 8.6)
POSIÇÃO		INDUTÂNCIAS DE	
ROTOR	EXPERIMENTAIS	SIMULAÇÕES	
[°]	[mH]	[mH]	[%]
8	1,45	1,46	-1%
9	1,35	1,35	0%
10	1,20	1,29	-7%
11	1,15	1,22	-6%
12	1,10	1,20	-9%
13	1,10	1,17	-6%
14	1,09	1,16	-6%
15	1,08	1,15	-6%
16	1,05	1,16	-10%
17	1,05	1,18	-12%
18	1,13	1,20	-6%
19	1,17	1,23	-5%
20	1,20	1,29	-8%
21	1,27	1,33	-5%
22	1,35	1,44	-7%
23	1,45	1,54	-6%
24	1,55	1,66	-7%
25	1,70	1,76	-4%
26	1,80	1,86	-3%
27	1,90	1,96	-3%
28	2,00	2,04	-2%
29	2,05	2,12	-3%
30	2,10	2,20	-5%
31	2,20	2,27	-3%
32	2,25	2,32	-3%
33	2,30	2,38	-3%
34	2,35	2,42	-3%
35	2,35	2,50	-6%

Tabela 8.7 Indutâncias da Fase C Experimentais e de Simulações do Protótipo DSPM-FRFS d	le 12/8
Polos	

POSIÇÃO ROTOR	INDUTÂNCIAS EXPERIMENTAIS	INDUTÂNCIAS DE SIMULAÇÕES	Δ
[°]	[mH]	[mH]	[%]
-10	1,70	1,72	-1%
-9	1,55	1,61	-4%
-8	1,45	1,50	-3%
-7	1,35	1,40	-4%
-6	1,25	1,30	-4%
-5	1,15	1,24	-8%
-4	1,08	1,19	-10%
-3	1,07	1,15	-7%
-2	1,04	1,12	-8%
-1	1,03	1,11	-8%
0	1,03	1,10	-7%
1	1,03	1,11	-8%
2	1,05	1,12	-7%
3	1,08	1,14	-6%
4	1,10	1,18	-7%
5	1,15	1,22	-6%
6	1,22	1,28	-5%
7	1,30	1,37	-5%
8	1,43	1,48	-3%
9	1,53	1,58	-3%
10	1,62	1,68	-4%
11	1,70	1,76	-4%
12	1,80	1,84	-2%
13	1,85	1,93	-4%
14	1,90	2,00	-5%
15	2,00	2,06	-3%
16	2,05	2,13	-4%
17	2,10	2,19	-4%
18	2,15	2,23	-4%
19	2,20	2,28	-4%
20	2,25	2,32	-3%
21	2,29	2,38	-4%
22	2,31	2,40	-4%
23	2,31	2,40	-4%
24	2,31	2,39	-3%
25	2,30	2,37	-3%
26	2,25	2,33	-4%
			(Continua)

		(Continuação da	Tabela 8.7)
POSIÇÃO ROTOR [°]	INDUTÂNCIAS EXPERIMENTAIS [mH]	INDUTÂNCIAS DE SIMULAÇÕES [mH]	∆ [%]
27	2,20	2,29	-4%
28	2,17	2,25	-4%
29	2,10	2,19	-4%
30	2,05	2,13	-4%
31	2,00	2,06	-3%
32	1,94	1,99	-3%
33	1,85	1,91	-3%
34	1,75	1,82	-4%
35	1,65	1,72	-4%

Tabela 8.8 - Média dos Erros Porcentuais entre os Resultados Experimentais e Simulados de Indutâncias de Fase

$\overline{\Delta_A}$	-4,6%
$\overline{\Delta_B}$	-4,8%
$\overline{\Delta_{C}}$	-4,6%



Figura 8.3 - Indutâncias de Fase Experimentais do Protótipo DSPM-FRFS 12/8 Polos

Fonte. Autor

Figura 8.4 - Indutâncias de Fase Experimentais e de Simulações do Protótipo DSPM-FRFS com 12/8 Polos



Fonte: Autor

A Figura 8.3 mostra as curvas das indutâncias de fase experimentais e a Figura 8.4 mostra as curvas das indutâncias de fase experimentais e de simulações para o protótipo do DSPM-FRFS.

A Figura 8.5 mostra as curvas de indutâncias da fase A obtidas experimentalmente e através de simulações para o protótipo DSPM-FRFS com 12/8 polos e a curva de indutância da fase A obtida por simulações para o SRM com 12/8 polos.



Figura 8.5 - Indutâncias da Fase A Experimental e de Simulações do Protótipo DSPM-FRFS 12/8 Polos e de Simulações do SRM 12/8 Polos

Fonte: Autor

O valor máximo das indutâncias de fase para o SRM 12/8 polos foi de 3,78 mH enquanto para o DSPM-FRFS 12/8 polos foi 2,40 mH e 2,31 mH por simulação e experimentalmente, respectivamente. A indutância no SRM 12/8 polos foi aproximadamente 60% maior que no DSPM-FRFS 12/8 polos devido a inserção dos ímãs permanentes, que possuem baixa permeabilidade magnética, no DSPM-FRFS.

8.3 ENSAIOS DE TORQUE ESTÁTICO NO PROTÓTIPO SRM 6/4 POLOS

POSIÇÃO ROTOR	TORQUE EXPERIMENTAL	TORQUE SIMULAÇÃO	Δ
[°]	[Nm]	[Nm]	[%]
7	0,22	0,37	-68%
8	0,33	0,44	-33%
9	0,42	0,51	-21%
10	0,54	0,57	-6%
11	0,55	0,57	-4%
12	0,55	0,56	-2%
13	0,54	0,56	-4%
14	0,53	0,56	-6%
15	0,52	0,55	-6%
16	0,51	0,55	-8%
17	0,50	0,54	-8%
18	0,49	0,54	-10%
19	0,49	0,53	-8%
20	0,49	0,53	-8%
21	0,49	0,52	-6%
22	0,47	0,52	-11%
23	0,46	0,51	-11%
24	0,46	0,51	-11%
25	0,46	0,50	-9%
26	0,44	0,50	-14%
27	0,43	0,49	-14%
28	0,43	0,48	-12%
29	0,42	0,48	-14%
30	0,41	0,47	-15%
31	0,40	0,46	-15%
32	0,39	0,45	-15%
33	0,38	0,44	-16%
34	0,37	0,43	-16%
35	0,35	0,41	-17%
36	0,28	0,40	-43%
37	0,23	0,37	-61%

Tabela 8.9 -Resultados Experimentais e de Simulações do Ensaio de Torque Estático no Protótipo SRM 6/4 Polos com 12A na Fase A

POSIÇÃO	TORQUE	TORQUE	
ROTOR	EXPERIMENTAL	SIMULAÇAO	Δ
[°]	[Nm]	[Nm]	[%]
37	0,23	0,37	-61%
38	0,33	0,44	-33%
39	0,43	0,51	-19%
40	0,55	0,57	-4%
41	0,55	0,57	-4%
42	0,55	0,56	-2%
43	0,54	0,56	-4%
44	0,53	0,56	-6%
45	0,52	0,55	-6%
46	0,51	0,55	-8%
47	0,50	0,54	-8%
48	0,50	0,54	-8%
49	0,50	0,53	-6%
50	0,48	0,53	-10%
51	0,48	0,52	-9%
52	0,47	0,52	-11%
53	0,46	0,51	-11%
54	0,46	0,51	-11%
55	0,45	0,50	-11%
56	0,43	0,50	-16%
57	0,43	0,49	-14%
58	0,41	0,48	-17%
59	0,41	0,48	-17%
60	0,40	0,47	-18%
61	0,40	0,46	-15%
62	0,39	0,45	-15%
63	0,38	0,44	-16%
64	0,36	0,43	-19%
65	0,33	0,41	-24%
66	0,28	0,40	-43%
67	0,23	0,37	-61%

Tabela 8.10 - Resultados Experimentais e de Simulações do Ensaio de Torque Estático no Protótipo SRM 6/4 Polos com 12A na Fase B

POSIÇÃO	TORQUE	TORQUE	_
ROTOR	EXPERIMENTAL	SIMULAÇAO	Δ
[°]	[Nm]	[Nm]	[%]
67	0,23	0,37	-61%
68	0,33	0,44	-33%
69	0,43	0,51	-19%
70	0,55	0,57	-4%
71	0,55	0,57	-4%
72	0,55	0,56	-3%
73	0,54	0,56	-4%
74	0,53	0,56	-6%
75	0,52	0,55	-6%
76	0,51	0,55	-8%
77	0,51	0,54	-7%
78	0,50	0,54	-8%
79	0,49	0,53	-8%
80	0,48	0,53	-10%
81	0,48	0,52	-8%
82	0,47	0,52	-11%
83	0,46	0,51	-11%
84	0,46	0,51	-12%
85	0,45	0,50	-11%
86	0,44	0,50	-14%
87	0,43	0,49	-14%
88	0,42	0,48	-14%
89	0,41	0,48	-17%
90	0,40	0,47	-18%
91	0,40	0,46	-15%
92	0,39	0,45	-15%
93	0,38	0,44	-16%
94	0,37	0,43	-16%
95	0,33	0,41	-24%
96	0,28	0,40	-43%
97	0,23	0,37	-61%

Tabela 8.11 - Resultados Experimentais e de Simulações do Ensaio de Torque Estático no Protótipo SRM 6/4 Polos com 12A na Fase C

$\overline{\Delta_A}$	-15,8%
$\overline{\Delta_B}$	-16,3%
$\overline{\Delta_C}$	-16,1%

Tabela 8.12 - Média dos Erros Porcentuais entre os Valores Experimentais e Simulados para o SRM

A Figura 8.6 mostra as curvas de torque experimentais e a Figura 8.7 mostra as curvas de torque experimentais e de simulações para o protótipo do SRM com 6/4 polos.



Figura 8.6 - Curvas de Torque Experimentais para o Protótipo SRM com 6/4 Polos

Fonte: Autor



Figura 8.7 - Curvas de Torque Experimentais e Simuladas para o Protótipo SRM com 6/4 Polos

Fonte: Autor

9 ANÁLISE DOS RESULTADOS

9.1 VALIDAÇÃO DOS RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Comparando os resultados para o torque estático obtidos experimentalmente e através das simulações para o protótipo do DSPM-FRFS (vide Tabela 8.1, Tabela 8.2 e Tabela 8.3), observa-se que na maioria dos pontos, a diferença de valores foi inferior a 10% (10 pontos em 16 na fase A, 10 pontos em 16 na fase B e 14 pontos em 16 na fase C). As médias dos erros, conforme mostrado na Tabela 8.4, foram, -9% para a fase A, -3% para a fase B e -4% para a fase C, que parecem aceitáveis nesse primeiro estudo.

Comparando os resultados para as indutâncias de fase obtidos experimentalmente e através das simulações para o protótipo do DSPM-FRFS (vide Tabela 8.5, Tabela 8.6 e Tabela 8.7), observa-se que na maioria dos pontos, a diferença de valores não foi superior a 5% (33 pontos em 46 na fase A, 31 pontos em 46 na fase B e 36 pontos em 46 na fase C). As médias dos erros, conforme mostrado na Tabela 8.8, foram - 4,6% para a fase A, 4,8% para a fase B e 4,6% para a fase C, ratificando a boa aderência entre os resultados obtidos experimentalmente e através das simulações.

Analisando os erros obtidos na comparação dos resultados para torque estático no protótipo do DSPM-FRFS, observam-se que: a) os maiores erros ocorreram nos extremos das curvas para cada fase, ou seja, início ou final da curva de torque da fase e, b) os erros foram quase que na totalidade negativos, ou seja, os valores experimentais foram inferiores aos valores obtidos nas simulações.

O fato de os erros serem maiores no início e no final das curvas de torque podem estar relacionadas ao processo de fabricação do protótipo. Nas imagens do rotor do protótipo do DSPM-FRFS (vide APÊNDICE B – PROTÓTIPO DSPM-FRFS 12/8 POLOS) e mostradas em detalhe na Figura 9.1 e na Figura 9.2, nota-se que as lâminas de aço que constituem o rotor ficaram desalinhadas. Também se percebe que as superfícies dos polos rotóricos foram usinadas e o entreferro nas bordas ficaram com entreferro maior que na região central dos polos. Possivelmente, esses dois fatores: desalinhamento das lâminas e entreferro maior nas bordas dos polos do rotor

sejam responsáveis pelo maior erro verificado entre os valores de torque obtidos experimentalmente e nas simulações, no início e final das curvas de cada fase.

Com relação aos valores de torque experimentais menores que os valores obtidos nas simulações, é necessário observar que o protótipo foi fabricado com número de espiras por polo inferior ao projeto e ao considerado nas simulações. Consequentemente, a FMM no protótipo fabricado era proporcionalmente inferior a FMM nas simulações. O projeto considerava 40 espiras por polo e foi fabricado com 38 espiras. Portanto, a redução na FMM foi de 5%, ou seja, (40-38)/40x100.



Figura 9.1 - Detalhes de Montagem e Usinagem do Rotor

Fonte: Arquivo pessoal do autor



Figura 9.2 - Detalhes de Montagem e Usinagem do Rotor

Fonte: Arquivo pessoal do autor

Em relação ao protótipo do SRM, tratando-se de uma máquina pré-existente e não projetada para fabricação, as informações de projeto foram obtidas através de medições e, em alguns casos, estimadas (vide APÊNDICE C – PROTÓTIPO SRM 6/4 POLOS). Portanto, eram previstos erros maiores entre os valores experimentais e das simulações. Assim, para validação das simulações, foram considerados apenas os resultados obtidos para o protótipo do DSPM-FRFS.

As médias simples dos erros porcentuais entre os valores obtidos experimentalmente e através das simulações para o protótipo do SRM, conforme mostrado na Tabela 8.12, foram -15,8% para a fase A, -16,3% para a fase B e -16,1% para a fase C. Provavelmente, fatores como os citados no caso do protótipo do DSPM-FRFS tenham influenciado os resultados também no caso do protótipo do SRM, ou seja, desalinhamento das lâminas e usinagem dos polos. Além disso, o número de espiras por polo que foi estimado.

9.2 ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

9.2.1 Torque

A partir dos valores de torque obtidos experimentalmente para os protótipos de DSPM-FRFS e SRM, calculou-se os torques médios através da equação

$$Torque_{medio} = \frac{1}{\left(\theta_{final} - \theta_{inicial}\right)} \times \int_{\theta_{inicial}}^{\theta_{final}} Torque(\theta) \, d\theta \tag{9.1}$$

Onde θ é o ângulo de posição do rotor, ficando para as máquinas com 12/8 polos e para a máquina com 6/4 polos, respectivamente:

$$Torque_{medio\ 12/8\ polos} = \frac{1}{\left(\frac{\pi}{4}\right)} \times \int_{0}^{\pi/4} Torque(\theta) \, d\theta \tag{9.2}$$

$$Torque_{medio\ 6/4\ polos} = \frac{1}{\left(\frac{\pi}{2}\right)} \times \int_{0}^{\frac{\pi}{2}} Torque(\theta) \, d\theta \tag{9.3}$$

Tabela 9.1 - Valores de Torque Médio Experimentais para os Protótipos DSPM-FRFS 12/8 Polos e para o SRM 6/4 Polos

TORQUE MÉDIO	[Nm]
DSPM-FRFS 12/8 Polos	0,76
SRM 6/4 Polos	0,44

Os valores de torques médios experimentais são dados na Tabela 9.1, sendo o torque médio no protótipo do DSPM-FRFS 73% maior que o torque médio no protótipo do SRM. E dessa forma, confirma-se que o DSPM-FRFS tem capacidade significativamente maior quanto a densidade de torque em relação ao SRM. Esse resultado seria ainda mais favorável ao protótipo do DSPM-FRFS se tanto as simulações quanto os testes experimentais tivessem sido realizados com a corrente máxima de projeto (vide Tabela 6.1) que era 7,5A, para que a densidade de corrente nas bobinas fosse compatível com a densidade de corrente praticada no protótipo do SRM. De fato, as simulações e os testes experimentais foram realizados com corrente de 7A, ou seja, aproximadamente 7% inferior, conforme comentado em 6 - DESENVOLVIMENTOS PRÁTIC.

A Tabela 9.2 mostra os valores de torque médio obtidos através de simulações para o DSPM-FRFS com 12/8 polos e para o SRM com 12/8 polos, já discutidos no capítulo 7 onde foram apresentados os resultados das simulações. A tabulação das curvas de torque das simulações podem ser vistas nas Tabela 13.1,Tabela 13.2 e Tabela 13.3 no APÊNDICE A – SIMULAÇÕES DSPM-FRFS E SRM 12/8 POLOS. Na comparação das duas máquinas com estruturas idênticas (a menos dos ímãs), o torque médio no DSPM-FRFS foi 105% superior ao torque médio no SRM.

TORQUE MÉDIO	[Nm]
DSPM-FRFS 12/8 Polos	0,78
SRM 12/8 Polos	0,38

Tabela 9.2 - Valores de Torque Médio Obtidos em Simulações para o DSPM-FRFS 12/8 Polos e para o SRM 12/8 Polos

A Figura 9.3 mostra as curvas de torque experimentais e a Figura 9.4 as curvas de torque experimentais e de simulações dos protótipos de DSPM-FRFS e do SRM onde se visualizam a aderência entre os resultados experimentais e de simulações e a diferença de amplitudes de torque entre os diferentes tipos de máquina.



Figura 9.3 - Curvas de Torque Experimentais dos Protótipos DSPM-FRFS e SRM



Figura 9.4 - Curvas de Torque Experimentais e de Simulações dos Protótipos DSPM-FRFS e SRM

Fonte: Autor

9.2.2 Indutâncias

A Figura 8.4 mostra as indutâncias de fase para o protótipo do DSPM-FRFS com 12/8 polos obtidas experimentalmente e por simulações. A Figura 8.5 acrescenta a indutância de fase obtida por simulações para o SRM com 12/8 polos para comparação como os resultados obtidos para o protótipo do DSPM-FRFS. Observouse que a indutância de fase no DSPM-FRFS, devido a inserção dos ímãs permanentes foi significativamente inferior a indutância de fase no SRM, reduzindo a necessidade de potência reativa do conversor de acionamento da máquina. Além disso, a baixa indutância favorece o chaveamento, possibilitando menores tempos mortos na transição do acionamento de uma fase para outra e a utilização de chaves com menores capacidades para dv/dt e di/dt, ou seja, chaves de menor custo.

9.2.3 Excitação dos Ímãs Permanentes

Analisando a Figura 7.13 que mostra os vetores e magnitudes de densidade de fluxo magnético no protótipo DSPM-FRFS com excitação somente dos ímãs permanentes sem corrente nas fases, nota-se que não há, praticamente, variação na densidade de fluxo magnético no rotor, ou seja, a relutância magnética tem variações pequenas através dos diferentes caminhos com o movimento do rotor. Isso justifica o reduzido "cogging torque" conforme descrito na revisão bibliográfica (LIPO et al., 1995).

Ainda na Figura 7.13, desta vez observando a densidade de fluxo magnético nos polos do estator onde se localizam as bobinas da máquina, nota-se que há uma grande variação na densidade de fluxo magnético, possibilitando a utilização dessa máquina como gerador sem a necessidade de excitação externa e facilitando a realização de frenagem regenerativa, característica importante em tração elétrica.

10 CONCLUSÕES

No presente trabalho, a máquina polifásica duplamente saliente com ímãs permanentes estacionários no núcleo do estator foi estudada em uma configuração inédita onde não ocorre a inversão no sentido do fluxo magnético no núcleo do estator, melhorando a sua eficiência, e com possibilidade de segmentação do núcleo do estator, simplificando e reduzindo os custos de fabricação.

Uma metodologia construtiva e uma estratégia operacional foram descritas, bem como os conceitos teóricos, equacionamentos matemáticos e as principais vantagens dessa nova máquina.

Foram efetuadas simulações computacionais para um protótipo dessa nova máquina duplamente saliente com ímãs permanentes sem reversão de fluxo no núcleo do estator (DSPM-FRFS) com 12/8 polos e para duas outras máquinas de relutância com alimentação chaveada (SRM) com as mesmas dimensões básicas, uma com 12/8 polos e outra com 6/4 polos. Esta última, referente a um protótipo já existente.

O protótipo do DSPM-FRFS com 12/8 polos foi fabricado e os dois protótipos, DSPM-FRFS com 12/8 polos e SRM com 6/4 polos, foram testados. Os resultados obtidos nestes testes possibilitaram a comprovação e a validação dos resultados obtidos nas simulações.

A análise dos resultados experimentais e das simulações mostraram que, para máquinas com as mesmas dimensões básicas, o torque produzido pelo DSPM-FRFS é significativamente maior que o torque no SRM. Na comparação dos resultados experimentais dos dois protótipos, o torque médio no DSPM-FRFS com 12/8 polos foi 73% maior que no SRM com 6/4 polos. Na comparação dos resultados através das simulações, o torque médio no DSPM-FRFS com 12/8 polos foi 105% maior que no SRM com 12/8 polos. Nesta última comparação, as duas máquinas tinham exatamente as mesmas características e dimensões, a menos da inexistência de ímãs permanentes no SRM.

Os resultados das simulações, comprovados no protótipo, ainda demostraram o inexpressivo "cogging torque" no DSPM-FRFS e a facilidade para operar essa máquina como gerador sem a necessidade de excitação externa.

A equação do torque em (5.10) mostra que o torque no DSPM é composto por uma parcela devido ao torque de relutância $\left(\frac{1}{2}i_a^2\frac{dL_a}{d\Theta_r}\right)$ e outra parcela devido ao torque produzido pelo fluxo dos ímãs permanentes $\left(T_m = \frac{e_m i_a}{w_r}\right)$ similar ao torque no motor "brushless" de corrente contínua (BLDC). Dessa forma, através dos parâmetros de projeto, é possível obter uma máquina com característica de torque próxima ao motor BLDC, porém mais simples, mais robusta, de menor custo e acionada por um conversor também mais simples.

A fabricação de um DSPM-FRFS é similar a fabricação de um SRM, ressaltando que construtivamente, o DSPM-FRFS é simples e factível, sem acúmulos de erros de tolerância de montagem que comprometam o seu funcionamento ou que causem desbalanceamento significativo de torque, seja entre as fases ou em função da posição do rotor.

Dessa forma, a máquina duplamente saliente com ímãs permanentes no estator, sem reversão de fluxo magnético e possibilidade de segmentação no núcleo do estator fica caracterizada como uma máquina robusta, características híbridas de motor de relutância e motor de ímãs permanentes sem escovas, com menos perdas no ferro, capacidade para rotações elevadas, altas densidades de torque e potência, facilidade de resfriamento, acionado por conversor unipolar, baixo custo de fabricação e baixa manutenção, tornando-a muito atraente para diversas aplicações industriais e em tração elétrica com possibilidade de frenagem regenerativa.

11 DESENVOLVIMENTOS FUTUROS

- Estudar a substituição dos ímãs permanentes por enrolamentos alimentados em corrente contínua em uma configuração diferente das máquinas com enrolamentos de excitação convencionais. A possibilidade de controle dessa corrente de excitação já seria um grande atrativo para o estudo, mas além disso, os elevados custos, as oscilações no fornecimento e a dificuldade em controlar o fluxo magnético nos ímãs permanentes reforçam o interesse no desenvolvimento de máquinas sem a utilização de ímãs permanentes.
- O desenvolvimento e a aplicação dos motores duplamente salientes (com os ímãs permanentes substituídos por enrolamentos alimentados em corrente contínua) e sem reversão de fluxo magnético no núcleo do estator, avaliando as vantagens em construir e configurar essa máquina de modo que possa operar tanto sem inversão de fluxo como com inversão de fluxo, ou seja, como uma máquina duplamente saliente com ímãs permanentes convencional.

A máquina duplamente saliente com ímãs permanentes convencional tem maior densidade de potência e, portanto, para um mesmo volume e massa de máquina, terá maior capacidade de potência de saída. Por outro lado, a máquina sem inversão de fluxo, tem maior rendimento justamente por apresentar menores perdas relativas à inversão de fluxo.

Assim, seria interessante realizar um estudo aprofundado sobre as vantagens e desvantagens de uma máquina que pudesse operar nos dois modos, com e sem inversão no fluxo, e avaliar os custos desse recurso adicional (por exemplo: o conversor de potência terá de ser bidirecional). Uma aplicação interessante seria em tração elétrica onde em velocidade de cruzeiro, operaria sem reversão de fluxo e com maior eficiência. Em baixas velocidades como partidas e rampas, operaria com inversão de fluxo, como um DSPM convencional, com maiores capacidades de torque e potência.

• Estudar os limites para uma parametrização de forma a se projetar a máquina para operar com características mais acentuadas de motor de relutância (SRM) ou motor brushless DC (PMBLDC).

12 REFERÊNCIAS

ARNOLD MAGNETIC TECHNOLOGIES CO., Rochester, NY. Understanding **Permanent Magnets.** TECHNotes TN9802 rev.2015a, 2015.

CHAU, K. T. et al. A new doubly salient permanent magnet motor. IEEE Proceedings of the 2nd IEEE International Conference on Power Electronics Drives and Energy Systems for Industrial Growth, [S.I.], pp. 2–7, 1998.

CHAU, K. T. et al. Design of Doubly Salient Permanent Magnet Motors with Minimum Torque Ripple. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S.I.], v. 45, n. 10, p. 4704-4707, out. 2009.

CHAU, K. T. et al. Overview Of Magnetless Brushless Machines. **IET Electric Power Applications**, [S.I.], ago. 2017.

CHAU, K. T.; CHAN, C. C. Design and Analysis of a New Doubly Salient Permanent Magnet Motor. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S.I.], v. 37, n. 4, p. 3012-3020, jul. 2001.

CHAU, K.T.; FAN, Y. Development of Doubly Salient Permanent Magnet Motors for Electric Vehicles. **Journal of Asian Electric Vehicles**, [S.I.], v. 3, n. 1, p. 689-695, jun. 2005.

CHENG, M.; HUA, W. A New Model of Vector-Controlled Doubly-Salient Permanent Magnet Motor with Skewed Rotor. In: ICEMS - INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS, 11th., 2008, Wuhan, China. [S.I.]: IEEE, fev. 2009.

CHENG, M.; LIN, M.; ZHOU, E. Design and Performance Analysis of New 12/8-Pole Doubly Salient Permanent-Magnet Motor. In: ICEMS - INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS, 6th., 2003, Beijing. [S.I.]: IEEE, 22 mar. 2004.

CHENG, M.; ZHU, X.; LI, W. Design and Analysis of a Novel Stator Hybrid Excited Doubly Salient Permanent Magnet Brushless Motor. In: ICEMS - INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS, 8th., 2005, Nanjing, China. [S.I.]: IEEE, jan. 2006.

DEODHAR, D. A. S.; MILLER, T. J. E. Prediction of Cogging Torque Using The Flux-MMF Diagram Technique. IEEE TRANSACTION ON INDUSTRIAL APPLICATION, v. 32, n. 3, may/jun. 1996, p. 569-576.

EHSANI, M.; GAO, Y.; EMADI, A. Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles. Boca Raton: CRC Press, 2010.

ELECTRIC POWER RESEARCH INSTITUTE, INC. Palo Alto, CA. LIPO, T. A. et al. **Doubly Salient Motor with Stationary Permanent Magnets**. Int. Cl. H02K 1/00. US Patent Number 005825112A. 06 ago. 1992, 20 out. 1998.

EMADI, A. et al. Loss and Efficiency Analysis of Switched Reluctance Machines Using a New Calculation Method. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.I.], v. 62, n. 5, mai. 2015.

JORDÃO, Rubens Guedes. Máquinas Síncronas. 2. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2013.

KRISHNAN, R. et al. Novel Two-Phase Switched Reluctance Machine Using Common-Pole E-Core Structure: Concept, Analysis, and Experimental Verification. **IEEE Transactions on Industry Applications,** [S.I.], v. 45, n. 2, mar./abr. 2009.

KRISHNAN, R.; OH, Seok-Gyu. Two-Phase SRM With Flux-Reversal-Free Stator: Concept, Analysis, Design, and Experimental Verification. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.I.], v. 43, n. 5, set./out. 2007.

KRISHNAN, R.; OH, Seok-Gyu; LOBO, N. S. Comparison of Two Switched Reluctance Motors with No Flux-Reversal in the Stator. In: IECON - ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS, 32nd., 2006, Paris. [S.I.]: IEEE, abr. 2007.

KRISHNAN, R.; SWINT, E.; LOBO, N. S. M-Phase N-Segment Flux-Reversal-Free Stator Switched Reluctance Machines. In: INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, 2008, Edmonton, AB, Canada. [S.I.]: IEEE, out. 2008.

KRISHNAN, R.; SWINT, E. Two-phase SR drive with Flux-Reversal Free Stator and Balanced Normal Forces. In: INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, 2008, Edmonton, AB, Canada. [S.I.]: IEEE, out. 2008.

LIPO, T. A. et al. A Novel Permanent Magnet Motor with Doubly Salient Structure. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.I.], v. 31, n. 5, set./out. 1995.

LOBO, N. S. **Doubly-Salient Permanent Magnet Flux-Reversal-Free-Stator Switched Reluctance Machines.** Blacksburg, VA: Tese de Doutorado. Virginia Polytechnic Institute and State University, 2011, 150p.

MI, C. C.; LI, Y. Doubly Salient Permanent-Magnet Machine with Skewed Rotor and Six-State Commutating Mode. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S.I.], v. 43, n. 9, p. 3623-3629, set. 2007.

MILLER, J. M. Power electronics in hybrid electric vehicle applications. In: APEC '03 – IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 18., 2003, Miami.
Proceedings of IEEE applied power electronics conference and exposition.
[S.I.: IEEE], 2003, v. 1, p. 23-29.

MILLER, T. J. E. Switched Reluctance Motors and Their Control. Chelsea: Magna Physics Publishing, 1993.

SOONG, W. L. Sizing of Electrical Machines. Power Engineering Briefing Note Series, [S.I.], p. 17-18, set. 2008.

TANAKA, C. N.; CHABU, I. E. Flux Reversal Free Splittable Stator Core Doubly Salient Permanent Magnet Motor. **IEEE Latin America Transactions**, [S.I.], v. 18, n. 8, p. 1329-1336, ago. 2020.

TANAKA, C. N. Metodologia de Dimensionamento do Sistema de Tração para Veículos Elétricos. São Paulo, SP. Dissertação de Mestrado. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2012, 106p.

VIRGINIA TECH, Blacksburg, VA. KRISHNAN, R.; LOBO, N. S. Apparatus And Method That Prevent Flux Reversal In The Stator Back Material Of A Two-Phase SRM (TPSRM). Int CI H02K 17/42. US Patent Number 007015615B2. 17 mar. 2004, 21 mar. 2006.

ZHANG, Z. et al. Influence of Rotor Pole Arc on Generating and Motoring Performance of Doubly Salient Electro-magnetic Machines. In: ICEMS -INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS, 17th., 2014, Hangzhou. [S.I.]: IEEE, 2014, p. 2642-2647.

ZHIQING, Z.; YONGBIN, C. Design and Analysis of a Novel Two Phase Doubly Salient Permanent Magnet Machine. **TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering**, [S.I.], v. 12, p. 234-244, n. 1, jan. 2014.

13 APÊNDICE A – SIMULAÇÕES DSPM-FRFS E SRM 12/8 POLOS

13.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES PARA O TORQUE NO DSPM-FRFS 12/8 POLOS E NO SRM 12/8 POLOS

Tabela 13.1 - Resultados de Simulações para o Torque Estático no DSPM-FRFS 12/8 Polos e no SRM 12/8 Polos com a Fase A ativa

POSIÇÃO ROTOR	DSPM-FRFS 12/8 POLOS FASE A	SRM 12/8 POLOS FASE A	Δ
[°]	[Nm]	[Nm]	[%]
-10	0,50	0,22	127%
-9	0,70	0,30	133%
-8	0,86	0,40	115%
-7	0,94	0,45	109%
-6	0,93	0,45	107%
-5	0,92	0,45	107%
-4	0,91	0,44	109%
-3	0,90	0,43	109%
-2	0,87	0,42	107%
-1	0,85	0,41	107%
0	0,82	0,40	105%
1	0,79	0,39	105%
2	0,76	0,37	105%
3	0,71	0,35	103%
4	0,66	0,32	106%
5	0,58	0,28	107%

POSIÇÃO ROTOR	DSPM-FRFS 12/8 POLOS FASE B	SRM 12/8 POLOS FASE B	Δ
[°]	[Nm]	[Nm]	[%]
5	0,58	0,22	164%
6	0,76	0,30	153%
7	1,00	0,40	150%
8	1,05	0,45	133%
9	1,01	0,45	124%
10	0,96	0,45	116%
11	0,92	0,44	111%
12	0,89	0,43	107%
13	0,85	0,42	102%
14	0,81	0,41	98%
15	0,77	0,40	93%
16	0,73	0,39	90%
17	0,69	0,37	86%
18	0,64	0,35	83%
19	0,57	0,32	78%
20	0,48	0,28	71%

Tabela 13.2 - Resultados de Simulações para o Torque Estático no DSPM-FRFS 12/8 Polos e no SRM 12/8 Polos com a Fase B ativa

Tabela 13.3 - Resultados de Simulações para o Torque Estático no DSPM-FRFS 12/8 Polos e no SRM 12/8 Polos com a Fase C ativa

POSIÇÃO	DSPM-FRFS 12/8	SRM 12/8 POLOS	_
ROTOR	POLOS FASE C	FASE C	Δ
[°]	[Nm]	[Nm]	[%]
20	0,48	0,22	118%
21	0,70	0,30	133%
22	0,86	0,40	115%
23	0,90	0,45	100%
24	0,89	0,45	98%
25	0,89	0,45	100%
26	0,88	0,44	102%
27	0,87	0,43	102%
28	0,85	0,42	102%
29	0,82	0,41	100%
30	0,79	0,40	98%
31	0,76	0,39	97%
32	0,72	0,37	95%
33	0,68	0,35	94%
34	0,62	0,32	94%
35	0,54	0,28	93%

14 APÊNDICE B – PROTÓTIPO DSPM-FRFS 12/8 POLOS

14.1 IMAGENS DO PROTÓTIPO DSPM-FRFS 12/8 POLOS FABRICADO

Figura 14.1 - Imagens do protótipo fabricado DSPM-FRFS 12/8 polos



Fonte das imagens do protótipo DSPM-FRFS 12/8 polos: Arquivo pessoal do autor.



14.2 DESENHOS REVISADOS DO PROTÓTIPO DSPM-FRFS 12/8 POLOS


















Fonte dos desenhos revisados do protótipo DSPM-FRFS 12/8 polos: EQUACIONAL ELÉTRICA E MECÂNICA LTDA.



14.3 DESENHOS ORIGINAIS DO PROTÓTIPO DSPM-FRFS 12/8 POLOS



























косатен70 5**8**5 -7 E1x 7 N7 -20165.







Fonte dos desenhos originais do protótipo DSPM-FRFS 12/8 polos: Autor

15 APÊNDICE C – PROTÓTIPO SRM 6/4 POLOS

15.1 IMAGENS DO PROTÓTIPO SRM 6/4 POLOS PRÉ-EXISTENTE



Figura 15.1 - Imagens do protótipo existente SRM 6/4 polos

Fonte das imagens do protótipo SRM 6/4 polos: Arquivo pessoal do autor

16 APENDICE D – ÍMÃS PERMANENTES

16.1 FOLHA DE DADOS DOS MAGNETOS UTILIZADOS (N-42SH)



Fonte: Catálogo Brasil Magnets

NdFeB - Características Magnéticas							
Grau	Br	Hc	HCI Força Coercitiva	BH max Produto de			
	G	Oe	Oe	MGOe			
N-35	11.400 / 11.800	>10.800	>12.000	33,0 / 36,0			
N-42	12.900 / 13.300	>11.600	>12.000	40,0 / 43,0			
N-48	13.800 / 14.200	>10.500	>12.000	46,0 / 49,0			
N-50	13.800 / 14.500	>10.500	>12.000	47,0 / 51,0			
N-35H	11.800 / 12.300	>11.000	>17.000	33,0 / 36,0			
N-42H	12.800 / 13.200	>12.000	>17.000	40,0 / 43,0			
N-35SH	11.800 / 12.300	>11.000	>21.000	33,0 / 36,0			
N-42SH	12.800 / 13.200	>11.800	>21.000	40,0 / 43,0			
N-35UH	11.700 / 12.100	>10.700	>25.000	33,0 / 36,0			
N-35EH	11.700 / 12.100	>10.200	>30.000	33,0 / 36,0			

Grau	Densidade	Temperatura de Curie	Temperatura Máxima de Trabalho	Coeficiente de Temperatura	
	glem ²	å	Ŷ	Br %/*C	Hc %/°C
N-35	7,4	310	80	-0,12	-0,6
N-42	7,45	310	80	-0,12	-0,6
N-48	7,5	310	80	-0,12	-0,6
N-50	7,5	310	80	-0,12	-0,6
N-35H	7,4	320	120	-0,11	-0,58
N-42H	7,45	320	120	-0,11	-0,58
N-35SH	7,4	330	120	-0,11	0,55
N-42SH	7,45	330	150	-0,11	0,55
N-35UH	7,4	340	180	-0,11	0,51
N-35EH	7,4	340	200	-0,11	0,44

Fonte: Catálogo Brasil Magnets

16.2 CURVAS DE DESMAGNETIZAÇÃO DOS MAGNETOS (N-42SH)



Fonte: Catálogo TKD

16.3 ENTENDENDO ÍMÃS PERMANENTES (NOTA TÉCNICA)





magnetization and is designated by the symbol **B**. In the cgs system, the magnetic induction is measured in maxwells (or "lines" of magnetic flux) per square centimeter. One maxwell per square contineter equals one gauss. In the SI system, magnetic induction is measured in tesla (weber per square meter, Wb/m²). One tesla equals 10,000 gauss. The relationship between B and H for a ferro-magnetic material can be illustrated by its normal magnetization curve shown in Figure 4.



Figure 5: Iron core electromagnet.

When a magnet sample is placed between the poles of an electromagnet with minimal air gap between the poles of the electromagnet and the sample, a magnetization curve (hysteresis loop) of the sample can be generated.



Figure 6: Electromagnet gap and test sample.

When an unmagnetized magnet is placed in the electromagnet and a magnetizing field. H, is applied, the induction, B, will increase proportional to H along a line beginning at 0 (zero) and extending through point, +Bs. At point, +Bs, the slope of the line equals 1 (cgs units), and the magnet is fully magnetized, fully "charges" or saturated. Additional magnetizing force, H, will increase induction only by the amount of the increased applied H.

TN 9802 rev.2015a

Page: 2

TECHNotes

From point, +Bs, if the magnetization force, H, is gradually reduced to zero, the magnetization in the material will decrease to a value Br, known as residual induction.



Figure 7: Hysteresis loop.

If the magnetizing force is then reversed (by reversing the current in the coil of the electromagnet) and increased in the negative direction, the resultant magnetization in the material is reduced to zero at H equal to -Hc (or simply Hc or H_{cB}). This value is called the coercive force and indicates a force, H, equal to the magnetic field contributed by the magnet. There is no net external field, but the magnet is not demagnetized at this point.

The value, Hci (or H_{cJ}) is the intrinsic coercivity. When H = Hci, approximately half of the magnetic domains have reversed resulting in no net external magnetic field – the magnet is demagnetized.

Increasing the demagnetizing force in the leftward (negative) direction will magnetize the material in the opposite polarity, saturation being represented by -Bs. Reducing H to zero produces -Br and by once again reversing the current through the coil of wire in the original direction (rightward, increasing H) the material is gradually re-magnetized, thus completing the hysteresis loop.

The "loop" follows the measured "B" in the material and is called the normal curve. It represents values of B versus H where B is the sum of the applied field (H) and the field contributed by the magnet – the induced field.

In the cgs system, one gauss is of the same magnitude as one oersted. With no magnetic material present, the application of H equals one oersted results in an induction of one gauss and the loop that is generated would be a straight line with a 45 degree slope.

Flux density produced by the magnet alone is called intrinsic induction, magnetization (M) or polarization (J) and can be calculated from the normal curve data as J = B- H. (Remember that H is negative in the second quadrant so its value is added to B).

© Arnold Magnetic Technologies



TECHNotes

In the first quadrant, normal induction is always greater than intrinsic induction. In the second quadrant (the demagnetization portion of the curve) the intrinsic induction is greater. This is because of the negative value of Hem in the second quadrant. It is also obvious that -Hci, the point on the -H axis where the J curve crosses, is always greater than -Hc due to J = B + Hem in the second quadrant.

In magnetic design, where one is concerned with determining the amount of flux a magnet is capable of producing, the normal demagnetization curve is used. The intrinsic curve is more useful when working with a permanent magnet's reaction to an external magnetic field.



Figure 8: Air gap influence

Let us look back at the magnetized magnet in the electromagnet. If after returning the applied electromagnetic field, Hem, to zero (the induction in the sample is at Br), instead of reversing the field we introduce an air gap between the magnet and the electromagnetic pole, the magnet will produce somewhat less external flux below Br to some Bd₁, Bd₂, Bd₃, etc. value as shown in Figure 9.



Figure 9: Bd (flux density) versus air gap size.

The flux density in the magnet will be reduced because the flux in the magnet is no longer passing straight through the magnet from end-to-end via a steel flux path but is "leaking" back around the magnet itself. Because this leakage of flux is in the opposite direction to the internal magnet flux, it has a demagnetizing influence on the magnet. As the air gap in the circuit increases, the leakage flux becomes greater. As a result, the net external magnet

TN 9802 rev.2015a

flux is decreased. The values of Bd₁, Bd2, etc. are indicated along the normal curve and represent operating points on this curve. How far down the demagnetization curve these operating points lie depends upon the magnet length to air gap ratio – in free space (open circuit conditions), strictly upon the geometry of the magnet.





When the magnet is removed completely from the electromagnet, the flux density in the magnet will drop to its open circuit flux density. As shown by Figure 10, the open circuit flux density is dependent upon the geometry of the magnet which can be equated to an operating slope, B/H, or permeance coefficient. For a given magnet geometry the flux density, Bd, will fall along the B/H operating slope and its actual value will depend upon where the demagnetization curve crosses the B/H slope.









17 APÊNDICE E – INSTRUMENTOS E EQUIPAMENTOS

17.1 PRINCIPAIS INSTRUMENTOS E EQUIPAMENTOS UTILIZADOS



Figura 17.1 - Medidor de Torque e Velocidade (RPM) BR TELDIX

Figura 17.2 - Transdutor IES TELDIX





Figura 17.4 - Fonte de Corrente ESAB LHN 240i Plus





Figura 17.5 - Multímetro Alicate FLUKE 36 CAT III

17.2 DETALHES DA MONTAGEM PARA OS TESTES

Figura 17.6 - Detalhe de Montagem - Disco Perfurado para Deslocamento com Resolução de 1º





Figura 17.7 - Detalhe de Montagem: Transdutor e Medidor de Torque

Figura 17.8 - Detalhe de Montagem - Visão Geral da Bancada de Testes



Fonte da Figura 17.1 a Figura 17.8: Arquivo pessoal do autor.