

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

ESCOLA POLITÉCNICA

DANIEL DALLA VECCHIA GUETER

**ANÁLISE CRÍTICA DE MÉTODOS DE ATENUAÇÃO DE FLUXO
MAGNÉTICO EM MÁQUINAS ELÉTRICAS DE ÍMÃS
PERMANENTES**

São Paulo

2023

DANIEL DALLA VECCHIA GUETER

**ANÁLISE CRÍTICA DE MÉTODOS DE ATENUAÇÃO DE FLUXO
MAGNÉTICO EM MÁQUINAS ELÉTRICAS DE ÍMÃS
PERMANENTES**

(VERSÃO CORRIGIDA)

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do
título de Mestre em Ciências.

São Paulo

2023

DANIEL DALLA VECCHIA GUETER

**ANÁLISE CRÍTICA DE MÉTODOS DE ATENUAÇÃO DE FLUXO
MAGNÉTICO EM MÁQUINAS ELÉTRICAS DE ÍMÃS
PERMANENTES**

(VERSÃO CORRIGIDA)

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do
título de Mestre em Ciências.

Área de Concentração: Sistemas de Potência

Orientador: Prof. Dr. Ivan Eduardo Chabu

São Paulo

2023

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.


Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 15 de Dezembro de 2023

Assinatura do autor:



Assinatura do orientador:



Catálogo-na-publicação

Dalla Vecchia Gueter, Daniel

Análise crítica de métodos de atenuação de fluxo magnético em máquinas elétricas de ímãs permanentes / D. D. V. Gueter -- São Paulo, 2023.

123 p.

Orientador: Prof. Dr. Ivan Eduardo Chabu

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

1.MÁQUINAS ELÉTRICAS 2.ELETROMAGNETISMO 3.MOTORES ELÉTRICOS. 4.MÁQUINAS SÍNCRONAS I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

Dedico este trabalho a minha família e a todos que se aventuram na fronteira do conhecimento, independente das barreiras e dificuldades.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de dedicar esse trabalho à minha família, amigos e professores, que foram essenciais para o sucesso da minha dissertação de mestrado.

Aos meus pais e irmã, agradeço o apoio constante, incentivo e paciência durante todo o processo. Sem o amor e a dedicação de vocês, não teria sido possível chegar até aqui.

Aos meus amigos, que sempre ouviram aos meus desabafos, agradeço do fundo do meu coração. Vocês foram verdadeiros companheiros, me animando e me motivando em todos os momentos necessários.

Por fim, gostaria de agradecer aos meus professores, cujos ensinamentos foram fundamentais para o desenvolvimento desta dissertação. Seus conhecimentos foram essenciais para que eu pudesse concluir este mestrado.

“O que me preocupa não é o grito dos maus. É o silêncio dos bons.”.

Martin Luther King Jr.

RESUMO

Com a evolução da humanidade, questões relacionadas à energia e a escassez de recursos estão se tornando cada vez mais relevantes mundialmente, o que resulta na busca por alternativas que apresentem um melhor desempenho energético. Devido a esta demanda várias áreas começaram a utilizar e desenvolver máquinas elétricas de ímãs permanentes, uma vez que este tipo de máquina costuma apresentar altos índices de eficiência energética e densidade de potência em relação a máquinas elétricas regulares. Eletrodomésticos, veículos elétricos e geradores eólicos são exemplos de aplicações onde máquinas elétricas de ímãs permanentes se tornaram de grande importância.

Apesar das vantagens citadas acima, uma máquina elétrica de ímãs permanentes apresenta limitações para operar em altas velocidades. Isso se deve à substituição do enrolamento de campo por ímãs permanentes, o que impossibilita a alteração de certos parâmetros de controle. Sendo assim, métodos de atenuação de fluxo magnético são continuamente estudados, a fim de aumentar a faixa de velocidade em que este tipo de máquina consegue operar.

Esta dissertação avalia criticamente diversos métodos de atenuação de fluxo magnético presentes na literatura, contemplando tanto métodos que se utilizam da manipulação de variáveis elétricas, quanto métodos mecânicos que apresentam novas configurações de projeto. Adicionalmente, é dado um enfoque teórico ao método de atenuação via controle vetorial, por conta de sua alta disseminação na literatura. Considerando que esta prática apresenta o potencial de desmagnetizar irreversivelmente os ímãs permanentes, também é feita uma abordagem deste risco em duas máquinas aplicadas à propulsão veicular, utilizando o método de elementos finitos. Por fim, o principal resultado deste estudo é proporcionar uma compreensão aprofundada dos métodos de atenuação de fluxo magnético em máquinas síncronas de ímãs permanentes.

Palavras-chave: Máquinas elétricas de ímãs permanentes. Atenuação de fluxo magnético. Desmagnetização. Ímãs permanentes. Veículos elétricos

ABSTRACT

With the evolution of humanity, issues related to energy and the scarcity of resources that generate it are becoming increasingly relevant worldwide, resulting in a search for alternatives that offer better energy performance. Due to this demand, various areas have begun to use and develop permanent magnet electric machines, as this type of machine usually presents high levels of energy efficiency and power density compared to regular electric machines. Examples of applications where permanent magnet electric machines have become of great importance include household appliances, electric vehicles, and wind generators.

Despite the advantages mentioned above, a permanent magnet electric machine has limitations for operating at high speeds. This is due to the replacement of the field winding by permanent magnets, which makes it impossible to alter certain control parameters. Therefore, methods of magnetic flux weakening have been, and continue to be, studied in order to increase the speed range at which this type of machine can operate.

This dissertation critically evaluates various methods of magnetic flux weakening found in the literature, encompassing both methods that use the manipulation of electrical variables and mechanical methods that present new design configurations. Additionally, a theoretical focus is given to the space vector flux weakening method due to its high dissemination in the literature. Considering that this practice has the potential to irreversibly demagnetize permanent magnets, an approach is also made to evaluate this risk in two machines applied to vehicle propulsion, using the finite elements method. In the end, the main goal of this study is to provide a deep comprehension of flux weakening methods in permanent magnet synchronous machines.

Keywords: Permanent magnets synchronous machines. Magnetic flux weakening. Demagnetization. Permanent magnets. Electrical vehicles.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Rotor com ímãs permanentes inseridos em sua estrutura	17
Figura 2 - Controlador para o acionamento de um motor de corrente contínua brushless.....	19
Figura 3 – Seis tipos de rotores de uma máquina de ímãs permanentes	20
Figura 4 – Eixo direto e de quadratura de um rotor de dois polos com ímãs permanentes.....	24
Figura 5 – Curvas medidas da tensão V_q por unidade quando variada a corrente I_d a uma velocidade fixa em diversas tensões de alimentação.....	25
Figura 6 – Faixa de operação das correntes do estator i_d e i_q em diversas velocidades de um motor síncrono de ímãs permanentes com a tensão de alimentação constante	28
Figura 7 – Malha de controle de atenuação de fluxo de um motor síncrono de ímãs permanentes.....	29
Figura 8 – Curvas de variação do torque no eixo do motor perante a velocidade com e sem atenuação de fluxo magnético	30
Figura 9 – Sistema de controle de atenuação de fluxo baseado na comparação da tensão máxima e medida.....	31
Figura 10 – Série de curvas medidas durante o teste do algoritmo de atenuação de fluxo magnético proposto com o motor à 25 °C e à 120 °C.....	32
Figura 11 – Típicas formas de onda da FEM e da tensão de terminal de um motor BLDC, com um ângulo de defasagem α entre elas	34
Figura 12 – Curvas do torque médio em função da velocidade do rotor e do ângulo de avanço α de um motor BLDC.....	35
Figura 13 – Topologias tradicional (esquerda) e proposta (direita) de um circuito de acionamento de motores BLDC.	35
Figura 14 – Rotor proposto com dispositivo mecânico interno de atenuação de fluxo magnético fixado na placa de fixação do eixo por molas.....	37
Figura 15 – Representação com método dos elementos finitos da operação do rotor em velocidades abaixo da nominal (a) e em altas velocidades (b), onde há a fuga de fluxo magnético devido ao deslocamento do dispositivo de atenuação.....	37
Figura 16 – Mecanismo de deslocamento de condutor magnético para atenuação de fluxo magnético abaixo da velocidade nominal (a) e acima da velocidade nominal (b).....	40
Figura 17 – Vista transversal (a) e longitudinal (b) de um mecanismo de atenuação de fluxo magnético via deslocamento de pedaços de ferro e molas	41

Figura 18 – Rotor com sistema magnético de atenuação de fluxo, composto por ímãs com polaridades opostas (1), folha de condutor não-magnético (2), material condutor magnético (3) e ar (4).....	43
Figura 19 – Diagrama de forças exercidas sobre o ímã atenuador de fluxo durante a aceleração do rotor	44
Figura 20 – Esquema do mecanismo de atenuação de fluxo do rotor (a), protótipo construído (b), simulação de elementos finitos com o motor operando sem carga e abaixo da velocidade nominal e sem atenuação de fluxo (c) e simulação de elementos finitos com o motor operando em velocidade máxima e com atenuação de fluxo (d).....	46
Figura 21 - Materiais magnetostrictivos gigantes posicionados entre os ímãs permanentes ...	47
Figura 22 – Variação do fluxo concatenado de uma bobina com a velocidade a partir da atenuação de fluxo via materiais magnetostrictivos gigantes.....	48
Figura 23 – Motor com dispositivo de atenuação de fluxo via deslocamento axial do rotor (a) e seu protótipo (b).....	49
Figura 24 – Rotor com ímãs cilíndricos rotacionados a favor dos polos e operando em velocidades abaixo das nominais (a), contra os polos e operando acima da velocidade nominal no modo de atenuação de fluxo magnético (b), e o protótipo do rotor (c)	51
Figura 25 – FEM antes e após corrente de desmagnetização de 110 A em motores do tipo BLDC com ímãs internos tipo spoke (a), ímãs permanentes superficiais (b) e ímãs internos (c)	53
Figura 26 – Motor do tipo spoke convencional (a) e a modificação proposta contendo nova disposição dos ímãs permanentes (b)	54
Figura 27 – Linhas de operação de máxima carga do motor spoke convencional e do motor modificado sobrepostas às linhas de desmagnetização do Ferrite NMF-12G.....	54
Figura 28 – Rotor e estator do protótipo construído (a) e bancada de teste com câmara climatizada (b)	56
Figura 29 – Perdas de Foucault do rotor de acordo com o número de ranhuras do estator.....	57
Figura 30 – Protótipo do motor de alta velocidade com 6 fendas no estator (a) e com 24 ranhuras no estator (b)	58
Figura 31 – Topologia analisada tipo A (a), tipo B com ímãs permanentes das primeiras fileiras mais espessos (b) e tipo C com alteração da geometria das barreiras de fluxo (c)	59
Figura 32 – Simulação da variação da taxa de desmagnetização perante o aumento da corrente de excitação dos motores com rotor tipo A (a), tipo B (b) e tipo C (c).....	60

Figura 33 – Protótipo construído com rotor tipo C	60
Figura 34 – Diagrama de controle proposto para a atenuação de fluxo magnético de um motor síncrono de ímãs permanentes levando-se em consideração a possível desmagnetização dos ímãs permanentes	62
Figura 35 – Resultados das simulações utilizando MEF sem utilizar o novo algoritmo proposto de atenuação de fluxo considerando a desmagnetização dos ímãs permanentes e utilizando o novo algoritmo.....	63
Figura 36 – Componentes d e q do circuito equivalente de um motor síncrono de ímãs permanentes considerando perdas no núcleo	69
Figura 37 – Diagrama das FEM induzidas no eixo de quadratura e no eixo direto	72
Figura 38 – Componentes d e q do circuito equivalente de um motor síncrono de ímãs permanentes sem considerar perdas no núcleo.....	73
Figura 39 – Variação da amplitude máxima da componente fundamental da tensão terminal V com a velocidade, considerando o motor operando como um gerador em vazio.....	77
Figura 40 – Curvas da amplitude máxima da componente fundamental da tensão terminal V e da tensão terminal de quadratura vq variando com a corrente de eixo direto id (sem considerar a máxima corrente admissível)	78
Figura 41 – Elipse de tensão do motor da Tabela 4 quando operando na sua velocidade nominal	79
Figura 42 – Elipses de tensão do motor da Tabela 4 para diversas velocidades.....	81
Figura 43 – Elipses de tensão do motor da Tabela 4 para diversas velocidades, incluindo seu círculo de limite da máxima corrente admissível e ponto de MTPA	82
Figura 44 – Curva de torque desenvolvido pelo rotor pela velocidade, definida a partir dos pontos de MTPA.....	84
Figura 45 – Motores síncronos de ímãs permanentes internos utilizados no carro Prius 2004 da Toyota e no Accord 2005 da Honda	86
Figura 46 – Resultado de pós-processamento do MEF, indicando o valor da densidade de fluxo magnético remanescente com a variação da corrente no estator. Da esquerda para a direita, a imagem apresenta o motor do Prius 2004 e o motor do Accord 2005 perante uma corrente nominal no estator (a), cinco vezes o seu valor (b) e dez vezes o seu valor (c), respectivamente	89
Figura 47 – Volume dos ímãs permanentes com densidade de fluxo magnético remanescente abaixo de 90% do valor nominal	90

Figura 48 – Intensidade do campo magnético nos ímãs permanentes do Prius 2004 e do Accord 2005 em operação nominal e após desmagnetização.....	91
Figura 49 – Ondulação no torque do rotor do Prius 2004 em três cenários diferentes: Nenhuma desmagnetização (a), desmagnetização nos ímãs permanentes após a injeção de uma corrente cinco vezes a nominal (b), e desmagnetização nos ímãs permanentes após a injeção de uma corrente dez vezes a nominal (c)	93
Figura 50 – Relação do torque do rotor do Prius 2004 com a totalidade da área criticamente desmagnetizada dos seus ímãs permanentes, com valores de densidade de fluxo magnético remanescente abaixo de 10% de seu valor nominal	94
Figura 51 – Parâmetros de projetos que impactam no risco de desmagnetização dos ímãs permanentes.....	96
Figura A1 - Curvas de desmagnetização para alguns tipos de ímãs permanentes	109
Figura A2 – Curva de desmagnetização genérica, indicando o joelho da curva e a área de desmagnetização irreversível.....	110
Figura A3 - Curvas de desmagnetização do neodímio-ferro-boro em cinco temperaturas diferentes	110
Figura B1 – Sistema trifásico abc.....	113
Figura B2 – Representação dos vetores $I\alpha$ e $I\beta$ no sistema trifásico abc	113
Figura B3 – Formas de onda do sistema trifásico abc no referencial $\alpha\beta$ sem conservação de amplitude	115
Figura B4 – Representação do eixo direto e de quadratura de um motor síncrono de ímãs permanentes com dois polos.....	118
Figura B5 – Representação dos vetores I_d e I_q no sistema $\alpha\beta$	119
Figura B6 – Formas de onda das correntes $I\alpha$ e $I\beta$ da Transformada de Clarke e das correntes I_d e I_q da Transformada de Park	122

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Protótipos de motores para experimento de desempenho e desmagnetização	58
Tabela 2 – Compilado de métodos de atenuação de fluxo magnético.....	64
Tabela 3 – Variáveis do circuito equivalente apresentado na Figura 36	69
Tabela 4 – Especificações técnicas do motor síncrono de ímãs permanentes à 25° C e do sistema de acionamento utilizado no artigo de Kim e Sul (1997).....	76
Tabela 5 – Especificações técnicas dos motores utilizados nas simulações via MEF	86
Tabela 6 – Propriedades magnéticas do tipo de ímãs permanentes de neodímio-ferro-boro considerados no Prius 2004 e no Accord 2005	87
Tabela 7 – Cenários utilizados nas simulações via MEF	88

SUMÁRIO

1. Introdução.....	16
1.1. Máquinas elétricas de ímãs permanentes	16
1.2. Objetivos do trabalho	21
2. Revisão da Literatura	22
2.1. Atenuação via Controle Vetorial (Método Elétrico)	22
2.2. Atenuação via Ângulo de avanço de Tensão (Método elétrico).....	33
2.3. Métodos mecânicos de atenuação de fluxo magnético.....	36
2.4. Desmagnetização de ímãs permanentes em máquinas elétricas.....	52
2.5. Compilado dos métodos de atenuação de fluxo magnético.....	63
3. Princípio da atenuação de fluxo magnético via corrente contrária de eixo direto (Controle Vetorial).....	68
3.1. Circuito equivalente de um motor síncrono de ímãs permanentes.....	68
3.2. Efeito da injeção da corrente contrária de eixo direto e elipses de tensão	74
4. Desmagnetização de ímãs permanentes em diferentes topologias de projeto.....	85
4.1. Parâmetros e premissas consideradas	85
4.2. Simulações e conclusões	87
5. Parâmetros de projeto para aplicações com atenuação do fluxo magnético	96
6. Conclusão.....	99
Referências	102
APÊNDICE A – Materiais magnéticos e ímãs permanentes.....	108
APÊNDICE B - Transformadas de Clarke e Park.....	112
B.1. Dedução analítica da Transformada de Clarke.....	112
B.2. Dedução analítica da Transformada de Park	117

1. INTRODUÇÃO

Motores e geradores elétricos são amplamente utilizados e necessários em diversas atividades que afetam direta ou indiretamente a vida de uma pessoa. Eletrodomésticos, computadores, ferramentas e veículos elétricos são exemplos que contemplam motores elétricos em sua construção. Indústrias, plantas de geração de energia e hospitais são locais que também dependem de geradores e motores elétricos para o seu funcionamento (CHAPMAN, 2013). Conseqüentemente, o desenvolvimento de estudos e projetos focados em máquinas elétricas é algo que vem ocorrendo ao longo dos séculos XX e XXI.

Na busca por projetos de máquinas elétricas melhores tecnicamente e financeiramente, pesquisas no ramo analisam o aprimoramento de características que influenciam, por exemplo, na eficiência, potência, tamanho, velocidade e torque. Dentre essas pesquisas, desenvolveram-se máquinas elétricas com ímãs permanentes, onde chega-se a melhores parâmetros de desempenho (PARVIAINEN, 2005) devido ao fato que parte do fluxo magnético necessário para gerar o torque mecânico e a energia elétrica, no caso de motores e geradores respectivamente, é resultante de uma densidade de fluxo magnético remanescente em materiais magnéticos, comumente conhecidos como ímãs permanentes.

A substituição em uma máquina elétrica, de seu enrolamento de campo por ímãs permanentes, altera a sua configuração construtiva e tem como consequência positiva máquinas menores com maiores potências, resultando em maiores densidades de potência (FIRDAUS, SUHAIRI, *et al.*, 2015). Entretanto, além de vantagens existem complicações em máquinas elétricas de ímãs permanentes, como a preocupação com as suas temperaturas de operação e a dificuldade em operá-las acima das suas velocidades nominais (SNEYERS, NOVOTNY e LIPO, 1985).

Este capítulo visa introduzir importantes conceitos das máquinas elétricas de ímãs permanentes. Além disso serão pontuados os principais objetivos deste trabalho.

1.1. MÁQUINAS ELÉTRICAS DE ÍMÃS PERMANENTES

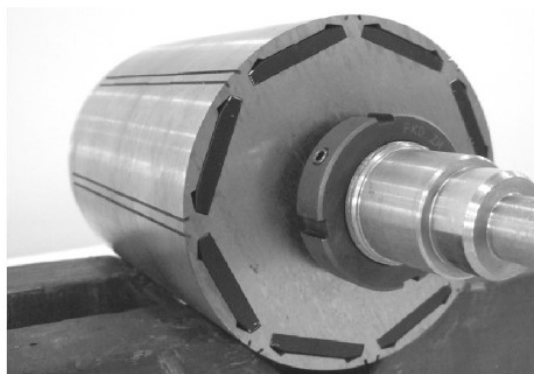
Dentre os tipos de máquinas elétricas desenvolvidas, existem as máquinas elétricas de ímãs permanentes. Essas máquinas têm a característica de possuir na sua construção ímãs que podem estar posicionados tanto no estator quanto no rotor. A inclusão desses elementos em

uma máquina elétrica tem o objetivo de propiciar parte do campo magnético necessário para a manifestação de conjugado e a geração de energia elétrica em motores elétricos e geradores (VUKOSAVIC, 2013).

As máquinas elétricas de ímãs permanentes, notadamente aqueles de terras raras, apresentam uma alta densidade de potência e densidade de torque (LIANG, CHAI, *et al.*, 2016). Elas são geralmente utilizadas em aplicações de pequenos motores como eletrodomésticos, instrumentos de medidas e servomotores (SNEYERS, NOVOTNY e LIPO, 1985). Devido à substituição dos seus enrolamentos por ímãs, outras características desses tipos de máquinas são uma estrutura compacta e alta eficiência. O fato de ocupar menos espaço que condutores em conjunto com a reduzida dissipação de energia nos mesmos, torna máquinas de ímãs permanentes ideais para aplicações compactas onde há a necessidade de um motor/gerador com maior potência e eficiência (UMANS, 2014). Pode-se destacar a propulsão veicular e a geração eólica como exemplos.

No meio das topologias desenvolvidas incluindo ímãs permanentes, temos os motores de corrente contínua sem escovas, conhecidas em inglês como motores *brushless DC* (BLDC) e as máquinas síncronas de ímãs permanentes. Ambos possuem características construtivas similares (PILLAY e KRISHNAN, 1991), cuja configuração é composta geralmente por enrolamentos de potência para cada fase posicionados no estator, e ímãs permanentes presentes no rotor como visto na Figura 1. Entretanto quando se analisa motores do tipo BLDC e motores síncronos de ímãs permanentes, a principal divergência entre os dois é o método de acionamento e operação.

Figura 1 – Rotor com ímãs permanentes inseridos em sua estrutura

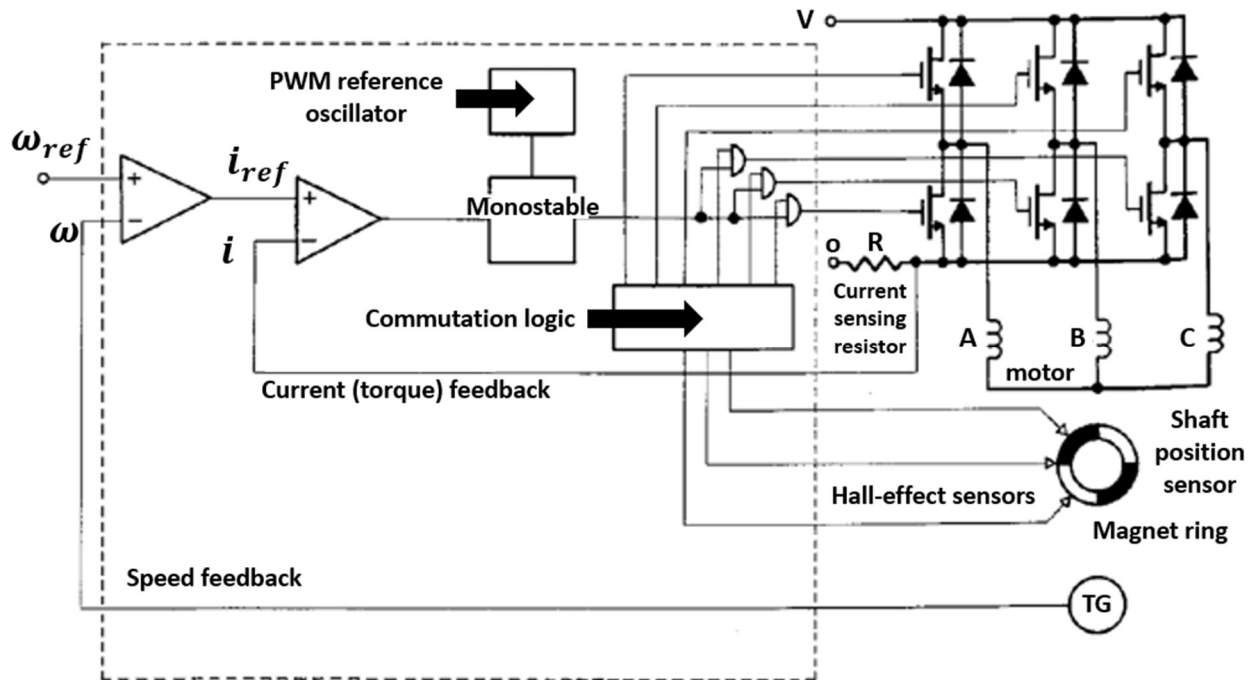


Fonte: Yamazaki, Ohki, *et al.*, 2007.

As máquinas síncronas com ímãs permanentes operam de maneira similar às sem ímãs permanentes, ou seja, a frequência da tensão gerada ou de alimentação é síncrona com a velocidade da máquina. A diferença entre os modelos é que no caso das máquinas sem ímãs, o fluxo magnético do rotor, necessário para o alinhamento com o fluxo magnético do estator resultando no conjugado da máquina, é gerado por enrolamentos de campo posicionados no rotor, e não ímãs permanentes (VUKOSAVIC, 2013). Tratando-se do método de acionamento de máquinas síncronas de ímãs permanentes, também há uma grande paridade com as máquinas síncronas comuns, ou seja, por meio de inversores de frequência é possível controlar a velocidade do motor a partir da frequência de alimentação e levando em consideração o seu número de polos (UMANS, 2014), enquanto o torque é proporcional à magnitude da corrente de alimentação. A operação dessa máquina resulta em um Força Eletromotriz (FEM) senoidal.

Motores do tipo BLDC tem como principal característica a ausência de um comutador, cuja função, nas máquinas convencionais, é, a partir do contato com escovas, alimentar alternadamente os enrolamentos do rotor a fim de gerar fluxo magnético estacionário no espaço (GADEWAR e JAIN, 2017). Tendo ímãs permanentes responsáveis pelo fluxo magnético do rotor e sem possuir um elemento mecânico para realizar a comutação, motores BLDC necessitam de um método de acionamento diferente. Utilizando semicondutores, o acionamento de um motor BLDC é feito a partir de uma comutação eletrônica que resulta em uma FEM trapezoidal (MILLER, 1993). O funcionamento se baseia em um sistema de controle como o da Figura 2, onde as chaves semicondutoras são acionadas de acordo com a posição do rotor. Essa posição é geralmente obtida a partir de sensores do tipo Hall, os quais medem a posição da onda de densidade de fluxo dos ímãs permanentes (LV e DU, 2017).

Figura 2 - Controlador para o acionamento de um motor de corrente contínua brushless

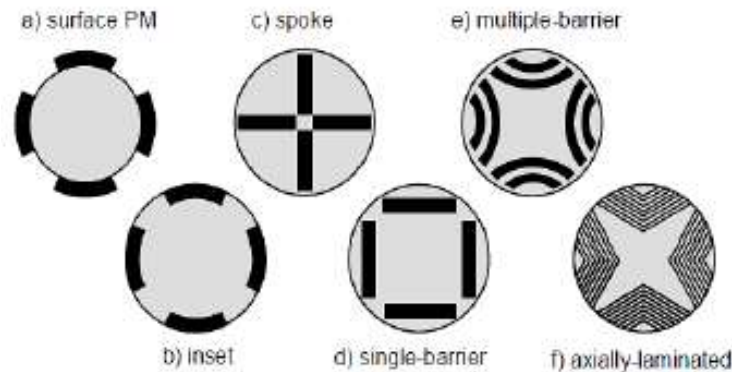


Fonte: O autor, baseado em Miller, 1993.

Outra característica de projeto que pode variar em máquinas síncronas de ímãs permanentes ou em motores BLDC, é a disposição dos ímãs em seus rotores. Utilizando o critério de posição de ímãs, há dois tipos de máquinas: As com ímãs permanentes superficiais e as máquinas com ímãs permanentes internos. No primeiro caso os ímãs são posicionados na superfície do rotor e se necessário contidos a partir de uma camisa feita de material não-magnético (BIANCHI, BOLOGNANI e LUISE, 2004), necessária para resistir aos esforços resultantes da aceleração centrípeta. Já no segundo caso os ímãs permanentes são inseridos dentro do rotor e dispostos de acordo com a topologia optada pelo projeto. Dentre outras vantagens, máquinas com ímãs permanentes internos possuem uma construção mais robusta, sendo mais aptas para operar em altas velocidades (GHAHFAROKHI e FAIZ, 2013).

A Figura 3 apresenta exemplos de rotores com diferentes disposições de ímãs permanentes tanto superficiais quanto internos. Na busca de melhores desempenhos em máquinas de ímãs permanentes, pesquisadores estudam constantemente novas topologias, métodos de otimização e disposição de ímãs permanentes, como apresentado em (YAMAZAKI, OHKI, *et al.*, 2007) e (JR., SILVA, *et al.*, 2017).

Figura 3 – Seis tipos de rotores de uma máquina de ímãs permanentes



Fonte: Ghahfarokhi e Faiz, 2013.

Um limitador existente ao substituir os enrolamentos de um rotor com uma excitação de campo provida por ímãs permanentes é que não há como regular os parâmetros magnéticos e a excitação de um ímã (FANGYANG, FENG, *et al.*, 2011). Uma vez desenvolvida e construída, uma máquina elétrica de ímãs permanentes possui um número fixo de ímãs, com dimensões inalteráveis e, de acordo com o material, uma densidade de fluxo magnético praticamente constante. Sendo assim, como outros tipos de máquinas elétricas, máquinas de ímãs permanentes também são projetadas com parâmetros nominais de operação, e suas ordens de grandeza influenciam na definição da intensidade de campo magnético proveniente dos ímãs permanentes.

A impossibilidade de alterar parâmetros de um ímã já magnetizado e posicionado no rotor tem como consequência a dificuldade de operar máquinas síncronas de ímãs permanentes e motores BLDC em velocidades acima da nominal. Aumentando-se a velocidade sem poder regular o fluxo magnético gerado pelos ímãs permanentes, eleva-se a FEM e conseqüentemente a tensão de terminal da máquina elétrica (SNEYERS, NOVOTNY e LIPO, 1985), podendo acarretar saturação e até danificação da eletrônica de potência responsável pelo seu acionamento (JAHNS, 1987). Vale ressaltar que em máquinas elétricas convencionais essa barreira não existe pelo fato de se poder controlar a alimentação e o fluxo magnético gerado tanto pelo estator, quanto pelo rotor.

Para possibilitar a operação de motores síncronos de ímãs permanentes e motores BLDC em altas velocidades, e simultaneamente evitar a ultrapassagem da tensão máxima de projeto dos conversores de potência que os controlam, são utilizados métodos de atenuação de fluxo

magnético. Tais métodos atenuam o fluxo magnético que percorre o entreferro à medida que a velocidade de operação aumenta, estabilizando a FEM resultante em um patamar desejado (VUKOSAVIC, 2013) e possibilitando, por exemplo, continuar proporcionando torque em altas velocidades no caso de um veículo elétrico.

O método mais comum de atenuação de fluxo magnético é realizado via injeção de uma corrente de desmagnetização de eixo direto da máquina (LI e LI, 2015), entretanto este método não é viável para todos os tipos máquinas elétricas de ímãs permanentes e pode levar à desmagnetização do ímã permanente (KIM, 2012), além de que existem diversos outros artifícios de atenuação de fluxo que são utilizados ou estão na fase de desenvolvimento.

1.2. OBJETIVOS DO TRABALHO

Esta dissertação tem como principal objetivo abordar de maneira crítica métodos de atenuação de fluxo magnético em máquinas de ímãs permanentes. Para isso, o trabalho é estruturado de modo que primeiro, na seção 2, é feita uma análise da literatura, trazendo comentários acerca das características de métodos já desenvolvidos. Uma série de artifícios mecânicos menos difundidos são abordados e comentados, além de contemplar maneiras mais comuns de atenuação de fluxo magnético. Com a finalidade sintetizar considerações finais a respeito do tema, é feito um compilado de todos os métodos de atenuação de fluxo tratados, apresentando vantagens e desvantagens observadas.

Em seguida, na seção 3, apresenta-se uma parte com enfoque no princípio de atenuação de fluxo magnético via controle vetorial. O propósito dessa seção é trazer um embasamento teórico a respeito do método mais consolidado de atenuação de fluxo magnético. Isto é realizado por meio de deduções analíticas considerando o circuito equivalente de um motor síncrono de ímãs permanentes e o efeito de uma corrente contrária de eixo direto.

Tendo em consideração que a atenuação do fluxo magnético via controle vetorial pode resultar na desmagnetização irreversível dos ímãs permanentes da máquina, é feita uma abordagem na seção 4 utilizando do método dos elementos finitos. O objetivo é, a partir de simulações, comparar a vulnerabilidade à desmagnetização de dois motores de ímãs permanentes cuja aplicação utiliza a atenuação de fluxo magnético via controle vetorial.

Por último, é feita uma análise dos parâmetros de projeto de máquina que devem ser levados em consideração em aplicações em que a atenuação de fluxo magnético é pertinente.

2. REVISÃO DA LITERATURA

A atenuação de fluxo magnético é utilizada para a operação de uma máquina elétrica de ímãs permanentes em uma ampla faixa de velocidades, ultrapassando a velocidade nominal de projeto (TESSAROLO, MEZZAROBBA e MENIS, 2015). Sendo assim, diversos estudos foram desenvolvidos com o objetivo de criar e aprimorar diferentes métodos de atenuação de fluxo.

Para melhor compreensão, dividiu-se os métodos de atenuação de fluxo magnético em duas categorias: Métodos elétricos de atenuação de fluxo magnético e métodos mecânicos de atenuação de fluxo magnético. Os métodos elétricos descritos na seção 2.1 e 2.2 utilizam de artifícios que dependem da variação e manipulação de características elétricas da máquina, como magnitude e fase das correntes e tensões. Já os métodos mecânicos atenuam o fluxo magnético a partir de alguma modificação mecânica da máquina elétrica.

Adicionalmente, quando aplicados métodos elétricos de atenuação de fluxo a uma máquina elétrica, existe a chance de ocorrer a desmagnetização dos seus ímãs permanentes (KREBS e DANIEL, 2012), logo esse fato deve ser levado em consideração na escolha do método de atenuação de fluxo.

Este capítulo do trabalho visa expor as análises existentes na literatura que foram previamente consultadas. Nas próximas páginas serão apresentados métodos de atenuação de fluxo magnético divididos pelas duas categorias definidas acima, além de estudos prévios sobre a desmagnetização dos ímãs permanentes de uma máquina elétrica.

2.1. ATENUAÇÃO VIA CONTROLE VETORIAL (MÉTODO ELÉTRICO)

O método de atenuação de fluxo magnético via controle vetorial aplicado a máquinas síncronas de ímãs permanentes é um artifício comumente conhecido pela literatura. Ele é baseado na injeção de uma corrente de desmagnetização de eixo direto, atenuando o fluxo magnético total gerado pelo ímã permanente e possibilitando a operação em velocidades mais altas.

O primeiro passo observado na literatura para aplicar esse método (JAHNS, 1987), (FANGYANG, FENG, *et al.*, 2011), (JAHNS, KLIMAN e NEUMANN, 1986), é a

decomposição das variáveis da máquina elétrica, tensões e correntes, em componentes de eixo direto e de eixo de quadratura. As ferramentas utilizadas que transformam as correntes e tensões em componentes de eixo direto e eixo de quadratura se chamam Transformada de Clarke e Transformada de Park. A primeira representa o típico sistema trifásico abc em dois eixos de referência, o eixo alfa (α) e o eixo beta (β) (VUKOSAVIC, 2013).

A Transformada de Park pode partir do sistema de referência $\alpha\beta$, como pode-se ver em (FANGYANG, FENG, *et al.*, 2011), ou do típico sistema trifásico abc , transformando-os em um sistema de eixos solidários ao rotor da máquina elétrica (PARK, 1929), denominados eixo direto (d) e eixo de quadratura (q). Abaixo estão as equações da Transformada aplicada às correntes em seus valores eficazes, formuladas por Park (1929), onde ocorre a transformada direta do sistema abc para o sistema $dq0$:

$$I_d = \frac{2}{3} \{ I_a \cos \theta + I_b \cos(\theta - 120^\circ) + I_c \cos(\theta + 120^\circ) \} \quad [1]$$

$$I_q = -\frac{2}{3} \{ I_a \sin \theta + I_b \sin(\theta - 120^\circ) + I_c \sin(\theta + 120^\circ) \} \quad [2]$$

$$I_0 = \frac{1}{3} \{ I_a + I_b + I_c \} \quad [3]$$

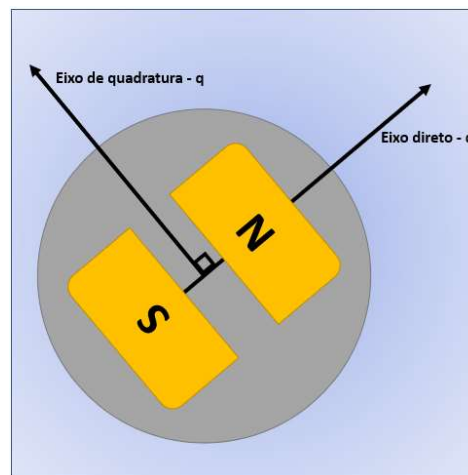
$$\theta = \omega_e t \quad [4]$$

Sendo:

- I_d, I_q e I_0 as correntes eficazes no eixo direto, de quadratura e sequência 0, em amperes (A);
- I_a, I_b e I_c as correntes eficazes do típico sistema trifásico, em amperes (A);
- θ o ângulo em graus ($^\circ$) entre I_a e I_d ;
- ω_e a velocidade angular elétrica do rotor em radianos por segundo (rad/s);
- t o tempo passado após início da rotação em segundos (s).

Essas decomposições em outros eixos referenciais serão descritas analiticamente no APÊNDICE B deste trabalho. Entretanto, é importante ressaltar que o conceito de eixo direto e eixo de quadratura resultam do fato de a permeância magnética, e conseqüentemente a reatância e/ou a relutância, não serem uniformes em máquinas elétricas com polos salientes (UMANS, 2014), produzindo uma diferença de fluxo magnético no eixo dos polos do rotor, eixo direto, e no eixo convencionalmente adiantado 90° elétricos do eixo dos polos do rotor, o eixo de quadratura. A Figura 4 ilustra de maneira simples esse conceito.

Figura 4 – Eixo direto e de quadratura de um rotor de dois polos com ímãs permanentes



Fonte: O autor

Sneyers, Novotny e Lipo (1985) apresentaram em seu trabalho que a típica representação dq pode ser insuficiente quando aplicada na modelagem e conseqüentemente no acionamento de uma máquina síncrona com ímãs permanentes internos. Para justificar tal insuficiência, os autores partem da seguinte equação da tensão terminal de eixo de quadratura de uma máquina elétrica:

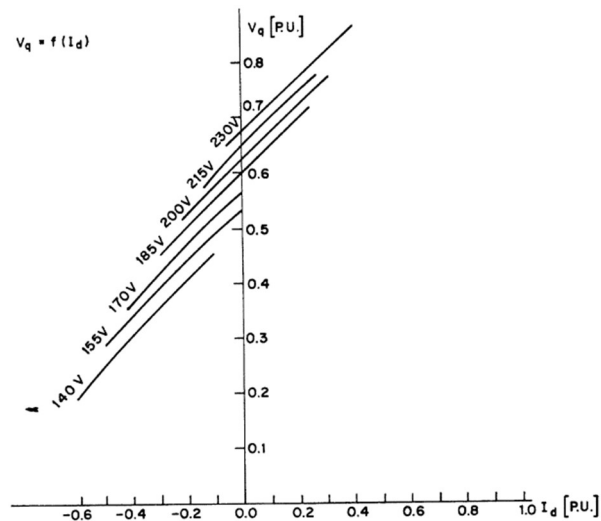
$$V_q = E + X_d I_d \quad [5]$$

Sendo:

- V_q, I_d e X_d a tensão terminal de eixo de quadratura, a corrente de eixo direto e a reatância de eixo direto, em volts (V), amperes (A) e ohms (Ω) respectivamente;
- E a FEM em volts (V).

A partir da Equação 5, calculou-se a tensão V_q em função da corrente I_d , valores que foram transpostos graficamente e apresentados na Figura 5. Para todas as curvas foi considerada a mesma velocidade de operação, entretanto cada uma delas representa a variação de V_q em função da corrente I_d quando fixada uma determinada tensão de linha de alimentação. Diante disso, a argumentação de Sneyers, Novotny e Lipo (1985) se baseia no fato de que independentemente da tensão de linha de alimentação, sempre que a corrente I_d for nula, todas as curvas de V_q deveriam passar pela mesma intersecção com o eixo das ordenadas da Figura 5, entretanto, como pode-se ver, isso não ocorre.

Figura 5 – Curvas medidas da tensão V_q por unidade quando variada a corrente I_d a uma velocidade fixa em diversas tensões de alimentação



Fonte: Sneyers, Novotny e Lipo, 1985.

A solução proposta pelos autores para corrigir essa divergência de valores de V_q , medidos e previstos pelo modelo da Equação 5, foi agregar a esta equação um termo composto

por um parâmetro matemático denominado reatância de acoplamento cruzado multiplicado à corrente de quadratura:

$$V_q = E + X_d I_d + X_{qd} I_q \quad [6]$$

Sendo:

- X_{qd} e I_q a reatância de acoplamento cruzado e corrente de quadratura, em ohms (Ω) e amperes (A) respectivamente.

Pelo fato de a reatância de acoplamento cruzado não ser um parâmetro real que pode ser medido em uma máquina elétrica, a inclusão do termo extra apresentado na Equação 6 é um artifício puramente matemático, entretanto, observou-se que o novo modelo proposto incluindo a reatância de acoplamento cruzado representa de maneira mais fiel a redistribuição do fluxo no entreferro devido à saturação do ferro do rotor acima do ímã permanente (SNEYERS, NOVOTNY e LIPO, 1985). Além disso, constatou-se em medições feitas que em velocidades acima da nominal a tensão não se elevou tanto quanto no modelo original dq , atuando como um leve mecanismo de atenuação de fluxo magnético e, em consequência, possibilitando um aumento do alcance de velocidade.

Deve-se ressaltar que, salvo as vantagens apresentadas acima, quando utilizado o novo modelo proposto, deve-se levar em consideração a ligeira desvantagem que é a necessidade de uma modelagem mais complexa, uma vez que se deve calcular a reatância X_d , a reatância de quadratura X_q , e adicionalmente a reatância de acoplamento cruzado X_{qd} . Sendo assim, deve haver uma ponderação de quanto vale a pena em uma determinada aplicação fazer uso do modelo proposto.

Quando efetivamente aplicado o método vetorial de atenuação de fluxo, as divergências da literatura estão presentes nos sistemas de controle. Uma das primeiras propostas de controle de atenuação de fluxo foi apresentada por Jahns (1987), o qual propôs uma adaptação da sua própria topologia de acionamento com controle de torque, cujo funcionamento se baseia em um

sistema de controle retroalimentado pelos valores das correntes e da posição angular do rotor e que obedece a um algoritmo que busca a maior relação de torque por ampere do motor.

A adaptação dessa topologia de acionamento para também realizar a função de método de atenuação de fluxo magnético depende da inclusão de uma segunda lógica de controle, à qual depende das equações provenientes do circuito equivalente de um motor síncrono de ímãs permanentes. Essas equações são importantes, pois refletem as relações físicas entre os parâmetros do motor, podendo-se destacar que os valores calculados a partir de tais equações são cruciais para o algoritmo de controle proposto. Para a lógica de controle responsável pela atenuação de fluxo magnético, utilizou-se a seguinte equação de modelagem do comportamento de um motor síncrono de ímãs permanentes:

$$\left[\frac{V_0}{X_q}\right]^2 = i_q^2 + \left[\frac{X_d}{X_q}\right]^2 \left[i_d + \frac{\omega_e \lambda_f}{X_d}\right]^2 \quad [7]$$

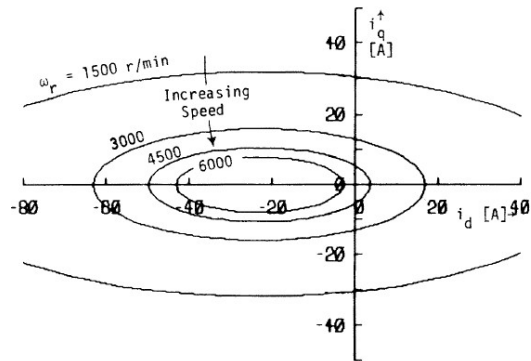
Sendo:

- i_d e i_q as correntes de eixo direto e de quadratura do estator em amperes (A);
- X_d e X_q as reatâncias de eixo direto e de quadratura do estator, equivalentes a $\omega_e L_{ds}$ e $\omega_e L_{qs}$ em ohms (Ω), respectivamente;
- ω_e a frequência de excitação, equivalente a $p\omega_r$ em radianos elétricos por segundo (rad/s);
- ω_r a frequência do ângulo do motor em radianos mecânicos por segundo (rad/s);
- p o número de pares de polos do motor;
- V_0 a máxima componente fundamental da tensão de pico disponível por fase, equivalente a $(2/\pi)V_{dc}$ em volts (V), onde V_{dc} é a tensão de alimentação em corrente contínua do inversor em volts (V);
- λ_f o fluxo magnético concatenado por fase em webers (Wb).

Utilizando os valores de X_d , X_q e p de um motor síncrono de ímãs permanentes, e fixando o valor de V_{dc} , o autor gera elipses, no plano composto pelos eixos i_d e i_q , que são importantes para entender a operação desse tipo de motor. É importante notar que essas elipses

aumentam ou diminuem de acordo com a velocidade do motor, representando o valor máximo possível das correntes i_d e i_q . Pode-se ver tal representação na Figura 6.

Figura 6 – Faixa de operação das correntes do estator i_d e i_q em diversas velocidades de um motor síncrono de ímãs permanentes com a tensão de alimentação constante

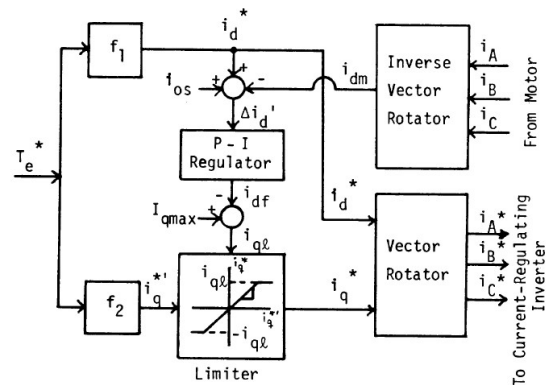


Fonte: Jahns, 1987.

Nota-se pelas elipses acima que na medida que se necessita aumentar a velocidade do motor, deve-se alterar os valores de i_d e i_q . Essa alteração é o ponto chave para realizar a atenuação de fluxo magnético, pois pode-se concluir pela Figura 6 que para atingir velocidades cada vez maiores, a tendência é a corrente de quadratura i_q diminuir para que se possa aumentar a magnitude da corrente de eixo direto i_d . Isso ocorre pois deve-se obedecer a conservação da amplitude máxima da componente fundamental da corrente por fase, que depende da soma dos quadrados de i_q e i_d . Deve-se ressaltar que a injeção de uma corrente i_d negativa é o ato responsável por atenuar o fluxo magnético de um motor síncrono de ímãs permanentes (JAHNS, 1987), pois aplicar uma corrente negativa no eixo direto resulta em um fluxo magnético contrário ao gerado pelos ímãs permanentes, atenuando o fluxo total que passa pelo entreferro.

Uma vez analisadas as relações das variáveis de um motor síncrono de ímãs permanentes e como pode-se atenuar o fluxo magnético mediante a manipulação das correntes i_d e i_q , foi desenvolvida uma lógica de controle apresentada na Figura 7. O objetivo dessa lógica é controlar as correntes de alimentação provenientes de um inversor de frequência, checando constantemente se o valor comandado da corrente i_d^* se mantém dentro das elipses da Figura 6 calculadas a partir das correntes medidas i_d e i_q pela Equação 7.

Figura 7 – Malha de controle de atenuação de fluxo de um motor síncrono de ímãs permanentes

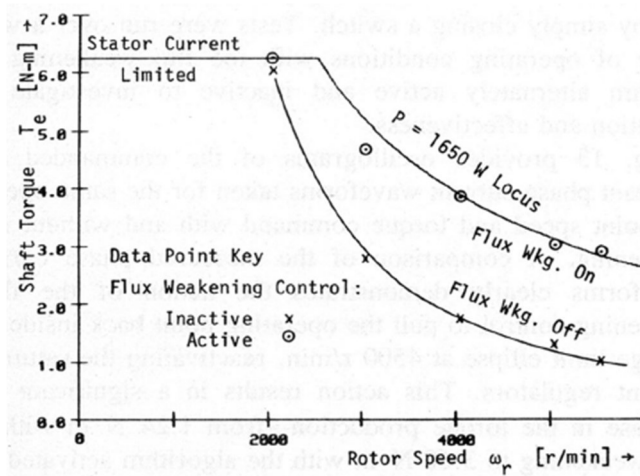


Fonte: Jahns, 1987.

A malha de controle acima opera de maneira que à medida que o erro entre a magnitude definida da corrente de eixo direto i_d^* e a corrente de eixo direto medida i_{dm} aumentar, é enviado um novo ponto de ajuste que tende a diminuir a corrente de quadratura i_q^* , possibilitando que a corrente i_{dm} se aproxime de i_d^* e mantendo o ponto de operação do motor conforme as condições definidas na Equação 7 e ilustradas na Figura 6.

A estratégia de atenuação de fluxo proposta por Jahns (1987) foi testada em uma bancada de teste composta por um motor síncrono de ímãs permanentes e equipamentos de acionamento e controle. Na Figura 8 pode-se ver que quando aplicada a estratégia de atenuação de fluxo magnético proposta, à medida que a velocidade aumenta, há um aumento considerável do valor do torque total no eixo em relação ao valor de fluxo sem uma atenuação. A disponibilidade de torque em velocidades acima da nominal é fundamental para aumentar a velocidade máxima de operação de um motor elétrico.

Figura 8 – Curvas de variação do torque no eixo do motor perante a velocidade com e sem atenuação de fluxo magnético



Fonte: Jahns, 1987.

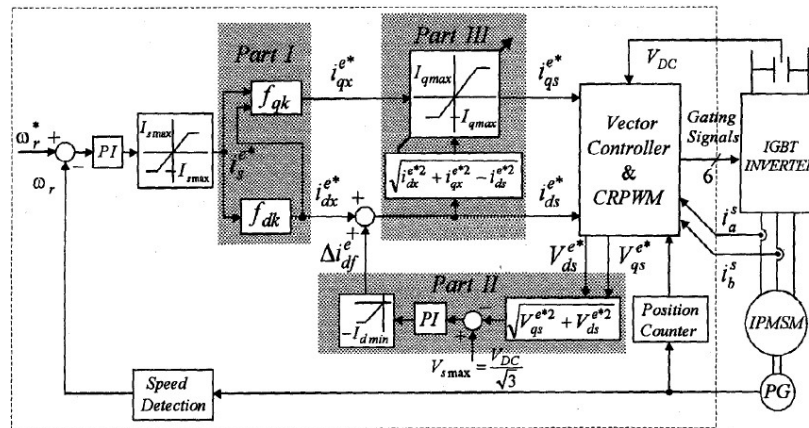
Os resultados obtidos mostram-se satisfatórios tanto em questões de resposta de controle quanto na atenuação de fluxo em si, apresentando e comprovando em 1987 o conceito de atenuação de fluxo mais utilizado até hoje, onde, por meio do controle vetorial das variáveis injeta-se uma corrente de eixo direto negativa resultando em um fluxo magnético contrário ao gerado pelos ímãs permanentes.

Kim e Sul (1997) propuseram um sistema de controle para atenuação de fluxo magnético via controle vetorial que, diferentemente do apresentado, não depende dos parâmetros de um motor síncrono de ímãs permanentes. Mais especificamente é apresentada uma solução que independe do fato de que o fluxo concatenado dos ímãs permanentes e a resistência do estator variam de acordo com a temperatura (SEBASTIAN, 1995), além da variação das indutâncias de eixo direto e de quadratura perante o fluxo do entreferro como visto em (SNEYERS, NOVOTNY e LIPO, 1985).

O algoritmo de controle presente em (KIM e SUL, 1997), e ilustrado na Figura 9, se baseia em limites de tensão e de corrente. O limite de tensão é utilizado para definir quando deve-se ativar a atenuação de fluxo magnético do motor. A partir de medições das tensões de alimentação de um inversor de frequência que está acionando o motor, é calculada a amplitude máxima da componente fundamental da tensão terminal a partir da soma dos quadrados das tensões de quadratura e de eixo direto. Esse valor é então comparado com a tensão máxima disponível pelo inversor de frequência, a qual é limitada pela sua alimentação em corrente contínua.

No momento em que a malha de controle identifica que a amplitude máxima da componente fundamental da tensão medida atinge a saturação, ou seja, o mesmo patamar da tensão máxima disponível pelo inversor, ela começa a alterar as correntes. A manipulação é feita de tal maneira que o limite da conservação da amplitude máxima da componente fundamental da corrente por fase continue a ser respeitado. Assim dizendo, essa lógica de controle funciona de modo que na medida que é aumentada a injeção de corrente de eixo direto no sentido contrário para atenuar o fluxo magnético do imã permanente, são calculados os novos limites possíveis da corrente de quadratura e é alterado o seu valor, garantindo que ele esteja dentro desses limites.

Figura 9 – Sistema de controle de atenuação de fluxo baseado na comparação da tensão máxima e medida

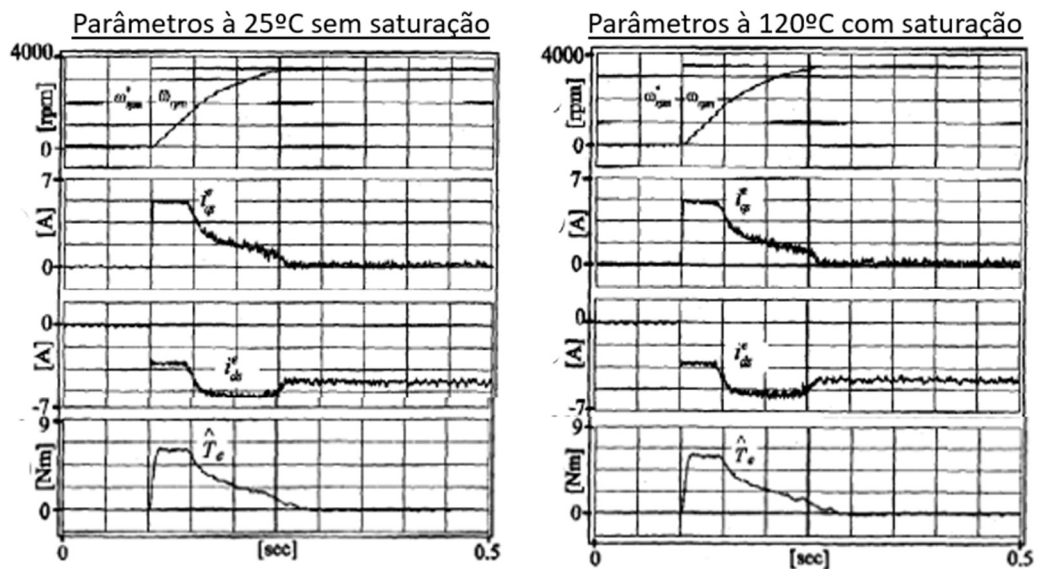


Fonte: Kim e Sul, 1997.

Para exemplificar um dos pontos onde este algoritmo de controle destoa de outros, foi escolhido para comparação o método de atenuação de fluxo magnético apresentado por Janhs (1987). Como já discutido, tal método consiste em verificar o erro entre as correntes de eixo direto definida e medida. A partir deste erro é alterado o valor da corrente de quadratura de maneira que ambas as correntes estejam dentro de um limite de operação definido por um modelo de circuito equivalente que depende de parâmetros construtivos do motor, tendo as suas reatâncias como exemplo. De maneira distinta, e ao mesmo tempo sendo a questão substancial desta comparação, o algoritmo de Kim e Sul (1997) estipula o limite de operação somente a partir da tensão máxima disponível pelo inversor, independentemente de parâmetros construtivos de um motor síncrono de imã permanente.

A grande importância de não depender de parâmetros construtivos do motor é poder manter o controle da operação e da atenuação de fluxo magnéticos em casos, por exemplo, da saturação desses parâmetros devido à altas temperaturas. Como visto em (SEBASTIAN, 1995), o fluxo magnético concatenado proveniente dos ímãs permanentes e a resistência do estator apresentam um comportamento não linear em temperaturas muito elevadas. Posto isto, enxerga-se facilmente o benefício de utilizar o algoritmo elaborado por Kim e Sul (1997) na Figura 10. Pode-se ver que o resultado do controle à 120 °C, temperatura em que ocorre a saturação de parâmetros, se mantém extremamente próximo ao caso que não há saturação. Outro fator importante é que ademais das vantagens citadas, o sistema de controle transita suavemente e automaticamente entre a operação sem e com atenuação de fluxo magnético, dispensando a necessidade de qualquer tipo de intervenção adicional.

Figura 10 – Série de curvas medidas durante o teste do algoritmo de atenuação de fluxo magnético proposto com o motor à 25 °C e à 120 °C



Fonte: Kim e Sul, 1997

Deve ser enfatizado que o método de atenuação de fluxo via controle vetorial e suas variações já é algo consolidado na operação e simulação de máquinas elétricas. Vale citar como exemplo o fato de já existir um módulo pronto de atenuação de fluxo magnético via controle vetorial disponível em uma das bibliotecas do software *Simulink* da empresa *Mathworks*.

Este método será mais bem abordado e descrito analiticamente no capítulo 3 deste trabalho.

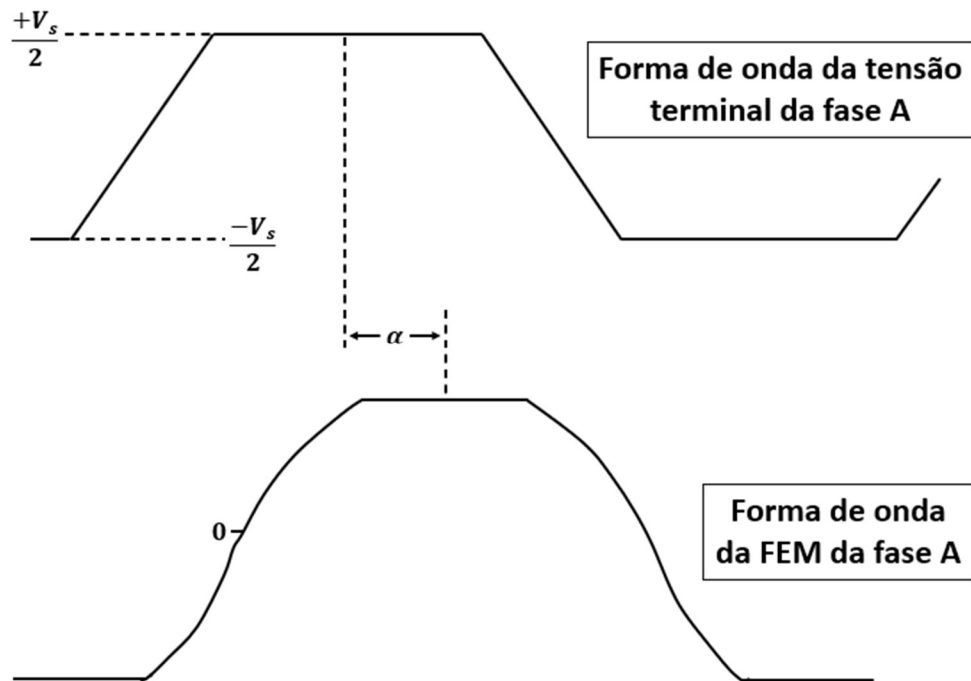
2.2. ATENUAÇÃO VIA ÂNGULO DE AVANÇO DE TENSÃO (MÉTODO ELÉTRICO)

Devido às suas características de projeto, um motor denominado BLDC possui uma FEM trapezoidal, sendo assim necessário uma corrente de estator retangular para produzir torque elétrico constante (PILLAY e KRISHNAN, 1989). Como consequência, as indutâncias internas do motor não variam de maneira senoidal com o ângulo do rotor, tornando indispensável incluir uma análise de Fourier relativamente trabalhosa para representar o modelo de acionamento do motor a partir das coordenadas dq da típica Transformada de Park (CHAN, JIANG, *et al.*, 1995). Pillay e Krishnan (1989) propuseram em seu trabalho o acionamento e controle de um motor BLDC utilizando curvas lineares para gerar a FEM de acordo com a posição do rotor. Em (CHAPMAN, SUDHOFF e WHITCOMB, 1999) foi apresentado um sistema de acionamento baseado na aplicação de um modelo de valores médios não lineares (*Nonlinear Average Value Model*) por meio de uma análise de múltiplas referências (*Multiple reference frame*). Entretanto, é necessária uma matemática complexa ao levar em consideração o conteúdo harmônico das tensões e correntes.

Consideradas as dificuldades apresentadas acima tratando-se do modelo de um motor BLDC, a atenuação de fluxo magnético via controle vetorial não é atrativa para operar esse tipo de máquina elétrica em altas velocidades. Um artifício diferente de atenuação de fluxo foi desenvolvido por Jahns (1984), onde a partir de um ângulo de defasagem entre a tensão de saída do inversor e a FEM é possível estender a faixa de velocidade na área denominada de potência constante.

Como já comentado, as formas de ondas de um motor do tipo BLDC são trapezoidais, conforme representação da Figura 11. Observa-se que é considerado um ângulo α de defasagem entre a tensão de saída do inversor e a FEM. Em operações na área chamada de torque constante, onde a velocidade não excede o seu valor nominal, o valor de α tende a ser mantido zerado, deixando ambas as formas de onda totalmente em fase uma com a outra e atingindo o maior valor de torque/corrente (JAHNS, 1984).

Figura 11 – Típicas formas de onda da FEM e da tensão de terminal de um motor BLDC, com um ângulo de defasagem α entre elas

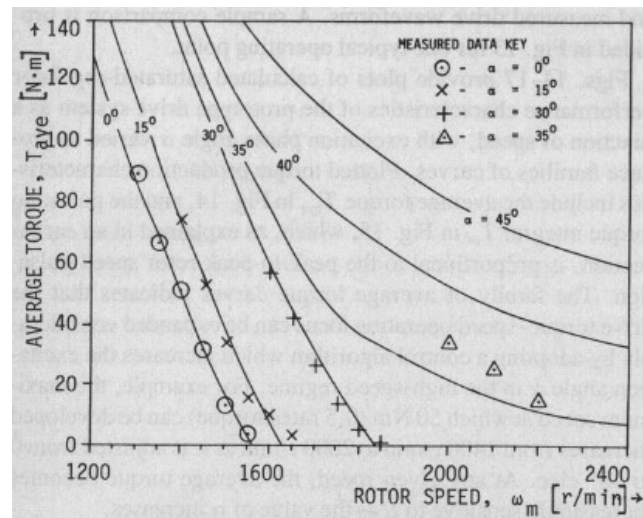


Fonte: O autor, baseado em Janhs, 1984.

Em uma situação de saturação, devido ao aumento da FEM com a velocidade, a magnitude da tensão terminal do motor atinge o mesmo valor que a tensão de saída do inversor de frequência que o aciona. Nesse caso, não há uma diferença de potencial entre a tensão de alimentação e os terminais da máquina, e conseqüentemente não há corrente alimentando o motor. Sendo assim, é impraticável proporcionar mais torque perante tal estado de saturação, prejudicando a operação em velocidades acima da nominal.

A ideia por trás do método de atenuação via ângulo de avanço de tensão, como já sugere o nome, é avançar a tensão de terminal do motor em um ângulo de avanço α de modo a defasar as formas de onda, evitar a saturação e possibilitar a passagem de corrente. A Figura 12 presente no trabalho de Jahns (1984) contém curvas do torque médio de um motor BLDC em função da sua velocidade e do ângulo de avanço α . Nota-se que existe uma tendência clara de aumento do torque médio com o aumento de α .

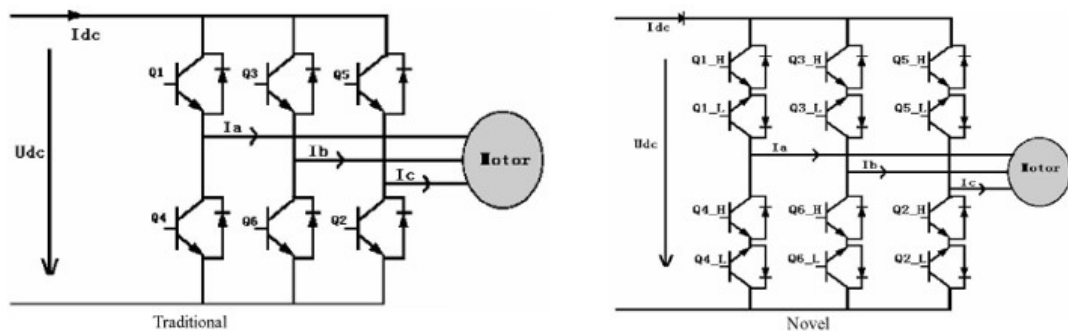
Figura 12 – Curvas do torque médio em função da velocidade do rotor e do ângulo de avanço α de um motor BLDC



Fonte: Janhs, 1984.

O mesmo método é aplicado por Rong, Weiguo e Xiangyang (2007), entretanto com uma variação na topologia do circuito de acionamento. Na Figura 13 pode-se ver lado a lado a topologia tradicional de acionamento e o conceito proposto.

Figura 13 – Topologias tradicional (esquerda) e proposta (direita) de um circuito de acionamento de motores BLDC.



Fonte: Rong, Weiguo e Xiangyang, 2007.

Com a inclusão de fontes chaveadas idênticas, mas com conexões contrárias às existentes, eliminou-se correntes que fluem pelos diodos de *free-wheeling* quando em operação

de atenuação de fluxo magnético na topologia tradicional, e acabam gerando torque reverso (RONG, WEIGUO e XIANGYANG, 2007). Deste modo estendeu-se em aproximadamente 60% a velocidade máxima de operação do motor BLDC.

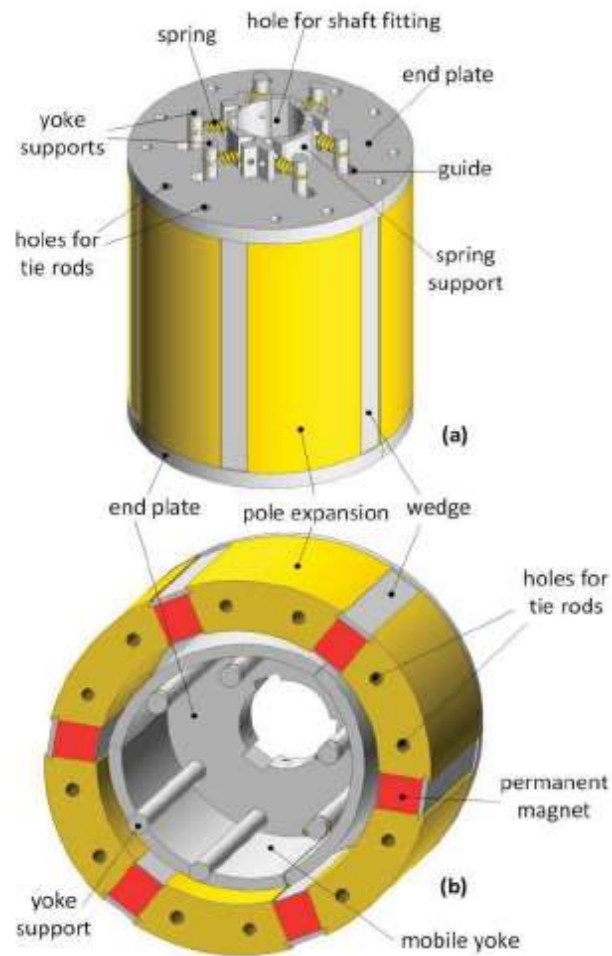
2.3. MÉTODOS MECÂNICOS DE ATENUAÇÃO DE FLUXO MAGNÉTICO

No início do capítulo, foi adotada a conduta de dividir os métodos de atenuação de fluxo entre métodos elétricos e métodos mecânicos, sendo que no primeiro tipo variáveis elétricas são manipuladas para conseguir realizar a atenuação de fluxo magnético, e no segundo são alteradas características mecânicas da máquina elétrica de ímãs permanentes. Esta seção tem como objetivo apresentar artifícios mecânicos de atenuação de fluxo magnético já presentes na literatura.

Tratando-se de métodos de atenuação de fluxo magnético via artifícios mecânicos, grande parte dos estudos presentes na literatura utilizam da rotação dos rotores e consequentemente da força centrífuga resultante como o alicerce das suas propostas de estudo (KREBS e DANIEL, 2012), (LI e LI, 2015) (MA, SANADA, *et al.*, 1999). Em (TESSAROLO, MEZZAROBBA e MENIS, 2015), foi desenvolvido um dispositivo interno ao rotor com molas atreladas à placa de fixação de eixo, como se pode ver na Figura 14. O dispositivo funciona de tal modo que, com o aumento da velocidade do motor, a força centrífuga resultante começa a aumentar até um ponto que o balanço de forças favorece o deslocamento de placas internas construídas de material ferromagnético. Tais placas estão atreladas por meio de molas às placas do eixo posicionadas nas extremidades do rotor. Uma vez que, devido à resultante centrífuga, essas placas móveis se mexam, elas se deslocam radialmente até atingir um ponto máximo onde há o contato entre a placa móvel e os ímãs permanentes, visto na Figura 15 (b).

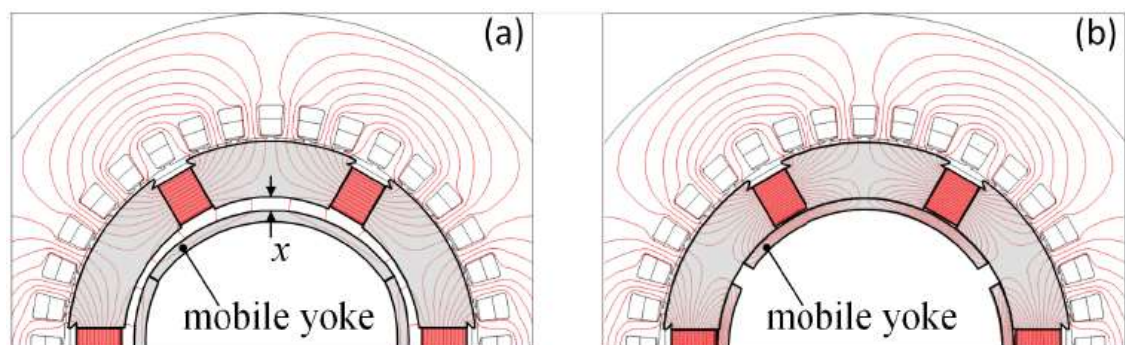
O sistema mecânico descrito acima é completamente passivo, tornando-o um ótimo método de atenuação de fluxo magnético. O movimento realizado pelas placas móveis, incluindo o contato direto entre placas e ímãs, possibilita a fuga de fluxo magnético por um caminho com uma maior permeabilidade magnética que o caminho do entreferro, uma vez que as placas são confeccionadas de material ferromagnético. Esse desvio de fluxo magnético diminui a densidade de fluxo total presente no entreferro e consequentemente atenua o fluxo magnético também responsável pelo aumento de tensão em altas velocidades.

Figura 14 – Rotor proposto com dispositivo mecânico interno de atenuação de fluxo magnético fixado na placa de fixação do eixo por molas



Fonte: Tessarolo, Mezzarobba e Menis, 2015.

Figura 15 – Representação com método dos elementos finitos da operação do rotor em velocidades abaixo da nominal (a) e em altas velocidades (b), onde há a fuga de fluxo magnético devido ao deslocamento do dispositivo de atenuação



Fonte: Tessarolo, Mezzarobba e Menis, 2015.

Para calcular o balanço de forças do sistema mecânico proposto, foi considerada a equação diferencial abaixo, à qual representa o deslocamento radial das placas móveis pela influência de forças resultantes de caráter magnético, centrífugo e elástico:

$$m \frac{d^2 (d - x)}{dt^2} = -m \frac{d^2 x}{dt^2} = F_m + F_c - F_e \quad [8]$$

Sendo:

- m, d e x a massa das placas internas em quilogramas (kg), máxima distâncias entre as placas e o rotor em metros (m), e a distância entre as placas e o rotor em metros (m), respectivamente;
- F_m, F_c e F_e a força magnética resultante do campo magnético entre as placas e o rotor em newtons (N), força centrífuga que depende da rotação mecânica do rotor em newtons (N), e a força elástica exercida pelas molas em newtons (N), respectivamente.

É importante ressaltar que a força centrífuga F_c depende diretamente do quadrado da velocidade angular do rotor (TESSAROLO, MEZZAROBBA e MENIS, 2015), e esse é o ponto chave deste método mecânico de atenuação de fluxo magnético. A partir da velocidade nominal do motor, dimensiona-se as molas com uma constante elástica que resulte no deslocamento das placas móveis somente quando a velocidade nominal começar a ser ultrapassada, reforçando o vantajoso comportamento passivo deste método.

Uma desvantagem que pode ser apontada é a complexidade de calcular os valores da força magnética F_m , que representa a atração magnética entre as placas móveis e o rotor, resultante do campo magnético entre as partes. Estes valores dependem das correntes de quadratura e de eixo direto (TESSAROLO, MEZZAROBBA e MENIS, 2015), assim como da distância entre as placas móveis e o rotor. Por consequência, para estimar o comportamento de F_m considerando a variação dos parâmetros que a influenciam, necessitou-se utilizar interpolações polinomiais via método dos elementos finitos (MEF).

A fim de analisar de forma prática a proposta de atenuação de fluxo magnético representada na Figura 14 e Figura 15, testes de bancada foram realizados com um protótipo comparando a operação com e sem o novo sistema de atenuação de fluxo. O primeiro ponto que deve ser enfatizado é a importância desse tipo de método para evitar uma possível desmagnetização dos ímãs permanentes. Uma vez que ele também realiza a atenuação de fluxo de maneira mecânica, diminui-se a magnitude da corrente contrária de eixo direto, a qual é responsável pelo risco de desmagnetização dos ímãs (SARIKHANI e MOHAMMED, 2012).

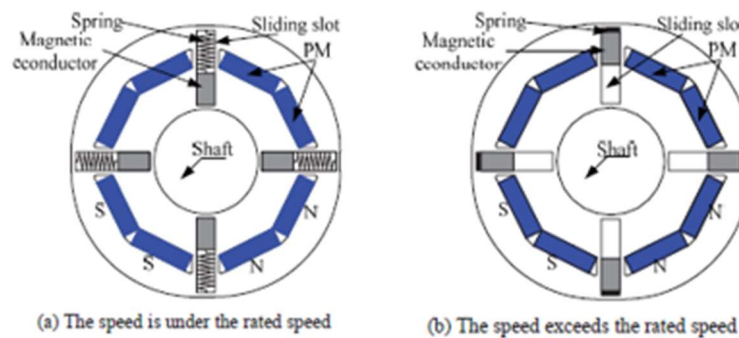
Como segunda conclusão pode-se citar que foram apresentados resultados tratando-se do consumo de corrente por fase e perdas nos enrolamentos. O mesmo motor, a uma velocidade de 2000 RPM, consome metade da corrente por fase quando utilizado o método mecânico de atenuação de fluxo magnético proposto, ao invés da típica atenuação via controle vetorial (TESSAROLO, MEZZAROBBA e MENIS, 2015). Este fator em particular apresenta um excelente ganho quando analisada a eficiência energética do sistema.

Ainda se tratando de uma atenuação de fluxo magnético associada à aceleração centrífuga do rotor, os trabalhos de Li e Li (2015), e Ma, Sanada, *et al* (1999) propõem artifícios de atenuação de fluxo que também dependem do deslocamento de materiais inseridos no rotor. Na proposta de Li e Li (2015), apresentada na Figura 16, são inseridos entre os polos do rotor pequenos blocos de materiais com alta permeabilidade magnética. Esses blocos são retidos por molas que os pressionam no sentido do centro do rotor, exercendo uma força contrária à resultante centrífuga. O funcionamento do mecanismo ocorre de modo que após o rotor atingir determinada rotação nominal, a força centrífuga, diretamente proporcional à velocidade angular do rotor, atinge um ponto onde o balanço de forças favorece o deslocamento radial dos blocos. Devido à essa alteração de posição e sabendo-se que os blocos são constituídos de materiais com permeabilidade magnética acima da do ar, parte do fluxo magnético proveniente dos ímãs permanentes que percorreria o entreferro começa gradativamente a passar pelos blocos magnéticos, aumentando à medida que eles se aproximam da extremidade. Esse novo trajeto se dá em decorrência da alteração das indutâncias do rotor (LI e LI, 2015), e diminui a taxa do fluxo total proveniente dos ímãs permanentes que realmente percorre o entreferro e participa do aumento da tensão.

Simulações via MEF foram feitas considerando a nova topologia de atenuação de fluxo junto da atenuação via controle vetorial, e foi possível operar o motor em velocidades três vezes acima da nominal (LI e LI, 2015). Apesar de não ser apresentada uma comparação entre a

operação somente com a atenuação via controle vetorial e os dois métodos juntos, cabe reforçar que uma vantagem desse tipo de sistema mecânico que correlaciona fuga de fluxo magnético com a velocidade do motor é o fato dele funcionar de maneira passiva. Entretanto, essa característica depende totalmente de calcular o balanço de forças corretamente. Diferente do desenvolvimento apresentado por Tassarolo, Mezzarobba e Menis (2015), neste trabalho não foi considerado no balanço de forças a atração magnética entre os blocos e o rotor, o que impacta na definição correta da constante elástica da mola para uma operação adequada.

Figura 16 – Mecanismo de deslocamento de condutor magnético para atenuação de fluxo magnético abaixo da velocidade nominal (a) e acima da velocidade nominal (b)



Fonte: Li e Li, 2015.

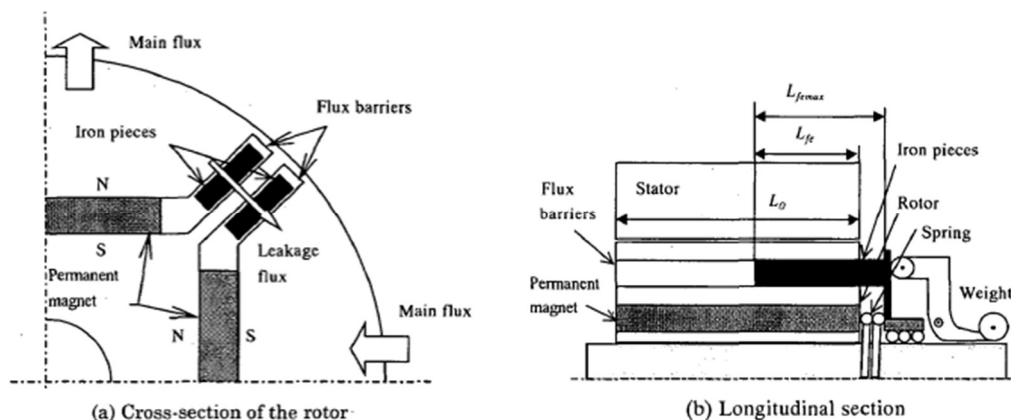
Similar ao trabalho de Li e Li (2015), Ma, Sanada, *et al* (1999) também apresentaram uma solução de atenuação de fluxo magnético trabalhando com molas, materiais magnéticos móveis, e os seus deslocamentos a partir da resultante centrífuga. No entanto, como ilustrado na Figura 17, o mecanismo proposto é diferente, pois ao invés de deslizar um bloco magnético radialmente que criará um caminho de fuga de fluxo magnético, foi desenvolvido um dispositivo que insere um pedaço de ferro no sentido do comprimento do rotor cujo objetivo também é criar um caminho de fuga para o fluxo magnético.

Tal sistema mecânico responsável por auxiliar na atenuação de fluxo funciona de modo que após o rotor atingir determinada rotação, a força centrífuga aumenta a um ponto onde o balanço de forças resulta na inserção dos pedaços de ferro. Esse movimento continua na medida que a velocidade vai aumentando seguindo uma taxa de inserção, ou seja, quanto maior a velocidade, maior o comprimento do pedaço inserido no rotor. Uma vez que a inserção começa,

parte do fluxo magnético proveniente dos ímãs permanentes que percorreria o entreferro passa pelos pedaços de ferro (MA, SANADA, *et al.*, 1999), realizando o processo de atenuação de fluxo magnético.

A taxa de inserção é um parâmetro de projeto do sistema que deve ser definido previamente, e o seu valor impacta na performance do motor (MA, SANADA, *et al.*, 1999). Ela representa o quanto do comprimento será inserido por acréscimo de velocidade, medida em milímetros/RPM. Posto isso, deve-se frisar que além da definição correta dessa constante influenciar na performance do motor, ela é de extrema importância para estipular a constante elástica da mola que será utilizada no mecanismo. Uma suposta automatização do mecanismo proposto pode ser uma solução para evitar a dependência de molas e, portanto, de uma constante de inserção, entretanto o artifício perderia a vantagem de ser um método passivo e totalmente mecânico de atenuação de fluxo magnético.

Figura 17 – Vista transversal (a) e longitudinal (b) de um mecanismo de atenuação de fluxo magnético via deslocamento de pedaços de ferro e molas



Fonte: Ma, Sanada, *et al.*, 1999.

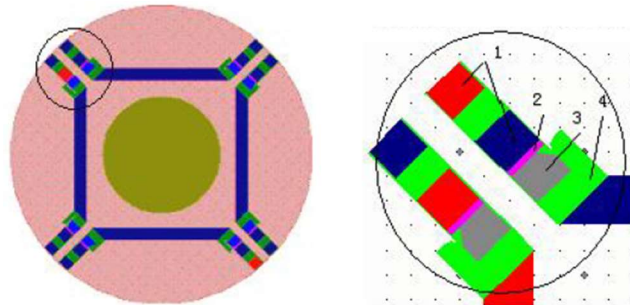
Nesta proposta da Figura 17 a magnitude da atenuação de fluxo magnético depende diretamente do comprimento do pedaço de ferro inserido. Caso esse procedimento ainda não tenha ocorrido, a fuga de fluxo magnético pelos pedaços de ferro é nula e a única atenuação de fluxo magnético é proveniente do método via injeção de corrente contrária de eixo direto. Já quando todo o comprimento possível dos pedaços está inserido, o método mecânico de atenuação de fluxo atinge seu potencial máximo. A partir de testes de bancada e simulações, foram apresentados resultados desse método, incluindo a influência do comprimento inserido

dos pedaços de ferro. Dentre esses resultados pode-se citar uma série de pontos extremamente vantajosos em utilizar adicionalmente o artifício proposto ao invés de somente o método tradicional via controle vetorial (MA, SANADA, *et al.*, 1999). Entre eles temos: maior torque; potência e fator de potência em altas velocidades; menor consumo de corrente de eixo direto.

Também trabalhando com o conceito de fuga de fluxo magnético relacionada à resultante centrífuga, Baoquan, Chunyan e Shukang (2005) propuseram um método, ilustrado na Figura 18, composto por pequenos ímãs com polaridades opostas e um material condutor magnético. Esse esquema elaborado para atenuar o fluxo magnético funciona com o princípio já citado de balanço de forças, onde o mecanismo sai do repouso uma vez que a resultante centrífuga ultrapasse as demais forças atuantes no sistema. Entretanto, diferente dos métodos já comentados onde a principal força que se opõe à resultante centrífuga é proveniente de uma mola, nessa proposta essa força contrária a ser vencida é proveniente da repulsão magnética dos pequenos ímãs com polaridades contrárias.

A operação do artifício ocorre de modo que, até o motor atingir a sua velocidade nominal, o par de pequenos ímãs com polaridades opostas estão a uma distância que mantém o pequeno pedaço de material magnético em sua posição inicial, uma vez que um dos ímãs está encostado em uma pequena folha não magnética atrelada ao pedaço de material magnético. Este material possui uma permeabilidade magnética que favorece a passagem de fluxo magnético por ele, entretanto, como ele está envolto de ar em sua posição inicial, não ocorre fuga de fluxo magnético. Esta posição inicial é garantida pela força de repulsão magnética entre ambos os ímãs, e, uma vez que a velocidade do motor supere a velocidade nominal, o balanço de forças favorece o movimento do material magnético radialmente em direção à extremidade do rotor. Nesse deslocamento, o pedaço de material magnético passa a deixar de estar rodeado por uma camada de ar e acaba se tornando um caminho para parte do fluxo magnético proveniente dos ímãs permanentes. A densidade de fluxo magnético no pedaço de material magnético aumenta na medida que a distância entre os dois pequenos ímãs diminui (BAOQUAN, CHUNYAN e SHUKANG, 2005), ou seja, quanto mais o material magnético se afasta da sua posição inicial, maior é a atenuação de fluxo magnético devido à redução da densidade de fluxo magnético no entreferro.

Figura 18 – Rotor com sistema magnético de atenuação de fluxo, composto por ímãs com polaridades opostas (1), folha de condutor não-magnético (2), material condutor magnético (3) e ar (4)



Fonte: Baoquan, Chunyan e Shukang, 2005.

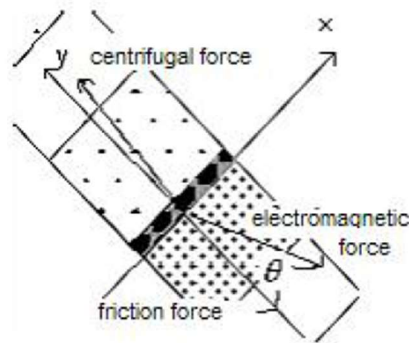
Representado pela Equação 9 e ilustrado na Figura 19, o balanço de forças feito no trabalho de Baoquan, Chunyan e Shukang (2005) considera a força de repulsão magnética entre os dois pequenos pedaços de ímã, a resultante centrífuga e o atrito, sempre contrário ao movimento, entre o pedaço de material magnético e as paredes da ranhura onde ele se encontra. É pertinente ressaltar que, a fim de refletir a real operação do motor e conseqüentemente do artifício proposto de atenuação de fluxo, modelou-se o sistema de modo a considerar e atender tanto o processo de aceleração quanto o de desaceleração do motor. Abaixo tem-se o equacionamento do movimento de aceleração:

$$F_{cen} \cos 4,4 = F_{fri} + F_{em} \cos \theta \quad [9]$$

Sendo:

- θ o ângulo entre a força eletromagnética e a direção de movimento da força eletromagnética em graus ($^{\circ}$);
- F_{cen} , F_{fri} e F_{em} a força centrífuga, força de atrito e força eletromagnética em newtons (N), respectivamente.

Figura 19 – Diagrama de forças exercidas sobre o ímã atenuador de fluxo durante a aceleração do rotor



Fonte: Baoquan, Chunyan e Shukang, 2005.

A partir de simulações realizadas via MEF, o alcance de velocidade de um motor utilizando este método de atenuação de fluxo foi aumentado em 2,43 vezes a sua velocidade nominal (BAOQUAN, CHUNYAN e SHUKANG, 2005). Complementarmente, há um fato positivo que difere este artifício de outros métodos mecânicos de atenuação de fluxo magnético. O fato de não depender de molas faz com que as forças aplicadas no sistema composto pelos pequenos ímãs e o pedaço de material magnético não terem contato direto com eles. Desta forma evitam-se desgastes mecânicos de operação e conseqüentemente manutenções subseqüentes.

Em (BAOQUAN, CHUNYAN e SHUKANG, 2011) os autores igualmente usufruem da força centrífuga para atenuar o fluxo magnético, entretanto dessa vez o conceito é deslocar os próprios ímãs permanentes embutidos para uma região cujo material do rotor possui uma relutância magnética mais elevada. Na medida que a força centrífuga aumenta a ponto de deslocar o ímã permanente em direção à extremidade do rotor, o fluxo magnético efetivo proveniente deles diminui. Isso ocorre, pois, como ilustrado na Figura 20, os materiais do rotor em formato triangular que rodeiam as extremidades das ranhuras onde os ímãs permanentes são posicionados têm uma relutância magnética mais elevada, conseqüentemente uma menor permeabilidade magnética que diminui a passagem de fluxo magnético pelo entreferro (BAOQUAN, CHUNYAN e SHUKANG, 2011).

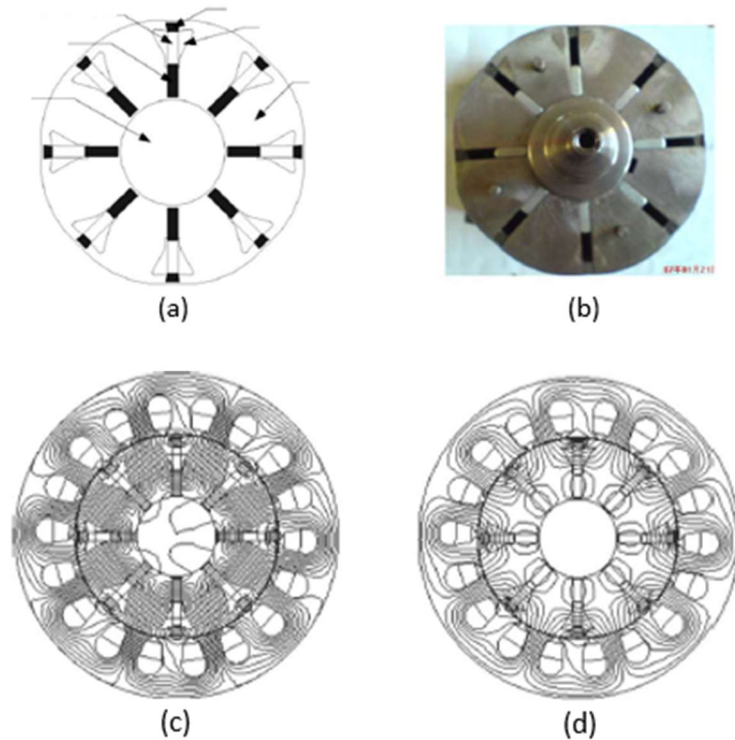
Tratando-se do balanço de forças, os ímãs permanentes só começam a se movimentar uma vez que a resultante centrífuga ultrapassa as demais forças opostas. Nesse caso em específico, a principal força que se opõe à resultante centrífuga é a repulsão magnética proveniente de ímãs secundários, os quais são posicionados propositalmente nas extremidades

das mesmas ranhuras que os ímãs permanentes estão inseridos e amortecem o contato dos ímãs permanentes no seu deslocamento máximo. Adicionalmente, é feita uma análise de balanço de forças baseada na distância entre os ímãs permanentes e as paredes internas das ranhuras onde eles estão posicionados. A partir desta análise, conclui-se que quando considerado que o ímã permanente está centralizado horizontalmente na ranhura, a resultante da repulsão magnética aponta exatamente na direção do centro do rotor, também podendo-se desconsiderar a força de atrito contrária ao movimento. Entretanto, ao considerar que o ímã pode estar descentralizado, a direção da resultante da repulsão magnética começa a mudar de acordo com a distância entre o ímã permanente e a parede interna (BAOQUAN, CHUNYAN e SHUKANG, 2011). Quanto menor for essa distância, maior a mudança de direção pelo fato de os ímãs permanentes não estarem corretamente centralizados com os ímãs auxiliares responsáveis pela repulsão magnética. Além da mudança de direção da resultante magnética diminuir a força que efetivamente aponta na direção do centro do rotor e se opõe à resultante centrífuga, começa a ser necessário considerar no balanço de forças o atrito contrário ao movimento.

Ainda falando das forças atuantes nos ímãs permanentes, é de interesse para o tema citar que no trabalho em análise foi calculada a influência da força gravitacional no balanço de forças. Pelo fato de, nesse caso, a força gravitacional constituir um valor de apenas 1,52 % de toda a resultante magnética do sistema, não se hesitou em desprezá-la.

Com o objetivo de comprovar a aplicabilidade do conceito proposto, Baoquan, Chunyan e Shukang (2011) construíram um protótipo e realizaram testes de bancada. Dentre os resultados apresentados, deve-se pontuar que o mais importante foi o fato de o protótipo ter conseguido atingir de maneira totalmente passiva, ou seja, sem nenhum recurso adicional de atenuação de fluxo, velocidades até 2,3 vezes a sua velocidade nominal. Esse alcance de velocidade de maneira passiva é satisfatório, pois, ao independer de métodos elétricos de atenuação de fluxo, evita-se perdas de eficiência em razão da injeção de corrente contrária de eixo direto.

Figura 20 – Esquema do mecanismo de atenuação de fluxo do rotor (a), protótipo construído (b), simulação de elementos finitos com o motor operando sem carga e abaixo da velocidade nominal e sem atenuação de fluxo (c) e simulação de elementos finitos com o motor operando em velocidade máxima e com atenuação de fluxo (d)



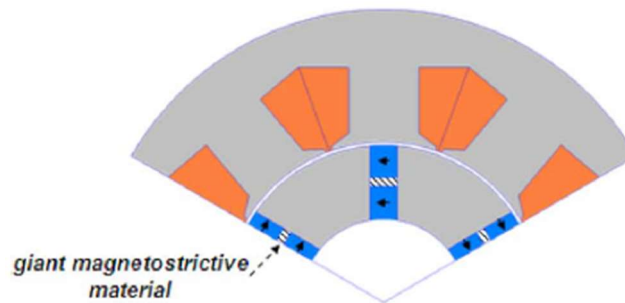
Fonte: Baoquan, Chunyan e Shukang, 2011.

Outra solução apresentada na literatura que faz uso do movimento rotativo do motor para atenuar o fluxo magnético é encontrada em (KREBS e DANIEL, 2012). Neste trabalho utilizam-se materiais magnetostrictivos gigantes cuja característica é de modificar as suas dimensões mediante um campo magnético externo ou, reciprocamente, alterar a sua permeabilidade magnética uma vez submetido à algum tipo de estresse mecânico (VUKOSAVIC, 2013).

O conceito de atenuação de fluxo magnético funciona de modo que, no projeto do motor ilustrado na Figura 21, são posicionados materiais magnetostrictivos gigantes entre cada par de ímãs permanentes que representam um polo do rotor. Em repouso, os pares de ímãs permanentes estão prensando os pedaços de material magnetostrictivo gigante, resultando na máxima força de compressão à qual eles são submetidos durante a operação do motor. O efeito do estresse mecânico derivado da compressão em parâmetros magnéticos varia de acordo com o material (CULLITY e GRAHAM, 2009). Levando isso em consideração, Krebs e Daniel

(2012) utilizaram uma liga magnetostrictiva chamada de Terfenol-D¹, cuja permeabilidade magnética diminui na medida que o material é comprimido. Sendo assim, em repouso e durante baixas velocidades, a permeabilidade magnética dos pedaços de material magnetostrictivo gigante atinge seus menores patamares. Na medida que a rotação do rotor vai aumentando, o estresse mecânico sofrido pelos pedaços diminui devido ao aumento da resultante centrífuga presente no sistema (KREBS e DANIEL, 2012), à qual alivia a compressão nestes pedaços. Uma vez que a permeabilidade magnética do Terfenol-D aumenta com a redução da resultante de compressão, essa variação faz com que parte do fluxo magnético percorra pelos pedaços de material magnetostrictivo gigante, ao invés de passar pelo entreferro.

Figura 21 - Materiais magnetostrictivos gigantes posicionados entre os ímãs permanentes



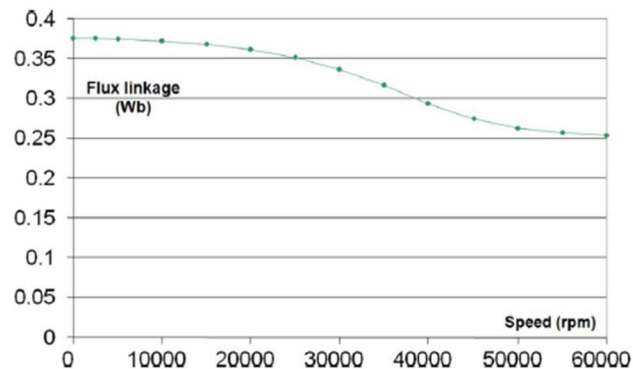
Fonte: Krebs e Daniel, 2012.

A atenuação de fluxo magnético proveniente deste método está sujeita à não-linearidade da curva magnetostrictiva do Terfenol-D, resultando na variação da permeabilidade magnética em relação à força de compressão de maneira não linear. Este comportamento pode ser visualizado na Figura 22, onde vemos em velocidades iniciais valores quase constantes do fluxo concatenado em uma bobina, seguido de uma redução considerável deste fluxo, e terminando novamente com uma área próxima à saturação. É relevante apontar que o fato de a atenuação de fluxo magnético ocorrer desde a partida do motor até a sua velocidade máxima pode afetar negativamente a sua eficiência e diverge de outros métodos de atenuação de fluxo, tanto elétricos quanto mecânicos (KIM e SUL, 1997), (TESSAROLO, MEZZAROBBA e MENIS, 2015), (LI e LI, 2015). Essa diferença existe, pois, nesses métodos a atenuação começa efetivamente só a partir de uma determinada velocidade, momento em que um sistema de

¹ Terfenol D é uma sigla, significando as iniciais dos seus compostos químicos e do laboratório onde foi inicialmente desenvolvido – **TER**bio, **FE**rro, **NA**val **OR**dnance **L**aboratory - **DI**sprósio

controle identifica a necessidade de atenuação de fluxo ou a inércia de algum mecanismo é vencida.

Figura 22 – Variação do fluxo concatenado de uma bobina com a velocidade a partir da atenuação de fluxo via materiais magnetostrictivos gigantes



Fonte: Krebs e Daniel, 2012.

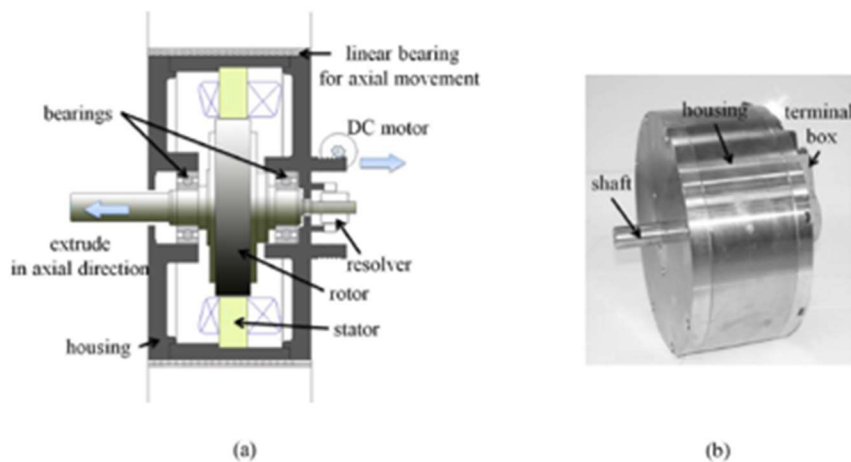
Para calcular o balanço de forças aplicadas nos pedaços de material magnetostrictivo gigante e relacionar os seus comportamentos magnetostrictivos com o campo magnético e a variação da resultante centrífuga, necessitou-se, via MEF, realizar uma série de iterações com equações provenientes de leis mecânicas e magnéticas (KREBS e DANIEL, 2012). Conseqüentemente, deve-se ressaltar a complexidade matemática presente no conceito deste método de atenuação de fluxo magnético.

Pontuando-se os resultados, o método proposto atende a proposta de atenuação de fluxo magnético sem a necessidade de outro artifício, comprovando também o comportamento característico dos materiais magnetostrictivos gigantes. Entretanto, vale comentar que o estudo se limitou a utilizar ímãs permanentes com baixa densidade de fluxo magnético remanescente. Essa restrição impacta a potência máxima de projeto do motor, mas é necessária para evitar a saturação dos pedaços de material magnetostrictivo gigante (KREBS e DANIEL, 2012).

Diferente dos métodos mecânicos de atenuação de fluxo exemplificados acima onde utiliza-se da força centrífuga resultante da rotação do rotor, o trabalho de Kim (2012) propõe uma solução baseada no deslocamento axial do estator em relação ao rotor. O funcionamento do método de atenuação ocorre de modo que o motor busca o maior torque por ampere possível, controle conhecido como MTPA (*Maximum Torque per Ampere*) (LI e WANG, 2019), durante

toda a sua operação. Contudo, no instante em que a velocidade do motor ultrapassa o seu valor nominal, o algoritmo de controle estipula a partir do fluxo concatenado o deslocamento axial necessário entre o rotor e o estator para diminuir a área efetiva do entreferro enquanto ainda é aplicado o conceito MTPA. O valor do fluxo concatenado varia de acordo com o a área do entreferro e é extraído de uma tabela previamente calculada via MEF. Sendo assim, a partir desse distanciamento axial do rotor em relação ao estator, diminui-se o fluxo concatenado e, conseqüentemente, é mantida a FEM com o aumento da velocidade (KIM, 2012). A Figura 23 apresenta o mecanismo proposto assim como o protótipo construído, onde, apesar de não ter sido descrito, entende-se que o estator é a parte deslocada axialmente por meio de um motor de corrente contínua e rolamentos lineares.

Figura 23 – Motor com dispositivo de atenuação de fluxo via deslocamento axial do rotor (a) e seu protótipo (b)



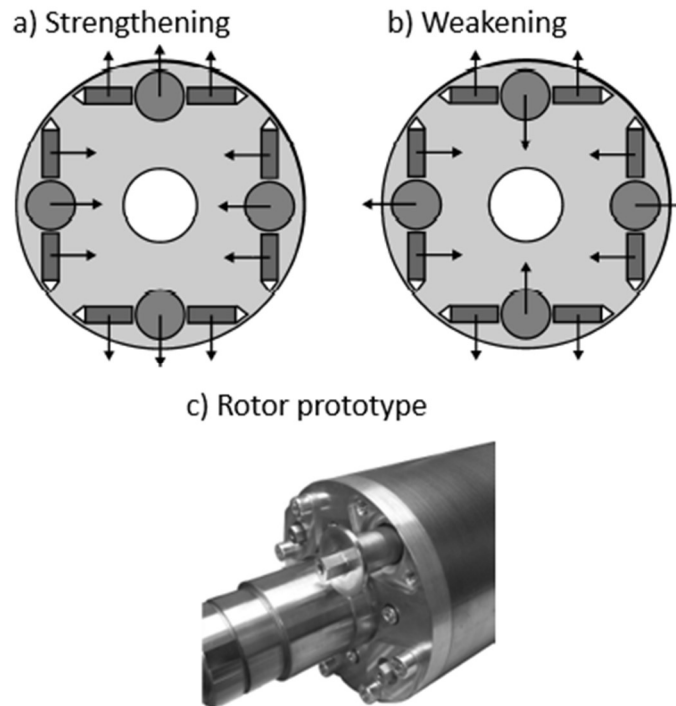
Fonte: Kim, 2012.

Aplicando esse conceito via deslocamento axial para atenuar o fluxo magnético, Kim (2012) realizou testes e fez uma comparação com o método de atenuação via controle vetorial. O novo método levou o motor a operar em até 6000 rpm, enquanto o método tradicional chegou somente a 4000 rpm. Este resultado comprova a capacidade do conceito proposto de exercer a sua função de atenuador de fluxo magnético a partir do decréscimo da área efetiva do entreferro. Entretanto, deve-se enaltecer o fato de que essa nova proposta depende de algum tipo de mecanismo extra para realizar o deslocamento, o qual certamente deve ser estudado dependendo da aplicação e acarretará custos adicionais de construção.

Um último método mecânico de atenuação de fluxo magnético a ser citado nesta dissertação foi proposto no artigo de Woehl-Bruhn, Canders e Domann (2010), no qual utiliza-se de ímãs permanentes cilíndricos e rotativos embutidos no rotor com o objetivo de aumentar o alcance de velocidade de um veículo totalmente elétrico ou híbrido.

Pode-se entender o mecanismo desenvolvido baseando-se na Figura 24, onde há um rotor de quatro polos com ímãs permanentes. Cada polo é composto por dois ímãs permanentes com seções transversais retangulares e um ímã permanente rotativo e cilíndrico. Operando-se o motor em velocidades até a velocidade nominal, os ímãs permanentes cilíndricos possuem sua polarização a favor do polo onde ele se encontra e contribuem com a totalidade do fluxo magnético que passa pelo entreferro. Uma vez que a velocidade ultrapasse a velocidade nominal, o processo de atenuação de fluxo deve começar a ocorrer, então rotaciona-se os ímãs cilíndricos de modo que a sua polaridade começa a mudar e o fluxo magnético que antes percorria o entreferro começa a deixar de contribuir com o fluxo concatenado total (WOEHL-BRUHN, CANDERS e DOMANN, 2010). Adicionalmente, parte do fluxo magnético derivado dos ímãs permanentes ao lado do ímã cilíndrico começa a passar pelo próprio ímã cilíndrico. É pertinente pontuar que o movimento de rotação dos ímãs cilíndricos é diretamente proporcional à atenuação de fluxo magnético. Ao iniciar esse movimento de rotação, a quantidade de fluxo magnético que deixa de passar pelo entreferro aumenta gradativamente até chegar no seu máximo, o qual ocorre quando o ímã cilíndrico está rotacionado em 180° e sua polaridade está totalmente contrária aos ímãs permanentes do polo no qual eles se encontram.

Figura 24 – Rotor com ímãs cilíndricos rotacionados a favor dos polos e operando em velocidades abaixo das nominais (a), contra os polos e operando acima da velocidade nominal no modo de atenuação de fluxo magnético (b), e o protótipo do rotor (c)



Fonte: Woehl-Bruhn, Canders e Domann, 2010.

Para obter resultados desse novo projeto, Woehl-Bruhn, Canders e Domann (2010) realizaram testes de banca com o protótipo construído. Nestes testes foi examinado o comportamento e o desempenho do motor na ausência de carga e variando os ângulos de rotação dos ímãs cilíndricos. Dentre os resultados obtidos, o principal, e que demonstra a capacidade de atenuação de fluxo magnético, é apresentado quando o motor está operando em 2000 rpm. Nessa velocidade, considerando-se a rotação máxima de 180° dos ímãs cilíndricos, a tensão terminal de pico é reduzida em até 55% sem utilizar qualquer outro método de atenuação de fluxo. No entanto, uma dificuldade encontrada no método proposto é como realizar o movimento de rotação enquanto o motor está em operação. Nos experimentos realizados, a rotação dos ímãs permanentes cilíndricos foi feita a partir de um dispositivo manual e com o motor totalmente inoperante, porém na prática isso é totalmente inviável. Dessa maneira, é de extrema importância para a utilização do método proposto estudar alguma maneira de realizar a rotação dos ímãs cilíndricos de forma automática e com o motor em operação.

Vale ressaltar que uma das análises de comportamento do motor demonstra que a variação do ângulo de rotação dos ímãs permanentes cilíndricos impacta no ângulo ótimo da corrente quando aplicada a estratégia de controle MTPA (WOEHL-BRUHN, CANDERS e DOMANN, 2010). Em consequência disso, a rotação dos ímãs cilíndricos deve ser levada em consideração na hora de definir os parâmetros utilizados neste tipo de controle que visa o máximo torque por ampere.

2.4. DESMAGNETIZAÇÃO DE ÍMÃS PERMANENTES EM MÁQUINAS ELÉTRICAS

A partir do conceito aprofundado no APÊNDICE A deste trabalho, sabe-se que a densidade de fluxo remanescente de um ímã permanente é o um dos principais parâmetros que o define. Se exposto a temperaturas muito extremas ou campos magnéticos contrários, um ímã permanente pode sofrer desmagnetização reversível ou não (VUKOSAVIC, 2013), impactando no seu desempenho.

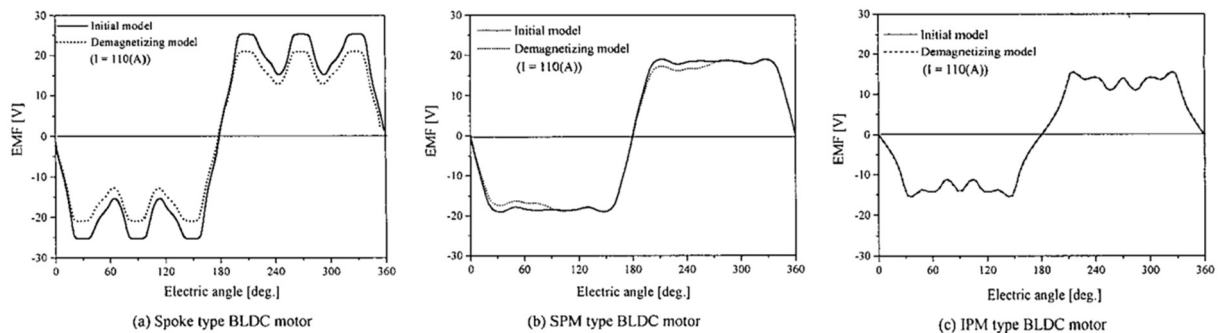
No caso de máquinas elétricas, o risco de desmagnetização dos seus ímãs permanentes deve ser levado em consideração tanto na fase de projeto, quanto na sua operação. Posto isto, esta seção visa apresentar trabalhos presentes na literatura relacionados à desmagnetização de ímãs permanentes em máquinas elétricas.

Quando feita a análise de artigos já existentes que tratam da desmagnetização de ímãs permanentes em máquinas elétricas, nota-se que eles têm como principal tema a influência da topologia da máquina com o risco de desmagnetização dos ímãs (SANADA, INOUE e MORIMOTO, 2011), (DONG, HUANG, *et al.*, 2016), (XING, WANG, *et al.*, 2010). Em (KANG, HUR, *et al.*, 2003) os autores propõem uma comparação de desmagnetização entre três tipos de topologias de um motor BLDC. Estas topologias são: Ímãs permanentes superficiais, internos, e internos do tipo *spoke*.

A fim de realizar tal comparação, utilizou-se o MEF, no qual calculou-se a corrente máxima de partida do motor e a corrente máxima transitória, as quais podem desmagnetizar o ímã permanente (KANG, HUR, *et al.*, 2003). Uma vez simulado, chegou-se à conclusão de que perante uma corrente de 110 A de pico, o motor com ímãs permanentes tipo *spoke* sofreu desmagnetização irreversível, enquanto o com ímãs superficiais sofre desmagnetização reversível e o com ímãs permanentes internos mal sofreu desmagnetização. A Figura 25

apresenta a FEM de cada topologia antes e após ser injetada a corrente máxima. Nota-se que de fato o motor com ímãs internos do tipo *spoke* sofreu uma desmagnetização mais severa que os outros dois tipos.

Figura 25 – FEM antes e após corrente de desmagnetização de 110 A em motores do tipo BLDC com ímãs internos tipo *spoke* (a), ímãs permanentes superficiais (b) e ímãs internos (c)



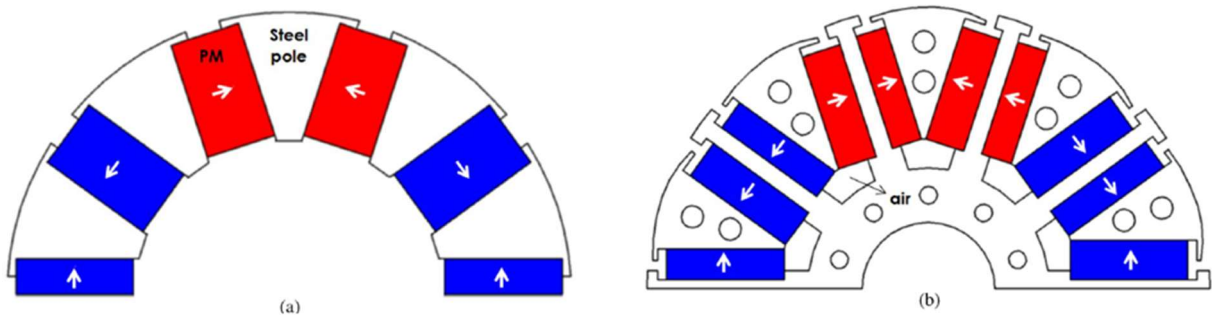
Fonte: Kang, Hur, *et al*, 2003.

Apesar de ter se mostrado mais propenso à desmagnetização, o motor do tipo *spoke* apresentou vantagens perante os outros dois, sendo mais compacto (KANG, HUR, *et al.*, 2003), com mais torque, e conseqüentemente maior densidade de energia.

Os autores Dong, Huang, *et al* (2016) também realizaram um estudo comparativo entre motores com ímãs permanentes superficiais e ímãs permanentes internos tipo *spoke*. Após a realização de uma série de comparações incluindo estresses mecânicos, performance eletromagnética e desempenho térmico da máquina, foi feita a análise do risco de desmagnetização das máquinas. Através do MEF, injetou-se uma corrente de eixo direto quatro vezes maior que a nominal, e observou-se o resultado em ambas as topologias. Perante estas condições, os ímãs permanentes superficiais não sofreram nenhum tipo de desmagnetização, enquanto os ímãs internos tipo *spoke* foram desmagnetizados de maneira irreversível (DONG, HUANG, *et al.*, 2016), porém o motor com ímãs internos tipo *spoke* resultou ser mais viável financeiramente.

Focando puramente em motores tipo *spoke*, Kim, Cho, *et al* (2013) propuseram uma modificação na disposição dos ímãs permanentes de Ferrite de um rotor tipo *spoke*, e compararam com a topologia convencional. A Figura 26 ilustra o motor do tipo *spoke* convencional, e a modificação proposta pelos autores.

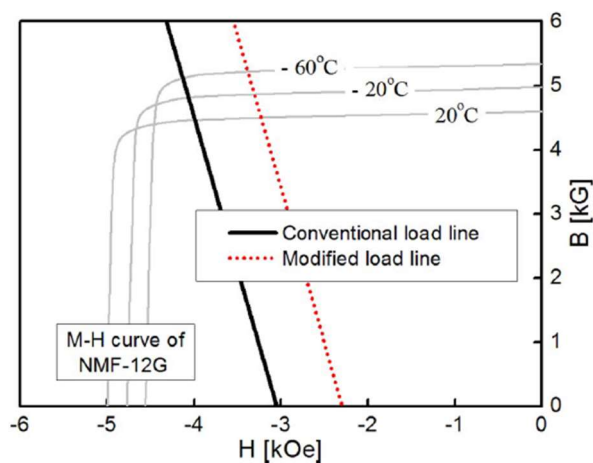
Figura 26 – Motor do tipo *spoke* convencional (a) e a modificação proposta contendo nova disposição dos ímãs permanentes (b)



Fonte: Kim, Cho, *et al.*, 2013.

Ao realizar simulações de desmagnetização com MEF, concluiu-se que ambas as topologias não sofrem desmagnetização quando operando em máximo torque. Entretanto, no motor modificado, o espaço acima dos ímãs permanentes foi preenchido com um material que possui uma baixíssima permeabilidade magnética e atua como uma blindagem magnética para os ímãs permanentes. Deste modo, os ímãs ficam mais protegidos de forças magnetomotrizes produzidas pelo estator, sendo menos propensos a sofrer desmagnetização (KIM, CHO, *et al.*, 2013). Essa vantagem pode ser vista na Figura 27, onde a linha de carga do motor modificado está posicionada mais distante dos joelhos das curvas de desmagnetização do Ferrite.

Figura 27 – Linhas de operação de máxima carga do motor *spoke* convencional e do motor modificado sobrepostas às linhas de desmagnetização do Ferrite NMF-12G



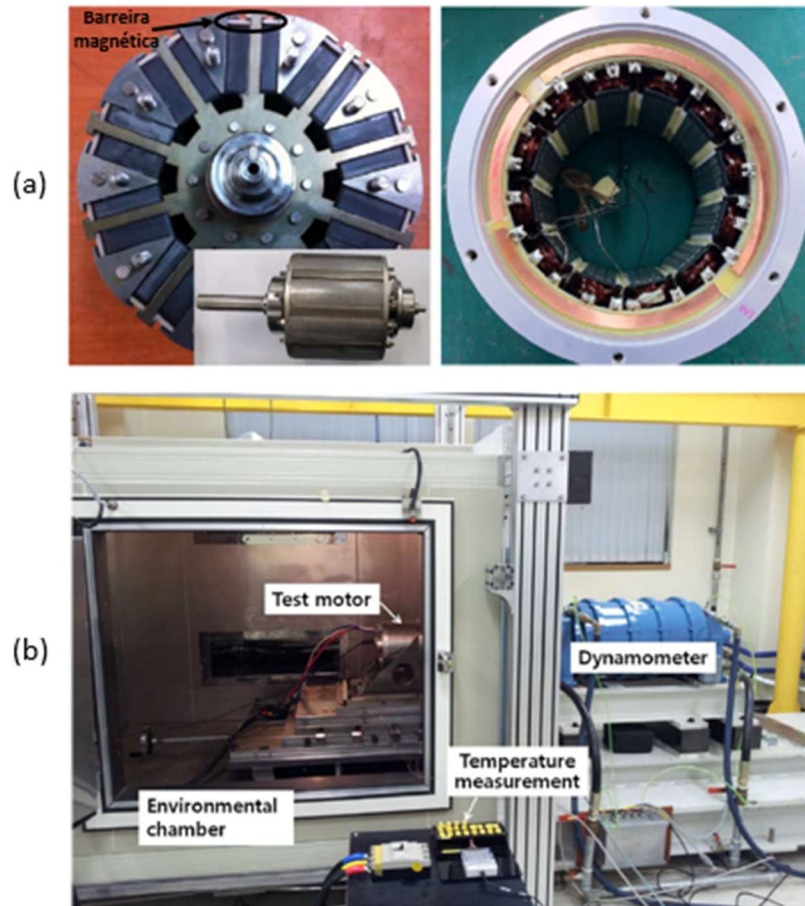
Fonte: Kim, Cho, *et al.* (2013)

Outras simulações foram rodadas para comparar parâmetros de desempenho de ambos os motores, chegando à conclusão que, apesar da eficiência do motor modificado ser menor em todo o alcance operacional, ele consegue operar em velocidades até 40% mais altas que a topologia convencional (KIM, CHO, *et al.*, 2013). Isso ocorre pelo fato de que a nova disposição de ímãs permanentes do motor modificado resulta em um aumento da indutância de eixo direto que eleva a velocidade máxima.

Adicionalmente construiu-se um protótipo do modelo modificado e foram conduzidos testes de desmagnetização em uma câmara climatizada, Figura 28, onde reduziu-se a temperatura do estator a 30°C negativos e operou-se a máquina em sua condição de máximo torque. Exceto raras exceções, é extremamente incomum a operação de um motor elétrico a temperaturas tão baixas, e a preocupação geralmente está atrelada à altas temperaturas. Sendo assim, tal cenário não possui uma alta relevância prática, servindo apenas para visualização dos parâmetros do motor antes e pós desmagnetização.

Para enxergar mudanças decorrentes de uma possível desmagnetização, as formas de onda da FEM do motor sem carga e com máximo torque foram medidas antes e depois do teste de desmagnetização. A partir destas medições, confirmou-se o fato de que este motor com ímãs permanentes do tipo *spoke* não está propenso à desmagnetização na sua condição máxima de operação (KIM, CHO, *et al.*, 2013).

Figura 28 – Rotor e estator do protótipo construído (a) e bancada de teste com câmara climatizada (b)



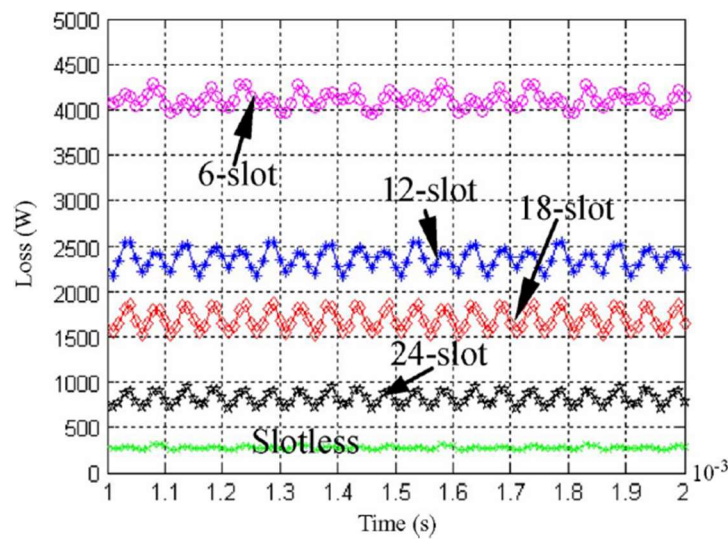
Fonte: Kim, Cho, *et al* (2013)

No trabalho de Xing, Wang, *et al* (2010) foram feitas diversas análises de projeto de um motor de ímãs permanentes para altas velocidades. A primeira análise feita foi a comparação do risco de desmagnetização de ímãs permanentes com dois tipos de coberturas para proteger os ímãs da força centrífuga. Ao expor os ímãs permanentes à uma típica situação de desmagnetização, um curto circuito, comparou-se um ímã coberto com uma liga de aço não-magnético a um ímã coberto com uma faixa de fibra de carbono, e obteve-se a primeira conclusão de que o ímã coberto pelo primeiro tipo de cobertura está menos propenso à desmagnetização (XING, WANG, *et al.*, 2010), devido ao fato que a liga de aço não-magnética exerce um papel de escudo ao ímã.

A segunda análise feita foi investigar os tipos de perdas no motor que levam ao seu aquecimento, que pode colaborar com a desmagnetização dos ímãs permanentes. O autor considerou o aquecimento do rotor devido às perdas de Foucault e às perdas do rotor devido ao

atrito com o ar, e tratando-se do primeiro caso, comparou-se a magnitude das perdas de acordo com o número de ranhuras do estator, chegando-se à conclusão que, como visto na Figura 29, os rotores cujo estator tinha 24 ranhuras, e os rotores com nenhuma ranhura foram os que tiveram menores perdas de Foucault (XING, WANG, *et al.*, 2010). Entretanto, como apresentado, o estator sem fendas possui aproximadamente 60% menos densidade de fluxo no entreferro que o estator com 24 fendas, dando preferência ao segundo caso.

Figura 29 – Perdas de Foucault do rotor de acordo com o número de ranhuras do estator



Fonte: Xing, Wang, *et al.*, 2010.

Quando analisadas as perdas do rotor devido ao atrito com o ar, Xing, Wang, *et al.* (2010) computaram por meio de um modelo de análise fluidodinâmica 3D a influência da velocidade e da rugosidade da superfície do rotor nas perdas, chegando-se à conclusão esperada de que quanto maior a velocidade e a rugosidade, maiores as perdas e temperatura final do motor.

A última análise feita foi um experimento com dois protótipos de motores, cujas características e diferenças estão descritas na Tabela 1:

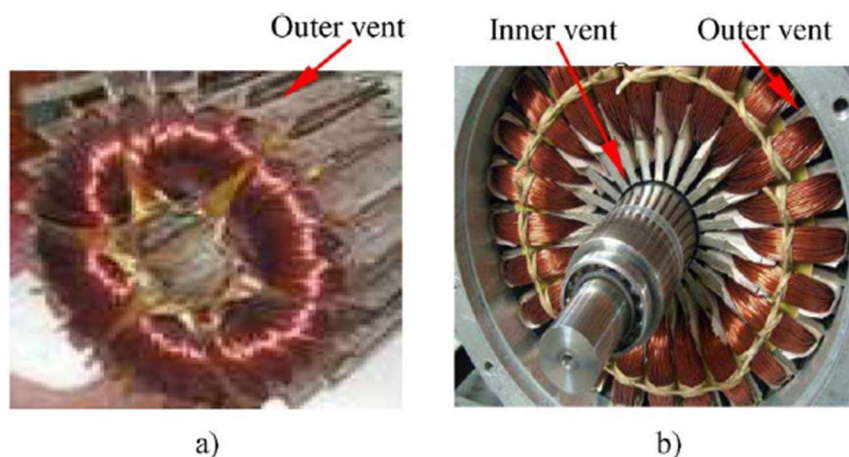
Tabela 1 – Protótipos de motores para experimento de desempenho e desmagnetização

Parâmetro	Motor A	Motor B
Velocidade nominal (rpm)	60000	60000
Ranhas do estator (Nº)	24	6
Ventilação	Interna e externa	Externa
Rugosidade do rotor (mm)	Superfície lisa	0,4

Fonte: Xing, Wang, *et al*, 2010.

Quando feito o experimento prático, observou-se que perante velocidade nominal e carga nominal, o Motor B sofreu desmagnetização severa, enquanto os ímãs permanentes do Motor A não sofreram nenhum tipo de desmagnetização (XING, WANG, *et al.*, 2010), principalmente devido à adição da ventilação interna, a qual pode ser vista na Figura 30.

Figura 30 – Protótipo do motor de alta velocidade com 6 fendas no estator (a) e com 24 ranhuras no estator (b)

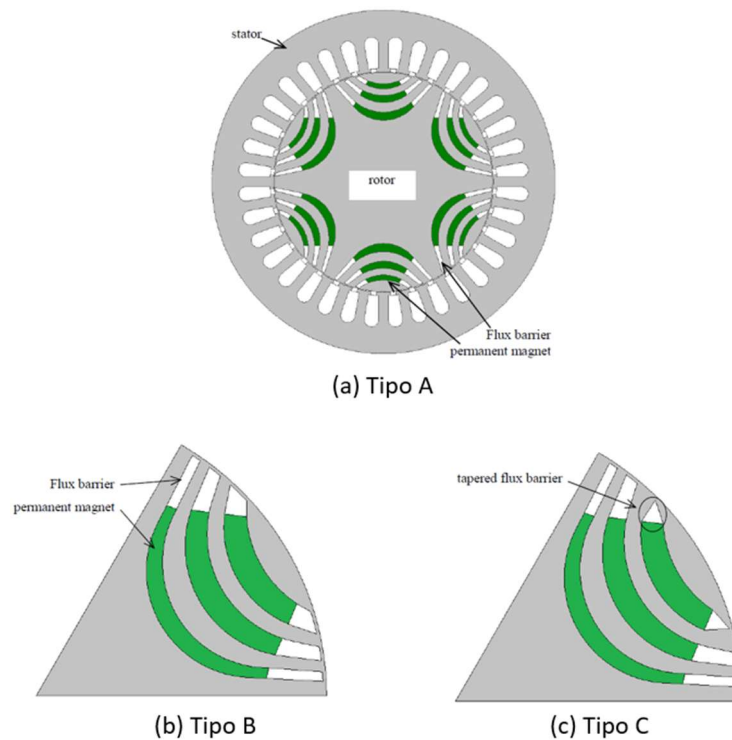


Fonte: Xing, Wang, *et al*, 2010.

Sanada, Inoue e Morimoto (2011) analisaram a influência de alterações de projeto no comportamento da desmagnetização dos ímãs de um motor síncrono de relutância com ímãs permanentes. Para isso, foram comparados três motores cujos parâmetros nominais são os mesmos, entretanto com pequenas diferenças nas dimensões dos ímãs permanentes e nas suas barreiras de fluxo. A Figura 31 apresenta os três rotores analisados, onde do primeiro tipo para o segundo aumentou-se as espessuras dos ímãs permanentes das primeiras fileiras, e do segundo

tipo para o terceiro adaptou-se as geometrias das barreiras de fluxo dos ímãs permanentes das primeiras fileiras, mantendo as espessuras do segundo tipo.

Figura 31 – Topologia analisada tipo A (a), tipo B com ímãs permanentes das primeiras fileiras mais espessos (b) e tipo C com alteração da geometria das barreiras de fluxo (c)

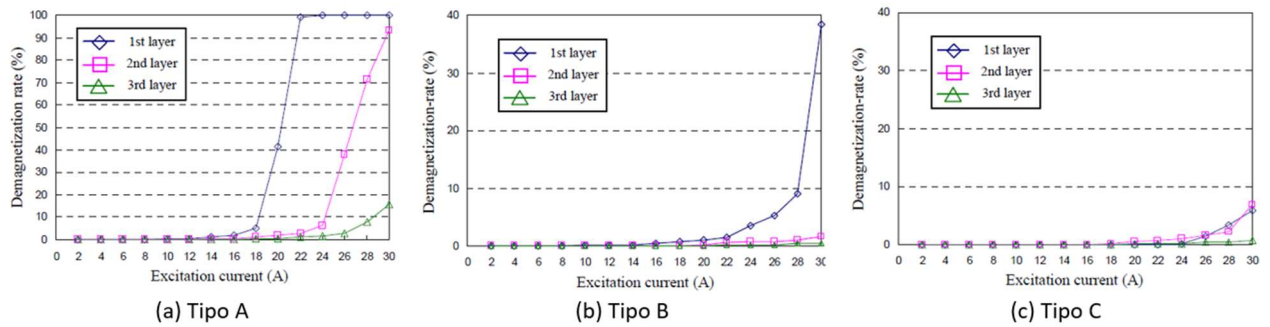


Fonte: Sanada, Inoue e Morimoto, 2011.

A análise feita foi baseada no MEF e simulou o comportamento dos três tipos de rotores perante a variação da corrente de excitação do estator com o motor à uma temperatura de -20°C . Igual ao teste realizado por Kim, Cho, *et al* (2013), esta condição não possui alta relevância prática e deve ter sido escolhida por representar um cenário mais severo para ímãs permanentes feitos de Ferrite e possibilitar análises antes e depois da desmagnetização.

O parâmetro de desmagnetização medido foi a taxa de desmagnetização irreversível de cada fileira de ímãs permanentes. Essa taxa é definida como a razão entre a densidade de fluxo magnético do ímã permanente após desmagnetização irreversível e a sua densidade de fluxo magnético nominal (SANADA, INOUE e MORIMOTO, 2011), e nas curvas presentes nos gráficos da Figura 32 pode-se ver os resultados da simulação via MEF.

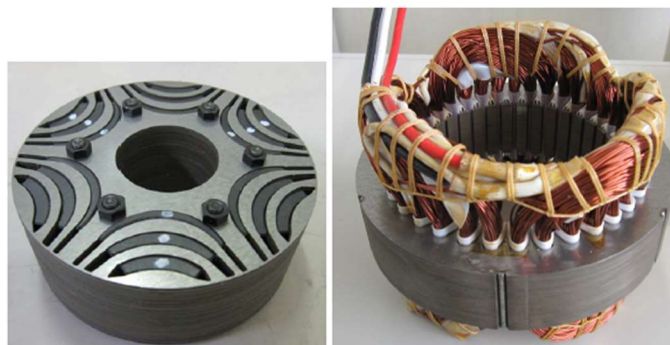
Figura 32 – Simulação da variação da taxa de desmagnetização perante o aumento da corrente de excitação dos motores com rotor tipo A (a), tipo B (b) e tipo C (c)



Fonte: Sanada, Inoue e Morimoto, 2011.

A pequena taxa de desmagnetização do tipo C em relação aos demais tipos se dá pelo fato da maior espessura do ímã permanente na primeira fileira, contendo aproximadamente 60% mais material que o tipo A, e pela geometria triangular na barreira de fluxo da primeira camada, resultando em uma menor relutância atraindo o fluxo magnético que poderia desmagnetizar o ímã permanente (SANADA, INOUE e MORIMOTO, 2011). A Figura 33 apresenta o protótipo construído que foi submetido a testes experimentais, sendo um deles o de desmagnetização. Neste teste injetou-se uma corrente de desmagnetização com o motor exposto à temperatura atípica e com baixa relevância prática de -40°C . Para obter informações referentes ao teste, mediu-se a FEM do motor, à qual manteve seu valor até 30 A injetados e só após isso começou a decair devido à desmagnetização dos ímãs permanentes.

Figura 33 – Protótipo construído com rotor tipo C



Fonte: Sanada, Inoue e Morimoto, 2011.

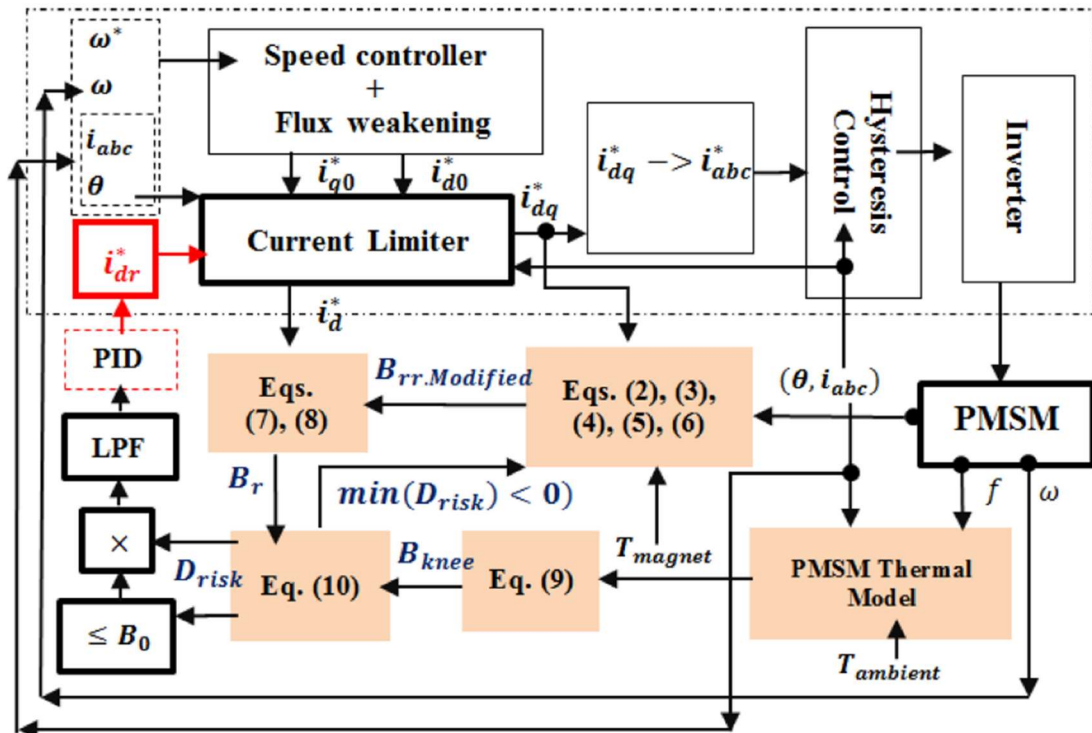
Quando discutida a chance de desmagnetização dos ímãs permanentes devido à métodos de atenuação de fluxo, encontra-se na literatura o trabalho de Sarikhani e Mohammed (2012). Os autores apresentam em seu artigo um algoritmo que atenua o fluxo magnético de um motor síncrono de ímãs permanente devido à injeção de corrente contrária de eixo direto, levando em consideração, entretanto, o risco de desmagnetização dos ímãs permanentes.

Para o funcionamento do algoritmo proposto é primeiramente considerado o comportamento magnético do material dos ímãs permanentes com a temperatura. Gerando-se um plano de desmagnetização, relacionou-se as características magnéticas do neodímio-ferro-boro, material dos ímãs permanentes, com a temperatura. A equação desse plano é então utilizada na definição da densidade de fluxo magnético da superfície dos ímãs permanentes, à qual depende de diversos parâmetros do motor, como corrente de eixo direto e de quadratura, densidade de fluxo magnético remanescente do ímã permanente e indutâncias (SARIKHANI e MOHAMMED, 2012). A principal função dessa parte do algoritmo é calcular a densidade de fluxo magnético na superfície dos ímãs permanentes e comparar com um valor mínimo também calculado, o qual se refere ao joelho da atual curva de desmagnetização do ímã que, quando ultrapassado, resultará na sua desmagnetização irreversível.

A fim de calcular a temperatura de operação dos ímãs permanentes, que como descrita acima é crucial para o funcionamento do algoritmo, modelou-se termicamente o motor, levando em consideração perdas no rotor e no estator que levam ao aquecimento dos ímãs. Esse modelo deve ser configurado baseado em características de operação, de projeto, e dimensionais do motor síncrono de ímãs permanentes.

Com todas as características do motor e dos ímãs permanentes definidas, elas são integradas ao projeto do controlador responsável pela atenuação de fluxo magnético via injeção de corrente contrária de eixo direto. Descrito de maneira mais detalhada na Figura 34, o controle é feito de modo que o valor das correntes de eixo direto e de quadratura sempre levam em consideração a chance de desmagnetização dos ímãs permanentes (SARIKHANI e MOHAMMED, 2012), ou seja, se perante a injeção de uma corrente de eixo direto a densidade de fluxo magnético dos ímãs permanentes situa-se abaixo do joelho da sua curva de desmagnetização na temperatura atual, o controlador atua restringindo esses valores a fim de evitar a desmagnetização dos ímãs permanentes.

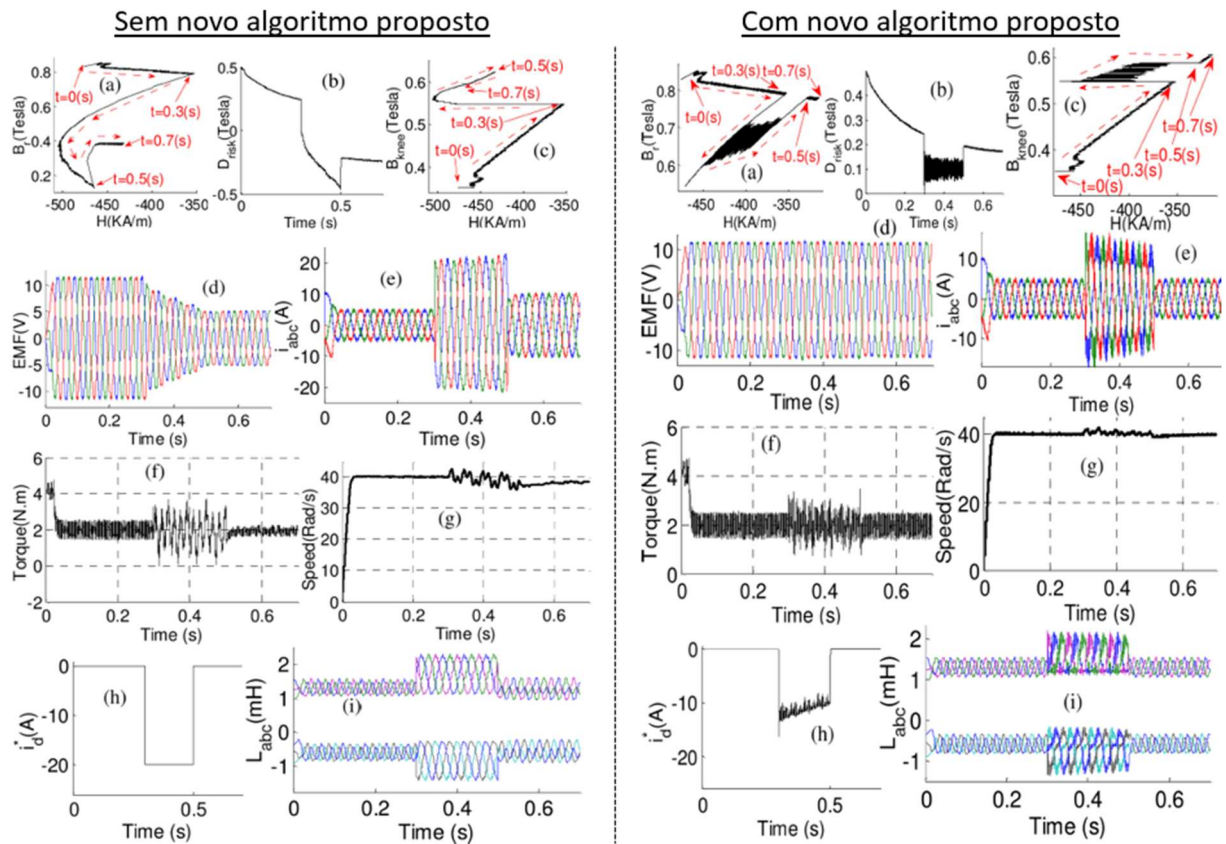
Figura 34 – Diagrama de controle proposto para a atenuação de fluxo magnético de um motor síncrono de ímãs permanentes levando-se em consideração a possível desmagnetização dos ímãs permanentes



Fonte: Sarikhani e Mohammed, 2012.

Com o objetivo de comprovar a eficácia do método de controle, os autores realizaram simulações de desmagnetização pelo MEF comparando a reação de um motor síncrono com ímãs permanentes de 860 W controlado com e sem o novo algoritmo de atenuação de fluxo proposto. A Figura 35 apresenta os resultados obtidos das simulações. Pode-se observar que quando utilizado o novo algoritmo proposto há uma restrição do valor mínimo da corrente de eixo direto injetada. A eficácia dessa restrição, e conseqüentemente do método de controle proposto, é demonstrada verificando-se que o valor da densidade de fluxo magnético no ímã permanente se mantém muito mais próxima ao seu valor nominal quando utilizado o novo algoritmo de controle do que sem ele (SARIKHANI e MOHAMMED, 2012), comprovando sua função de evitar a desmagnetização dos ímãs permanentes.

Figura 35 – Resultados das simulações utilizando MEF sem utilizar o novo algoritmo proposto de atenuação de fluxo considerando a desmagnetização dos ímãs permanentes e utilizando o novo algoritmo



Fonte: Sarikhani e Mohammed, 2012.

2.5. COMPILADO DOS MÉTODOS DE ATENUAÇÃO DE FLUXO MAGNÉTICO

A partir dos trabalhos analisados na revisão da literatura, foram separados todos os métodos de atenuação de fluxo abordados. De forma estruturada, vantagens, desvantagens e comentários a respeito de cada método são pontuados a fim de trazer de forma compilada informações relevantes na hora de escolher o artifício de atenuação de fluxo magnético para uma determinada aplicação.

Infelizmente, devido à diferença de informações apresentadas nos trabalhos revisados, não foi possível realizar comparações puramente quantitativas dos métodos comentados. Os dados mensuráveis trazidos por cada autor, e seu formato de apresentação, não são todos iguais, o que impossibilita uma comparação justa no teor quantitativo.

Sendo assim, as próximas páginas são dedicadas a trazer prós, contras, e comentários de caráter qualitativo, os quais são primeiramente agrupados na Tabela 2, e depois mais bem abordados em forma de texto.

Tabela 2 – Compilado de métodos de atenuação de fluxo magnético

Nº	Método de Atenuação de Fluxo Magnético	Prós	Contras	Comentário	Referências	Página
Métodos Elétricos						
1	Controle vetorial (Corrente contrária de eixo direto)	- Método consolidado	<ul style="list-style-type: none"> - Risco de desmagnetização dos ímãs permanentes - Matematicamente inviável para motores BLDC com alimentação trapezoidal - Mais perdas devido à injeção de corrente contrária de eixo direto - Diminuição do torque quando aplicado 	<ul style="list-style-type: none"> - Método pertinente para motores síncronos de ímãs permanentes 	<p>(JAHNS, KLIMAN e NEUMANN, 1986) (JAHNS, 1987) (KIM e SUL, 1997) (FANGYANG, FENG, et al., 2011)</p>	22
2	Ângulo de Avanço de Tensão	- Método viável para motores BLDC	<ul style="list-style-type: none"> - Requer eletrônica de potência adicional - Diminuição do torque quando aplicado 	<ul style="list-style-type: none"> - Método pertinente para motores do tipo BLDC 	<p>(JAHNS, 1984) (RONG, WEIGUO e XIANGYANG, 2007)</p>	33
Métodos Mecânicos						
3	Deslocamento radial de placas ferromagnéticas internas	<ul style="list-style-type: none"> - Diminuição do risco de desmagnetização dos ímãs permanentes - Maior eficiência energética - Método passivo devido à força centrífuga 	<ul style="list-style-type: none"> - Sistema mecânico requer manutenção - Complexidade em representar a operação real no cálculo de balanço de forças 	<ul style="list-style-type: none"> - Conceito de fuga de fluxo magnético - Balanço de força por molas 	<p>(TESSAROLO, MEZZAROBBA e MENIS, 2015)</p>	36

4	Deslocamento radial de condutor magnético posicionado no rotor	<ul style="list-style-type: none"> - Diminuição do risco de desmagnetização dos ímãs permanentes - Maior eficiência energética - Método passivo devido à força centrífuga 	<ul style="list-style-type: none"> - Sistema mecânico requer manutenção - Complexidade em representar a operação real no cálculo de balanço de forças 	<ul style="list-style-type: none"> - Conceito de fuga de fluxo magnético - Balanço de força por molas 	(LI e LI, 2015)	39
5	Inserção de condutor magnético no rotor	<ul style="list-style-type: none"> - Diminuição do risco de desmagnetização dos ímãs permanentes - Maior eficiência energética - Método passivo devido à força centrífuga 	<ul style="list-style-type: none"> - Sistema mecânico requer manutenção - Complexidade em representar a operação real no cálculo de balanço de forças 	<ul style="list-style-type: none"> - Conceito de fuga de fluxo magnético - Balanço de força por molas 	(MA, SANADA, et al., 1999)	40
6	Deslocamento radial de condutor magnético posicionado no rotor	<ul style="list-style-type: none"> - Diminuição do risco de desmagnetização dos ímãs permanentes - Maior eficiência energética - Método passivo devido à força centrífuga - Menor manutenção devido à ausência de molas 	<ul style="list-style-type: none"> - Complexidade em representar a operação real no cálculo de balanço de forças 	<ul style="list-style-type: none"> - Conceito de fuga de fluxo magnético - Balanço de forças por ímãs 	(BAOQUAN, CHUNYAN e SHUKANG, 2005)	42
7	Deslocamento radial dos ímãs permanentes	<ul style="list-style-type: none"> - Diminuição do risco de desmagnetização dos ímãs permanentes - Maior eficiência energética - Método passivo devido à força centrífuga - Menor manutenção devido à ausência de molas 	<ul style="list-style-type: none"> - Complexidade em representar a operação real no cálculo de balanço de forças 	<ul style="list-style-type: none"> - Deslocamento dos ímãs para área com menor permeabilidade magnética - Balanço de forças por ímãs 	(BAOQUAN, CHUNYAN e SHUKANG, 2011)	44

8	Compressão de materiais magnetostrictivos gigantes posicionados no rotor	<ul style="list-style-type: none"> - Diminuição do risco de desmagnetização dos ímãs permanentes - Maior eficiência energética - Método passivo devido à força centrífuga 	<ul style="list-style-type: none"> - Complexidade em representar a operação real no cálculo de balanço de forças - Atenuação ocorre em todas as rotações, sem ser ativada somente a partir da velocidade nominal - Método limitado a ímãs permanentes com baixa densidade de fluxo magnético remanescente para evitar saturação dos materiais magnetostrictivos gigantes 	- Conceito de fuga de fluxo magnético	(KREBS e DANIEL, 2012)	46
9	Deslocamento axial do estator em relação ao rotor	<ul style="list-style-type: none"> - Diminuição do risco de desmagnetização dos ímãs permanentes 	<ul style="list-style-type: none"> - Sistema requer mecanismo para deslocamento, resultando em custos adicionais 	- Ocorre variação da área efetiva do entreferro	(KIM, 2012)	48
10	Rotação de ímãs permanentes cilíndricos	<ul style="list-style-type: none"> - Diminuição do risco de desmagnetização dos ímãs permanentes 	<ul style="list-style-type: none"> - Sistema requer criação de um mecanismo para rotação dos ímãs durante operação do motor - Ângulo de rotação dos ímãs cilíndricos impacta e deve ser considerado no controle MTPA 	- Conceito de fuga de fluxo magnético	(WOEHL-BRUHN, CANDERS e DOMANN, 2010)	49

Fonte: O autor.

Alguns comentários podem ser feitos a respeito do compilado acima. O primeiro é que dentre os métodos elétricos, o controle vetorial é o artifício presente para motores síncronos de ímãs permanentes, e o método de ângulo de avanço de tensão para motores do tipo BLDC. Ambos quando aplicados resultam, cada um de sua maneira, em menos torque gerado pelo motor para possibilitar maiores velocidades. Além disso, o método de controle vetorial possui a desvantagem de apresentar risco de desmagnetização dos ímãs permanentes do motor. Apesar disso, é importante ressaltar mais uma vez que a injeção de corrente contrária de eixo direto via controle vetorial continua sendo o método mais difundido e utilizado na literatura.

Tratando-se dos métodos mecânicos, encontrou-se na literatura diversos mecanismos para atenuar o fluxo magnético de um motor, enfatizando o fato da maioria deles utilizar a força centrífuga como a base do artifício. Outra característica em comum em grande parte dos métodos mecânicos citados é a atenuação do fluxo magnético devido à fuga deste fluxo por alguma parte que se movimentou ou sofreu alteração na medida que a velocidade aumenta.

A principal vantagem que é vista em todos os métodos mecânicos apresentados, é evitar o risco de desmagnetização dos ímãs permanentes por não ser necessária a mesma magnitude de corrente contrária de eixo direto a ser injetada. Esse mesmo fato leva muitos dos métodos mecânicos citados a apresentar uma segunda vantagem de extrema relevância, que é uma maior eficiência energética quando comparados aos métodos elétricos.

Estritamente a respeito dos métodos mecânicos que fazem uso da força centrífuga, pode-se citar como um terceiro ponto positivo o fato da atenuação de fluxo magnético ocorrer de forma passiva, uma vez que o próprio balanço de forças é estimado de modo que com o aumento da velocidade, a resultante centrífuga aumenta a ponto de começar o efeito de atenuação. A dificuldade encontrada nesses artifícios é o cálculo do balanço de forças, pois existem parâmetros como força magnética, atrito e constante elástica que devem ser precisamente considerados no balanço para a atenuação do fluxo magnético ocorrer de maneira correta.

Uma desvantagem que deve ser considerada ao comparar métodos mecânicos com elétricos é a manutenção dos sistemas mecânicos responsáveis pela atenuação. Por possuir componentes que desgastam, em especial as molas, a manutenção tende a ocorrer mais constantemente, o que deve ser levado em consideração na decisão em uma aplicação.

Outro fato que deve ser pontuado quando feita a comparação entre os métodos, é que, diferente dos métodos elétricos, todos os métodos mecânicos analisados se baseiam em alterações construtivas nos motores, principalmente em seus rotores. Tais adaptações físicas das partes de um motor levam a um aumento de custo de projeto e de produção, fator relevante para projetos no geral.

Além disso, algumas modificações construtivas propostas aparentam tornar complicada a aplicação prática de certos métodos mecânicos, uma vez que não são plenamente detalhados problemas reais de operação. Dificuldades de instalação e especificações de como o artifício de atenuação de fluxo irá ser acionado são exemplos de problemas reais de operação que não foram abordados por todos os trabalhos e são importantes na prática.

3. PRINCÍPIO DA ATENUAÇÃO DE FLUXO MAGNÉTICO VIA CORRENTE CONTRÁRIA DE EIXO DIRETO (CONTROLE VETORIAL)

Previamente introduzido na seção 2.1, o método de atenuação de fluxo magnético via controle vetorial baseia-se na injeção de uma corrente contrária de eixo direto. Este artifício, já amplamente difundido (JAHNS, 1987), (KIM e SUL, 1997), (SARIKHANI e MOHAMMED, 2012), permite aos motores síncronos de ímãs permanentes operarem em velocidades acima da nominal, na região denominada região de potência constante. Entretanto, viu-se no final da seção 2.4 e sabe-se pela literatura que este método de atenuação de fluxo pode levar a uma possível desmagnetização dos ímãs permanentes de um motor (KIM, 2012), (SARIKHANI e MOHAMMED, 2012), (KREBS e DANIEL, 2012).

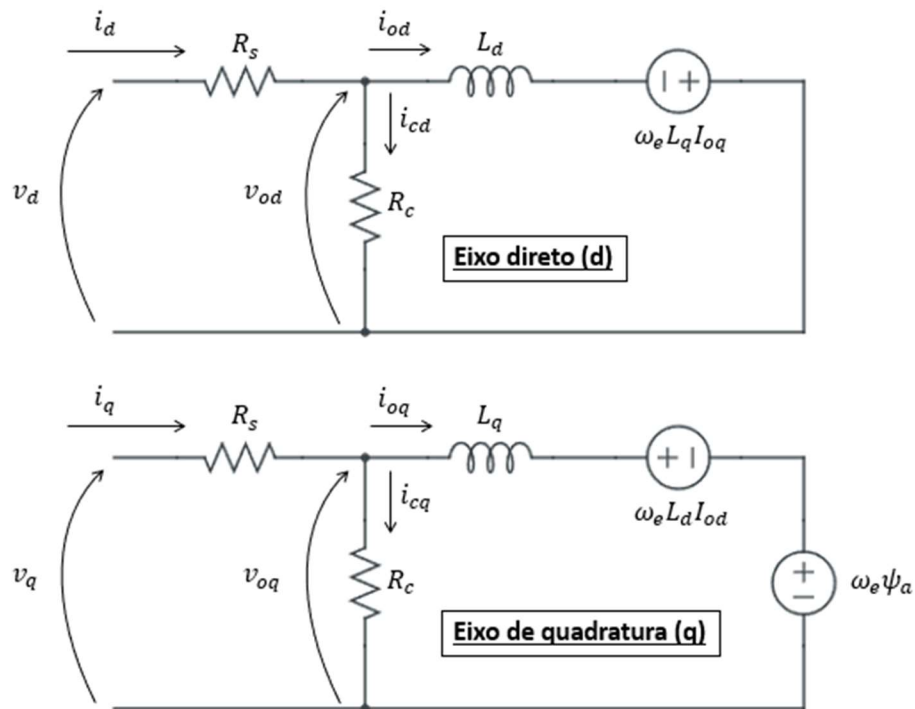
Em virtude das considerações acima, este capítulo irá aprofundar-se no princípio da atenuação de fluxo magnético via corrente contrária de eixo direto, abordando conceitos físicos do circuito equivalente de um motor síncrono de ímãs permanentes e demonstrando o efeito teórico da injeção de uma corrente contrária de eixo direto.

3.1. CIRCUITO EQUIVALENTE DE UM MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES

Sabendo-se que o método vetorial de atenuação de fluxo magnético depende basicamente da injeção de uma corrente contrária de eixo direto, é importante entender o conceito por trás deste artifício consolidado na literatura. Para isso, primeiro será apresentado o circuito equivalente de um motor síncrono de ímãs permanentes, o qual representa um modelo matemático dos fenômenos físicos desse tipo de máquina elétrica. Cada variável e termo desse modelo será explicado e posteriormente considerações finais serão feitas.

Já transposto para o referencial vetorial dq adequadamente descrito no APÊNDICE B, o circuito equivalente de um motor síncrono de ímãs permanentes considerando perdas no núcleo pode ser visto na Figura 36 (SEBASTIAN, SLEMON e RAHMAN, 1986), (FERNÁNDEZ-BERNAL, GARCÍA-CERRADA e FAURE, 2001), (LEE, LEE, *et al.*, 2006), (JUNG, LEE, *et al.*, 2009). A descrição sobre cada variável do circuito equivalente está apresentada na Tabela 3.

Figura 36 – Componentes d e q do circuito equivalente de um motor síncrono de ímãs permanentes considerando perdas no núcleo



Fonte: O autor.

Tabela 3 – Variáveis do circuito equivalente apresentado na Figura 36

Variável	Descrição	Grandeza
v_d, v_q	Tensões terminais de eixo direto e de quadratura, respectivamente.	V
i_d, i_q	Correntes de eixo direto e de quadratura, respectivamente.	A
R_s	Resistência por fase dos enrolamentos do estator.	Ω
R_c	Resistência equivalente às perdas no núcleo do rotor.	Ω
i_{cd}, i_{cq}	Correntes de eixo direto e de quadratura equivalentes às perdas no núcleo do rotor, respectivamente.	A
v_{od}, v_{oq}	Tensões de eixo direto e de quadratura no entreferro, respectivamente.	V
L_d, L_q	Indutâncias de eixo direto e de quadratura do motor, respectivamente (Comportamento não-linear devido à saturação magnética).	H

i_{od}, i_{oq}	Correntes de eixo direto e de quadratura no entreferro, respectivamente.	A
ω_e	Velocidade angular do motor (Grandeza elétrica).	Rad/s
ψ_a	Fluxo concatenado por fase proveniente dos ímãs permanentes (Comportamento não-linear devido à saturação magnética).	Wb

Fonte: O autor.

Começando pela alimentação do motor, temos as tensões terminais de eixo direto e de quadratura, v_d e v_q , junto das correntes de eixo direto e de quadratura i_d e i_q , respectivamente. Estas variáveis representam a alimentação do motor em grandezas equivalentes contínuas, adequadamente transformadas a partir das grandezas alternadas de alimentação de fase, usualmente realizada via inversores de frequência, e são os parâmetros alterados durante o controle do motor e a atenuação de fluxo magnético via método vetorial.

A primeira impedância, que está presente tanto no circuito referente à componente d quanto no circuito referente à componente q , é a resistência por fase R_s dos enrolamentos do estator. Tal variável é responsável pelas perdas ôhmicas que ocorrem no cobre dos enrolamentos da máquina, e conseqüentemente é projetada com o menor valor possível para aumentar a eficiência do motor.

Em seguida, podemos ver uma segunda impedância retratada pelo símbolo R_c . Esta variável é uma representação em forma de resistência responsável por incluir no modelo matemático as perdas no núcleo do estator de um motor síncrono de ímãs permanentes. Diferente da resistência dos enrolamentos, esta variável não pode ser medida e pode ser definida a partir de testes de bancada por meio de cálculos incluindo medições da potência mecânica e do torque do motor.

Seguindo a mesma linha de raciocínio, as variáveis i_{cd} e i_{cq} são as correntes referentes às perdas no núcleo e percorrem a resistência R_c devido às tensões induzidas v_{od} e v_{oq} .

As últimas impedâncias presentes no circuito equivalente são L_d e L_q , às quais representam as indutâncias próprias de eixo direto e de quadratura do motor e podem ser estimadas via MEF, por exemplo. Essas impedâncias são percorridas pelas correntes i_{od} e i_{oq} , o que resulta em quedas de tensão devido à variação da magnitude das correntes, e

tensões induzidas devido à mudança de direção das mesmas correntes. Tratando-se do primeiro caso, o conceito por trás dessas quedas de tensão é simples e pode ser explicado pela amplamente conhecida Equação 10, à qual caracteriza genericamente a queda de tensão em um indutor devido à derivada da corrente que o percorre pelo tempo.

$$v_L = L \frac{di}{dt} \quad [10]$$

Sendo

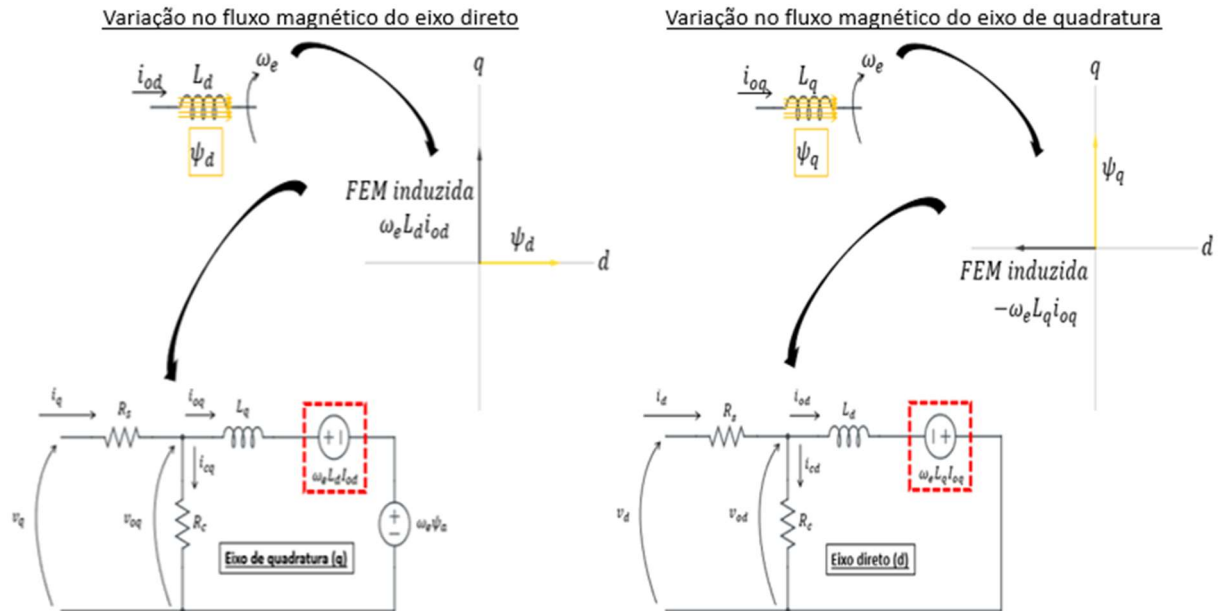
- v_L a queda de tensão em um indutor genérico, em volts (V);
- L a indutância de um indutor genérico, em henrys (H);
- i a corrente que percorre um indutor genérico, em amperes (A);
- t o tempo, em segundos (s).

Abordando o segundo caso que se refere às tensões induzidas devido às mudanças de direção das correntes i_{od} e i_{oq} , deve ser levado em conta que essas correntes percorrem impedâncias indutivas, o que resulta em fluxos magnéticos nas mesmas direções das correntes aplicadas. Também pode-se ver pela Transformada de Park descrita no APÊNDICE B que tanto a corrente de eixo direto quanto a de quadratura variam a sua direção de acordo com a velocidade angular elétrica do rotor, a qual pode ser obtida ao multiplicar a velocidade angular mecânica pelo número de pares de polos do motor. Juntando ambas as considerações, se tem como resultado um fluxo magnético que muda a sua direção de acordo com a velocidade angular elétrica do rotor. Essa informação é de extrema importância pois os próximos termos presentes em ambas as componentes do circuito equivalente são forças eletromotrizes induzidas resultantes dessa mudança de direção dos fluxos magnéticos, seguindo a tão conhecida Lei de Faraday.

Na Figura 36 pode-se ver na componente de eixo direto o termo $\omega_e L_q i_{oq}$, enquanto no eixo de quadratura temos o termo $\omega_e L_d i_{od}$. Cada termo refere-se à FEM induzida resultante da mudança de direção dos fluxos magnéticos e possui uma contribuição diferente para o

equacionamento do circuito equivalente, pois as suas polaridades são opostas. Para explicar melhor essa diferença foi elaborado o diagrama apresentado na Figura 37:

Figura 37 – Diagrama das FEM induzidas no eixo de quadratura e no eixo direto



Fonte: O autor.

Seguindo o diagrama, temos a corrente i_{od} ao mesmo tempo percorrendo a indutância L_d e variando a sua posição de acordo com ω_e . Isso leva a um fluxo magnético na direção do eixo direto que varia sua direção de acordo com a velocidade angular do rotor. Essa variação no eixo direto resulta em uma FEM induzida defasada em 90° , a qual contribui positivamente com o eixo de quadratura. Analogamente, a corrente i_{oq} percorre a indutância L_q e varia a sua posição de acordo com ω_e . Isso leva a um fluxo magnético na direção do eixo de quadratura que também varia sua direção de acordo com a velocidade angular do rotor. Essa variação no eixo de quadratura resulta em uma FEM induzida defasada em 90° , entretanto, como podemos ver pelo diagrama, essa FEM acaba contribuindo negativamente com o eixo direto.

O último termo a ser tratado só está presente na componente q do circuito equivalente apresentado, e ele é a FEM equivalente a $\omega_e \psi_d$. Este termo representa a FEM induzida devido à mudança de direção do fluxo magnético derivado dos ímãs permanentes, que também varia de acordo com a velocidade angular do motor. Como já discutido na seção 2.1 e visto na Figura 4, o eixo direto está posicionado exatamente na direção dos polos de uma máquina síncrona, e em decorrência disso, o fluxo magnético proveniente dos ímãs permanentes está sobreposto

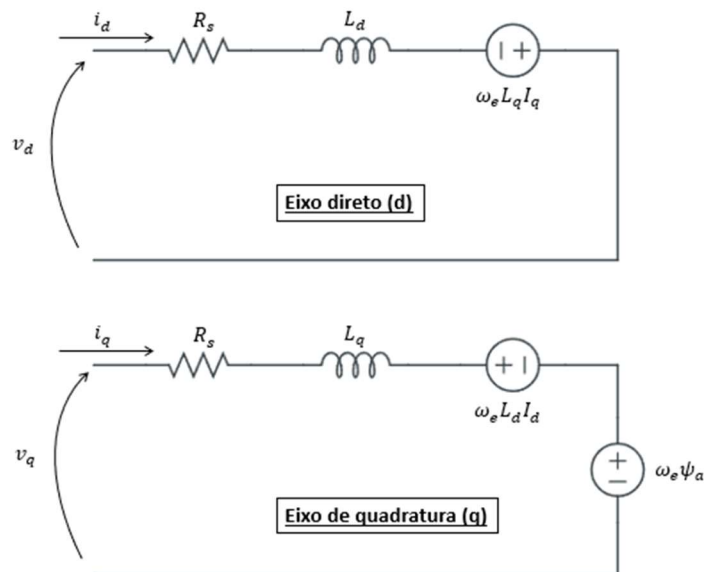
vetorialmente ao eixo direto. Utilizando do mesmo conceito apresentado na Figura 37, conclui-se então que a variação do fluxo magnético dos ímãs permanentes resultará em uma FEM induzida defasada em 90° , contribuindo positivamente com o eixo de quadratura.

Uma vez introduzidas todas as variáveis e termos do circuito equivalente de um motor síncrono de ímãs permanentes, serão apresentadas as equações que resultam desse circuito e que regem o conceito de atenuação de fluxo magnético via corrente contrária de eixo direto. Como o intuito nessa seção do trabalho é demonstrar a relação da tensão terminal com a corrente de eixo direto e de quadratura, estão listadas algumas considerações que foram assumidas, sem comprometer o objetivo principal, a fim de simplificar o equacionamento:

- Estão sendo desprezadas as perdas no núcleo;
- Está sendo considerado o regime estacionário;
- Não está sendo considerado o comportamento não linear das indutâncias e do fluxo magnético proveniente dos ímãs permanentes (LEE, LEE, *et al.*, 2006).

A partir das considerações acima, o circuito equivalente da Figura 36 pode ser simplificado, como apresentado na Figura 38 abaixo:

Figura 38 – Componentes d e q do circuito equivalente de um motor síncrono de ímãs permanentes sem considerar perdas no núcleo



Fonte: O autor.

O equacionamento do circuito equivalente apresentado acima é definido pela Equação 11 e Equação 12 abaixo:

$$v_d = i_d R_s + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad [11]$$

$$v_q = i_q R_s + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_a \quad [12]$$

Como assumido previamente está sendo considerado o regime estacionário, e consequentemente as equações acima podem ser simplificadas resultando em:

$$v_d = i_d R_s - \omega_e L_q i_q \quad [13]$$

$$v_q = i_q R_s + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_a \quad [14]$$

3.2. EFEITO DA INJEÇÃO DA CORRENTE CONTRÁRIA DE EIXO DIRETO E ELIPSES DE TENSÃO

Tendo definida a Equação 13 e a Equação 14, é possível visualizar os parâmetros de um motor síncrono de ímãs permanentes que influenciam nas suas tensões de eixo direto e de quadratura, e, como visto na Equação 15, a amplitude máxima da componente fundamental da tensão terminal é composta a partir da raiz da soma dos quadrados das tensões terminais de eixo direto e de quadratura. Levando em consideração que esse valor não deve ultrapassar a tensão máxima disponível pelo inversor de frequência alimentando o motor, a qual é limitada pela sua alimentação de entrada em corrente contínua, é importante entender como V_e se comporta com a variação dos demais parâmetros.

$$V_e^2 \geq v_d^2 + v_q^2 \quad [15]$$

Sendo:

- V_e a máxima componente fundamental da tensão de pico disponível por fase, dependente de V_{cc} em volts (V), onde V_{cc} é a tensão de alimentação de entrada em corrente contínua do inversor em volts (V);

O primeiro ponto a ser observado é como a amplitude máxima da componente fundamental da tensão por fase V_e varia com a velocidade do motor. Com a finalidade de analisar somente como os termos referentes à FEM do motor se comportam à variação de velocidade, serão desconsiderados os termos $i_d R_s$ e $i_q R_s$, referentes às perdas Joule nos enrolamentos do estator, da Equação 13 e Equação 14, respectivamente.

$$v_d = -\omega_e L_q i_q \quad [16]$$

$$v_q = \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_a \quad [17]$$

Observando a Equação 16 e a Equação 17, pode-se concluir que ambas as tensões terminais, de eixo direto e de quadratura, aumentam com o aumento da velocidade ω_e . Para exemplificar como ocorre essa variação, foram realizadas uma série de simulações considerando o motor e o sistema de acionamento utilizado no artigo de Kim e Sul (1997), cujas especificações técnicas do conjunto estão apresentadas na Tabela 4.

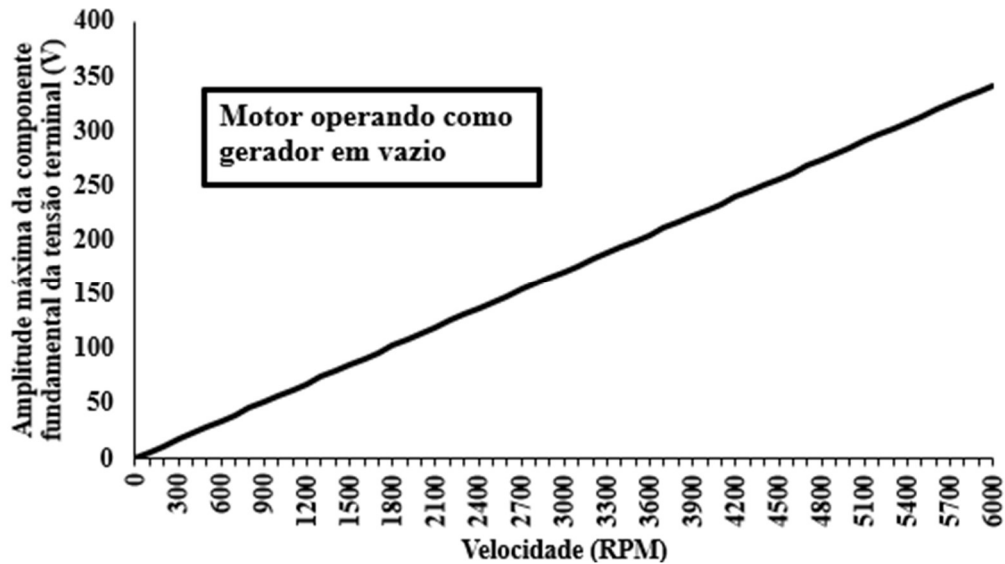
Tabela 4 – Especificações técnicas do motor síncrono de ímãs permanentes à 25° C e do sistema de acionamento utilizado no artigo de Kim e Sul (1997)

Parâmetros nominais do motor		Valor	Grandeza
Potência		900	W
Tensão		220	V
Corrente		3	A
Corrente máxima admissível		6	A
Pares de polos		2	Nº
Velocidade		1700	RPM
Resistência por fase do estator		4,3	ohm
Fluxo concatenado por fase dos ímãs permanentes		0,272	Wb
Indutância de eixo direto		0,027	H
Indutância de quadratura		0,067	H
Parâmetros do sistema de acionamento		Valor	Grandeza
Máxima tensão de alimentação do inversor de frequência em corrente contínua		300	V
Pico máximo da tensão de saída do inversor de frequência em corrente alternada		150	V

Fonte: O autor.

A primeira simulação considera que o motor em questão está operando como um gerador com circuito aberto, tendo seu rotor acionado por um motor que está variando a sua velocidade em passos, continuando a configuração de um regime permanente. Deste modo, o valor da corrente de eixo direto e de quadratura é nulo e somente o termo $\omega_e \psi_a$ irá contribuir com o aumento de V_e . De acordo com a Figura 39, nota-se que a tensão terminal aumenta proporcionalmente à velocidade, e esse acréscimo ocorre a uma taxa de aproximadamente 5,7 V / RPM.

Figura 39 – Variação da amplitude máxima da componente fundamental da tensão terminal V_e com a velocidade, considerando o motor operando como um gerador em vazio

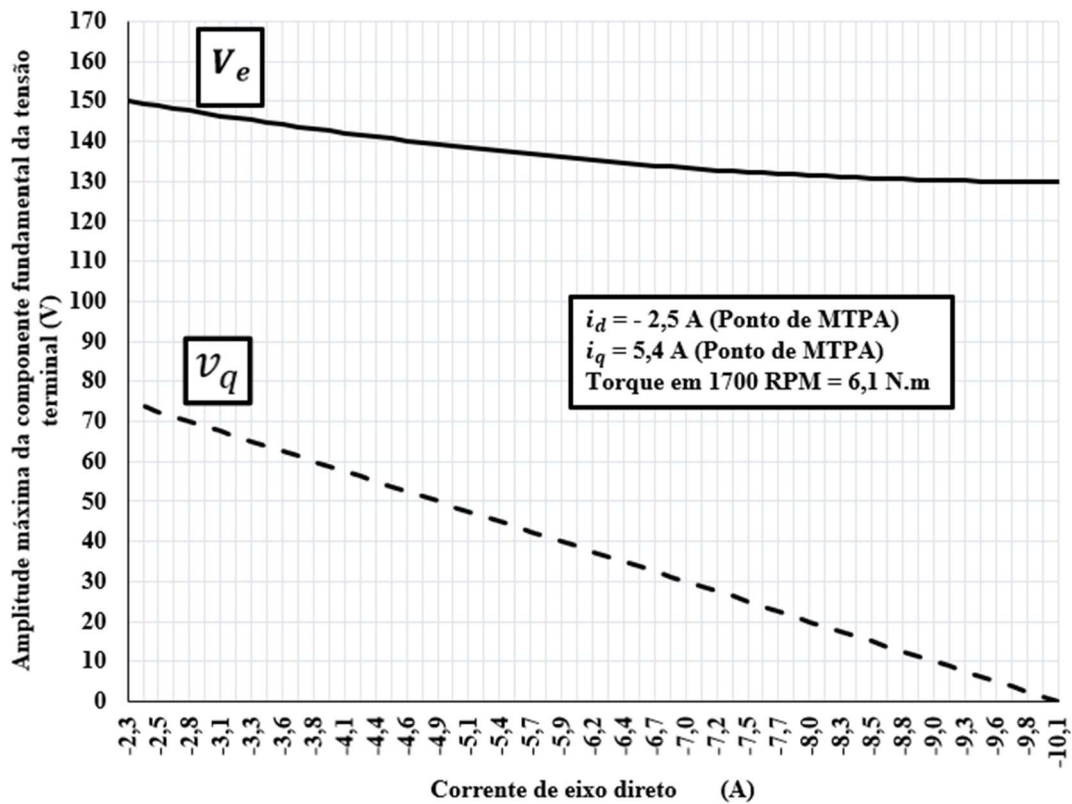


Fonte: O autor.

Os métodos de atenuação de fluxo são aplicados para evitar que o fenômeno presente na Figura 39 impeça um motor síncrono de ímãs permanente de operar em velocidades mais altas que a nominal. Configurar um inversor de frequência para injetar uma corrente contrária de eixo direto resulta na atenuação do fluxo magnético do motor em questão, e esse fenômeno pode ser entendido analisando a Equação 17 e observando uma simulação que resulta nas curvas apresentadas na Figura 40.

Para tal simulação, primeiro foi encontrado o ponto de operação de MTPA na velocidade nominal de 1700 RPM. Este ponto necessita respeitar os limites impostos pelo sistema, os quais são a corrente máxima admissível de 6 A e os 150 V de pico máximo da tensão de saída do inversor de frequência. Uma vez definido este ponto, fixou-se o valor da componente de quadratura da corrente e, a fim de visualizar o seu efeito na redução da tensão terminal do motor, aumentou-se gradativamente a magnitude da corrente contrária de eixo direto. Nota-se que a redução da tensão terminal de quadratura v_q ocorre de maneira totalmente linear seguindo a Equação 17, enquanto a tensão terminal V_e decai gradativamente pela relação apresentada na Equação 15.

Figura 40 – Curvas da amplitude máxima da componente fundamental da tensão terminal V_e e da tensão terminal de quadratura v_q variando com a corrente de eixo direto i_d (sem considerar a máxima corrente admissível)



Fonte: O autor.

É importante ressaltar que na simulação apresentada na Figura 40, o aumento da corrente contrária de eixo direto sem alterar a corrente de quadratura é teórico. Na prática, o valor da máxima corrente admissível para o motor em questão é 6 A. Seguindo a relação apresentada na Equação 18, o valor de I_e equivale à amplitude máxima da componente fundamental da corrente por fase e depende da máxima corrente de alimentação de entrada em corrente contínua do inversor de frequência I_{cc} . Sendo assim, conclui-se que para manter o valor de I_e sempre igual ou abaixo de 6 A, qualquer alteração no valor de i_d pode resultar em um valor diferente de i_q .

$$I_e^2 \geq i_d^2 + i_q^2 \quad [18]$$

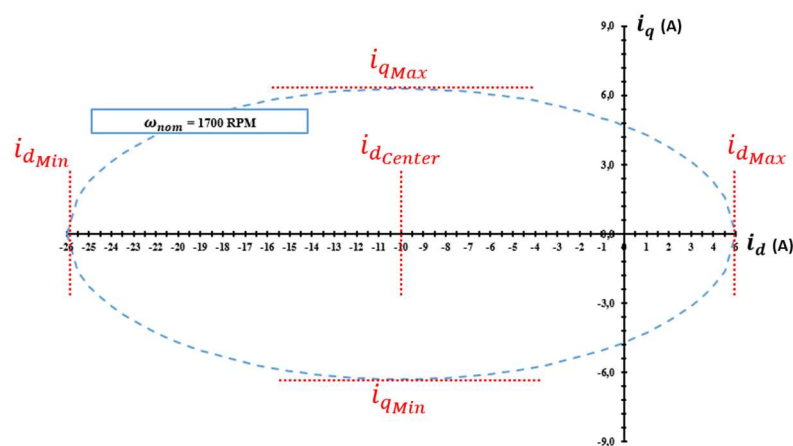
Sendo:

- I_e a máxima componente fundamental da corrente de pico disponível por fase, dependente de I_{cc} em amperes (A), onde I_{cc} é a corrente de alimentação de entrada em corrente contínua do inversor em amperes (A);

Uma maneira de visualizar facilmente os limites de operação desse motor síncrono de ímãs permanentes é construindo uma série de elipses denominadas elipses de tensão de um motor síncrono de ímãs permanentes. Essas elipses apresentam de maneira visual a correlação entre as variáveis presentes na Equação 15, na Equação 16, e na Equação 17. Utilizando os parâmetros de projeto do motor, varia-se a corrente de eixo direto e a corrente de quadratura de maneira que a amplitude máxima da componente fundamental da tensão terminal se limite ao pico máximo da tensão de saída do inversor de frequência, respeitando consequentemente a máxima tensão de alimentação, em corrente contínua, do inversor de frequência.

A Figura 41 abaixo apresenta a elipse de tensão do motor considerado na Tabela 4 quando operando na sua velocidade nominal ω_{nom} de 1700 RPM. Tendo como fator limitante a máxima tensão admissível, que nesse caso é 150 V, o tracejado azul representa o máximo valor da soma vetorial, resultante da Equação 18, das correntes do motor. Qualquer combinação de corrente de eixo direto e corrente de quadratura que resulte em um ponto fora do tracejado azul está excedendo o limite de tensão deste motor, independente do limite de correntes apresentado na Equação 18.

Figura 41 – Elipse de tensão do motor da Tabela 4 quando operando na sua velocidade nominal



Fonte: O autor.

Os tracejados vermelhos representam as extremidades da elipse, e são os principais pontos a serem calculados durante a sua construção. Para encontrar $i_{q_{Mínimo}}$ e $i_{q_{Máximo}}$, basta considerar que a tensão terminal de eixo direto v_d é a única responsável por compor V_e . Igualando V_e ao pico máximo da tensão de saída do inversor de frequência V_P , chegamos às seguintes equações:

$$i_{q_{Mínimo}} = -\frac{V_P}{\omega_e L_q} \quad [19]$$

$$i_{q_{Máximo}} = \frac{V_P}{\omega_e L_q} \quad [20]$$

Como nesses máximos v_d acaba sendo a única tensão a contribuir com V_e , conclui-se que nesses pontos o valor de v_q é zero. Com essa informação, é possível definir o centro da elipse, denominado $i_{d_{Centro}}$ e calculado a partir da equação abaixo:

$$i_{d_{Centro}} = -\frac{\psi_a}{L_d} \quad [21]$$

$i_{d_{Mínimo}}$ e $i_{d_{Máximo}}$ são os extremos onde a elipse cruza o eixo das abscissas, ou seja, os pontos onde o valor de i_q é zero. Consequentemente, o valor de v_d também é zero, e v acaba sendo composto somente por v_q . Sendo assim, $i_{d_{Mínimo}}$ e $i_{d_{Máximo}}$ podem ser calculados por:

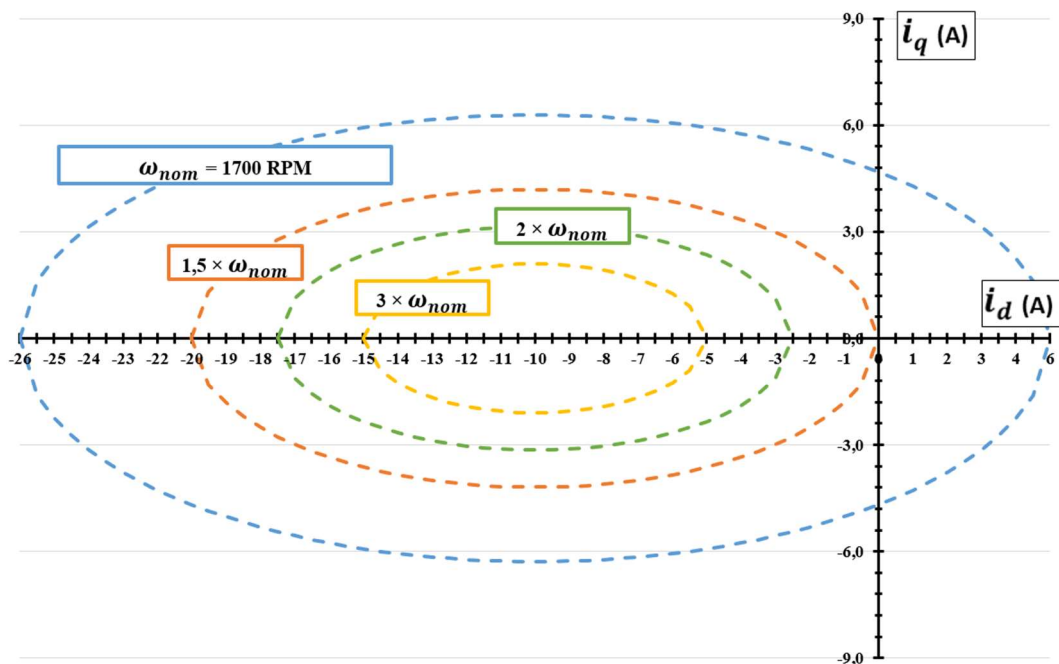
$$i_{d_{Mínimo}} = \frac{-V_P - \omega_e \psi_a}{\omega_e L_d} \quad [22]$$

$$i_{d_{Máximo}} = \frac{V_P - \omega_e \psi_a}{\omega_e L_d} \quad [23]$$

Definido o centro da elipse e todos os seus pontos mínimos e máximos, a construção da elipse está praticamente pronta. O último passo é variar as correntes de eixo direto e de quadratura dentro dos intervalos definidos sempre igualando o valor de V_e com V_P .

Para visualizar o impacto do aumento da velocidade em um motor síncrono de ímãs permanentes, foi realizado o mesmo processo citado acima para construir outras elipses de tensão considerando a mesma máxima tensão admissível, variando, entretanto, a velocidade. A Figura 42 apresenta quatro elipses do mesmo motor da Tabela 4 considerando quatro velocidades diferentes: 1700 RPM, 2550 RPM, 3400 RPM e 5100 RPM. Nota-se que à medida que a velocidade vai aumentando, as elipses vão ficando menores. Esse fato demonstra que para manter a tensão terminal V_e igual ou abaixo de V_p , a faixa de operação das correntes vai diminuindo, tendo que ser enfatizado o fato de que a corrente i_d fica mais distante de ser positiva. Também se percebe que independentemente da velocidade, o centro da elipse se manteve o mesmo, retratando o balanço entre o decréscimo da magnitude de $i_{qMínimo}$ e $i_{qMáximo}$, e o aumento de ω_e .

Figura 42 – Elipses de tensão do motor da Tabela 4 para diversas velocidades



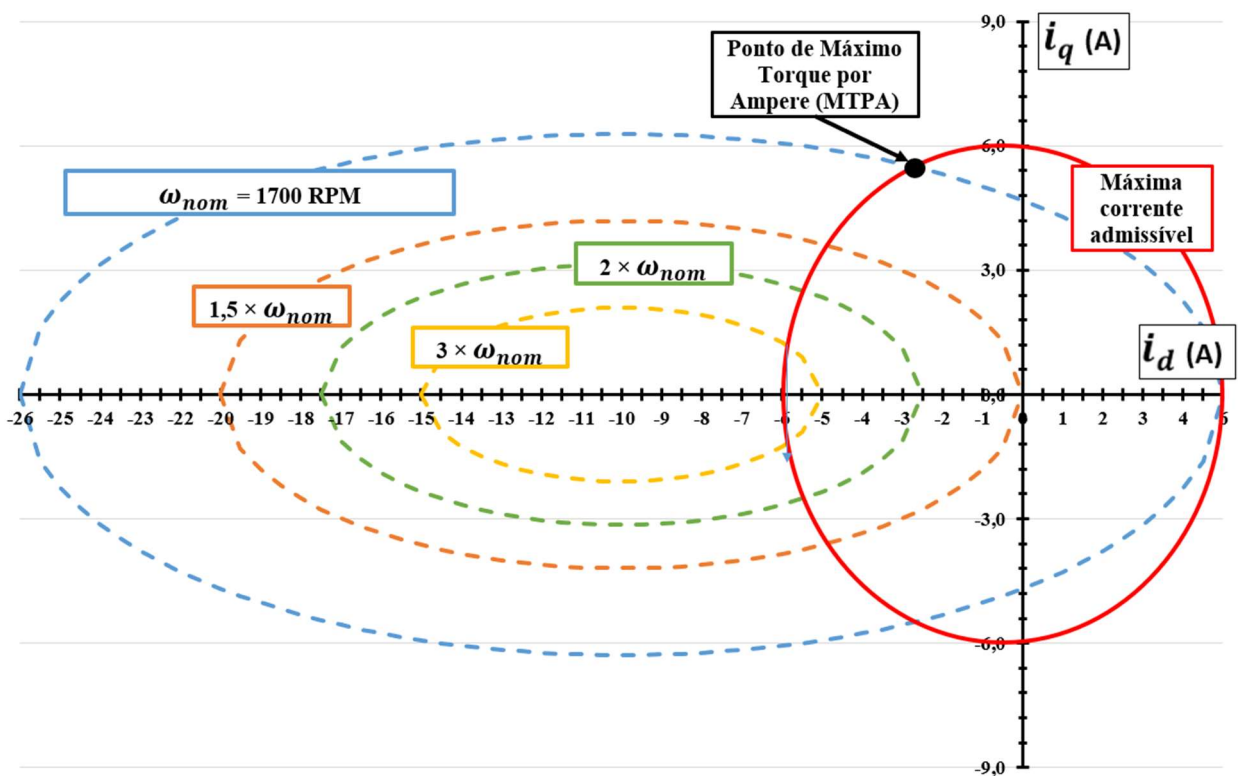
Fonte: O autor.

Como comentado, as elipses de tensão de um motor são artifícios gráficos interessantes pois por meio delas é possível enxergar facilmente os limites das correntes, respeitando a máxima tensão terminal admissível, de um determinado motor a certa velocidade. Entretanto, as elipses de tensão não levam em consideração a máxima corrente admissível do motor, à qual

está ligada, por exemplo, à sua capacidade térmica. Sendo assim, na elaboração gráfica das elipses de tensão, é pertinente a representação da máxima corrente admissível do motor. A Figura 43 apresenta as mesmas elipses presentes na Figura 42 com a adição de uma elipse vermelha que simboliza o limite referente à máxima corrente admissível representada pela Equação 18. Vale comentar que a tradução desse limite para uma forma geométrica resultaria em um círculo, entretanto há uma distorção devido à diferença de escala entre os eixos.

A construção das elipses de tensão de um motor com o círculo do limite da corrente máxima admissível tem um alto teor informativo pois além de permitir visualizar esses limites, é possível encontrar o ponto de MTPA de cada elipse de tensão. Como aparente na Figura 43, o ponto de MTPA está situado exatamente na intersecção superior da elipse de tensão nominal com o círculo da máxima corrente admissível. A intersecção inferior representa o ponto de MTPA para torque contrário ao movimento, considerando uma situação de frenagem, por exemplo.

Figura 43 – Elipses de tensão do motor da Tabela 4 para diversas velocidades, incluindo seu círculo de limite da máxima corrente admissível e ponto de MTPA



Fonte: O autor.

É importante ressaltar que o conceito do ponto de MTPA ser representado graficamente pela intersecção da elipse de tensão com o círculo de corrente máxima admissível vale para todas as elipses desse motor, independentemente da velocidade. Isto significa que observando os pontos em que o círculo vermelho cruza cada elipse, é possível definir o máximo torque por ampere de cada velocidade de operação deste motor. Para realizar tais cálculos utiliza-se da Equação 24, que define o torque de um motor síncrono de ímãs permanentes considerando o termo $(L_d - L_q)$ referente ao torque de relutância. Tal contribuição ocorre devido aos ímãs permanentes serem posicionados internamente e não superficialmente, o que resulta em uma diferença entre a indutância de eixo direto e de quadratura.

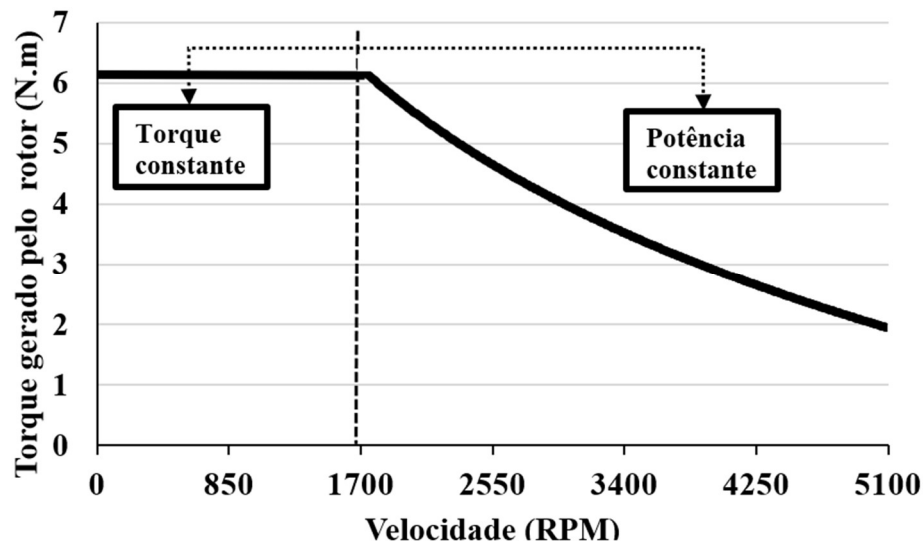
$$T = 1,5p[i_q\psi_a + (L_d - L_q)i_qi_d] \quad [24]$$

Sendo:

- T o torque gerado pelo rotor em Newton-metro (N.m);
- p o número de pares de polos.

Obtendo os valores de i_d e i_q a partir da intersecção entre as elipses de tensão e o círculo de máxima corrente admissível, calculou-se o ponto de MTPA em cada uma das velocidades dessas elipses. Transpondo tais pontos graficamente, é possível definir a curva aproximada de torque por velocidade deste motor, representada pela Figura 44.

Figura 44 – Curva de torque desenvolvido pelo rotor pela velocidade, definida a partir dos pontos de MTPA



Fonte: O autor.

Tal curva é de extrema relevância para analisar o desempenho de um motor perante o aumento da sua velocidade. Até a sua velocidade nominal de 1700 RPM, o motor opera na sua região de torque constante, e a partir deste ponto ele entra na região de potência constante, onde o seu torque gerado começa a decair. Este declínio ocorre devido à necessidade de atenuar o fluxo magnético a partir da injeção de cada vez mais corrente de eixo direto no sentido contrário, o que leva à diminuição da corrente de quadratura que é a principal responsável pela geração do torque.

Deve ser lembrado o fato que a curva de torque por velocidade apresentada na Figura 44 foi definida a partir de limites estabelecidos pela Equação 16 e pela Equação 17, às quais, como já comentado, estão desprezando as componentes responsáveis por perdas Joule e perdas no núcleo. Consequentemente, caso seja obtida de forma experimental uma curva de torque deste motor, haverá uma pequena divergência em relação à apresentada acima.

4. DESMAGNETIZAÇÃO DE ÍMÃS PERMANENTES EM DIFERENTES TOPOLOGIAS DE PROJETO

Uma vez apresentado o princípio da atenuação de fluxo magnético via corrente contrária de eixo direto, e sabendo-se que uma desvantagem deste método é o risco de desmagnetizar os ímãs permanentes de um motor (BAOQUAN, CHUNYAN e SHUKANG, 2011), (SARIKHANI e MOHAMMED, 2012), (TESSAROLO, MEZZAROBBA e MENIS, 2015), é pertinente entender quão sujeitas estão diferentes topologias de projeto a uma possível desmagnetização dos seus ímãs permanentes.

Este capítulo contemplará simulações via MEF realizadas em dois motores síncronos: um construído com ímãs permanentes internos posicionados em V, e o segundo com ímãs permanentes internos posicionados muito próximo das extremidades do rotor. O objetivo deste estudo é utilizar os seus resultados para comparar a vulnerabilidade de desmagnetização dos ímãs de cada motor. As próximas páginas deste trabalho serão destinadas aos parâmetros e às premissas utilizadas nas simulações, e posteriormente serão apresentados os seus resultados.

4.1. PARÂMETROS E PREMISSAS CONSIDERADAS

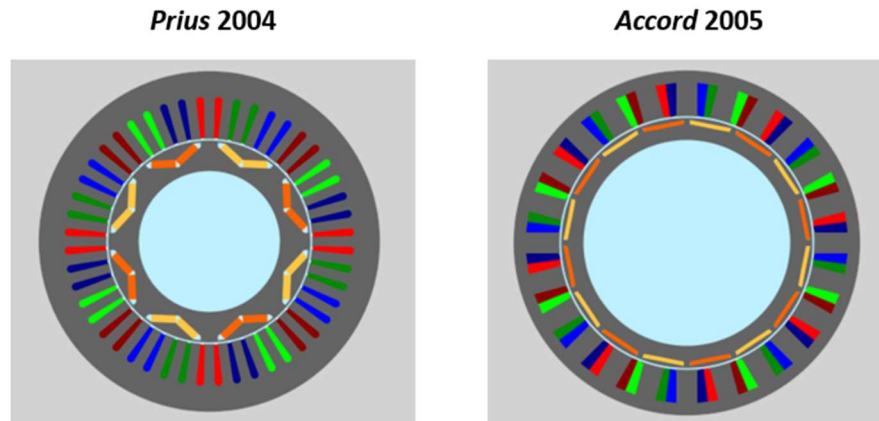
Os objetos de estudo utilizados nas simulações a seguir são dois motores síncronos de ímãs permanentes utilizados na propulsão de veículos. São eles o motor do veículo elétrico *Prius 2004* da *Toyota*, e o do veículo híbrido *Accord 2005* da *Honda*. As especificações de cada máquina foram retiradas do *software FluxMotor* versão 2020 da *Altair* e podem ser consultadas na Tabela 5. Os motores e a disposição dos seus ímãs permanentes podem ser observados na Figura 45.

A escolha de ambos os objetos de estudo foi realizada seguindo as seguintes premissas e considerações:

- A topologia de projeto de cada motor é diferente, permitindo comparações entre elas;
- Ambos possuem aplicação em propulsão veicular, à qual é pertinente para métodos de atenuação de fluxo magnético;
- Os ímãs permanentes e os condutores de ambos os motores são do mesmo material, sendo desconsideradas pequenas divergências devido à cada tipo específico do material;

- As velocidades nominais de cada motor são próximas.

Figura 45 – Motores síncronos de ímãs permanentes internos utilizados no carro *Prius* 2004 da *Toyota* e no *Accord* 2005 da *Honda*



Fonte: *Software FluxMotor* versão 2020 da *Altair*.

Tabela 5 – Especificações técnicas dos motores utilizados nas simulações via MEF

Parâmetro	<i>Prius</i> 2004	<i>Accord</i> 2005
Velocidade (RPM)	1620	1513
Tensão nominal (V)	360	104
Corrente nominal (A)	177	159
Potência (kW)	78	22
Nº polos	8	16
Torque (N.m)	385	132
Resistência dos enrolamentos por fase (ohm)	0,1358	0,1509
Indutância de eixo direto (mH)	5,06	0,515
Indutância de quadratura (mH)	7,17	0,517
Massa total (kg)	32,1	14,7
Diâmetro externo do estator (mm)	269	316
Material dos ímãs permanentes	NdFeB	NdFeB
Massa total de ímãs permanentes (kg)	1,24	0,79
Espessura dos ímãs permanentes (mm)	6,5	4,5
Nº de espiras por fase	144	416
Nº de fios de cobre em paralelo por espira	13	1
Diâmetro dos fios de cobre (mm)	0,912	1,550
Diâmetro final do condutor (mm)	4,270	1,646

Fonte: *Software FluxMotor* versão 2020 da *Altair*.

Tratando-se das especificações dos ímãs permanentes, é importante ressaltar que existem diversos tipos de ímãs permanentes do mesmo material, com suas propriedades magnéticas variando ligeiramente de acordo com o tipo e de fornecedor. Como já informado, neste trabalho essas pequenas diferenças estão sendo desprezadas, e está sendo considerado que ambos os motores são constituídos de ímãs permanentes do mesmo tipo de neodímio-ferro-boro, cujas características podem ser consultadas na Tabela 6.

Tabela 6 – Propriedades magnéticas do tipo de ímãs permanentes de neodímio-ferro-boro considerados no *Prius* 2004 e no *Accord* 2005

Propriedade	Valor
Temperatura de referência (°C)	20
Densidade de fluxo magnético remanescente (T)	1,32
Permeabilidade magnética relativa	1,1
Coercividade magnética (A/m)	9,549 × 10 ⁵
Ponto Curie (°C)	330

Fonte: *Software FluxMotor* versão 2020 da *Altair*.

4.2. SIMULAÇÕES E CONCLUSÕES

Com a finalidade de analisar a vulnerabilidade de cada motor apresentado perante uma possível desmagnetização dos seus ímãs permanentes, utilizou-se o método dos elementos finitos para simular a exposição de cada máquina a um evento que possa levar à essa desmagnetização. A execução dessas simulações proporcionou resultados referentes às densidades de fluxo magnético remanescente dos ímãs permanentes que serão analisados e comentados.

O evento escolhido para ser simulado é o aumento da corrente do estator devido a um curto-circuito (DONG, HUANG, *et al.*, 2016). Sabe-se pela literatura que diversos tipos de curtos-circuitos podem ocorrer no sistema (XUEZHI, DICHEN e YONG, 2008), (GEEST, POLINDER e FERREIRA, 2014), composto pelo inversor de frequência mais o motor síncrono de ímãs permanentes, elevando a corrente no estator do motor em até dez vezes o seu valor nominal e podendo acarretar a desmagnetização dos seus ímãs permanentes (WELCHKO, JAHNS, *et al.*, 2003), (ROMERAL, URRESTY, *et al.*, 2011). Deste modo, a Tabela 7 apresenta

os cinco cenários estipulados para representar a variação da corrente do estator de cada motor devido a um curto-circuito.

Tabela 7 – Cenários utilizados nas simulações via MEF

	<i>Prius 2004</i>	<i>Accord 2005</i>
Corrente nominal I_n (A)	177	159
Cenários	Valor da corrente no estator (A)	
I_n	177	159
$2,5 \times I_n$	442	398
$5 \times I_n$	885	795
$7,5 \times I_n$	1328	1193
$10 \times I_n$	1770	1590

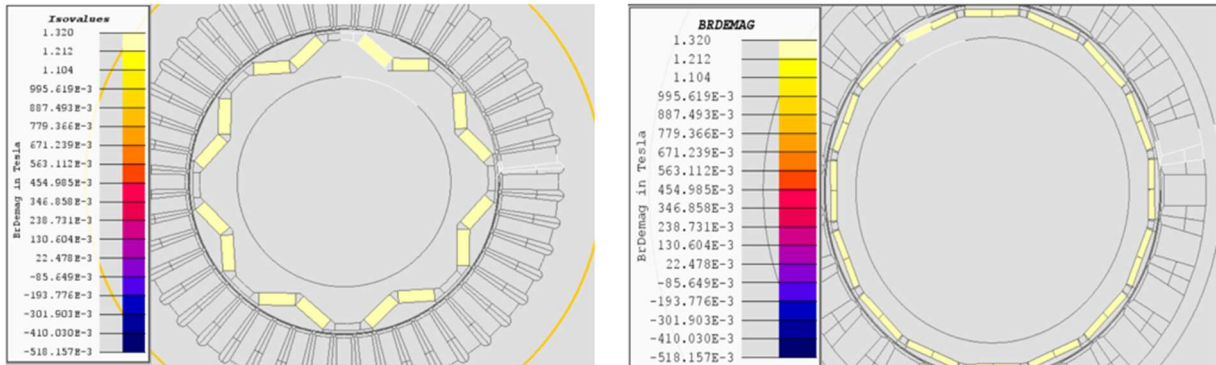
Fonte: O autor.

Definidos todos os parâmetros e cenários necessários, as simulações via MEF foram realizadas no *software Flux* versão 2021.2 da *Altair*. Uma vez que a análise de desmagnetização de um ímã permanente leva em consideração as características não lineares dos materiais magnéticos, o programa resolve esses cenários magnetostáticos por meio do método *Newton Raphson*. Terminada a convergência do sistema de equações não lineares, foi utilizada uma ferramenta de pós-processamento do *software* que possibilita a visualização da densidade de fluxo magnético remanescente nos ímãs permanentes dos motores. Vale ressaltar que as simulações foram executadas com uma temperatura constante, sem levar em consideração efeitos térmicos. O resultado proveniente deste procedimento pode ser observado na Figura 46.

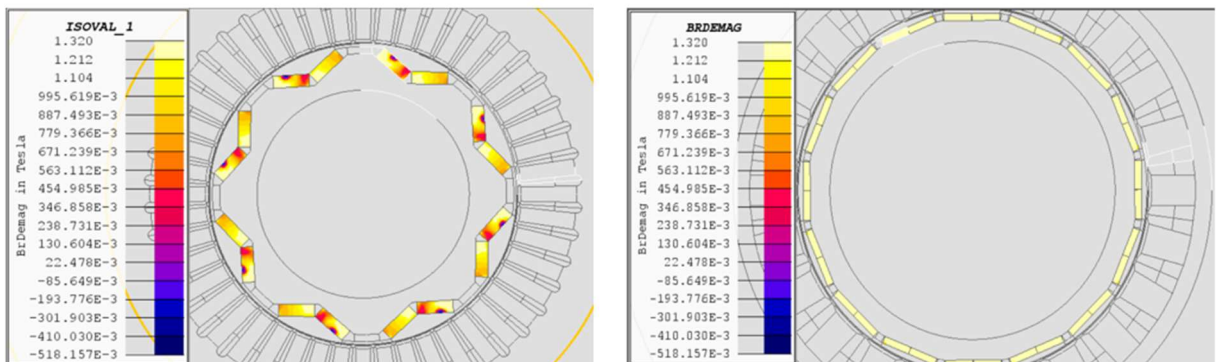
O gradiente de cores presente nos resultados apresentados na Figura 46 indicam a mudança da densidade de fluxo magnético remanescente dos ímãs permanentes após alguns cenários que compõem a Tabela 7. Como descrito no APÊNDICE A, uma vez desmagnetizado devido às correntes de curto-circuito no estator, os ímãs permanentes sofrem redução parcial ou definitiva da sua densidade de fluxo magnético remanescente, e nas figuras abaixo é possível ver quão afetada foi cada parte desses ímãs após o evento simulado.

Figura 46 – Resultado de pós-processamento do MEF, indicando o valor da densidade de fluxo magnético remanescente com a variação da corrente no estator. Da esquerda para a direita, a imagem apresenta o motor do Prius 2004 e o motor do Accord 2005 perante uma corrente nominal no estator (a), cinco vezes o seu valor (b) e dez vezes o seu valor (c), respectivamente

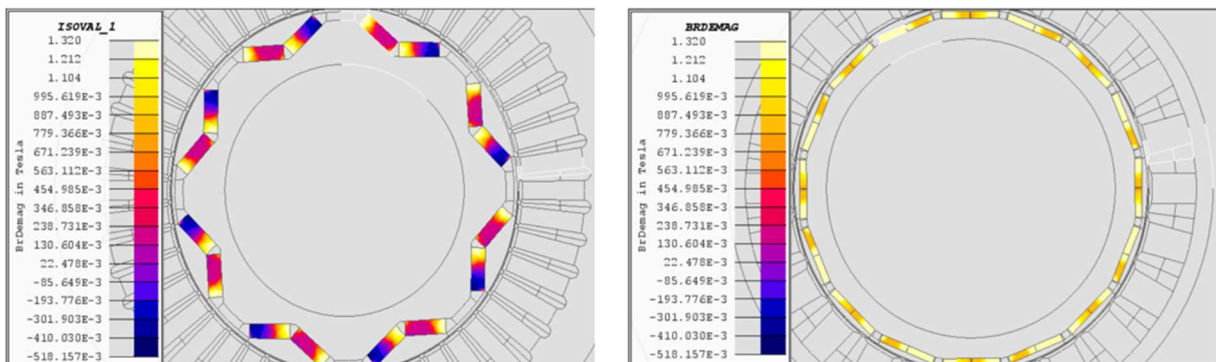
a) I_n



b) $5 \times I_n$



c) $10 \times I_n$



Fonte: O autor.

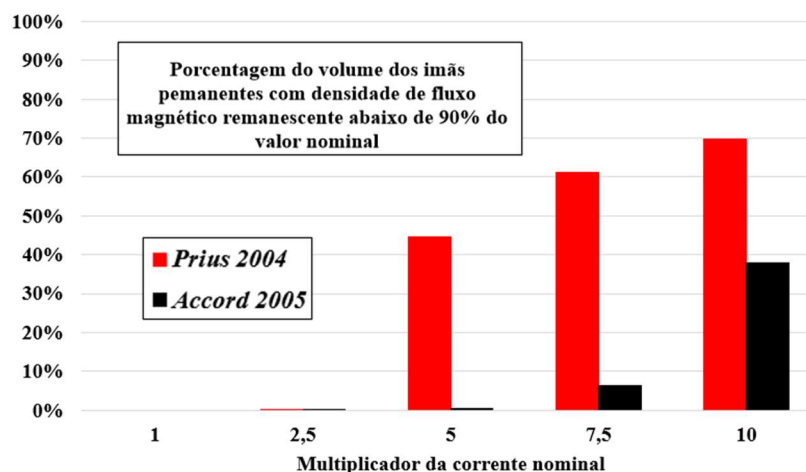
A comparação entre ambos os motores pode ser feita a partir dos resultados gráficos apresentados acima. Observa-se que na medida que é aumentado o multiplicador da corrente nominal, os ímãs permanentes começam a sofrer maiores graus de desmagnetização, principalmente no motor do *Prius 2004*. Perante a corrente nominal I_n , ambos os motores permanecem sem alterações nos seus ímãs permanentes.

Ao aumentar o valor da corrente no estator para cinco vezes a corrente nominal, algumas partes dos ímãs do *Prius 2004* já começam a sofrer desmagnetização, diminuindo a sua densidade de fluxo magnético remanescente após o evento simulado. Em contrapartida, os ímãs permanentes do *Accord 2005* se mantem inalterados.

Como esperado, o cenário mais crítico é quando é aplicada uma corrente no estator referente à dez vezes o valor nominal. Neste caso nota-se que grande parte dos ímãs permanentes do *Prius 2004* e algumas partes dos ímãs do *Accord 2005* sofreram algum grau de desmagnetização. Percebe-se pelo gradiente de cores definido na legenda que esse grau é muito mais severo no *Prius 2004*.

Com a finalidade de quantificar o quão afetados foram os ímãs permanentes de cada motor após as simulações estipuladas, foi elaborado o gráfico presente na Figura 47. Nele pode-se ver a porcentagem do volume dos ímãs permanentes que, devido à desmagnetização, teve sua densidade de fluxo magnético remanescente reduzida para abaixo de 90% do seu valor nominal.

Figura 47 – Volume dos ímãs permanentes com densidade de fluxo magnético remanescente abaixo de 90% do valor nominal



Fonte: O autor.

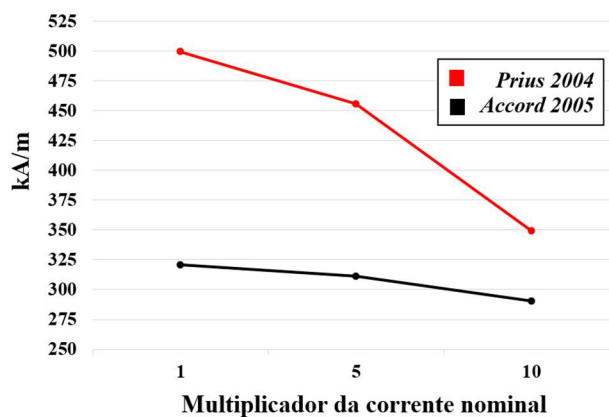
Algumas conclusões podem ser feitas a partir do gráfico acima. A primeira é de que perante um curto-circuito resultante em uma corrente no estator de até duas vezes e meia I_n , os ímãs permanentes de ambos os motores permanecem praticamente sem sofrer nenhum tipo de desmagnetização.

Aumentando a corrente no estator para cinco vezes o valor de I_n , nota-se que, em consequência da desmagnetização, mais de 40% do volume dos ímãs permanentes do motor do *Prius 2004* possui sua densidade de fluxo magnética remanescente abaixo de 90% do seu valor nominal. Em contrapartida, com a mesma proporção de I_n , os ímãs do *Accord 2005* permanecem praticamente inalterados.

Na medida que o multiplicador de I_n aumenta para 7,5 e 10, o volume comprometido dos ímãs permanentes do *Prius 2004* continuam a aumentar, chegando próximo de 70% no pior caso. Do mesmo modo, os ímãs do *Accord 2005* também são prejudicados, entretanto somente quando a corrente no estator é dez vezes o valor de I_n que o volume comprometido atinge um valor relevante de quase 40%. Com o multiplicador 7,5, esse valor é quase desprezível, passando pouco mais dos 5%.

A redução da densidade de fluxo magnético de parte da área dos ímãs afeta diretamente o campo magnético gerado pelos ímãs permanentes, o qual irá interagir com o campo magnético proveniente do estator para desenvolver torque eletromagnético. Para quantificar essa relação, são apresentadas na Figura 48 curvas criadas para mostrar a consequência da desmagnetização no campo magnético proveniente dos ímãs permanentes.

Figura 48 – Intensidade do campo magnético nos ímãs permanentes do *Prius 2004* e do *Accord 2005* em operação nominal e após desmagnetização



Fonte: O autor.

Nota-se que os resultados apresentados na figura acima seguem uma mesma tendência observada na Figura 46 e na Figura 47, havendo uma redução considerável do campo magnético nos ímãs permanentes do *Prius 2004*, e somente um leve decaimento no caso do *Accord 2005*.

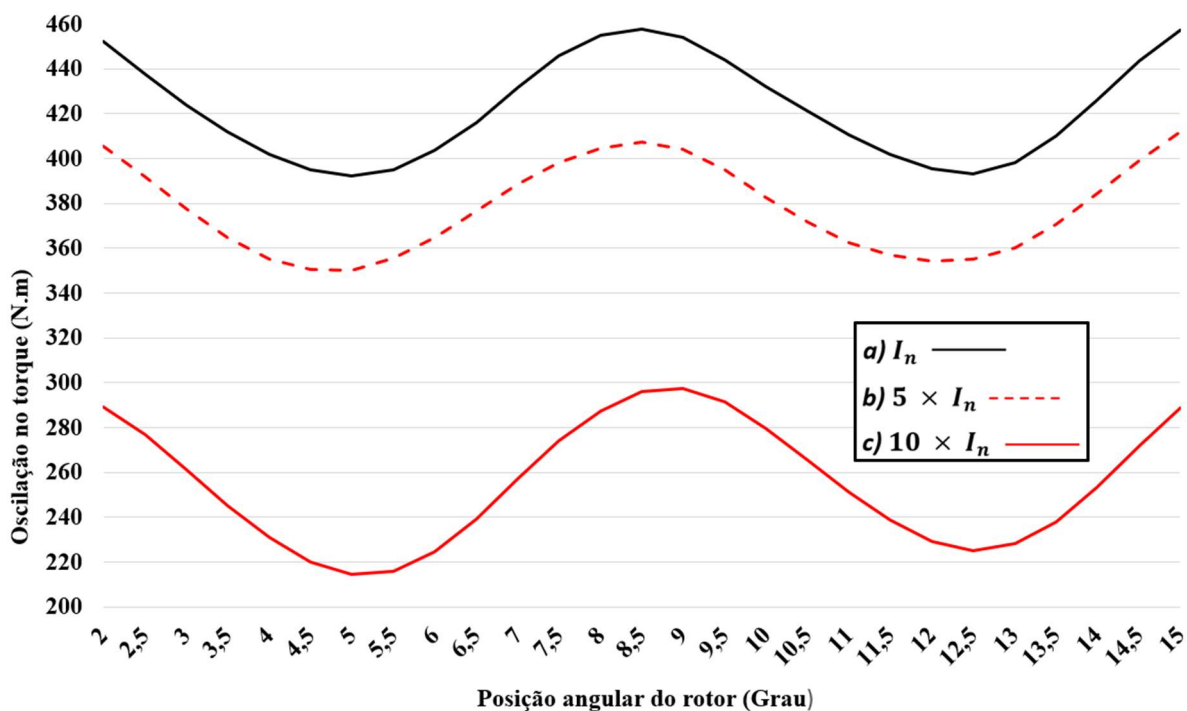
A partir dos resultados das simulações e dos comentários a respeito, conclui-se que o motor do *Prius 2004* apresenta uma vulnerabilidade à desmagnetização bem mais crítica quando comparado ao motor do *Accord 2005*. Um possível motivo é a diferença entre a força magnetomotriz (FMM) de reação de armadura e o diâmetro de cada motor. Como apresentado na Tabela 4, o estator do *Prius 2004* é composto por 144 espiras por fase, só que com condutores que contém 13 fios de cobre em paralelo. Em contrapartida, a topologia de projeto do *Accord 2005* tem 416 espiras por fase, com seus condutores compostos por somente um fio. Essas divergências construtivas reforçam a diferença entre os valores de indutância de cada motor. No *Prius 2004* a magnitude desse parâmetro é em torno de dez vezes superior ao do *Accord 2005*, e conseqüentemente a sua relutância magnética é muito mais baixa que a do *Accord 2005*. Sendo assim, para valores semelhantes de corrente, a FMM de reação de armadura do *Prius 2004* é muito maior que a do *Accord 2005*. Juntando essa circunstância com o fato de que o rotor do *Prius 2004* apresenta um diâmetro menor que o do *Accord 2005*, tem-se uma maior densidade linear de corrente na periferia do rotor do *Prius 2004*, o que leva a uma desmagnetização mais severa dos seus ímãs permanentes.

Uma vez que existe essa diferença entre o projeto dos enrolamentos e condutores de cada motor, não é possível comparar de forma adequada a influência da disposição dos ímãs permanentes de cada motor nas desmagnetizações ocorridas. Apesar disso, os resultados obtidos neste trabalho corroboram parcialmente com os apresentados em (KANG, HUR, *et al.*, 2003), onde perante uma situação de desmagnetização, um motor com ímãs permanentes internos, com disposição de ímãs similar ao do *Accord 2005*, mal foi afetado, enquanto o motor com ímãs permanentes tipo *spoke* sofreu desmagnetização irreversível. De qualquer modo, a disposição de ímãs tipo *spoke* é em parte semelhante à topologia tipo V, mas não completamente iguais, e isso só enfatiza a necessidade de realizar novas simulações para realmente tirar uma conclusão verídica em relação à qual das disposições de ímãs permanentes apresentadas está mais sujeita à desmagnetização.

Para entender as conseqüências da desmagnetização nos motores, realizou-se uma análise de pós processamento relacionada a desempenho. Ela consiste em simular a ondulação no torque do rotor do *Prius 2004* após os cenários de desmagnetização considerados

previamente. Os resultados são apresentados na Figura 49, onde pode-se ver o torque do rotor variando com sua posição angular durante a injeção da corrente nominal do *Prius 2004* em três cenários diferentes de desmagnetização.

Figura 49 – Ondulação no torque do rotor do *Prius 2004* em três cenários diferentes: Nenhuma desmagnetização (a), desmagnetização nos ímãs permanentes após a injeção de uma corrente cinco vezes a nominal (b), e desmagnetização nos ímãs permanentes após a injeção de uma corrente dez vezes a nominal (c)



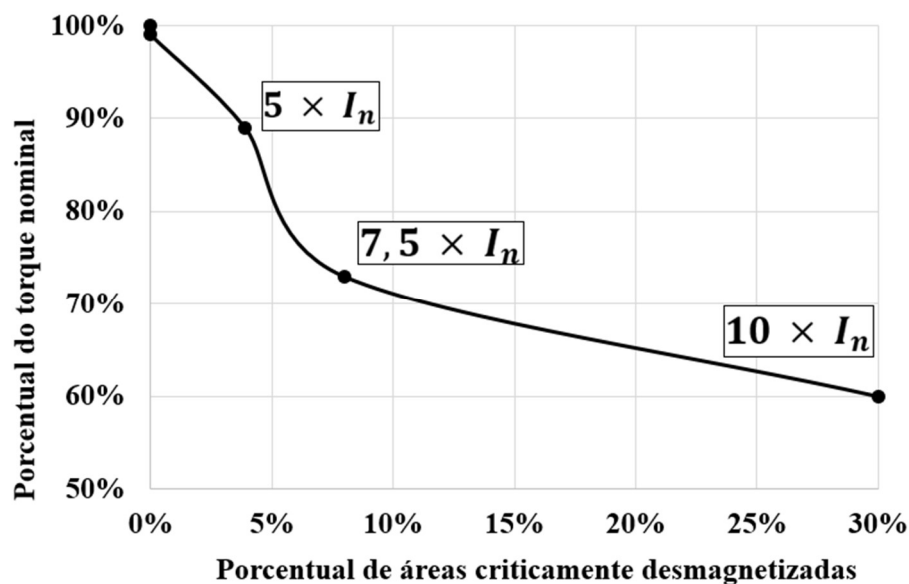
Fonte: O autor.

A redução da densidade de fluxo magnético dos ímãs permanentes também irá diminuir o valor total do fluxo concatenado. Então, como esperado pela Equação 24, mediante desmagnetização, o torque desenvolvido pelo rotor decai, conforme visto nas curvas apresentadas acima.

Quantificar a relação entre o torque desenvolvido e a desmagnetização dos ímãs permanentes também é algo relevante. Sendo assim, a Figura 50 apresenta uma curva aproximada que representa o decaimento do torque com o aumento da área total desmagnetizada dos ímãs permanentes, entretanto só considerando locais onde o valor da densidade de fluxo magnético remanescente está abaixo de 10% de seu valor nominal. A

escolha de contemplar somente áreas com a densidade de fluxo magnético remanescente abaixo de tal valor é um modo de considerar exclusivamente desmagnetizações severas, às quais mais afetam o desempenho do motor.

Figura 50 – Relação do torque do rotor do Prius 2004 com a totalidade da área criticamente desmagnetizada dos seus ímãs permanentes, com valores de densidade de fluxo magnético remanescente abaixo de 10% de seu valor nominal



Fonte: O autor.

Cada ponto da curva acima representa a operação nominal do motor após os cenários de desmagnetização estipulados previamente. Uma primeira conclusão valiosa é que torque decaiu de maneira não linear. Após uma desmagnetização derivada de uma corrente cinco vezes o seu valor nominal, quase 5% da área dos ímãs permanentes é comprometida, e o torque diminui em aproximadamente 10%. Em contrapartida, quando os ímãs permanentes possuem 30% de sua área quase totalmente desmagnetizada devido à uma corrente dez vezes o seu valor nominal, o torque cai significativamente para somente 60% de seu valor nominal, tendo um grande impacto no desempenho do motor do *Prius 2004*.

É pertinente ressaltar que nesse trabalho a relação entre o torque desenvolvido e a desmagnetização está baseada em somente cinco pontos discretos que estão considerando um limiar de área desmagnetizada com valores de densidade de fluxo magnético remanescente

abaixo de 10% seu valor nominal. Uma proposta para trabalho futuros, que deve usar mais processamento, é usar uma amostra de dados maior, considerando mais cenários de desmagnetização e limiares de área desmagnetizada. Esse esforço resultará em um entendimento mais amplo da importante relação entre o torque de um motor e a desmagnetização de seus ímãs permanentes.

As análises e os resultados das simulações realizadas neste capítulo são importantes e relevantes para auxiliar em projetos de motores síncronos de ímãs permanentes com aplicações em altas velocidades que necessitam utilizar o método de atenuação de fluxo magnético via corrente contrária de eixo direto. Nota-se que a escolha de uma topologia de projeto que está menos sujeita à desmagnetização dos seus ímãs permanentes torna mais seguro o procedimento de atenuação de fluxo magnético via controle vetorial, entretanto, é importante ressaltar que parâmetros como eficiência, custo, densidade de potência e torque são extremamente relevantes e devem ser levados em consideração.

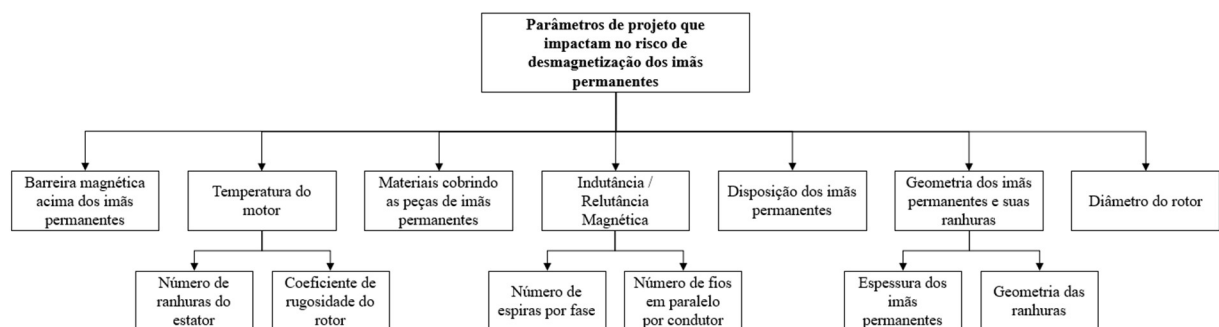
5. PARÂMETROS DE PROJETO PARA APLICAÇÕES COM ATENUAÇÃO DO FLUXO MAGNÉTICO

Como já previamente introduzido, aplicações em altas velocidades de motores síncronos de ímãs permanentes tendem a requisitar algum artifício de atenuação de fluxo magnético para atingir velocidades acima da nominal. No decorrer deste trabalho, uma série de métodos de atenuação de fluxo magnético foram apresentados e analisados, e o modo mais comum para realizar tal atenuação é o controle vetorial. Uma vez que a utilização deste método vem com o risco de desmagnetização dos ímãs permanentes do motor, foram realizadas simulações para comparar a susceptibilidade de dois motores a esse risco, o que levou a conclusões a respeito deste tema.

Optar por métodos mecânicos é uma alternativa para tentar evitar problemas relacionados a desmagnetização, além de, dependendo do método mecânico, apresentar outras vantagens como uma maior eficiência energética. Entretanto, mesmo utilizando outros meios para auxiliar a atenuar o fluxo magnético efetivo no entreferro, a injeção de uma corrente contrária de eixo direto ainda se faz necessária para atingir, em conjunto com o artifício mecânico, velocidades mais altas.

Visto que o risco de desmagnetização dos ímãs permanentes existe independentemente do método de atenuação de fluxo utilizado, o objetivo deste capítulo é abordar diversos parâmetros de projeto e aspectos construtivos que influenciam nesse risco. Para isso, elaborou-se um diagrama apresentado na Figura 51 abaixo:

Figura 51 – Parâmetros de projetos que impactam no risco de desmagnetização dos ímãs permanentes



Fonte: O autor.

Os parâmetros acima foram escolhidos baseados em trabalhos da revisão da literatura e em conclusões tomadas a partir das simulações realizadas no capítulo anterior. Nota-se que além das características magnéticas representadas pela curva de desmagnetização de um material que compõe um ímã permanente, existem diversos outros parâmetros que podem ser analisados ao focar na desmagnetização.

Focando nos próprios ímãs permanentes, aumentar as suas espessuras é uma solução eficaz, mas onerosa financeiramente. Evitando alterar os próprios ímãs permanentes, artifícios como barreiras magnéticas e materiais cobrindo os ímãs são opções. Ambos consistem em adicionar uma camada de material com baixa permeabilidade magnética ou perto dos ímãs ou cobrindo os mesmos, funcionando como barreiras contra o fluxo magnético proveniente do estator. Entretanto, vale pontuar que essa modificação pode afetar a eficiência do motor.

Uma outra solução é alterar a geometria das ranhuras em que os ímãs permanentes são posicionados. Certas modificações de espessura e formato da ranhura podem resultar em uma maior permeabilidade magnética de espaços da ranhura não preenchidos pelos ímãs permanentes, os quais servem como “caminho” para o fluxo magnético proveniente do estator, e conseqüentemente diminuindo o risco de desmagnetização.

A disposição dos ímãs permanentes é outro tema que deve ser considerado quando feita uma análise de desmagnetização. A comparação de motores com diferentes disposições é algo presente na literatura e nas simulações do capítulo anterior, entretanto deve ser tomado o cuidado na hora de equalizar os demais parâmetros do motor perante uma comparação, para saber exatamente como uma determinada maneira de posicionar os seus ímãs permanentes influencia na desmagnetização deles. Dentre resultados encontrados, nota-se que motores do tipo *spoke*, mesmo apresentando melhor desempenho relacionado a torque e à eficiência, são mais suscetíveis à desmagnetização quando comparados à motores com ímãs permanentes superficiais.

Aspectos construtivos que influenciam na temperatura do motor também são importantes em projetos que levam a desmagnetização em consideração. Parâmetros como o número de ranhuras do estator e o coeficiente de rugosidade da superfície do rotor podem aumentar ou diminuir a temperatura de operação do motor, e conseqüentemente a temperatura dos ímãs permanentes. Levando em consideração que as curvas de desmagnetização dos ímãs variam de acordo com a temperatura do ambiente, medidas que evitam o aquecimento do motor são benévolas para evitar uma possível desmagnetização.

Outros aspectos construtivos que impactam na desmagnetização dos ímãs permanentes de um motor são parâmetros que regem o valor das indutâncias e relutâncias magnéticas do motor. Pelas simulações efetuadas, conclui-se que o número de espiras por fase e a quantidade de fios em paralelo por condutor tem grande influência sobre a indutância de eixo direto e de quadratura, às quais impactam na susceptibilidade à desmagnetização dos ímãs permanentes. Uma vez considerado o ponto acima, a densidade linear de corrente na periferia do rotor é maior em rotores com menor diâmetro, o que facilita a desmagnetização dos ímãs permanentes e enaltece a importância de levar em consideração as dimensões do rotor em um projeto que visa diminuir os riscos de desmagnetização.

6. CONCLUSÃO

Este trabalho teve como foco principal trazer uma análise crítica dos métodos de atenuação de fluxo magnético aplicados, principalmente, a máquinas síncronas de ímãs permanentes. A abordagem utilizada foi caracterizada por três partes: uma ampla revisão da literatura dos diversos métodos elétricos e mecânicos de atenuação de fluxo magnético; um desenvolvimento analítico referente a atenuação de fluxo magnético via controle vetorial; simulações utilizando MEF de dois motores síncronos de ímãs permanentes.

Na revisão da literatura, foram apresentados e comentados inúmeros trabalhos relacionados a métodos de atenuação de fluxo magnético. Entretanto, uma vez que os métodos elétricos, especialmente o controle vetorial, já estão amplamente difundidos e consolidados, notou-se uma certa escassez de inovações recentes, então uma atenção especial foi dada à diversidade apresentada pelos métodos denominados métodos mecânicos de atenuação de fluxo magnético.

Com o objetivo de evitar desvantagens apresentadas pelos métodos elétricos, os métodos mecânicos se baseiam em alterações mecânicas de projeto, geralmente acionadas pela resultante centrífuga, que auxiliam por completo ou parcialmente a atenuação de fluxo magnético. Comentários, vantagens e desvantagens de cada método abordado foram apresentados na seção 2.5, mostrando que os métodos mecânicos são de fato uma alternativa para a atenuação de fluxo magnético. Contudo, deve ser ressaltada a conclusão de que as soluções mecânicas, em geral, ainda estão muito distantes de serem aplicadas na prática e difundidas comercialmente. A necessidade de modificações mecânicas no rotor, as quais dependem de molas que requerem manutenção ou de mecanismos complexos, resultam em dificuldades práticas de operação que não são notadas em protótipos instalados em bancadas de teste. Desse modo, uma proposta para consolidar a opção de utilizar métodos mecânicos seria checar em trabalhos futuros a viabilidade destes métodos em aplicações reais, levando não só em consideração a praticidade de operação como custos adicionais de projeto.

Na segunda parte do trabalho foi realizado o desenvolvimento analítico em que se fundamenta a atenuação de fluxo magnético via controle vetorial. Como este método é o mais utilizado em aplicações comerciais, foi considerado importante discorrer de maneira mais detalhada a injeção de uma corrente contrária de eixo direto, a qual é a base para o controle vetorial.

Ao investigar cada termo que compõe as equações de tensão de uma típica máquina síncrono de ímãs permanentes, foi possível compreender os seus fenômenos físicos, os quais são demonstrados por meio de simulações que comprovam o efeito atenuador ao injetar uma corrente contrária de eixo direto. Dentre essas demonstrações, foi apresentado o processo para gerar elipses de tensão de um motor síncrono de ímãs permanentes. Este passo a passo possui valor pelo seu teor didático, pois ensina de maneira estruturada como delimitar graficamente a região de operação destes tipos de motores. Além de comprovar mais uma vez a consequência da injeção de uma corrente contrária de eixo direto, a criação dessas elipses de tensão é importante pois auxilia na visualização dos limites operacionais de um motor síncrono de ímãs permanentes e permite obter graficamente informações valiosas deste tipo de motor, como seu ponto de MTPA.

Como a atenuação de fluxo magnético via controle vetorial pode levar à desmagnetização dos ímãs permanentes de um motor síncrono, foram apresentados resultados de simulações via MEF comparando a vulnerabilidade à desmagnetização de duas máquinas síncronas de ímãs permanentes aplicadas à propulsão veicular. A escolha de realizar este tipo de análise em máquinas desta aplicação foi proposital, pois para veículos elétricos e híbridos transitarem em altas velocidades, necessita-se de métodos de atenuação de fluxo magnético, especialmente o controle vetorial que apresenta riscos de desmagnetização.

Os motores utilizados nas simulações via MEF são do *Toyota Prius 2004* e do *Honda Accord 2005* disponibilizados pelo *software* da *Altair FluxMotor*. Curvas de torque, mapas de calor, e outras análises de pós processamento, levam à conclusão de que o motor do *Prius 2004* apresenta alta vulnerabilidade à desmagnetização em relação ao motor do *Accord 2005*. Esse contraste se deve a diferenças de topologia entre os motores, como valores distintos de indutância e diâmetro de rotor. Conclusões deste tipo, onde são expostas correlações entre a vulnerabilidade à desmagnetização e parâmetros de projeto, são de suma importância para a comunidade científica e industrial, ainda mais considerando o fato de serem dois motores comerciais de montadoras mundialmente conhecidas.

Deve-se mencionar que a influência da topologia de posicionamento dos ímãs permanentes na desmagnetização é um assunto que não foi profundamente abordado neste trabalho, mas que existe. Sendo assim, uma proposta para trabalhos futuros é de fazer esse tipo de análise, onde devem ser considerados dois motores com parâmetros de projeto bem similares, mas com diferentes configurações de seus ímãs permanentes. Outra sugestão para

trabalhos futuros é a realização de simulações multifísicas, onde considera-se também a temperatura dos motores. Uma vez que o risco de desmagnetização sofre influência com o aumento da temperatura, uma análise via MEF considerando essa variação é totalmente pertinente.

Por último, as informações obtidas na revisão da literatura e as conclusões resultantes das simulações realizadas possibilitaram a seleção de parâmetros de projeto que necessitam de atenção em aplicações com risco de desmagnetização, e conseqüentemente aplicações que utilizem do controle vetorial para atenuação de fluxo magnético. Estas variáveis construtivas foram sintetizadas na seção 5, à qual traz informações e comentários significativos para profissionais que estejam trabalhando com projetos de máquinas síncronas de ímãs permanentes. Uma recomendação para desenvolvimentos futuro seria, utilizando da facilidade de manipulação de variáveis de projeto do *software FluxMotor*, quantificar a correlação entre elas e a vulnerabilidade à desmagnetização dos ímãs permanentes de motores disponíveis. Desse modo, será possível estipular uma ordem de influência entre os parâmetros analisados.

Ao finalizar este trabalho e refletir sobre as descobertas obtidas, torna-se evidente que este estudo desempenhou um papel importante ao proporcionar uma compreensão aprofundada dos métodos de atenuação de fluxo magnético em máquinas síncronas de ímãs permanentes e suas particularidades. A constatação da falta de inovações recentes em métodos elétricos, bem como o exame minucioso do controle vetorial, sublinha sua dominância nas aplicações comerciais. No entanto, as simulações via MEF revelam riscos de desmagnetização dos ímãs permanentes de motores que utilizam desse método, e essa observação ressalta a necessidade de soluções complementares. Dado esse contexto, as oportunidades oferecidas pelos métodos de atenuação mecânica emergem como uma alternativa intrigante, especialmente em cenários em que a preservação da integridade dos ímãs permanentes é uma prioridade e não há a possibilidade de manipular outros parâmetros de projeto. Portanto, este trabalho não só exalta a complexidade que envolve o contexto de métodos de atenuação de fluxo magnético em máquinas síncronas de ímãs permanentes, mas também destaca a importância de abordagens híbridas e topologias de projeto alternativas. A intersecção entre a atenuação mecânica e o controle vetorial, assim como mudanças em variáveis construtivas, são exemplos de possíveis soluções para os desafios enfrentados neste contexto de máquinas elétricas.

REFERÊNCIAS

- BAOQUAN, K.; CHUNYAN, L.; SHUKANG, C. **A new flux weakening method of permanent magnet synchronous machine**. 2005 International Conference on Electrical Machines and Systems. Nanjing: [s.n.]. 2005.
- BAOQUAN, K.; CHUNYAN, L.; SHUKANG, C. Flux-Weakening-Characteristic Analysis of a New Permanent-Magnet Synchronous Motor Used for Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 39, p. 511-515, Janeiro 2011.
- BIANCHI, N.; BOLOGNANI, S.; LUISE, F. Potentials and Limits of High-Speed PM Motors. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 40, Novembro 2004.
- CHAN, C. C. et al. Novel Wide Range Speed Control of Permanent Magnet Brushless Motor Drives. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 10, Setembro 1995.
- CHAPMAN, P. L.; SUDHOFF, S. D.; WHITCOMB, C. A. Multiple Reference Frame Analysis of Non-sinusoidal Brushless DC Drives. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 14, p. 440-446, Setembro 1999.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. 5ª. ed. [S.l.]: AMGH Editora Ltda., 2013.
- CULLITY, B. D.; GRAHAM, C. D. **Introduction to Magnetic Materials**. 2ª. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2009.
- DONG, J. et al. Comparative Study of Surface-Mounted and Interior Permanent-Magnet Motors for High-Speed Applications. **IEEE Transactions on Applied Superconductivity**, v. 26, Junho 2016.
- EKLUND, P. et al. Magnetic End Leakage Flux in a Spoke Type Rotor Permanent Magnet Synchronous Generator. **International Journal of Mechanical and Mechatronics Engineering**, v. 11, 2017.
- ERIKSSON, S.; BERNHOFF, H. **Rotor design for PM generators reflecting the unstable neodymium price**. Marseille: [s.n.]. 2012.
- FANGYANG, Z. et al. **Study on Flux-Weakening Control for PMSM**. Fourth International Symposium on Knowledge Acquisition and Modeling. Sanya: [s.n.]. 2011.

FERNÁNDEZ-BERNAL, F.; GARCÍA-CERRADA, A.; FAURE, R. Determination of Parameters in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors With Iron Losses Without Torque Measurement. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 37, Outubro 2001.

FIRDAUS, R. N. et al. **Improvement of Power Density Spoke Type Permanent Magnet Generator**. IEEE International Conference on Power Electronics and Drives Systems (PEDS). Sydney: [s.n.]. 2015.

GADEWAR, S. V.; JAIN, A. M. MODELLING AND SIMULATION OF THREE PHASE BLDC MOTOR. **International Journal Of Electrical, Electronics And Data Communication**, v. 5, Julho 2017.

GEEST, M. V. D.; POLINDER, H.; FERREIRA, J. A. **Short-circuit faults in high-speed PM machines with parallel strands and coils**. 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014). Manchester: IET. 2014.

GHAHFAROKHI, P. S.; FAIZ, J. **Design of four-pole permanent-magnet motor with different rotor topologies**. 10th Jubilee International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems - ELECTROMOTION 2013. Cluj-Napoca: [s.n.]. 2013.

JAHNS, T. M. Torque Production in Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives with Rectangular Current Excitation. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. IA-20, Julho 1984.

JAHNS, T. M. Flux-Weakening Regime Operation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-23, p. 681-689, Julho 1987.

JAHNS, T. M.; KLIMAN, G. B.; NEUMANN, T. W. Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-22, p. 738 - 747, Julho 1986.

JR., R. D. P. et al. Magnetic topology with axial flux concentration: a technique to improve permanent magnet motor performance. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, v. 16, Dezembro 2017.

JUNG, J.-W. et al. Equivalent Circuit Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Considering Magnetic saturation. **World Electric Vehicle Journal**, v. 3, p. 0114-0118, 2009.

KANG, G.-H. et al. **Optimal design of spoke type BLDC motor considering irreversible demagnetization of permanent magnet**. Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2003. ICEMS 2003. Pequim: [s.n.]. 2003.

KIM, J.-M.; SUL, S.-K. Speed Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for the Flux Weakening Operation. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 33, Janeiro 1997.

KIM, K.-C. A Novel Magnetic Flux Weakening Method of Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicles. **IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS**, v. 48, Novembro 2012.

KIM, S.-I. et al. Characteristics Comparison of a Conventional and Modified Spoke-Type Ferrite Magnet Motor for Traction Drives of Low-Speed Electric Vehicles. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 49, Novembro 2013.

KREBS, G.; DANIEL, L. Giant Magnetostrictive Materials for Field Weakening: A Modeling Approach. **IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS**, v. 48, Setembro 2012.

LEE, J.-Y. et al. Determination of Parameters Considering Magnetic Nonlinearity in an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor. **IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS**, v. 42, Abril 2006.

LI, C.; LI, C. **Research on variable leakage flux function for a self-adaptive passive flux-weakening PMSM**. 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Pattaya: [s.n.]. 2015.

LI, K.; WANG, Y. Maximum Torque Per Ampere (MTPA) Control for IPMSM Drives Based on a Variable-Equivalent-Parameter MTPA Control Law. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, p. 7092 - 7102, Julho 2019.

LIANG, P. et al. Analytical model and design of spoke-type permanent-magnet machines accounting for saturation and nonlinearity of magnetic bridges. **Journal of Magnetism and Magnetic Materials**, 2016.

LV, D.; DU, Z. Fault-tolerant of Hall-effect sensors in permanent magnet in-wheel motor drives. **IEICE Electronic Express**, v. 14, Junho 2017.

MA, L. et al. **High Efficiency Adjustable Speed Control of IPMSM with Variable Permanent Magnet Flux linkage**. Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting. Phoenix: [s.n.]. 1999.

MILLER, T. J. E. **Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives**. [S.l.]: [s.n.], 1993.

PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 48, p. 716 - 727, Julho 1929.

PARVIAINEN, A. DESIGN OF AXIAL-FLUX PERMANENT-MAGNET LOW-SPEED MACHINES AND PERFORMANCE COMPARISON BETWEEN RADIAL-FLUX AND AXIAL-FLUX MACHINES, 2005.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part II: The Brushless DC Motor Drive. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 25, Março 1989.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motors for servo drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Setembro 1991.

ROMERAL, L. et al. Modeling of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors With Stator Winding Interturn Faults. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 58, Maio 2011.

RONG, L.; WEIGUO, L.; XIANGYANG, L. **A Novel PM BLDG Motors Inverter Topology for Extending Constant Power Region**. The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON). Taipei: [s.n.]. 2007.

SANADA, M.; INOUE, Y.; MORIMOTO, S. **Rotor structure for reducing demagnetization of magnet in a PMASynRM with ferrite permanent magnet and its characteristics**. 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Phoenix: [s.n.]. 2011.

- SARIKHANI, A.; MOHAMMED, O. A. Demagnetization Control for Reliable Flux Weakening Control in PM Synchronous Machine. **IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION**, v. 27, Dezembro 2012.
- SEBASTIAN, T. Temperature Effects on Torque Production and Efficiency of PM Motors Using NdFeB Magnets. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 31, Março 1995.
- SEBASTIAN, T.; SLEMON, G. R.; RAHMAN, M. A. Modelling of Permanent Magnet Synchronous Motors. **IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS**, v. 22, Setembro 1986.
- SNEYERS, B.; NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. Field Weakening in Buried Permanent Magnet AC Motor Drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 1A-21, Março 1985.
- TESSAROLO, A.; MEZZAROBBA, M.; MENIS, R. Modeling, Analysis, and Testing of a Novel Spoke-Type Interior Permanent Magnet Motor With Improved Flux Weakening Capability. **IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS**, Abril 2015.
- TORO, V. D. **Fundamentos de Máquinas Eléctricas**. New Jersey: [s.n.], 1990.
- UMANS, S. D. **Máquinas Eléctricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7ª. ed. Porto Alegre: AMGH Editora Ltda, 2014.
- VUKOSAVIC, S. N. **Electrical Machines**. [S.l.]: Springer, 2013.
- WELCHKO, B. A. et al. IPM Synchronous Machine Drive Response to Symmetrical and Asymmetrical Short Circuit Faults. **IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION**, v. 18, Junho 2003.
- WOEHL-BRUHN, H.; CANDERS, W.-R.; DOMANN, N. **Classification of field-weakening solutions and novel PM machine with adjustable excitation**. The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010. Roma: [s.n.]. 2010.
- XING, J. et al. Study on Anti-Demagnetization of Magnet for High Speed Permanent Magnet Machine. **IEEE TRANSACTIONS ON APPLIED SUPERCONDUCTIVITY**, v. 20, Junho 2010.

XUEZHI, L.; DICHEN, L.; YONG, H. **Simulation of three-phase short-circuit at the terminals of synchronous machine**. International Conference on Electrical Machines and Systems. Wuhan: IEEE. 2008.

YAMAZAKI, K. et al. **Development of Interior Permanent Magnet Motors Reduction of Harmonic Iron Losses by Optimizing Rotor Structures**. 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference. Antalya: [s.n.]. 2007.

ZOU, C. et al. Stationary Frame Equivalent Model of Proportional-Integral Controller in dq Synchronous Frame. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, Settembre 2014.

APÊNDICE A – MATERIAIS MAGNÉTICOS E ÍMÃS PERMANENTES

O aprimoramento de ímãs permanentes devido às pesquisas e à evolução tecnológica de materiais magnéticos foi um dos incentivos ao desenvolvimento focado em máquinas elétricas de ímãs permanentes (UMANS, 2014). Cada vez mais viáveis tecnicamente, ímãs permanentes feitos de ligas de metais específicos se tornaram vantajosos ao longo dos anos e hoje são amplamente utilizados nos projetos de motores e geradores elétricos.

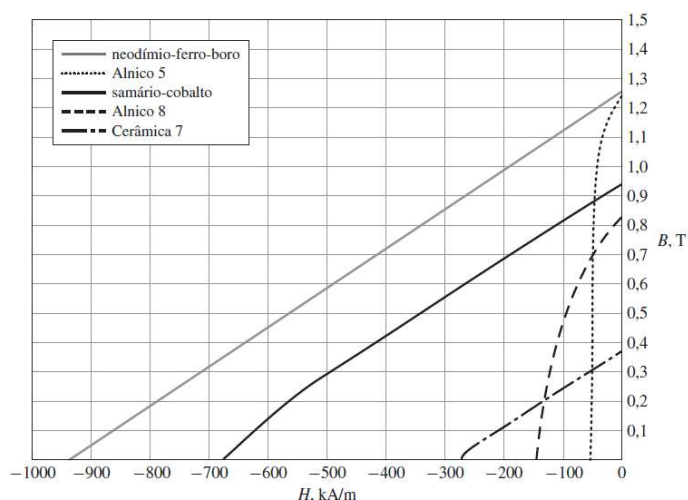
A confecção de ímãs permanentes é baseada no alinhamento dos momentos dos domínios magnéticos de um material magnético quando aplicado um campo magnético externo. Essa força magnetizante eleva a sua densidade de fluxo magnético até ele chegar em um estado de saturação, onde o incremento de campo magnético deixa de aumentar consideravelmente a sua densidade de fluxo magnético (CHAPMAN, 2013). Ao parar de aplicar a força magnetizante, ou seja, zerar a intensidade do campo magnético externo, a densidade de fluxo magnético do material decai até um certo valor residual, o qual é conhecido como a densidade de fluxo magnético remanescente do ímã permanente. Vale ressaltar que em materiais não considerados ímãs permanentes, ao deixar de aplicar um campo magnético externo, os domínios magnéticos voltam a se desalinhar, enquanto em ímãs permanentes esses domínios se mantêm alinhados, sendo essa uma divergência entre estes dois tipos de materiais.

Aplicando-se um campo magnético no sentido contrário ao do ímã permanente ou expondo-o a temperaturas extremas, pode ocorrer a desmagnetização reversível ou irreversível do material, a qual reduz a sua densidade de fluxo magnético remanescente temporariamente ou permanentemente (VUKOSAVIC, 2013). Além disso, tal desmagnetização volta a desalinhar os domínios magnéticos do material. A propriedade utilizada para medir a intensidade de campo magnético necessária para desmagnetizar um ímã permanente é chamada de coercividade (TORO, 1990). Materiais magnéticos com uma coercividade elevada são materiais menos propensos à desmagnetização.

Considerando o caso de máquinas elétricas de ímãs permanentes, quanto maior a densidade de fluxo magnético remanescente e a coercividade do material magnético do ímã permanente, maior o fluxo magnético no entreferro e menor o risco de o material sofrer desmagnetização respectivamente. Sendo assim, pode-se pontuar que ambos os parâmetros citados são importantes em um projeto de máquina elétrica de ímãs permanentes (UMANS, 2014).

A Figura A1 apresenta as curvas de desmagnetização de alguns tipos de ímãs permanentes. Nota-se que o neodímio-ferro-boro é mais difícil de ser desmagnetizado e possui uma densidade de fluxo remanescente maior que os ímãs permanentes de Cerâmica 7 (Ferrite). Vale ressaltar que essas características ao mesmo tempo que tornam o primeiro tipo de ímã mais atrativo, também o tornam mais caro (ERIKSSON e BERNHOFF, 2012) .

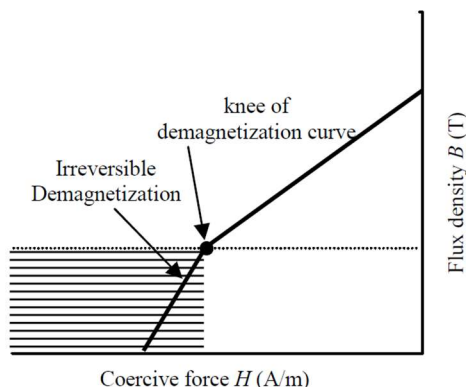
Figura A1 - Curvas de desmagnetização para alguns tipos de ímãs permanentes



Fonte: Umans, 2014.

Baseando-se nas curvas de desmagnetização de um ímã permanente de determinado material, determina-se de maneira simples quando este ímã sofrerá desmagnetização reversível ou irreversível. Caso, devido à temperatura e/ou a campos magnéticos contrários, a densidade de fluxo magnético no ímã permanente atinja valores menores que o ponto de inflexão conhecido como joelho da curva, este ímã permanente sofrerá uma desmagnetização irreversível (SANADA, INOUE e MORIMOTO, 2011), diminuindo a densidade de fluxo magnético remanescente em relação ao seu valor nominal. A Figura A2 apresenta uma curva de desmagnetização genérica, onde pode-se ver toda a área abaixo do joelho da curva hachurada, simbolizando a zona de desmagnetização irreversível do material.

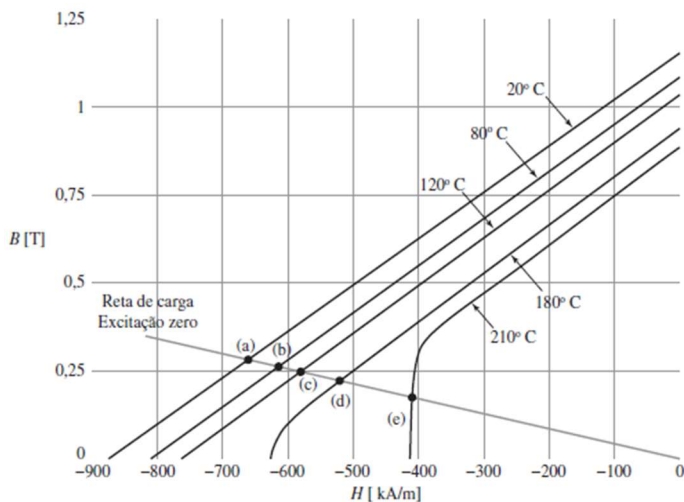
Figura A2 – Curva de desmagnetização genérica, indicando o joelho da curva e a área de desmagnetização irreversível



Fonte: Sanada, Inoue e Morimoto, 2011.

Tratando-se do risco de desmagnetização referente às temperaturas extremas, é necessário pontuar o fato de que as propriedades magnéticas de um ímã permanente variam com a temperatura (UMANS, 2014). A Figura A1 apresenta as curvas de desmagnetização de ímãs permanentes de diversos materiais, inclusive do neodímio-ferro-boro, a uma temperatura fixa. Entretanto, quando olhamos para a Figura A3, vemos as curvas de desmagnetização do neodímio-ferro-boro referentes a mais de uma temperatura.

Figura A3 - Curvas de desmagnetização do neodímio-ferro-boro em cinco temperaturas diferentes



Fonte: Umans, 2014.

Nota-se que na medida que a temperatura vai se elevando, o ímã permanente está sujeito a um maior risco de desmagnetização, sendo que ao atingir uma determinada temperatura denominada temperatura Curie ou ponto Curie (UMANS, 2014), ele sofrerá desmagnetização completa e irreversível. O ponto Curie do neodímio-ferro-boro é próximo dos 350° C. É importante pontuar que, em alguns materiais, temperaturas muito baixas, inferiores a 0 °C, também podem apresentar um cenário de maior risco de desmagnetização. Entretanto, na prática, a operação de máquinas elétricas perante tais temperaturas é muito menos comum que em altas temperaturas.

APÊNDICE B - TRANSFORMADAS DE CLARKE E PARK

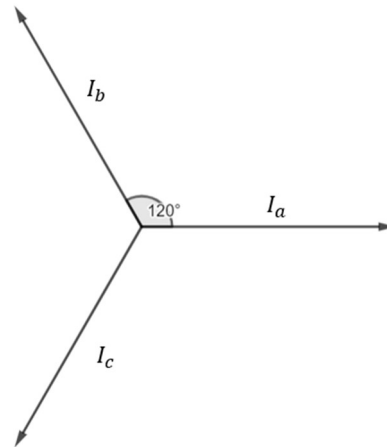
As transformadas de Clarke e Park são artifícios matemáticos utilizados como base para a tradicional atenuação de fluxo magnético via controle vetorial (JAHNS, 1987), (FANGYANG, FENG, *et al.*, 2011), (JAHNS, KLIMAN e NEUMANN, 1986). Como já comentando na seção 2.1, a transformação do típico sistema trifásico abc em um sistema de dois vetores que se movem de acordo com a posição do rotor leva em consideração o fato de que a reatância e a permeabilidade magnética não são uniformes em máquinas elétricas com polos salientes (UMANS, 2014). Posto isso, para uma modelagem fiel, representa-se as correntes, tensões, fluxos magnéticos, reatâncias e indutâncias com base nos eixos diretos e de quadratura, sendo o primeiro alinhado com os polos do rotor, e o segundo convencionalmente adiantado 90° elétricos.

Por ser uma ferramenta matemática necessária tanto para a representação de máquinas elétricas de polos salientes, quanto para ser aplicado o método de atenuação de fluxo magnético via corrente contrária de eixo direto, o objetivo deste apêndice é apresentar a dedução analítica das transformadas, esclarecendo quais as manipulações matemáticas necessárias para chegar no sistema dq a partir do conhecido sistema trifásico abc .

B.1. DEDUÇÃO ANALÍTICA DA TRANSFORMADA DE CLARKE

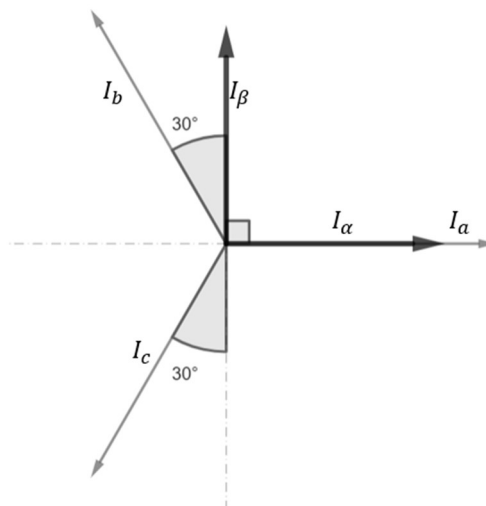
Nomeada em homenagem à Edith Clarke, a primeira engenharia eletricista dos Estados Unidos e quem primeiro desenvolveu a transformada, a Transformada de Clarke parte do princípio de que qualquer sistema de três vetores em um plano bidimensional pode ser representado por somente dois vetores. Essa manipulação matemática diminui o número de variáveis de 3 para 2 e simplifica a análise de circuito trifásicos.

Partindo-se da Figura B1, temos como exemplo a seguinte representação do sistema trifásico de correntes abc , balanceadas e defasadas 120° entre si:

Figura B1 – Sistema trifásico abc 

Fonte: O autor.

A Transformada de Clarke baseia-se em representar grandezas do sistema trifásico, que nesse caso são as correntes, em apenas dois vetores, denominados α e β . Por convenção considera-se que o vetor I_α está sobreposto ao vetor da corrente I_a , e o vetor I_β deve estar defasado 90° graus do vetor I_α . A Figura B2 apresenta a representação dos vetores I_α e I_β :

Figura B2 – Representação dos vetores I_α e I_β no sistema trifásico abc 

Fonte: O autor.

Com as premissas estipuladas, nota-se que é possível decompor os vetores das correntes abc no novo sistema referencial $\alpha\beta$:

$$I_{\alpha} = I_a - I_b \sin 30^{\circ} - I_c \sin 30^{\circ} \quad [25]$$

$$I_{\beta} = I_b \cos 30^{\circ} - I_c \cos 30^{\circ} \quad [26]$$

Sendo:

- I_a, I_b e I_c as correntes dos eixos a, b e c do típico sistema trifásico em amperes (A);
- I_{α} e I_{β} as correntes dos eixos α e β do sistema $\alpha\beta$ da Transformada de Clarke em amperes (A).

Representando as equações acima de forma matricial, temos:

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad [27]$$

Um ponto muito importante que deve ser levado em conta é que da maneira como está descrita a Equação 27 não está sendo conservada a amplitude dos parâmetros, pelo fato de que em um sistema trifásico balanceado considera-se:

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad [28]$$

$$-I_a = I_b + I_c \quad [29]$$

sendo que substituindo a Equação 29 na Equação 25 temos:

$$I_{\alpha} = I_a - \sin 30^{\circ} (-I_a) \quad [30]$$

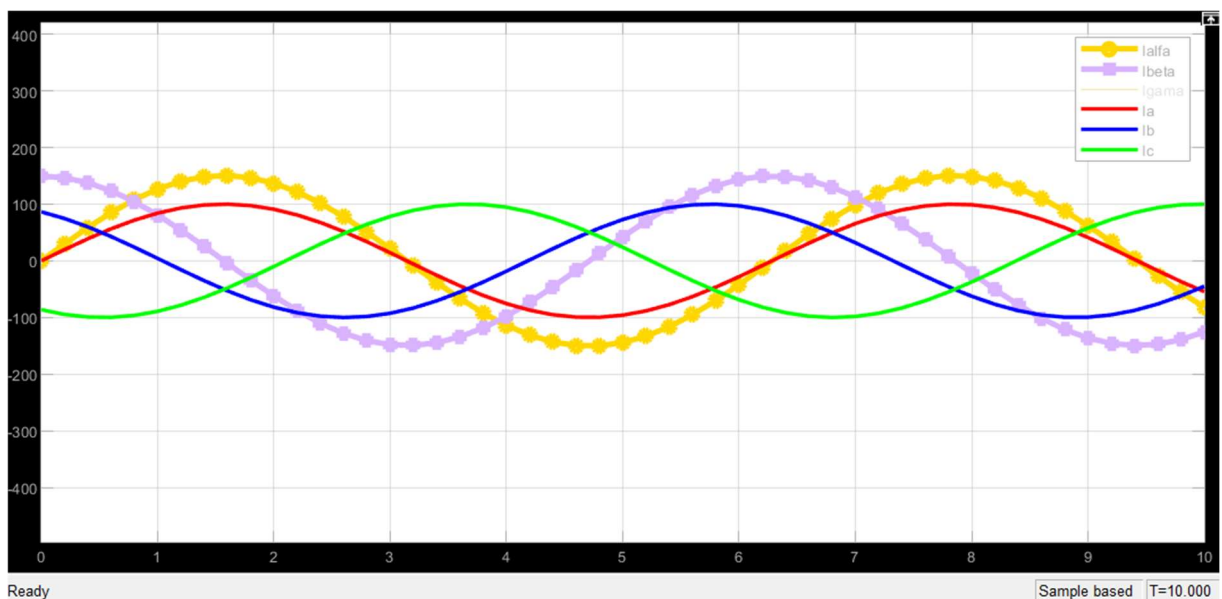
$$I_\alpha = 1,5 I_a \quad [31]$$

Nota-se na Equação 31 que a corrente I_α equivale a 1,5 vezes a corrente do sistema trifásico I_a . Sendo assim, a fim de conservar as amplitudes dos parâmetros, e neste caso em específico das correntes, deve-se multiplicar os termos da Equação 27 pela constante apresentada abaixo:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad [32]$$

A Figura B3 apresenta sobrepostas as formas de onda das correntes no sistema trifásico e no referencial $\alpha\beta$ sem a conservação das amplitudes. Nota-se que enquanto as correntes no sistema abc chegam até os 100 A, as correntes no referencial $\alpha\beta$, defasadas 90° entre si, alcançam os 150 A de pico. Outro ponto a ser notado é que como definido previamente na Figura B2, a corrente I_α está totalmente em fase com a corrente I_a .

Figura B3 – Formas de onda do sistema trifásico abc no referencial $\alpha\beta$ sem conservação de amplitude



Fonte: O autor.

A fim de considerar a componente de sequência 0 do método das componentes simétricas definida por:

$$I_0 = \frac{1}{3} (I_a + I_b + I_c) \quad [33]$$

Sendo:

- I_0 a corrente de sequência 0 do método das componentes simétricas em amperes (A).

Adapta-se a Equação 32 para a seguinte equação final:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_\gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad [34]$$

Sendo:

- I_γ a componente de sequência 0 do sistema $\alpha\beta\gamma$ da Transformada de Clarke em amperes (A).

A Equação 34 apresenta a transformada final para a representação do sistema abc no sistema $\alpha\beta\gamma$ considerando-se a conservação da amplitude das variáveis e a corrente na sequência 0. Deve-se lembrar que na dedução apresentada nesta seção utilizou-se as correntes como exemplo, entretanto também pode-se aplicar a transformada acima para grandezas tal como tensões e fluxos magnéticos.

Além da Transformada de Clarke apresentada acima na Equação 34, onde conserva-se a amplitude das grandezas transformadas, utiliza-se também uma Transformada de Clarke cujas potências ativas e reativas são conservadas. A Equação 32 apresenta o exemplo da

Transformada de Clarke sem a conservação da amplitude, tendo uma corrente 1,5 vezes maior do que a original. Sabendo que a relação da Equação 32 também se aplica para a tensão, aplicamos ela e chegamos às equações da potência abaixo:

$$S = \sqrt{3} \cdot 1,5V_L \cdot 1,5I_L^* \quad [35]$$

$$S = \sqrt{3} \cdot (1,5)^2 \cdot (V_L \cdot I_L^*) \quad [36]$$

Sendo:

- V_L a tensão de linha em volts (V);
- I_L a corrente de linha em amperes (A);
- S a potência aparente em volt-ampere (VA).

A partir da Equação 35 e da Equação 36, identifica-se a necessidade de multiplicar a Transformada de Clarke por uma constante que leve à conservação da potência. A Equação 37 abaixo apresenta o equacionamento final da Transformada de Clarke usando a corrente como exemplo e considerando a conservação da potência:

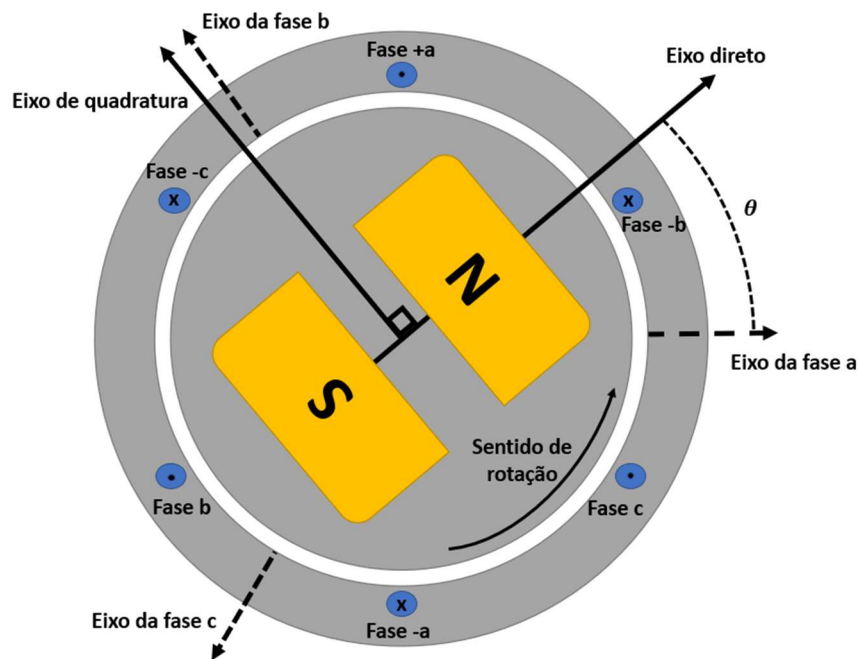
$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad [37]$$

B.2. DEDUÇÃO ANALÍTICA DA TRANSFORMADA DE PARK

A Transformada de Park, cujo nome vem do engenheiro eletrotécnico americano Robert H. Park, foi apresentada pela primeira vez em (PARK, 1929). Essa transformada tem como objetivo representar o sistema trifásico abc ou o $\alpha\beta\gamma$ em um sistema cujo referencial é o eixo

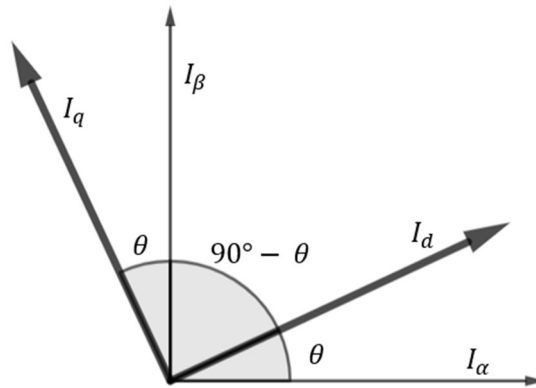
direto de uma máquina elétrica. Previamente apresentado na seção 2.1 e ilustrado na Figura B4, o eixo direto de uma máquina elétrica é um eixo que está alinhado com os seus polos magnéticos, enquanto o eixo de quadratura é um eixo que está defasado 90° elétricos do eixo direto.

Figura B4 – Representação do eixo direto e de quadratura de um motor síncrono de ímãs permanentes com dois polos



Fonte: O autor.

A Transformada de Park será deduzida nesse trabalho a partir da Figura B5, onde tem-se representado o eixo direto e o eixo de quadratura no sistema $\alpha\beta$. Seguindo o alinhamento dos polos do rotor, sendo um vetor giratório, a corrente de eixo direto I_d possui um ângulo de defasagem θ em relação à corrente I_α . Nota-se pelo diagrama vetorial na Figura B5 que como ambos os sistemas possuem um par de correntes defasadas de 90° entre si, a corrente I_q também possui o ângulo de defasagem θ entre ela e a corrente I_β .

Figura B5 – Representação dos vetores I_d e I_q no sistema $\alpha\beta$ 

Fonte: O autor.

Ao decompor as correntes do sistema $\alpha\beta$ na nova representação dq chega-se às seguintes equações:

$$I_d = I_\alpha \cos \theta + I_\beta \sin \theta \quad [38]$$

$$I_q = -I_\alpha \sin \theta + I_\beta \cos \theta \quad [39]$$

Sendo:

I_d a corrente de eixo direto de uma máquina elétrica em amperes (A);

I_q a corrente de quadratura de uma máquina elétrica em amperes (A);

θ o ângulo de defasagem entre o eixo direto e o eixo α em graus ($^\circ$).

Abaixo tem-se a representação matricial da Equação 38 e Equação 39:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad [40]$$

Considerando-se a corrente I_γ responsável por representar a componente de sequência 0 no sistema $\alpha\beta\gamma$, modifica-se a Equação 40 para a seguinte equação matricial:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_\gamma \end{bmatrix} \quad [41]$$

Sendo:

I_0 a componente de sequência 0 do sistema $dq0$ da Transformada de Park em amperes (A).

A Equação 41 apresenta a transformada final para a representação do sistema $\alpha\beta\gamma$ no referencial $dq0$. Vale ressaltar que a Equação 1 e Equação 2 apresentadas na seção 2.1 apresentam uma transformada direta do sistema abc para o referencial dq , que nada mais é do que o resultado da junção da Equação 32 com a Equação 40.

Como os parâmetros no sistema $dq0$ têm como referencial o eixo direto dos polos da máquina, elas acompanham constantemente a posição angular do rotor, a qual é representada matematicamente pela variação do ângulo de defasagem θ entre o eixo α e o eixo direto. Assim sendo, este ângulo deve ser calculado continuamente para a Transformada Park poder ser aplicada.

Uma das maneiras de se obter esse ângulo é trigonometricamente. Posto isso a partir da Figura B5 estipula-se a relação trigonométrica abaixo:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{I_\beta}{I_\alpha} \right) \quad [42]$$

Uma segunda maneira de se estimar o ângulo de defasagem θ é a partir da velocidade angular elétrica do rotor. O valor de θ é nulo quando o eixo direto está totalmente sobreposto ao eixo α e ao eixo a do típico sistema trifásico, e diferente dos sistemas abc e $\alpha\beta\gamma$ que não

consideram os polos do rotor como referencial, o sistema $dq\theta$ considera, então, na medida que o rotor for rotacionando o eixo direto se movimentando juntamente na mesma velocidade. Conseqüentemente, o ângulo de defasagem θ varia com a velocidade angular elétrica do rotor como apresentado abaixo, onde pode-se obtê-lo considerando-se um alinhamento inicial com o eixo α :

$$\theta = \omega_e t \quad [43]$$

Sendo:

ω_e a velocidade angular elétrica do rotor em radianos por segundo (rad/s);

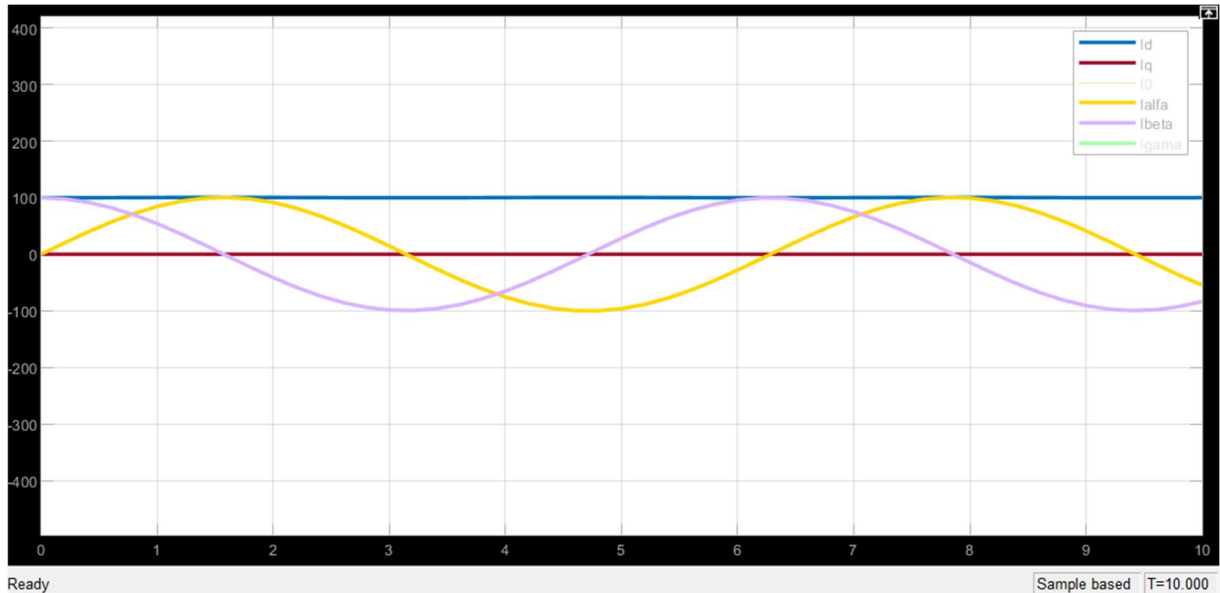
t o tempo passado após início da rotação em segundos (s).

Na prática a velocidade angular ω_e do rotor pode ser obtida a partir de um *encoder* posicionado no eixo do motor, que mede a velocidade angular mecânica do rotor, que multiplicada pelo número de pares de polos resulta em ω_e .

Um terceiro modo de obter o ângulo θ é utilizando um transdutor de ângulo, que mede a posição angular do rotor. Obtendo em tempo real o ângulo mecânico do rotor em relação ao eixo α do típico sistema trifásico, pode-se multiplicar o seu valor em radianos pelo número de pares de polos do motor (JAHNS, 1987), obtendo-se assim o ângulo θ em radianos elétricos.

É importante ressaltar a forma de onda que se obtém quando aplicada a Transformada de Park nas tensões ou nas correntes senoidais de uma máquina elétrica. Pelo fato de ser um sistema com referencial rotativo, considerando intrinsecamente em seu cálculo a própria posição dos polos da máquina, obtém-se um valor contínuo de corrente e tensão. Na Figura B6 podemos ver a comparação das formas de onda das correntes do sistema trifásico abc quando aplicada a Transformada de Clarke e a Transformada de Park. Nota-se que a componente I_q se mantém nula, enquanto I_d se comporta como um sinal positivo contínuo.

Figura B6 – Formas de onda das correntes I_α e I_β da Transformada de Clarke e das correntes I_d e I_q da Transformada de Park



Fonte: O autor.

Em termos de estratégia de controle, a Transformada de Park se mostra muito vantajosa pelo fato de que controladores proporcionais-integrais conseguem manter um ganho infinito para componentes contínuas (ZOU, LIU, *et al.*, 2014), enquanto no caso de componentes alternadas, como as senoidais, há um erro estacionário devido ao ganho finito na frequência determinada.

Para retornar do referencial $dq0$ para o $\alpha\beta\gamma$ ou o sistema trifásico abc , basta aplicar a transformada inversa de Park e a transformada inversa de Clarke. A dedução dessas transformadas inversas não serão apresentadas nesse trabalho pelo fato delas serem obtidas por relações trigonométricas similares às apresentadas na seção passada e nesta seção. Entretanto, segue abaixo a Transformada de Clarke e Park inversa utilizando novamente as correntes como exemplo, já considerando a passagem do referencial rotativo $dq0$ diretamente para o sistema trifásico abc , e a conservação das amplitudes:

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} \quad [44]$$

Levando-se em conta a conservação da potência comentada posteriormente, adapta-se a Equação 44 para a equação matricial abaixo:

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} \quad [45]$$