

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Vinícius de Oliveira Coelho

Método Analítico para Projeto Elétrico e Magnético de Motores *Brushless* DC

Florianópolis

2022

Vinícius de Oliveira Coelho

Método Analítico para Projeto Elétrico e Magnético de Motores *Brushless DC*

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.

Florianópolis

2022

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Coelho, Vinicius de Oliveira
Método analítico para projeto elétrico e magnético de
motores brushless DC / Vinicius de Oliveira Coelho ;
orientador, Mauricio Valencia Ferreira da Luz, 2022.
75 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico,
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2022.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Projeto Elétrico e Magnético
de motor. 3. Motores BLDC. 4. Análise de motor. 5.
Compressores herméticos. I. Ferreira da Luz, Mauricio
Valencia. II. Universidade Federal de Santa Catarina.
Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Vinicius de Oliveira Coelho

Método Analítico para Projeto Elétrico e Magnético de Motores Brushless DC

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de “Bacharel em Engenharia Elétrica” e aceito, em sua forma final, pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 21 de dezembro de 2022.



Documento assinado digitalmente
Miguel Moreto
Data: 23/12/2022 09:53:20-0300
CPF: ***.850.100-**
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. Miguel Moreto, Dr.
Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Documento assinado digitalmente
Mauricio Valencia Ferreira da Luz
Data: 21/12/2022 14:58:38-0300
CPF: ***.926.969-**
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente
Jean Viane Leite
Data: 21/12/2022 15:14:28-0300
CPF: ***.474.909-**
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. Jean Viane Leite, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente
Cristhian Marcelo Becker Cares
Data: 21/12/2022 15:07:02-0300
CPF: ***.010.419-**
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. Cristhian Becker Cares, Dr.
Universidad de Santiago de Chile

Este trabalho é dedicado aos meus colegas de classe, de trabalho e aos meus queridos pais.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus familiares por me apoiarem e darem suporte durante toda a minha vida. Aos meus amigos e colegas de curso, pelos anos de estudo e diversão que acompanham a graduação. Ao meu orientador, professor Mauricio, pelas aulas, pela oportunidade de estágio, e por toda a ajuda ao longo dos meus últimos anos de trabalho. À UFSC, que possibilitou um ambiente de ensino e vivência, e que contribuiu muito para meu desenvolvimento pessoal. Aos meus colegas de trabalho na *Nidec Embraco*, pelos ensinamentos e pela ajuda prestada, além da oportunidade que me deram de poder trabalhar com aquilo que gosto.

RESUMO

Compressores da topologia *VCC* (do inglês, *Variable Capacity Compressor*) vêm sendo estudados desde o final do século XX como solução aos problemas de ruído e consumo energético característicos de compressores tradicionais, chamados *On-Off*. Os *VCC*'s são equipados de motores *Brushless Direct Current* (também conhecidos como *BLDC*), cuja velocidade é ajustada conforme a demanda de refrigeração varia ao longo do dia. Visando auxiliar engenheiros e especialistas quanto ao projeto e análise de produtos do tipo *VCC*, este trabalho apresenta um método analítico de cálculo para os projetos elétrico e magnético de motores *BLDC* aplicados a compressores herméticos. Este método consiste na determinação de parâmetros relevantes de máquinas elétricas de ímãs permanentes como eficiência, torque, tensão de *Back-EMF*, indutâncias, *etc*, a partir de dados de entrada fornecidos pelo usuário a exemplo do esquema de bobinagem adotado, características dos aços elétricos e dos ímãs, dimensionais do estator e do rotor, entre outros. Para validar o método proposto, comparou-se os resultados obtidos com o ferramental analítico com os resultados de medições em dinamômetro a partir de um protótipo de *BLDC*. Como houve uma boa concordância entre os mesmos, considera-se que os objetivos do trabalho foram atingidos.

Palavras-chave: Compressores herméticos. Motores *BLDC*. Análise de motor. Projeto Elétrico e Magnético de motor.

ABSTRACT

VCC compressors (from english, *Variable Capacity Compressor*) have been studied since final of 20th century as a solution for noise and power consumption issues observed on traditional compressor, known as *On-Off*. *VCC*'s are equipped of a *Brushless Direct Current* motor, whose velocity is adjusted according the refrigeration demand along the day. In order to help engineers and specialists in the project and analysis of *VCC* products, this work presents an analytical method used to the electrical and magnetic projects of *BLDC* motors, destined to hermetic compressors applications. This method consists in the determination of relevant electrical machines parameters like efficiency, torque, *Back-EMF* voltage, inductances, *etc*, from the data provided by the user, for example the winding connection scheme, the electrical steel and permanent magnet characteristics, the stator and rotor dimensions, and others. To validate the proposed method, a comparative analysis was established between the calculations obtained and the measurements via dynamometer in a *BLDC* prototype. Due to the good concordance observed on these results, the objectives of this paper were accomplished.

Keywords: Hermetic compressors. *BLDC* motors. Motor analysis. Electrical and magnetic motor project.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Variação da demanda de energia elétrica por domicílio entre 2000 e 2019	21
Figura 1.2 – Distribuição do consumo de energia elétrica por aparelho doméstico	21
Figura 2.1 – Componentes básicos encontrados em um refrigerador	24
Figura 2.2 – Ciclo básico de refrigeração	25
Figura 2.3 – Compressor hermético <i>VCC</i> vendido pela Embraco	26
Figura 2.4 – Atuação do pistão durante o ciclo de refrigeração	27
Figura 2.5 – Esquema básico de ligação de um motor <i>On-Off</i>	29
Figura 2.6 – Diferenças entre os métodos de controle quanto à operação do compressor	30
Figura 2.7 – Esquema de acionamento do motor <i>BLDC</i> por chaves estáticas	31
Figura 3.1 – Exemplos de configurações de ímãs permanentes em rotores	33
Figura 3.2 – Circuito equivalente de um motor <i>BLDC</i>	34
Figura 3.3 – Curvas de potência e torque <i>vs.</i> velocidade características	36
Figura 3.4 – Formas de onda características do motor <i>BLDC</i>	37
Figura 4.1 – Parâmetros básicos do segundo quadrante para curvas <i>BH</i>	40
Figura 4.2 – Curvas <i>BH</i> características para cada um dos ímãs citados	42
Figura 4.3 – Laço de histerese típico de um aço elétrico	42
Figura 4.4 – Efeito de alguns elementos de liga na resistividade do aço, a 20°C	44
Figura 4.5 – Exemplo de microestrutura característica de um aço elétrico	45
Figura 4.6 – Ciclo básico de tratamento térmico para aços elétricos	46
Figura 4.7 – Estrutura de domínios em aços elétricos e seu comportamento diante de um campo externo	48
Figura 5.1 – Dimensional do Motor para entendimento do entreferro efetivo	53
Figura 5.2 – Dimensional do estator e dos ímãs	54
Figura 5.3 – Dimensional genérico da lâmina de estator	56
Figura 5.4 – Distribuição dos eixos de referência direto e em quadratura	59
Figura 6.1 – Imagem do motor protótipo usado nos testes de dinamômetro	61
Figura 6.2 – Fluxograma para configuração da resistência de fase	64
Figura 6.3 – Fluxograma para ajuste da <i>Back-EMF</i>	64
Figura 6.4 – Curvas de <i>Back-EMF</i> obtida via dinamômetro e simulada	64
Figura 6.5 – Fluxograma para ajuste de eficiência e torque	66
Figura 6.6 – Curvas de Torque <i>versus</i> Velocidade	66

Figura 6.7 – Curvas de eficiência <i>versus</i> velocidade	68
Figura A.1 a) – Parâmetros construtivos da máquina	73
Figura A.1 b) – Características do aço elétrico e dos ímãs utilizados	74
Figura A.1 c) – Parâmetros básicos para configuração da simulação	74
Figura A.1 d) – Parâmetros construtivos referentes aos enrolamentos do estator	74
Figura A.1 e) – Resultados de desempenho	74
Figura A.1 f) – Resultados de simulação das perdas Joule e das perdas no núcleo	75

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Comparativo entre diferentes topologias de motores elétricos	28
Tabela 4.1 – Resumo das principais características dos ímãs permanentes	41
Tabela 6.1 – Dados básicos do motor	61
Tabela 6.2 – Dimensionais básicos quanto ao motor	63
Tabela 6.3 – Comparativo entre a resistência medida e simulada nos enrolamentos, a 25°C	63
Tabela 6.4 – Comparativo entre a <i>BEMF</i> medida e simulada	64
Tabela 6.5 – Comparativo entre o torque de partida medido e simulado	65
Tabela 6.6 – Comparativo entre o torque medido e simulado em diferentes velocidades	67
Tabela 6.7 – Comparativo entre a eficiência de medida e simulada	67
Tabela 6.8 – Comparativo entre e eficiência medida e simulada em diferentes velocidades	68
Tabela 6.9 – Comparativo quanto às indutâncias e densidades de correntes	68

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BEMF	Tensão de Back-EMF
BLDC	Brushless Direct Current
FMM	Força Magnetomotriz
RMS	Root Mean Square

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Área do ciclo de histerese
a_c	Secção transversal do mesmo
B	Valor de pico da indução magnética
B_g	Densidade de fluxo magnético no entreferro
B_r	Indução remanente
B_{tm}	Valor de pico do fluxo magnético no dente do estator
B_{ym}	Valor de pico do fluxo magnético na coroa do estator
BH_{max}	Máximo produto de energia
C	Coefficiente de Carter
d	Densidade
D_{sa}	Diâmetro da ranhura de estator
D_{sb}	Diâmetro do fim de ranhura
D_{se}	Diâmetro externo do estator
D_{si}	Diâmetro interno do estator
D_{rot}	Diâmetro externo do rotor
e	Espessura da lâmina
e_{BEMF}	Valor instantâneo da tensão de Back-EMF
E_{BEMF}	Valor máximo da tensão de Back-EMF
f	Frequência
g	Entreferro
g_d	Entreferro efetivo
H	Campo magnético
H_a	Largura do começo da ranhura
H_b	Largura do fim da ranhura
H_c	Campo coercitivo
H_s	Altura da sapata do dente do estator
H_{sy}	Espessura da coroa do estator
H_r	Altura da ranhura de estator
I_{ph}	Valor de pico da corrente de fase nos enrolamentos do estator
I_m	Corrente de magnetização

Kh	Coeficiente de perda por histerese
Kf	Coeficiente de perda por correntes de Foucault
k_p	Fator de passo
L_d	Indutância de eixo direto
L_d	Indutância de eixo em quadratura
l_c	Comprimento médio dos enrolamentos
L_m	Espessura dos ímãs
L_{ma}	Indutância de magnetização
L_{st}	Comprimento de pacote
m	Número de fases
N_r	Número de ranhuras do estator
N_{ph}	Número de espiras por fase
P	Valor das perdas magnéticas totais
p	Número de polos do motor
P_{in}	Potência de entrada
P_h	Perdas por histerese
P_{joule}	Perdas Joule
P_f	Perdas por correntes parasitas
P_m	Potência mecânica no eixo do rotor
P_{nom}	Potência nominal da máquina
P_{out}	Potência de saída
q	Relação entre o número de ranhuras por polo e fase
R_{linha}	Resistência dos condutores por linha
r_M	Raio efetivo dos ímãs
R_{ph}	Resistência dos condutores por fase
R_{ro}	Raio interno do estator
S	Passo de enrolamento
T_m	Valor de pico do torque mecânico
T_t	Altura do bico do dente do estator
V	Volume do material
W_t	Largura da ranhura do estator
W_0	Largura do dente do estator

XFE	Fator de correção da resistência de linha
α_s	Ângulo da sapata do dente
η	Eficiência
φ	Enlace de fluxo magnético
φ_g	Fluxo magnético no entreferro
ρ	Resistividade elétrica
λ_{aa}	Enlace de fluxo próprio
λ_{ma}	Enlace de fluxo de magnetização
λ_d	Enlace de fluxo no eixo direto
λ_q	Enlace de fluxo no eixo de quadratura
θ	Posição angular do rotor
θ_p	Passo polar
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
μ_r	Permeabilidade relativa
σ	Permeabilidade relativa
σ_p	Passo polar
σ_r	Passo de ranhura
ω_r	Velocidade do rotor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	OBJETIVOS	22
1.2	ESTRUTURA DO TCC	22
2	SISTEMAS DE REFRIGERAÇÃO.....	23
2.1	Componentes dos sistemas de refrigeração	23
2.2	O CICLO DE REFRIGERAÇÃO	24
2.3	Classificação de COMPRESSORES	266
2.4	Motores aplicados a COMPRESSORES	28
3	FUNDAMENTOS DE MOTORES <i>BRUSHLESS</i> DC	32
3.1	Princípios de Conversão eletromecânica de energia em motores <i>BLDC</i>	34
4	MATERIAIS MAGNÉTICOS	38
4.1	Fundamentos básicos	38
4.2	Ímãs permanentes	40
4.3	Aços Elétricos	42
4.3.1	Fatores que influenciam as características dos aços elétricos	43
4.4	Estimativas de perdas magnéticas	47
4.4.1	Perdas Magnéticas no Ferro	47
4.4.2	Estimativas das Perdas nos Aços.....	498
4.3	Cálculo da eficiência do motor	51
5	PROJETO DE MOTORES <i>BRUSHLESS</i> DC	52
5.1	CÁLCULO DE FLUXOS MAGNÉTICOS	52
5.2	PROJETO DIMENSIONAL DO MOTOR	54
5.3	PROJETO DE ESTATOR.....	55
5.3.1	Ranhuras do Estator	56
5.3.2	Diâmetro Externo do Estator	57

5.4	CÁLCULO DE INDUTÂNCIAS E RESISTÊNCIAS	58
5.4.1	Indutância Própria do Entreferro.....	58
5.4.2	Indutância de Magnetização.....	58
5.4.3	Indutâncias de Eixo Direto e Quadratura.....	59
5.4.4	Resistências dos Enrolamentos.....	60
6	ANÁLISE DE RESULTADOS.....	61
6.1	Configuração dos <i>Softwares</i>.....	62
6.1.1	<i>Dados Construtivos das Lâminas</i>	62
6.1.2	<i>Resistência de Fase</i>	62
6.1.3	<i>Tensão Back-EMF Linha-Linha</i>	62
6.1.4	<i>Curvas de Torque</i>	625
6.1.5	<i>Curvas de Eficiência.....</i>	627
6.1.6	<i>Indutâncias, Corrente de Desmagnetização e Densidade de Corrente.....</i>	628
7	CONCLUSÃO.....	69
	REFERÊNCIA.....	71
	APÊNDICE A	73

1 INTRODUÇÃO

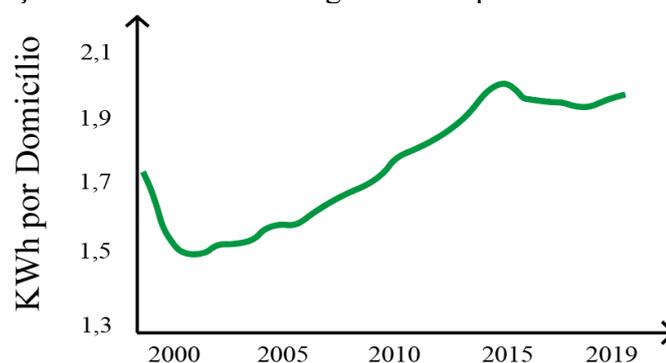
Com o avanço do sistema capitalista e expansão dos grandes centros urbanos, o crescimento populacional trouxe desafios para ao setor alimentício, que teve de desenvolver métodos agrícolas que pudessem disponibilizar alimentos em escala industrial, além de soluções que proporcionassem a conservação dos mesmos, possibilitando seu consumo a médio e longo prazo.

A indústria dos alimentos congelados data do início do século XX, por intermédio do inventor norte-americano Clarence Birdseye (1886–1956), que durante uma expedição científica, notou que alimentos mantidos a temperaturas próximas de 0 °C poderiam ser consumidos mesmo após longos períodos de tempo. Com o passar dos anos, foram desenvolvidas tecnologias para permitir que o congelamento fosse feito em questão de horas, com o uso de túneis de alta velocidade e pressão, ou via imersão do alimento em salmoura a baixas temperaturas, por exemplo (STOECKER; JABARDO, 2002).

Desde então, estudos começaram a serem feitos para que se chegasse no conceito mais utilizado hoje em dia, baseado na compressão e expansão de um fluido refrigerante com o uso de motor elétrico, que, trabalhando a uma velocidade fixa, seria o responsável por movimentar o pistão utilizado para realizar este trabalho mecânico. Isto forçaria o fluido a mudar constantemente de fase, permitindo a retirada de calor para o meio externo. Durante este ciclo, um termostato seria o responsável por ligar e desligar o motor regularmente. Esta técnica é conhecida como *On-Off* (JANSSEN *et al.*, 1992). Mais detalhes sobre o funcionamento do ciclo térmico nos refrigeradores, bem como o funcionamento dessa topologia serão apresentados no Capítulo 2. Porém, de acordo com JAMES *et al.* (2008), para que isso seja possível, há necessidade de se consumir uma quantidade considerável de energia elétrica para acionar o motor em si, se comparado com outros eletrodomésticos, o que representa um ponto negativo sob o ponto de vista do consumidor.

Segundo relatório publicado pela ANEEL em 2020 (Atlas de Energia Elétrica do Brasil, 2021), o consumo de eletricidade nos domicílios brasileiros cresceu cerca de 15,9% entre 2000 e 2019, o que representa um aumento médio de 0,8% ao ano. Tal fato pode ser explicado pelo progresso econômico que as famílias vêm apresentando nos últimos anos, políticas governamentais de acesso à energia elétrica, e estímulos via crédito para a compra de eletrodomésticos. A Fig. 1.1 explicita a variação do consumo de energia elétrica nos domicílios ao longo dos anos.

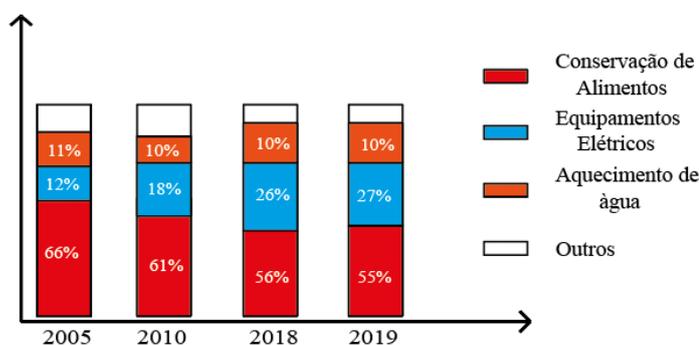
Figura 1.1 – Variação da consumo de energia elétrica por domicílio entre 2000 e 2019.



Fonte: Autor (Adaptado de ANEEL (2021))

Conforme Fig. 1.2, durante mesmo período de tempo, o principal uso da eletricidade nas residências tem sido na refrigeração e cocção de alimentos, seguido de equipamentos elétricos e eletrônicos, aquecimento de água e iluminação. Em contrapartida, um ponto interessante que foi notado no período entre 2015 e 2019 é quanto à redução do consumo de energia por parte de refrigeradores domésticos, muito influenciado pela entrada de produtos mais eficientes no mercado, o que resulta nesta diminuição do consumo energético médio (ANEEL 2021).

Figura 1.2 – Distribuição do consumo de energia elétrica por aparelho doméstico.



Fonte: Autor (Adaptado de ANEEL (2021))

Portanto, o desenvolvimento de refrigeradores ao longo do século XX trouxe consigo o problema da questão de consumo energético por parte dos consumidores. A pesquisa em produtos que fossem mais eficientes, e apresentassem uma maior capacidade de refrigeração, vêm sendo alvo de muito investimento em universidades e grandes empresas a partir do começo dos anos de 1990. Desde então, engenheiros e pesquisadores têm criado métodos que permitissem um controle mais sofisticado da capacidade de refrigeração, com o uso motores que operassem em uma faixa de velocidade variável por exemplo, permitindo modificar a

capacidade do refrigerador conforme a carga térmica que lhe é demandada (STOECKER; JABARDO, 2002). Tal técnica é conhecida como *VCC* (*Variable Capacity Compressor*), e utilizam motores da topologia *BLDC* (*Brushless Direct Current Electric Motor*), que serão abordados no Capítulo 3.

1.1 OBJETIVOS

A partir do que foi exposto, o presente trabalho foca no desenvolvimento de uma ferramenta analítica que auxilie engenheiros no projeto elétrico e magnético de motores usados em compressores do tipo *VCC*, para que então soluções que atendam as demandas do mercado quanto à questão de eficiência e capacidade de refrigeração sejam propostas.

Considerando este cenário, alguns objetivos foram traçados:

- a) Análise de diferentes topologias de motores elétricos, e do comportamento dos mesmos quando empregados em compressores herméticos para refrigeração;
- b) Estudo teórico acerca do motor *BLDC* (*Brushless Direct Current Electric Motor*);
- c) Desenvolvimento do método de cálculo;
- d) Ensaios experimentais em cima de amostras para levantamento das principais características da máquina;
- e) Simulação;
- f) Averiguação dos resultados.

1.2 ESTRUTURA DO TCC

O texto deste trabalho é dividido em seis partes. No Capítulo 2 será feita uma revisão bibliográfica acerca dos sistemas de refrigeração e dos compressores herméticos, e o funcionamento dos mesmos. Já no Capítulo 3 será abordada a teoria sobre os motores *BLDC*, ao passo que o Capítulo 4 se dedica à uma revisão nos aços elétricos e ímãs permanentes que devem ser utilizados em tais motores. Com a revisão teórica feita, o Capítulo 5 aborda aspectos de projeto de motores, e o desenvolvimento matemático utilizado para a ferramenta de simulação, enquanto que no Capítulo 6 serão comparados os dados de simulação com um protótipo testado em dinamômetro.

2 SISTEMAS DE REFRIGERAÇÃO

A refrigeração feita via compressão pode ser encontrada nas mais diversas aplicações. Seu objetivo básico é o de retirar calor de e transferi-lo para o meio externo, proporcionando uma diminuição da temperatura nesta região de troca (STOECKER; JABARDO, 2002).

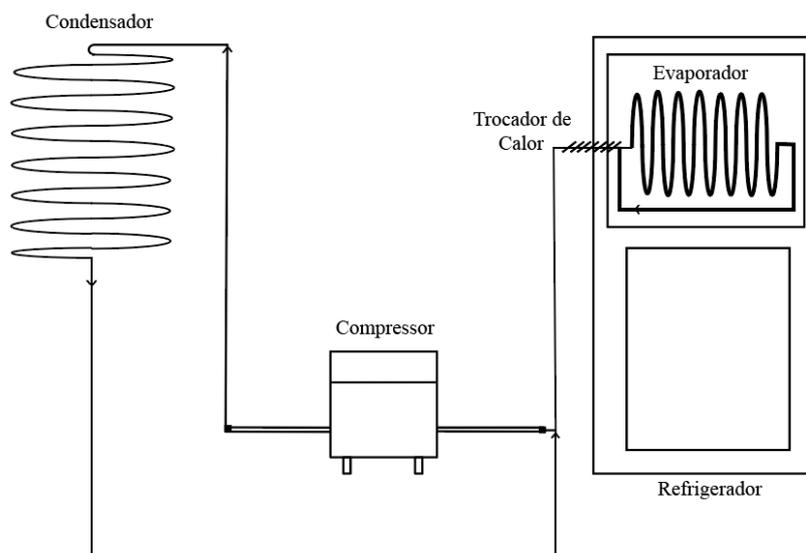
Para o presente trabalho, os motores estudados e desenvolvidos são aqueles usados em aplicações domésticas e comerciais. Para se ter uma ordem de grandeza, de acordo com INCROPERA e DEWITT (2003), um refrigerador doméstico mantém suas temperaturas, em média, por volta de 3 °C a 5 °C. Assim como mencionado no Capítulo anterior, o motivo de se trabalhar com estas temperaturas é porque com elas, o processo de deterioração dos alimentos a partir de microrganismos se torna mais lento, possibilitando a conservação dos mesmos por mais tempo do que se fossem deixados a temperatura ambiente. Já nos congeladores, pode-se chegar até cerca de -18 °C, por exemplo. Neste nível, permite-se o armazenamento dos alimentos por um período de tempo ainda mais longo, sendo preferencialmente usado para aqueles cujo consumidor não deseja de imediato e necessita estocá-lo (STOECKER; JABARDO, 2002).

A partir desta introdução, nas próximas seções deste Capítulo serão vistos os principais componentes dos sistemas de refrigeração, além do seu funcionamento propriamente dito.

2.1 COMPONENTES DOS SISTEMAS DE REFRIGERAÇÃO

Um refrigerador doméstico é composto de quatro partes básicas: o compressor, um evaporador, um condensador e o tubo capilar, que também pode ser substituído por uma válvula de expansão, quando for necessário se atingirem torques mais altos por parte do compressor. E circulando por cada um destes itens está o fluido refrigerante, que tem como características principais ter um ponto de evaporação a baixas temperaturas, e de condensação a altas pressões (DINIZ, 2018). Na Fig. 2.1 é possível ver os itens aqui mencionados. A seção 2.2 focará mais no funcionamento deste ciclo como um todo.

Figura 2.1 – Componentes básicos encontrados em um refrigerador.



Fonte: Autor (Adaptado de DINIZ (2018))

O compressor funciona como uma bomba de sucção acionada por um motor elétrico, e é responsável por retirar o fluido refrigerante do evaporador, a baixas temperatura e pressão, comprimi-lo, e em seguida enviá-lo para o condensador a altas temperatura e pressão.

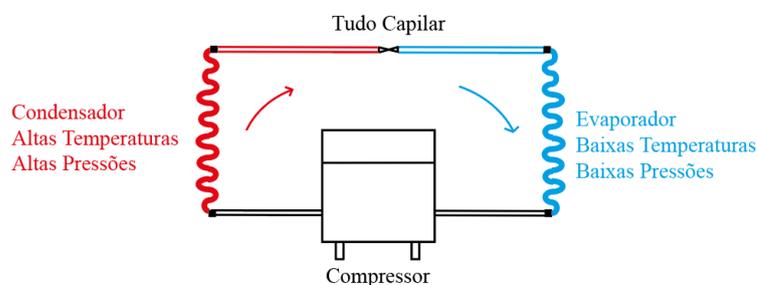
O condensador é formado por uma serpentina com um conjunto de varetas metálicas, ao passo que o evaporador é constituído de um tubo, também em formato de serpentina, estando acoplado ao congelador. Por fim, o tubo capilar é responsável por conectar o condensador ao evaporador, trazendo uma resistência à circulação do fluido ao sistema. Nas próximas seções serão vistos com mais detalhes este ciclo de refrigeração e os componentes citados.

2.2 O CICLO DE REFRIGERAÇÃO

Reafirmando o que foi previamente citado, circuitos de refrigeração consistem basicamente de uma sequência de etapas que atuam em conjunto, possibilitando a transferência de calor de uma região de menor temperatura para uma de maior, ou seja, de maneira oposta ao que aconteceria naturalmente (STOECKER; JABARDO, 2002). É importante destacar que, a refrigeração por troca de estado está baseada no princípio físico da evaporação de um líquido quando submetido, à pressão constante, ao trabalho advindo de um sistema termodinâmico. Portanto, por não apresentar natureza química, este ciclo pode ser repetido continuamente sem a preocupação de haver alguma degradação do fluido (DINIZ, 2018). Na Fig. 2.2 é possível ver

uma simplificação do circuito de refrigeração com cada um dos quatro componentes citados anteriormente.

Figura 2.2 – Ciclo básico de refrigeração.



Fonte: Autor (Adaptado de AMARAL (2017))

Na saída do evaporador, o fluido se encontra sob baixa pressão e temperatura (ou seja, equivale a um gás frio). Chegando no compressor, este é succionado e comprimido, sendo descarregado para o condensador a altos valores de pressão e temperatura (gás quente). No condensador, o fluido libera calor ao meio ambiente e vai perdendo temperatura durante o processo, chegando ao tubo capilar na fase líquida. Ao passar pelo tubo capilar, que é o elemento de expansão deste circuito, o fluido experimentará uma diminuição da sua pressão, ou seja, com este degrau de pressão, também haverá um impulso a mais para o fluido, chegando ao evaporador na forma de um líquido frio. Neste, haverá a absorção do calor latente, para que então seja enviado ao compressor, começando o ciclo novamente (AMARAL, 2017).

Na descrição acima foi considerado o uso do tudo capilar, porém também pode-se optar por válvulas de expansão. No tubo capilar, as pressões nos lados de sucção e descarga do mesmo se equalizam durante a parada do compressor. Compressores deste tipo também são conhecidos como *LST* (do inglês, *Low Starting Torque*). Já com as válvulas de expansão, estas pressões não se equalizam, havendo a necessidade de maiores torques por parte do motor. Neste caso, os compressores são chamados de *HST* (do inglês, *High Starting Torque*) (AMARAL, 2017).

2.3 CLASSIFICAÇÃO DE COMPRESSORES

No mercado de refrigeração é possível encontrar diferentes tipos de compressores. Dentre os principais, é possível citar os rotativos, os centrífugos e os alternativos, sendo este último objeto de estudo do presente trabalho.

Compressores ditos alternativos constituem de um pistão conectado ao eixo do motor através de uma biela, além de válvulas que restringem o fluxo do fluido em apenas um sentido (do evaporador a o condensador), e uma câmara de compressão. A Fig. 2.4(a) mostra as principais partes constituintes deste mecanismo de compressão e expansão presente nos compressores.

De acordo com PACHECO (2007), dentre os tipos existentes de compressores alternativos, os mesmos podem ser classificados em aberto, semi-hermético e hermético. Compressores ditos abertos possuem um eixo de acionamento que atravessa a carcaça e é acionado a partir de um motor externo. Já os semi-herméticos e os herméticos alojam na própria carcaça o compressor propriamente dito e o motor de acionamento. O hermético possui apenas os acessos de entrada e saída do refrigerante, e as conexões elétricas na carcaça, ao passo que o semi-hermético permite a remoção do cabeçote. A desvantagem dos herméticos seria justamente o fato de não se poder acessar seu interior, caso seja necessário realizar algum tipo de manutenção, por exemplo. Em contrapartida, isso traz mais segurança ao consumidor em termos de vedação ou vazamentos (PACHECO, 2007). Na Fig. 2.3 tem-se um exemplo de compressor hermético produzido pela Embraco Compressores junto do inversor de frequência, mostrado à esquerda do compressor.

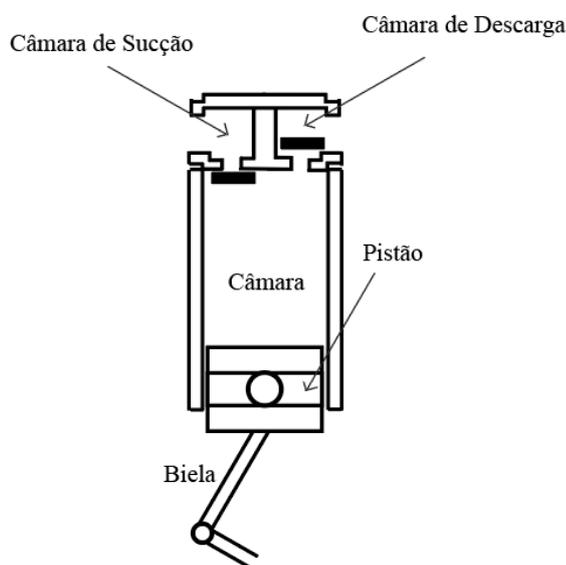
Figura 2.3 – Exemplo de compressor hermético VCC vendido pela Embraco Compressores.



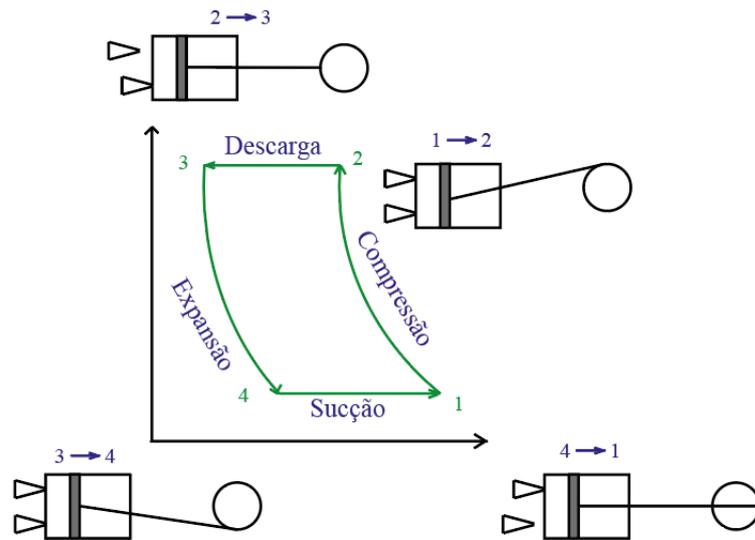
Fonte: Catálogo Embraco

Para entender o funcionamento do pistão, e como o mesmo atua junto do motor durante o ciclo de refrigeração, na Fig. 2.4(b) é possível as etapas que o mesmo deve executar para o correto funcionamento do ciclo. Segundo DINIZ (2018), durante a etapa 1→2 o pistão se movimenta para baixo, diminuindo a pressão interna na câmara de compressão, que passa a ser menor que a pressão externa, até se chegar na etapa 2→3. Então, inicia-se a etapa 3→4, onde a válvula de sucção é aberta e o fluido é aspirado, preenchendo a câmara de compressão até o pistão atingir seu curso mínimo. A partir da etapa 4→1 é iniciada a compressão. A válvula de sucção é fechada pelo aumento de pressão no interior do cilindro, para evitar o fluxo de fluido no sentido contrário, e o pistão se movimenta para cima, comprimindo o fluido. A compressão continua ocorrendo até o momento em que a pressão interna da câmara de combustão atinge um valor imediatamente maior que a pressão de descarga. Assim, começa a ocorrer a descarga, com a válvula de descarga se abrindo, para permitir a saída do fluido, até que o pistão atinja novamente o seu curso máximo (etapa 1→2), e se inicia um novo ciclo.

Figura 2.4 – Atuação do pistão durante o ciclo de refrigeração.



a) Partes constituintes do mecanismo de compressão de um compressor hermético



b) Ciclos de compressão e expansão do mecanismo durante a operação do compressor

Fonte: Autor (Adaptado de DINIZ (2018))

2.4 MOTORES APLICADOS A COMPRESSORES

O motor elétrico, dispositivo eletromecânico destinado à conversão de energia elétrica em mecânica, quando aplicado em compressores herméticos, é o elemento responsável pelo movimento do pistão, que está diretamente acoplado ao rotor da máquina. Na Tabela 2.1 é mostrada uma lista de diferentes motores e algumas de suas qualidades e seus defeitos.

Tabela 2.1 – Comparativo entre diferentes topologias de motores elétricos.

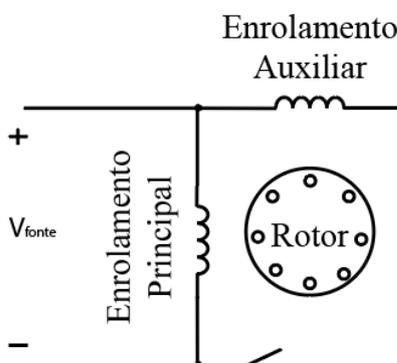
Máquina	Vantagens	Desvantagens
Motores de indução	Partida direta	Altas perdas Baixo fator de potência
	Regulação de velocidade sem necessidade de malha de controle	
Motores de ímãs permanentes	Alto fator de potência	Custo elevado
	Alta eficiência Durabilidade	
Motor de relutância	Estrutura simples Alta eficiência	Alta vibração e ruído

Fonte: Autor (Adaptado de BRESCIANI (2019))

Analisando cada uma das topologias mostradas, é possível excluir a topologia de motores de relutância. Por exemplo, motores como o de relutância síncrono apresentam baixo fator de potência, ou seja, energia entregue pela rede elétrica não será bem aproveitada. Outro motor que não se encaixa seria o de relutância chaveado, devido ao fato de apresentar alta vibração de ruído, o que é uma característica indesejável, pois a aplicação em compressores herméticos requer baixo nível de trepidação.

Dentre as diversas alternativas de motores existentes, a mais usada para compressores herméticos é o motor de indução monofásico, também conhecido por “*On-Off*”. Nesta topologia, os rotores são feitos de materiais não-magnéticos, geralmente alumínio, e não apresentam conexão elétrica. Desta forma, quando exposto a campos magnéticos alternados, por meio do princípio da indução eletromagnética, correntes acabam por serem induzidas nas barras do rotor. Já o estator é composto de um eletroímã formado de dois enrolamentos, chamados principal e auxiliar, conforme Fig. 2.5, que quando expostos a correntes alternadas, são capazes de criar polos magnéticos que se movimentam circularmente em torno do rotor (também conhecido como campo girante) (FITZGERALD, 1990).

Figura 2.5 – Esquema básico de ligação de um motor *On-Off*.



Fonte: Autor (Adaptado de FITZGERALD (1990))

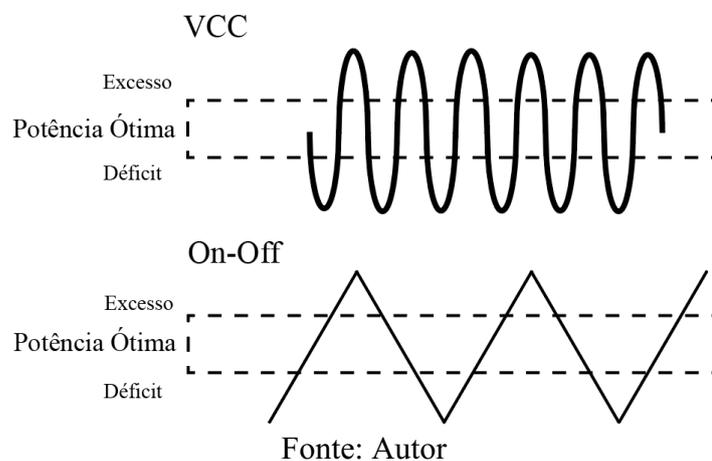
Conseqüentemente, quando o estator é excitado por uma corrente alternada, este acaba por produzir um campo girante que rotaciona a uma certa velocidade, e que é induzido no rotor, que acaba por produzir o seu próprio campo girante. A interação entre estes dois campos magnéticos é o que produz o torque necessário para girar o rotor. Porém, para que haja a indução, é necessário que ambos os campos tenham velocidades diferentes, pois, caso não o tenham, não haverá movimento relativo e, portanto, não haverá indução. Esta diferença é conhecida como “escorregamento”, sendo este fator aproximadamente proporcional ao torque

do motor quando o mesmo opera em região de carga. O uso do enrolamento auxiliar só faz sentido durante a partida do motor, servindo justamente para a formação do campo girante do estator, ou quando se deseja obter motores de mais alto rendimento, onde deve ser utilizado um capacitor de funcionamento para que se tenha maior desempenho nesse quesito (FITZGERALD, 1990).

A partida de motores *on-off* é direta, ou seja, feita pela conexão direta dos terminais do estator à rede elétrica. Porém, além do motor, são necessários outros componentes elétricos, dentre eles relés, termoresistores, e dispositivos eletrônicos que possibilitam a energização temporária da bobina auxiliar.

Sob o ponto de vista da refrigeração doméstica e comercial, a forma de controle usada em topologias *on-off* consiste em ligar e desligar o compressor periodicamente de acordo com a demanda de refrigeração, sendo que a detecção da demanda e decisão se haverá o desligamento ou não é feito por um termostato (AMARAL, 2017). Na Fig. 2.6 é mostrada a atuação do compressor quando utiliza da topologia dos *on-off*, e a comparação dos mesmos em relação aos *VCC*'s.

Figura 2.6 – Diferenças entre os métodos de controle quanto à operação do compressor.



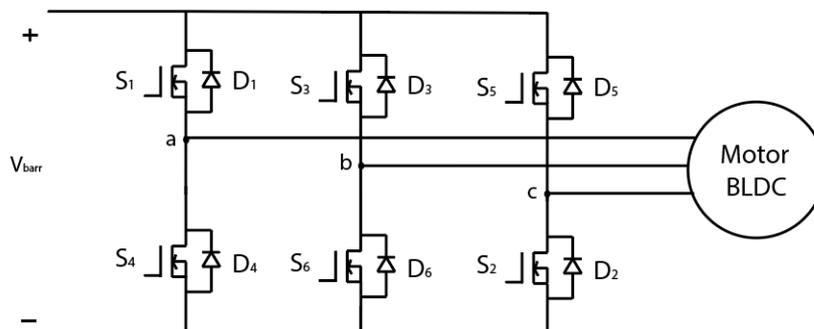
Um ponto de atenção com relação aos *on-off* é que estes acabam por elevar o gasto energético para o consumidor, principalmente durante seu acionamento, momento em que o motor irá demandar da rede elétrica picos de corrente para providenciar torques altos a fim de vencer a inércia do rotor. Além de que tal ciclo se repete periodicamente durante a operação do refrigerador. Portanto, um compressor que utiliza deste motor irá operar com eficiência máxima apenas na temperatura do ponto de equilíbrio, além de que toda vez que o motor parte haverá

um gasto adicional de energia, representando em aumento na conta de luz do consumidor (BRESCIANI, 2019).

A fim de reduzir este consumo de energia, uma solução seria adotar outras topologias de controle, por exemplo um controle de capacidade variável (*VCC – Variable Compressor Capacity*), que usa dos motores *Brushless DC*, também conhecidos como *BLDC*.

Para esta topologia, conforme mostrado na Fig. 2.7, sua partida deve ser feita com auxílio de um inversor de frequência, que permite controlar a velocidade do rotor e, portanto, a capacidade de refrigeração do sistema. Na Fig. 2.6 é possível verificar a atuação do *VCC* durante a operação do compressor. O inversor eletrônico é responsável por detectar as variações de temperatura do sistema e variar a velocidade do motor afim de ajustar a capacidade de refrigeração. Em ordem de grandeza, a economia de energia elétrica que pode ser obtida por esta solução varia de 20 a 40 % em relação a um *on-off*, pois permite uma redução nas perdas durante a partida do motor. Isto também se deve ao uso de *softwares*, que os responsáveis pelo ajuste da velocidade do motor propriamente dito, de acordo com a temperatura do compartimento a ser refrigerado, diminuindo assim a taxa com que o calor é retirado. A redução no número de partidas do compressor representa uma redução no custo da conta de luz (BRESCIANI, 2019). Sob o ponto de vista de motores, os *VCC*'s também apresentam uma vantagem, pois o uso de ímãs permanentes permite que se alcancem eficiências mais elevadas e com menor necessidade de manutenção, quando comparados aos motores de indução monofásicos (FITZGERALD, 1990). É por conta destas características que o presente trabalho focará na topologia *BLDC* a partir de agora.

Figura 2.7 – Esquema de acionamento do motor *BLDC* por chaves estáticas.



Fonte: Autor

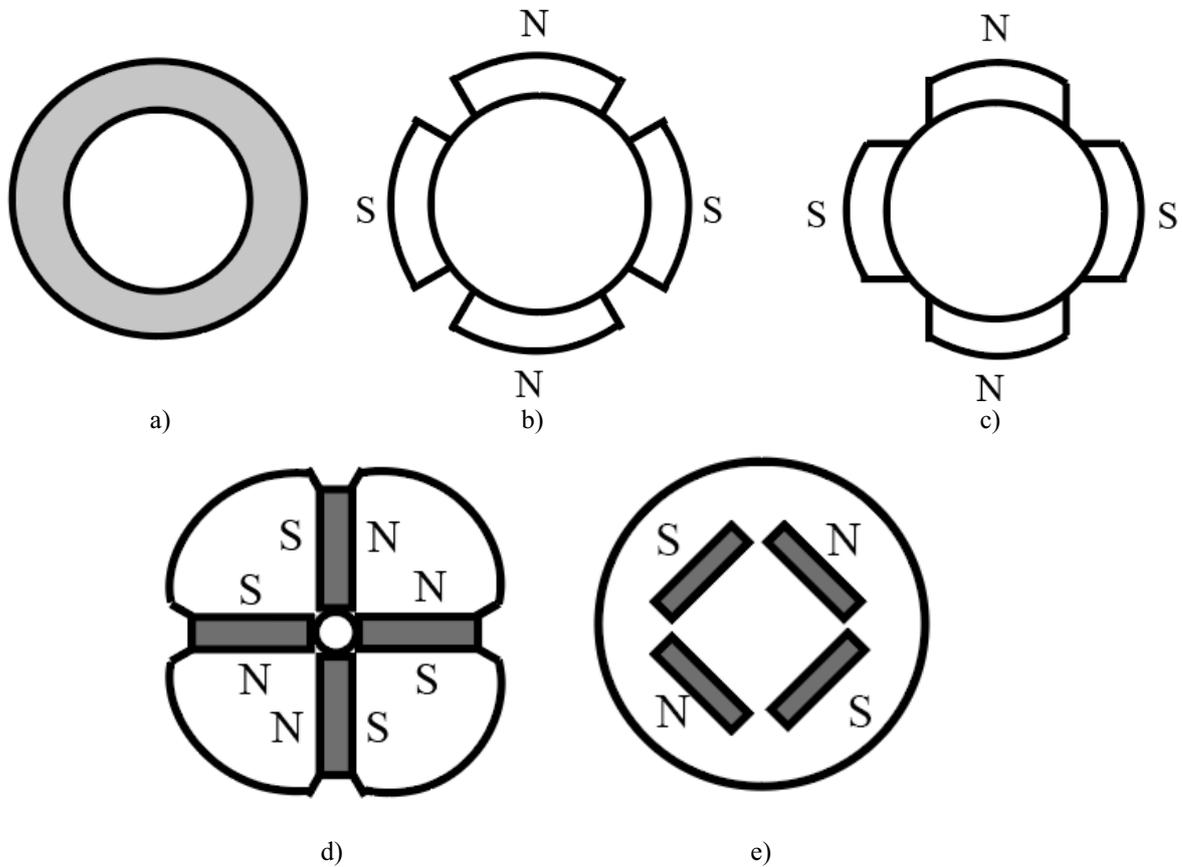
3 FUNDAMENTOS DE MOTORES *BRUSHLESS DC*

Os primeiros sistemas de excitação a ímãs permanentes datam do século 19, sendo a invenção do Alnico em 1932 que os tornaram de grande valia para a engenharia. Outra inovação tecnológica que impulsionou esta topologia foi o desenvolvimento dos primeiros transistores de potência no final da década de 1950, que substituíram os comutadores mecânicos convencionais, possibilitando que a armadura da máquina estivesse no estator, o que se traduz em temperaturas mais baixas durante a operação do equipamento, permitindo que este trabalhe com densidades de potências e torques mais elevados (HENDERSHOT; MILLER, 2003).

Por utilizarem de ímãs permanentes em seu rotor, os motores *BLDC* com esta característica não necessitam de escovas. São dispositivos que operam com correntes contínuas retangulares e enrolamentos concentrados, fazendo com que a força eletromotriz fique com um formato trapezoidal. Além disso, necessitam de um inversor que é o responsável pela interface entre o motor e a rede de alimentação, fazendo o controle por meio de um chaveamento sequencial das chaves eletrônicas do conversor estático (FITZGERALD, 1990).

Motores *BLDC* são classificados com base na direção do fluxo magnético no entreferro, podendo estes serem de fluxo radial, quando o fluxo tem orientação radial em relação à máquina, ou axial, quando o fluxo é paralelo ao rotor. Segundo HENDERSHOT e MILLER (2003), dentre as principais topologias de motores radiais com rotor interno, têm-se aquelas apresentadas nas Fig. 3.1. Os exemplos das Fig. 3.1(a)–(c) são os de ímã superficial. O primeiro exemplo, Fig. 3.1(a), é o mais tradicional dentre estes três. A topologia 3.1(b) são mais fáceis de manufaturar, enquanto a produção do exemplo 3.1(c) depende de que os ímãs sejam magnetizados depois de colocados no rotor. A topologia 3.1(d) promove uma melhor concentração de fluxo, pois a área de superfície do ímã é maior que a do rotor. O último exemplo é utilizado principalmente em altas velocidades, pois nesse caso os ímãs não precisam ser colados ao rotor (HENDERSHOT; MILLER, 2003).

Figura 3.1 – Exemplos de configurações de ímãs permanentes em rotores.



Fonte: Autor (Adaptado de HENDERSHOT e MILLER (2003))

Existe a possibilidade de serem usados rotores externos. Esta topologia é vista principalmente em discos rígidos e ventiladores, pois neste caso a remoção de calor na máquina não é um desafio. Por apresentar um raio de entreferro maior, torques maiores são alcançados, embora também haja elevação das perdas ôhmicas nos enrolamentos (HENDERSHOT e MILLER (2003)).

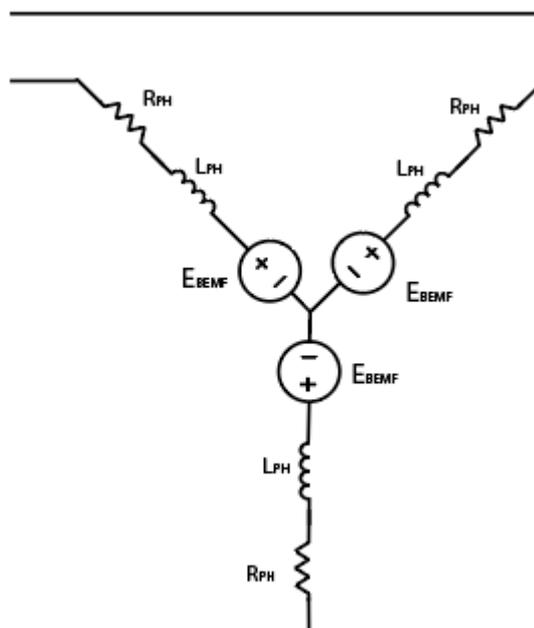
Já os estatores apresentam duas formas básicas. No primeiro caso, o motor apresenta um entreferro magnético, permitindo uma densidade de fluxo magnético maior no mesmo. Já na segunda topologia, os enrolamentos são colocados em forma de anel dentro do estator. Neste caso, não há o fenômeno de ondulação no torque, ou *Cogging*, já que a relutância vista pelos ímãs não varia com a posição do rotor (HENDERSHOT e MILLER (2003)).

Para o presente trabalho, foi considerado o uso de um motor *BLDC* com ranhuras no estator, além de ímãs superfícies conforme mostradas na Fig. 3.1 (b). Desta forma, a análises a serem feitas a partir agora serão baseadas nestas escolhas.

3.1 PRINCÍPIOS DE CONVERSÃO ELETROMECAÂNICA DE ENERGIA EM MOTORES *BLDC*

O princípio de funcionamento básico dos motores consiste na indução de tensão nos enrolamentos do estator. Portanto, para esta análise será considerada a Fig. 3.2, que apresenta o circuito equivalente de um motor *BLDC*, e consiste da associação em série entre uma fonte de tensão, que corresponde à tensão de *Back-EMF* (ou *BEMF*), uma resistência e uma indutância.

Figura 3.2 – Circuito equivalente de um motor *BLDC*.



Fonte: Autor (Adaptado de KRISHNAN (2010))

Considerando o caso de um motor de dois polos com período de comutação de 60 graus, conforme Fig. 3.4, à medida que o rotor gira, o ímã com polaridade norte induz tensão até um valor máximo, correspondendo ao ponto de 60 graus elétricos. Este ponto de máximo enlace de fluxo se mantém constante até que o rotor atinge os 120°, quando o fluxo φ começa a diminuir linearmente até se anular em 180°. De modo similar, o fluxo concatenado possui a mesma forma de onda entre 180° e 360°, com diferença de que o pico de fluxo agora possui valor negativo. Assim como foi mencionado no começo do Capítulo, é possível notar o formato trapezoidal da forma de onda resultante. De posse destas informações, e usando como referência o desenvolvimento teórico proposto por HENDERSHOT e MILLER (2003), de acordo com a

Lei de Indução de Faraday, a força eletromotriz e_{BEMF} induzida nos enrolamentos, em função da velocidade rotórica ω_r , é representada na equação (3.1):

$$e_{BEMF} = N_{ph} \frac{d\varphi}{dt} = N_{ph} \frac{d\varphi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = N_{ph} \omega_r \frac{d\varphi}{d\theta} \quad (3.1)$$

sendo N_{ph} é o número de espiras por fase, e $\frac{d\theta}{dt}$ corresponde à velocidade angular do rotor. Portanto, a forma de onda da tensão induzida será aquela apresentada na Fig. 3.4. A potência mecânica P_m entregue pela máquina, supondo que haja uma eficiência de 100% na conversão eletromecânica de energia, é dada pela equação (3.2):

$$P_m = 2 E_{BEMF} I_{ph} \quad (3.2)$$

sendo E_{ph} a tensão de *Back-EMF* por fase, e I_{ph} a corrente de fase nos enrolamentos.

Segundo HENDERSHOT e MILLER (2003), o fluxo no entreferro φ_g pode ser escrito conforme (3.3):

$$\varphi_g = B_g A_g = B_g R_{ro} \theta_p L_{st} = B_g R_{ro} \frac{2\pi}{N_{ph}} L_{st} \quad (3.3)$$

sendo B_g a indução no entreferro, $\theta_p = \frac{2\pi}{N_{ph}}$ o passo polar, R_{ro} o raio interno do estator por fase e L_{st} o comprimento de pacote. A partir destas informações, substituindo a equação (3.3) na (3.1), é possível obter o valor de amplitude da tensão de *BEMF*, E_{BEMF} , conforme (3.4):

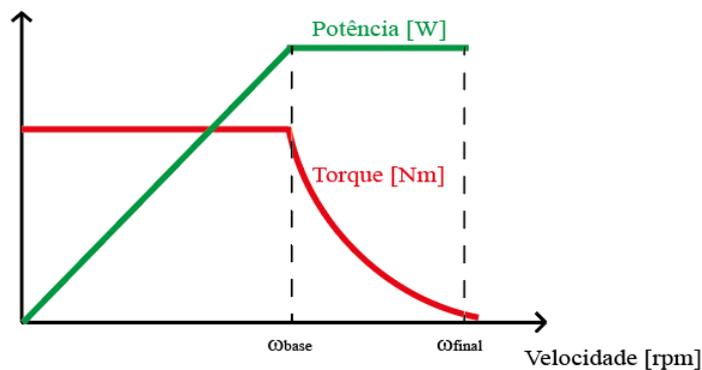
$$E_{BEMF} = 2 N_{ph} B_g L_{st} \omega_r R_{ro} \quad (3.4)$$

Consequentemente, a amplitude de torque da máquina poderá ser escrita de acordo com (3.5):

$$T_m = \frac{E_{BEMF} I_{ph}}{\omega_r} = 2 N_{ph} B_g L_{st} R_{ro} I_{ph} \quad (3.5)$$

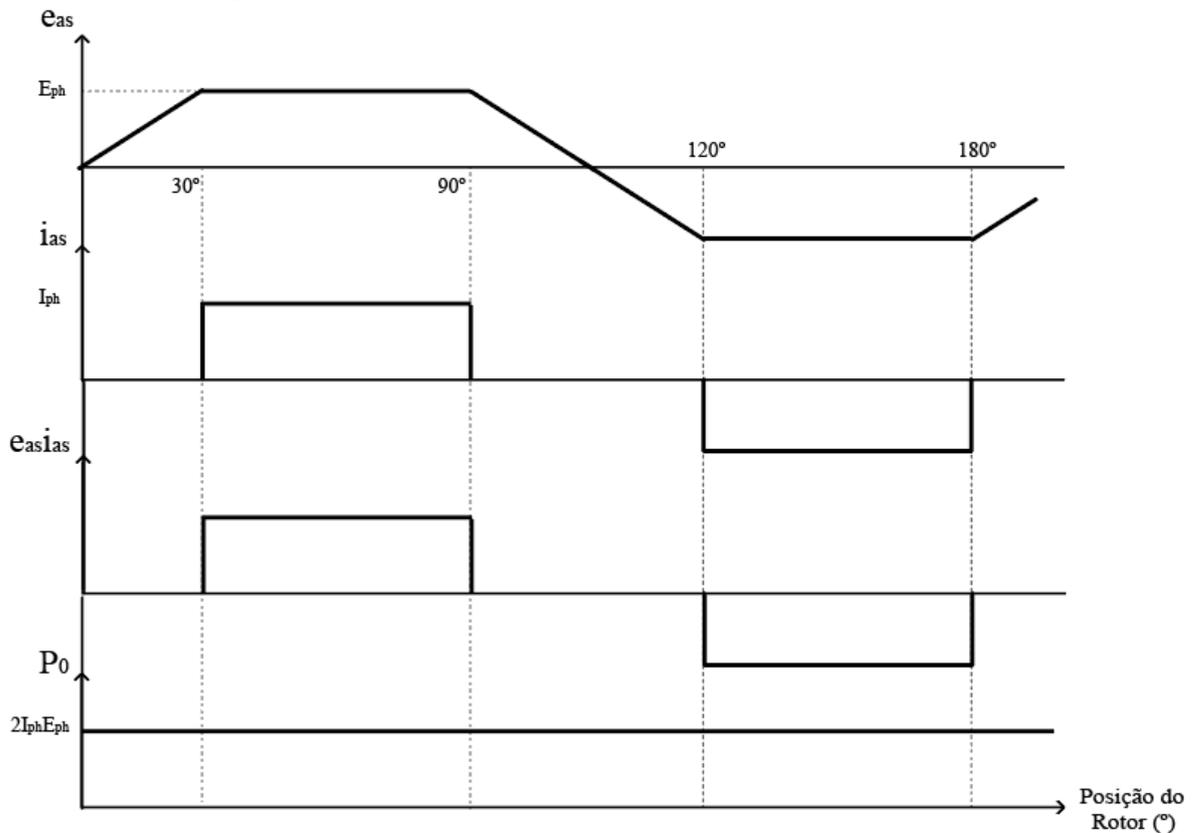
A Fig. 3.3 apresenta curvas típicas referentes ao torque e à potência no eixo do rotor para um motor do tipo *BLDC*. À medida que a velocidade do rotor vai aumentando, a potência mecânica cresce proporcionalmente, enquanto que o torque se mantém constante. Este processo continua até o momento em que o inversor eletrônico, por uma questão de segurança, restringe a potência da máquina no ponto da “velocidade base” ω_{base} . Caso seja necessário trabalhar a velocidades mais altas, uma alternativa é manter a potência mecânica constante e reduzir o fluxo da máquina, que pode ser feito reduzindo a corrente de fase I_{ph} , e que traz consigo uma redução no torque até o ponto de torque nulo (“velocidade final”, ω_{final}).

Figura 3.3 – Curvas de potência e torque vs. velocidade características.



Fonte: Autor

Sob o ponto de vista do circuito de acionamento, considerando o circuito da Fig. 2.7, durante o período de 30° a 90° , são acionados os transistores S_1 e S_2 , energizando as fases 1 e 2. Já entre 90° e 120° são usados os transistores S_2 e S_5 para ligar as fases 2 e 3. Por fim, durante o período de 120° e 180° são acionados S_0 e S_5 para conectar as fases 1 e 3 aos terminais da máquina. Durante o período de 180° a 360° o ciclo se repete, porém agora com alimentação negativa, ou seja, para ligar as fases 1 e 3 são necessários os transistores S_0 e S_3 , e assim sucessivamente, até que seja completo o giro do rotor em 360° . A Fig. 3.4 mostra as formas de onda resultantes com base no esquema de acionamento citado. Nesta figura são mostradas as formas de onda para a fase “a” apenas, embora a análise para as fases “b” e “c” seja semelhante, com a exceção da defasagem de -120° e $+120^\circ$ em relação à fase “a”, respectivamente.

Figura 3.4 – Formas de onda características do motor *BLDC*.

Fonte: Autor (Adaptado de KRISHNAN (2010))

A análise demonstrada previamente foi feita considerando um motor de dois polos, por se tratar de uma topologia de mais fácil entendimento quanto ao seu funcionamento. Caso seja utilizado um motor com maior número de polos, os princípios são os mesmos, com a diferença de que a força eletromotriz induzida completará seu ciclo antes do rotor (KRISHNAN, 2010). A equivalência entre graus mecânicos θ_m e elétricos θ_e é dada de acordo com a equação (3.6):

$$\theta_e = \frac{p}{2} \theta_m \quad (3.6)$$

onde p é o número de pólos do rotor.

4 MATERIAIS MAGNÉTICOS

Uma parte fundamental de todo e qualquer projeto de motor *BLDC* é a escolha dos ímãs permanentes, bem como o aço no estator e rotor a serem utilizados. A escolha destes materiais traz grande influência tanto em questão de desempenho, a exemplo da eficiência, quanto em termos de custo do projeto. O presente capítulo apresentará alguns tópicos essenciais a respeito destes materiais magnéticos.

4.1 FUNDAMENTOS BÁSICOS

Para que seja possível a descrição de um campo magnético em uma certa região do espaço, é necessário ter conhecimento de duas variáveis básicas, a indução magnética e o campo magnético. Segundo HENDERSHOT e MILLER (2003), a indução magnética pode ser descrita como a densidade de fluxo magnético através de uma área em um certo material, ao passo que o campo magnético é tido como a mudança na intensidade do campo magnético devido à interação da indução com o respectivo material.

Em termos matemáticos, um campo magnético H no espaço livre é capaz de produzir uma indução magnética B dada pela equação (4.1):

$$B = \mu_0 H \quad (4.1)$$

sendo $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} H/m$ a permeabilidade magnética do vácuo. Quando não se trata do espaço livre, é comum usar um parâmetro conhecido por permeabilidade relativa μ_r , que expressa a relação entre a permeabilidade do material e a do vácuo, conforme apresentado na equação (4.2) (BASTOS, 2018):

$$\mu = \mu_0 \mu_r \rightarrow B = \mu H \quad (4.2)$$

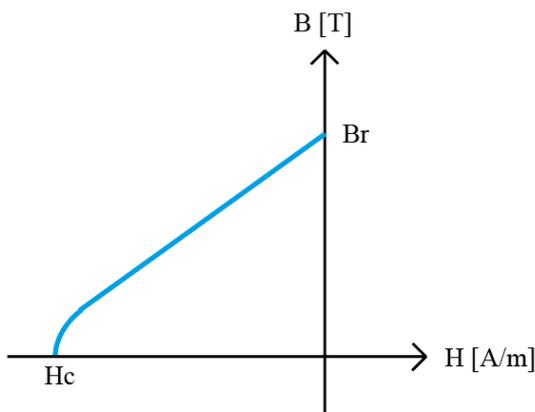
Como resultado desta relação, os materiais magnéticos podem ser classificados de acordo com suas propriedades magnéticas e sua permeabilidade relativa em ditos moles (que não apresentam indução remanescente quando não houver presença de campo magnético externo aplicado), ou duros (que correspondem aos ímãs permanentes, e apresentam um nível de indução mesmo após a retirada do campo externo) (BASTOS, 2018). Considerando o

exemplo de materiais magnéticos ditos moles, conforme explicitado por HENDERSHOT e MILLER (2003), os mesmos podem ser classificados em três casos distintos:

1. Ferromagnéticos: são fortemente influenciados pela presença de um campo magnético externo por possuírem um μ_r muito superior a 1, a exemplo de ferro e cobalto. Por conta disso são preferencialmente usados em máquinas elétricas;
2. Diamagnéticos: Possuem μ_r um pouco abaixo de 1, quando expostos a um campo magnético externo, seus dipolos magnéticos passam a se orientar em direção contrário ao mesmo. Dentre os materiais que podem ser classificados como diamagnéticos estão o cobre e a prata;
3. Paramagnéticos: também possuem uma permeabilidade relativa próxima de 1, porém superiores ao valor unitário, portanto, diferentemente do caso anterior, seus dipolos se orientaram conforme a direção do campo aplicado, porém sem a mesma intensidade de um material ferromagnéticos. Como exemplos, tem-se o alumínio e o magnésio.

Um fenômeno importante e que deve ser destacado nos materiais ferromagnéticos, é que os mesmos apresentam uma dependência não linear da indução B com o campo aplicado H , dependendo da magnitude de aplicação do campo. Aumentando-se indefinidamente o campo H , a indução crescerá até atingir a chamada saturação magnética. Uma vez que a saturação tenha sido atingida, se faz variar o campo H de valores positivos para valores negativos, até que este fenômeno ocorra novamente (BASTOS, 2018). Repetindo-se este processo no sentido inverso, de valores negativos para valores positivos, obtém-se o tradicional laço da curva BH , que está apresentado na Fig. 4.3. Na Fig. 4.1 explicita o segundo quadrante de uma curva BH típica. É a partir das informações nesta região que são caracterizados os ímãs permanentes.

Figura 4.1 – Parâmetros básicos do segundo quadrante para curvas BH .



Fonte: Autor (Adaptado de BASTOS (2018))

Desta curva, alguns parâmetros importantes podem ser estabelecidos:

- 4.1 Máximo produto de energia BH_{max} – Representa o quanto de energia que pode ser obtida de um ímã para a realização de trabalho;
- 4.2 Campo coercitivo H_c – Representa a intensidade de campo magnético que deve ser aplicado ao material para que a indução resultante seja igual a zero;
- 4.3 Indução remanente B_r – É o valor de indução resultante quando o campo magnético aplicado é nulo.

4.2 ÍMÃS PERMANENTES

Ímãs permanentes são materiais magnéticos caracterizados por possuírem uma alta indução remanente, com valores típicos entre $0,35\ T$ e $1,35\ T$, para que sejam criados elevados valores de campo magnético e de campo coercitivo intrínseco, tipicamente na ordem de $40\ kA/m$ a $1900\ kA/m$ (BOLSI; *et al.*, 2020), o que lhes conferem a característica de serem difíceis de desmagnetizar.

Máquinas elétricas de ímãs permanentes trabalham em níveis de indução abaixo da indução remanente, além de terem seu ponto de operação localizado ao longo da curva de desmagnetização do ímã, que varia acordo com a carga do motor (BASTOS, 2018).

A curva de desmagnetização depende de que tipo de ímã está sendo considerado. Conforme apresentado na Fig. 4.2, existem ímãs cuja curva permanece reta ao longo de todo o segundo quadrante, porém, para outros a curva de desmagnetização apresenta um joelho, que caso ultrapassado, resultará em perda permanente no magnetismo (BASTOS, 2018).

Os mais importantes parâmetros de caracterização dos ímãs permanentes e sua escolha para aplicação em máquinas elétricas são justamente a indução remanente, a coercitividade intrínseca e o máximo produto de energia. A tabela 4.1 resume algumas das principais características dos ímãs para diferentes tipos encontrados na literatura.

Tabela 4.1 – Resumo das principais características dos ímãs permanentes.

Material	B_r [T]	H_c [kA/m]	BH_{max} [kJ/m ³]	μ_r
Alnico	0,8 ~ 1,25	59 ~ 160	52 ~ 82	3 ~ 5
Ferrite	0,37 ~ 0,42	180 ~ 280	25 ~ 30	1,04 ~ 1,2
Sm-Co	0,98 ~ 1,12	600 ~ 800	180 ~ 240	1,05 ~ 1,3
Ne-Fe-B	1,2 ~ 1,3	950 ~ 1350	280 ~ 350	1,03 ~ 1,06

Fonte: Autor (Adaptado de BASTOS (2018))

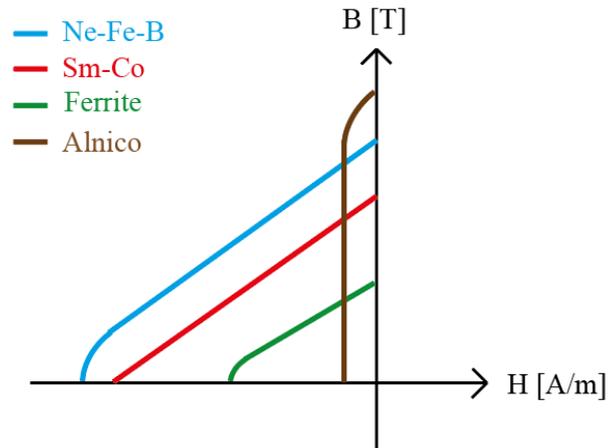
Da tabela 4.1, materiais à base de Ne-Fe-B se destacam por apresentarem os maiores valores de coercividade e indução remanente. Em contrapartida, possuem baixa temperatura de serviço, o que pode se tornar problema em aplicações que necessitem de motores operando em temperaturas superiores a 80 °C. Com relação à curva BH , ímãs de Ne-Fe-B, possuem curvas retas em temperatura ambiente, porém podem apresentar a característica do joelho no segundo quadrante da curva BH , dependendo do nível da temperatura de operação (BASTOS, 2018).

Uma alternativa seria o uso de ímãs à base de Sm-Co, que também providenciam elevados valores de indução remanente, e comportamento linear quanto à curva de desmagnetização, com a diferença de que podem ser utilizados para uma faixa maior de temperatura. Em contrapartida, são mais custosos (BOLSI; *et al.*, 2020).

De acordo com BASTOS (2018), os ímãs de Alnico são usados em poucos casos, por apresentarem altas induções remanentes com baixa coercitividade. Já ímãs de ferrite apresentam curvas BH lineares, com valores de coercitividade maiores em comparação àqueles a base de Alnico, porém com níveis de indução remanente mais baixas. São utilizados em projetos cujo maior atrativo se refere à redução de custo, por conta de seu preço competitivo no mercado (BOLSI; *et al.*, 2020).

A Fig. 4.2 mostra a curva BH característica de cada um dos ímãs citados.

Figura 4.2 – Curvas BH características para cada um dos ímãs citados.

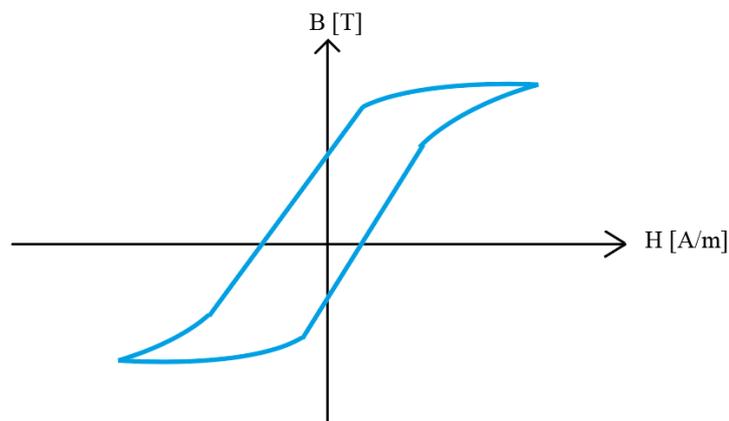


Fonte: Autor (Adaptado de BASTOS (2018))

4.3 AÇOS ELÉTRICOS

Os aços elétricos são objeto de pesquisa e desenvolvimento desde o final do século XIX, durante o surgimento dos primeiros equipamentos eletromagnéticos de alta potência, como motores, geradores e transformadores. Tais materiais possuem a qualidade única de amplificar em milhares de vezes um campo magnético externo, podendo concentrar os fluxos que circulam por estas máquinas. Isso acaba por atenuar a dispersão desses, o que acarreta em aumento na eficiência da máquina. Na Fig. 4.3 é apresentado o laço da curva de histerese típico para aços.

Figura 4.3 - Laço de histerese típico de um aço elétrico.



Fonte: Autor (Adaptado de BASTOS (2018))

Conforme estabelecido por LANDGRAF (2002), os aços elétricos podem ser divididos em dois grupos principais:

1. Grão Orientado - Os aços elétricos de grão orientado apresentam alta anisotropia magnética, ou seja, suas propriedades magnéticas tendem a se concentrar em uma direção de magnetização em específico. Por conta disso, são encontrados principalmente na fabricação dos núcleos de transformadores, por exemplo;

2. Grão Não Orientado (GNO) - Os aços elétricos GNO têm uma característica mais isotrópica, ou seja, suas propriedades magnéticas não tendem para nenhuma direção específica. Por isso são aplicados preferencialmente nos núcleos de geradores e motores elétricos.

Dentro da classificação dos aços GNO, os mesmos podem ser divididos em:

1. Totalmente Processados: São aços com alto teor silício e baixo teor de carbono, podendo ser utilizados sem qualquer tratamento térmico posterior. Por conta da presença do silício em sua estrutura, possuem altos valores de permeabilidade para altas induções e portanto, poucas perdas magnéticas;

2. Semi Processado: São aços que dependem de um tratamento térmico por parte das empresas que os compram, que devem melhorar suas propriedades magnéticas via tratamento térmico;

3. Não Processados: Não são tão utilizados para fins eletromagnéticos, pois mesmo com um adequado processo de tratamento térmico, suas propriedades magnéticas não ficam tão boas quando comparadas com os dois casos anteriores. Por conta disso, são aços de mais baixo custo.

4.3.1 Fatores que influenciam as características dos aços elétricos

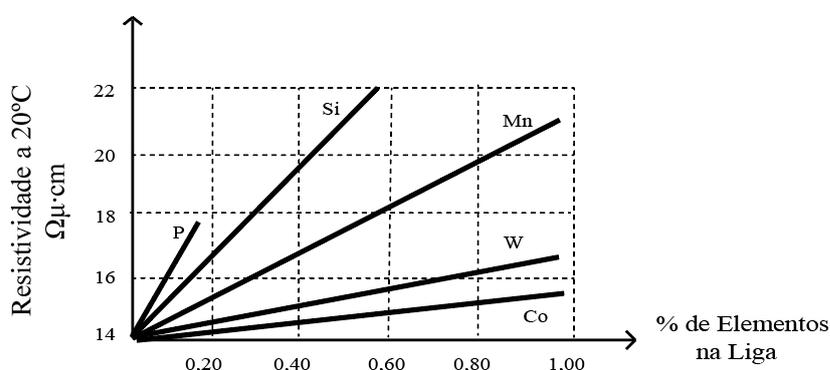
As características eletromagnéticas dos aços elétricos dependem de fatores como composição química, laminação e recozimento dentro da usina, e que serão responsáveis pelos

níveis de perdas, permeabilidade magnética e suscetibilidade, e envelhecimento magnético dos materiais. O tema relacionado às perdas magnéticas será desenvolvido na seção 4.4.

4.3.1.1 Composição Química

A Fig. 4.4 mostra a influência de alguns dos elementos de liga sobre a resistividade, tais como como silício, cobalto, fósforo e manganês, por exemplo.

Figura 4.4 - Efeito de alguns elementos de liga na resistividade do aço, a 20°C.



Fonte: Autor (Adaptado de MARRA (2002))

O principal elemento de liga utilizado é o Silício, responsável por elevar a resistividade do material, e reduzir a intensidade das correntes parasitas no interior do aço. Por outro lado, ele aumenta a dureza do material, o que se torna um problema em termos de ferramentaria, já que dificulta a estampabilidade das lâminas (LANDGRAF, 2002). Além disso, sua presença afeta a formação de precipitados de carbono durante o tratamento térmico, aumentando a permeabilidade magnética do material e reduzindo a força coercitiva do mesmo, o que se traduz na diminuição das perdas por histerese e por correntes parasitas (LANDGRAF, 2002).

Segundo NEGRI (2011), em termos de perdas magnéticas, um nível ideal quanto ao teor de Si nas ligas de aço seria acima de 6,5%, que tende a deixá-las mais atrativas devido à elevação da resistividade e redução da magnetostricção. Porém, as restrições mecânicas e de ferramental limitam o uso de silício em 3,5%, devido ao incremento na dureza do material. Além disso, em altas induções magnéticas (tipicamente na ordem de 1,5 – 1,8 T), a adição de silício reduz a indução de saturação, e junto dela a permeabilidade magnética (NEGRI, 2011).

A presença do Carbono é responsável pela formação de precipitados, a exemplo de carbetos, sulfetos, óxidos e nitretos, que trazem consigo um aumento na força coercitiva ao

interferirem no movimento dos domínios magnéticos, aumentando a parcela histerética das perdas magnéticas (LANDGRAF, 2002). Também são responsáveis por restringir o crescimento de grãos elétricos, o que acarreta em maiores perdas no aço, pois grãos menores representam uma maior área de contato, e conseqüentemente um maior atrito, durante a movimentação dos domínios magnéticos, aumentando as perdas histeréticas.

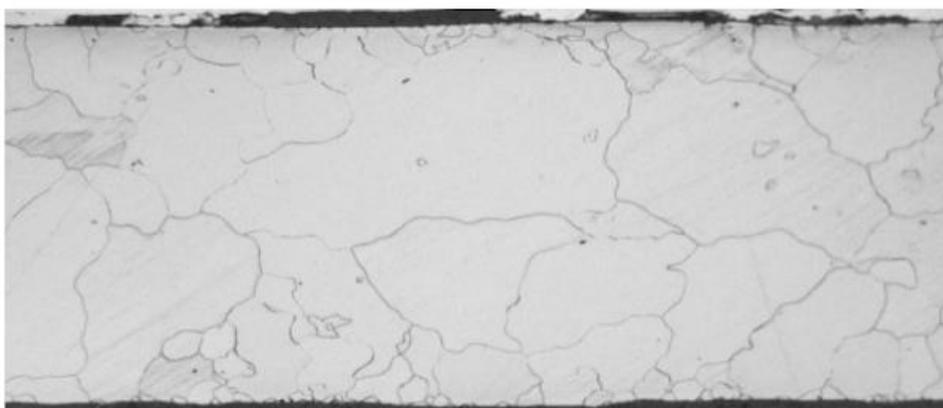
O Oxigênio também influencia nas perdas e na permeabilidade magnética do material, por conta da interação de finas partículas de óxidos com as paredes dos domínios (NEGRI, 2011).

Alumínio também possui função importante quanto ao aumento na resistividade dos aços elétricos. Em níveis baixos, na ordem de $< 0,1\%$, o Al tende a restringir o crescimento dos grãos. Em contrapartida, quando seu teor é superior a 1% , o material tende a apresentar uma dureza mais significativa (LANDGRAF, 2002).

4.3.1.2 Características Microestruturais

As características microestruturais são tão importantes quanto as propriedades magnéticas dos aços elétricos. A Fig. 4.5 mostra um exemplo de micrografia de um aço elétrico. Nota-se que a microestrutura de um aço elétrico consiste de domínios magnéticos em contato uns com os outros, também conhecidos como grãos elétricos.

Figura 4.5 – Exemplo de microestrutura característica de um aço elétrico.



Fonte: Retirado de NEGRI (2011)

Um dos pontos de maior atenção quando o assunto é microestrutura cristalina de aços se refere ao tamanho dos grãos elétricos. Um aumento do tamanho de grão reduz as perdas magnéticas totais, pois, quanto maior for sua microestrutura, menores serão as áreas de contatos

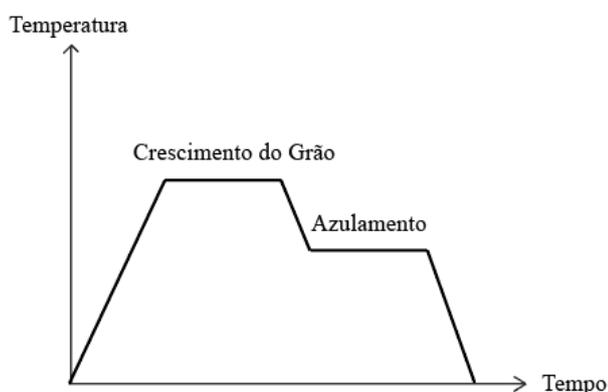
entre os grãos e, conseqüentemente, menor a área de obstáculos para a magnetização (LANDGRAF, 2002).

4.3.1.3 Tratamento Térmico

O tratamento térmico realizado visa melhorar as propriedades magnéticas e aliviar tensões mecânicas, reduzindo perdas no aço e elevando sua permeabilidade magnética (LANDGRAF, 2002).

Segundo LANDGRAF (2002), este tipo de tratamento consiste em aquecer o aço a uma temperatura entre 700 °C e 850 °C, normalmente sob atmosfera sem a presença de carbono, evitando a formação de carbonetos e óxidos de carbono, facilitando a movimentação das paredes dos domínios. Após esta etapa, diminui-se a temperatura até se chegar em um patamar entre 500 °C e 600 °C, sob atmosfera oxidante, onde ocorre a oxidação superficial, conhecido também como “azulamento”. Nesta etapa, o uso de uma atmosfera sem oxigênio objetiva a redução da formação de óxidos de ferro, responsáveis pela oxidação superficial das lâminas. A Fig. 4.6 ilustra este processo de forma esquemática.

Figura 4.6 – Ciclo básico de tratamento térmico para aços elétricos.



Fonte: Autor (Adaptado de NEGRI (2011))

Nos aços totalmente processados, as funções do tratamento térmico se resumem à eliminação de danos em nível de grão, por conta das operações de corte e estampagem das lâminas. Segundo NEGRI (2011), com este recozimento, obtém-se uma redução em torno de 10% nas perdas magnéticas totais.

O assunto do tratamento térmico não será mais aprofundado pois não é o objetivo deste trabalho. Para mais informações, são recomendadas as referências LANDGRAF (2002) e NEGRI (2011).

4.4 ESTIMATIVAS DE PERDAS MAGNÉTICAS

Quando uma máquina converte energia elétrica em mecânica, ou vice-versa, parte da energia é gasta sob a forma de calor, que correspondem às “perdas”. As perdas magnéticas no núcleo das máquinas são principalmente devidas aos processos de magnetização e desmagnetização do aço durante a operação do equipamento. Vários fatores são determinantes para a dissipação de energia no núcleo, a exemplo de características físicas e microestruturas do material, como espessura e tamanho de grão, condições ambientais como tensões mecânicas, e até mesmo fatores eletromagnéticos, como o nível de indução aplicado e a frequência de excitação utilizada. A estimativa da eficiência, um dos principais parâmetros para o projeto de dispositivos eletromagnéticos, depende muito do nível de perdas do mesmo, pois é um indicativo do quanto de potência está sendo desperdiçada.

4.4.1 Perdas Magnéticas no Ferro

De acordo com a teoria da separação de perdas, a potência de perdas média, para qualquer material magnético, pode ser decomposta na soma de uma parcela histerética, uma parcela dinâmica, devidas as correntes de *Foucault*, e por fim as perdas por excesso.

4.4.1.1 Perdas Por Histerese

Assim como mencionado anteriormente, a microestrutura de um aço elétrico consiste de uma série de domínios magnéticos que tendem a se alinhar em uma direção preferencial quanto expostos a um campo magnético externo, conforme apresentado na Fig. 4.8. Durante a operação da máquina a uma corrente alternada de 60 Hz, por exemplo, o material tende a ser magnetizado e desmagnetizado 60 vezes por segundo. Isto faz com que as paredes destes domínios fiquem em atrito constantemente (BASTOS, 2018). A energia resultante dissipada para que sejam vencidas essas fricções corresponde às chamadas perdas por histerese, e que são diretamente proporcionais à área da curva de histerese do material, conforme equação (4.1):

$$P_h = A f V \quad (4.3)$$

sendo:

P_h , valor total das perdas por histerese, em $[W/kg]$;

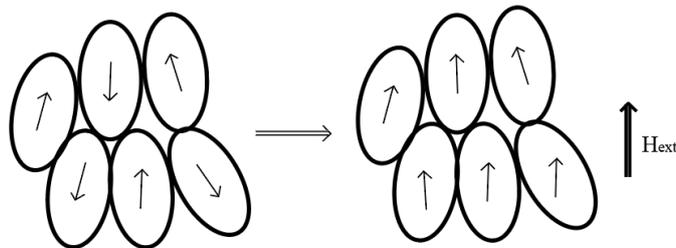
f , a frequência de excitação $[Hz]$;

V , volume do material $[m^3]$;

A , área do ciclo de histerese $[J/m^3]$;

Portanto, conclui-se que as perdas por histerese são maiores quanto maior for a dificuldade de magnetizar e desmagnetizar um material.

Figura 4.7 – Estrutura de domínios em aços elétricos e seu comportamento diante de um campo externo.



Fonte: Autor (Adaptado de BASTOS (2018))

4.4.1.2 Perdas por Corrente de Foucault

As perdas magnéticas por correntes de *Foucault* ocorrem devido ao surgimento de correntes induzidas no núcleo ferromagnético quando nele é aplicado um fluxo magnético externo variável no tempo. Analisando as lâminas em uma visão transversal, é possível notar a formação de anéis de correntes induzidas ortogonais à direção do fluxo (BASTOS, 2018). De acordo com a teoria clássica de perdas, as mesmas podem ser descritas conforme a equação (4.2):

$$P_f = \frac{(\pi B f e)^2}{6 d \rho} \quad (4.4)$$

sendo:

P_f , valor total das perdas por correntes parasitas, em $[W/kg]$;

f , a frequência de excitação $[Hz]$;

B , o valor de pico da indução magnética $[T]$;

e , espessura da lâmina $[m]$;

ρ , resistividade elétrica $[\Omega m]$;

d , densidade $[kg/m^3]$.

Pela equação (4.4), nota-se que quanto mais fina for a chapa metálica, menores serão as perdas, o que explica o fato de os pacotes de estator serem compostos de lâminas com a espessura de alguns milímetros, pois quanto menor a espessura da lâmina, maior a dificuldade para a formação dos anéis de corrente. Um outro ponto de destaque que diferencia as perdas por histerese das perdas por correntes parasitas é a questão da dependência para com a frequência. Comparando as equações (4.3) e (4.4), é possível notar que a primeira possui uma dependência linear, ao passo que na segunda há uma relação quadrática.

4.4.1.3 Perdas Excedentes

As perdas excedentes, ou perdas anômalas, ainda são objeto de pesquisa, embora ainda não muito aceitas. Durante as medições das perdas nos aços elétricos, comumente são obtidos valores superiores àqueles calculados. É desta diferença que se encaixam as perdas excedentes. Segundo LANDGRAF (2002), uma justificativa para sua existência vem tanto do fato de que os cálculos clássicos aqui apresentados não consideram a presença de domínios magnéticos, que influenciam na formação das correntes induzidas. Porém, ainda não há consenso quanto a sua origem.

4.4.2 Estimativas das Perdas nos Aços

Para que seja possível estimar as perdas magnéticas nos aços, é comum serem utilizados modelos lineares de separação de perdas, que descartam a hipótese de haver uma ação conjunta das 3 citadas anteriormente. A equação (4.5), também conhecida como equação de *Bertotti*, representa matematicamente as perdas magnéticas totais para uma amplitude de indução B a uma determinada frequência f .

$$P = Kh (f B^\alpha) + Kf (f B)^2 \quad (4.5)$$

sendo:

P é o valor total das perdas magnéticas, em $[W/kg]$;

B é o valor de pico da indução magnética quando o fluxo é senoidal $[T]$;

Kh e Kf são os coeficientes de perda por histerese e Foucault, respectivamente;

α é uma constante que depende do material utilizado;

f é a frequência do campo magnético externo $[Hz]$.

Para determinar essas constantes, é preciso saber, no mínimo, dois pontos de perdas para um mesmo valor de indução e em frequência diferentes. Para tal, será considerado um valor de α igual a 2 como uma primeira aproximação. Desta forma, matricialmente a equação (4.5) pode ser reescrita conforme (4.6):

$$\begin{bmatrix} Pw_1 \\ Pw_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Kh \\ Kf \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 B_1^2 & f_1^2 B_1^2 \\ f_2 B_2^2 & f_2^2 B_1^2 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Portanto, o sistema de equações resultante para a determinação das constantes de perdas está apresentado conforme equação (4.7)

$$\begin{bmatrix} Kh \\ Kf \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 B_1^2 & f_1^2 B_1^2 \\ f_2 B_2^2 & f_2^2 B_1^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Pw_1 \\ Pw_2 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

sendo B_i o valor de indução para uma dada frequência f_i .

Tal abordagem apresenta certas deficiências, pois seus coeficientes variam com a frequência e não de uma forma linear, além de não levar em consideração formas de onda não senoidais. Além disso, comparando-se as curvas de perdas com aquelas levantadas por testes de Epstein, observa-se erros relativos maiores principalmente em frequências e induções mais baixas, o que decorre por conta da dificuldade de medição nestes pontos. Em contrapartida, assim como será visto no Capítulo seguinte, apesar de tais limitações, o modelo utilizado mostrou-se bem eficaz quanto à determinação das perdas totais no aço.

4.5 CÁLCULO DA EFICIÊNCIA DO MOTOR

Apresentadas as equações utilizadas para determinação das perdas magnéticas nos aços, a eficiência do motor poderá ser calculada conforme a equação (4.8):

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P + P_{joule}} \quad (4.8)$$

sendo:

P_{in} e P_{out} são as potências de entrada e saída, em $[W/kg]$;

P é o valor total das perdas magnéticas, em $[W/kg]$;

P_{joule} são as perdas Joule, em $[W/kg]$.

O cálculo das perdas Joule será apresentado no Capítulo 5.

5 PROJETO DE MOTORES *BRUSHLESS DC*

Revisados os princípios básicos que regem o funcionamento de um motor *BLDC*, agora será dado prosseguimento ao projeto de motor propriamente dito. As informações aqui mostradas referentes ao dimensional do motor, e do cálculo de resistências e indutâncias foram usadas como base para o desenvolvimento da ferramenta. Outras equações como a de torque e tensão de *Back-EMF* já foram apresentadas previamente e, portanto, não serão abordadas neste Capítulo. Primeiramente será visto como se calculam os fluxos magnéticos no motor.

5.1 CÁLCULO DE FLUXOS MAGNÉTICOS

Um dos primeiros parâmetros que devem ser determinados é o fluxo no entreferro, pois é a partir dele que será possível calcular as magnitudes de fluxos magnéticos em outras regiões da máquina, e as perdas no ferro. Para tal, deve-se entender o conceito de entreferro efetivo, que corresponde ao cálculo de entreferro g considerando a diferença de fluxo entre a ranhura e o dente do estator. Segundo KRISHNAN (2010), o entreferro efetivo g_d é dado por:

$$g_d = C g \quad (5.1)$$

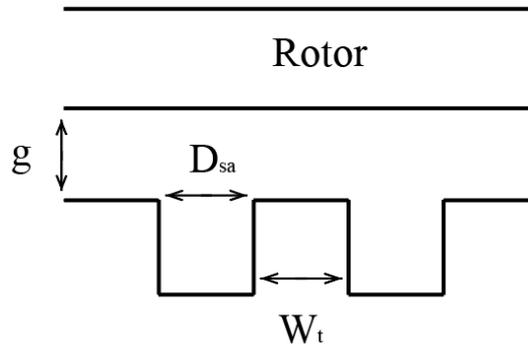
sendo C o Coeficiente de Carter, que, conforme a Fig. 5.1, depende da largura da ranhura W_t e do dente do estator W_0 , e é dado pela equação (5.2):

$$C = \frac{W_t + W_0}{W_t + W_0 (1 + \sigma)} \quad (5.2)$$

sendo

$$\sigma = \frac{2}{\pi} \left[\tan^{-1} \left(\frac{W_t}{2g} \right) - \frac{g}{W_t} \ln \left(1 + \left(\frac{W_t}{2g} \right)^2 \right) \right] \quad (5.3)$$

Figura 5.1 – Dimensional do motor para entendimento do entreferro efetivo.



Fonte: Autor (Adaptado de KRISHNAN (2010))

Definido o valor do entreferro efetivo, poderá ser determinado o valor do fluxo de entreferro. Para este cálculo, deve-se ter conhecimento dos valores de indução remanente B_r e campo coercitivo H_c , apresentados no Capítulo 4, para o ímã selecionado. De posse destes desses valores, a indução no entreferro, no ponto de operação da máquina, é dada pela equação (5.4):

$$B_g = \frac{B_r}{1 + \frac{H_c g_d}{L_m}} \quad (5.4)$$

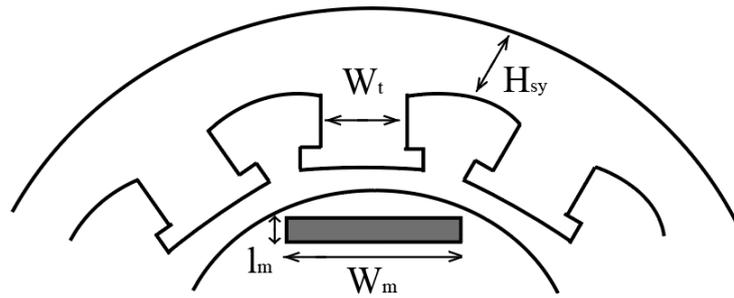
sendo L_m a espessura dos ímãs, conforme Fig. 5.2. Consequentemente, assumindo que o fluxo no entreferro sobre um passo de ranhura é conduzido pelo dente do estator, o valor de pico da indução magnética no dente é determinado por (5.5):

$$B_{tm} = \frac{W_t + W_0}{W_t} B_g \quad (5.5)$$

Já o pico de indução na coroa do estator pode ser encontrado dividindo por 2 o fluxo no entreferro multiplicado pela secção transversal da área correspondente, conforme explicitado em (5.6):

$$B_{ym} = \frac{L_m}{2 H_{sy}} B_g \quad (5.6)$$

Figura 5.2 – Dimensional do estator e dos ímãs.



Fonte: Autor (Adaptado de KRISHNAN (2010))

5.2 PROJETO DIMENSIONAL DO MOTOR

De início deve-se decidir o número de ranhuras N_r que serão usadas nas lâminas do estator e o número de polos no rotor p . Segundo SKAAR e KROVEL (2006), ambas as escolhas devem otimizar o fator de bobinagem k_w ao seu valor máximo, para que haja o melhor aproveitamento possível dos condutores, diminuição da frequência de comutação do inversor, além de um compromisso de custo e facilidade quanto a fabricação do motor.

O fator de bobinagem corresponde ao produto entre o fator de distribuição (que possui valor unitário para a máquina aqui estudada, pois os enrolamentos são concentrados) e o fator de passo k_p , e é dado pela equação (5.7):

$$k_p = \text{sen} \left(\frac{S \pi}{q m} \right) \quad (5.7)$$

sendo S o passo de enrolamento, q a relação entre o número de ranhuras por polo e fase, e m o número de fases, que no presente caso serão 3 fases, por ser uma topologia que requer um menor número de chaves eletrônicas para o acionamento da máquina, além da possibilidade de se escolher entre a ligação estrela ou triângulo (HENDERSHOT e MILLER, 2003).

De acordo com HENDERSHOT e MILLER (2003), é recomendável que o número de polos seja par e que não seja igual ao número de ranhuras, o que elevaria a ondulação de torque. Além disso, a escolha do conversor também possui relevância nesta análise. Para um motor de 3 fases, podem ser utilizados entre 3 e 6 chaves eletrônicas, o que trará uma ondulação de torque de cerca de 15%. Se fosse necessário diminuir esta ondulação, poderia se optar por um número de fases maior na alimentação, o que acarretaria em mais chaves estáticas para o conversor,

trazendo mais custos para o projeto. Desta forma, optou-se por um motor de 4 polos e que apresentasse 6 ranhuras no estator.

5.3 PROJETO DE ESTATOR

Definido o número de ranhuras no estator, agora será visto o projeto dimensional das lâminas de estator. Para isso, primeiramente deverão ser definidos os valores de comprimento de pacote e diâmetro interno do rotor, que devem maximizar o torque eletromagnético. O primeiro tem influência no fluxo magnético, ao passo que o diâmetro do rotor impacta no volume do mesmo, e, portanto, na indução e na corrente que circula pelos enrolamentos.

Outros dois parâmetros de fundamental importância são o entreferro e a espessura do ímã permanente. Segundo PYRHÖNEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ (2008), a escolha do entreferro depende da potência nominal e do número de polos da máquina, conforme (5.8a) e (5.8b):

$$g = (0,2 + 0,01 P_{nom})^{0,4} 10^{-3} \quad (5.8a)$$

$$g = (0,18 + 0,006 P_{nom})^{0,4} 10^{-3} \quad (5.8b)$$

A equação (5.8a) é usada para motores que usem de 1 par de polos, enquanto que a (5.8b) é destinada a motores com mais de um par de polos.

De acordo com HENDERSHOT e MILLER (2003), a espessura dos ímãs L_m deve ser preferencialmente cerca de 10 vezes maior que o valor do entreferro. Portanto, de acordo com o que foi exposto, pela Fig. 4.3 é possível definir o diâmetro interno do estator D_{si} e o raio efetivo dos ímãs r_M segundo as equações (5.9) e (5.10), respectivamente:

$$D_{si} = D_{Rot} + 2g \quad (5.9)$$

$$r_M = 0,5 D_{Rot} - \frac{2}{3} L_m \quad (5.10)$$

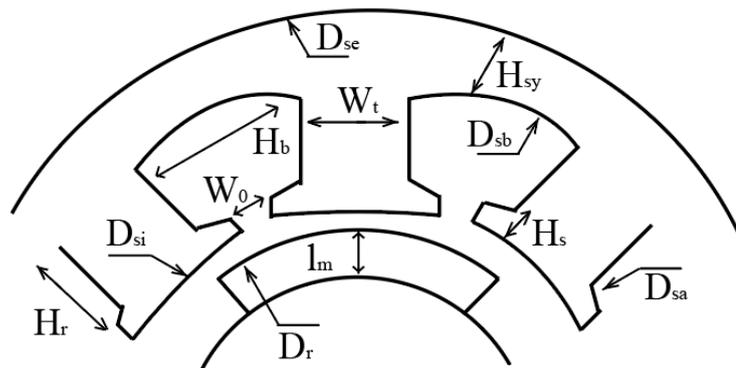
sendo D_{Rot} o diâmetro externo do rotor. Outros dois parâmetros importantes que podem ser estabelecidos são o passo polar σ_p e o passo de ranhura σ_r , dados respectivamente por (5.11) e (5.12):

$$\sigma_p = \frac{\pi}{p} \quad (5.11)$$

$$\sigma_r = \frac{2\pi}{N_r} \quad (5.12)$$

Na Fig. 5.3 é mostrado o desenho genérico do estator que será usado como referência para o levantamento das dimensões do mesmo.

Figura 5.3 – Dimensional genérico da lâmina de estator.



Fonte: Autor

5.3.1 Ranhuras do Estator

A largura do dente do estator W_t pode ser determinada assumindo que a mesma seja capaz de conduzir o fluxo magnético total em um polo. Portanto, conforme (5.13):

$$W_t = \frac{\varphi_g}{B_g L_{st}} \quad (5.13)$$

Dimensionado o dente de estator, pode-se determinar o valor da abertura de ranhura W_0 , conforme explicitado em (5.14):

$$W_0 = \frac{\pi D_{si} - N_r W_t}{N_r} \quad (5.14)$$

Com relação à sapata do dente, sua largura W_s e altura H_s são obtidas, respectivamente, por (5.15) e (5.16):

$$W_s = \frac{\pi D_{si} - N_r (W_t + W_0)}{2 N_r} \quad (5.15)$$

$$H_s = T_t + W_s \tan(\alpha_s) \quad (5.16)$$

sendo T_t a altura do bico do dente, e α_s o ângulo da sapata. Já o diâmetro D_{sa} e a largura do começo da ranhura H_a podem ser determinados pelas equações (3.15) e (3.16):

$$D_{sa} = D_{si} + 2H_s \quad (5.17)$$

$$H_a = \frac{\pi D_{sa} - N_r W_t}{N_r} \quad (5.18)$$

Os últimos dimensionais a serem apresentados correspondem à largura do fim de ranhura H_b , a altura da ranhura H_r e o diâmetro do fim de ranhura D_{sb} , que são calculados conforme (5.19), (5.20) e (5.21):

$$H_b = \sqrt{2 (H_s - H_a)^2 + H_a^2} \quad (5.19)$$

$$H_r = \frac{H_b + W_t}{N_r} - \frac{D_{sa}}{2} \quad (5.20)$$

$$D_{sb} = D_{sa} + 2H_r \quad (5.21)$$

5.3.2 Diâmetro Externo do Estator

Para o dimensionamento do diâmetro externo do estator D_{se} , deve-se determinar a altura da coroa H_{sy} . Para tal, será assumido que a coroa é capaz de conduzir metade do fluxo de um polo, conforme explicitado em (5.22):

$$H_{sy} = \frac{\varphi_g}{2 B_{sy} L_{st}} \quad (5.22)$$

Portanto:

$$D_{se} = D_{sb} + 2 H_{sy} \quad (5.23)$$

5.4 CÁLCULO DE INDUTÂNCIAS E RESISTÊNCIAS

5.4.1 Indutância Própria do Entreferro

Seu cálculo é baseado no fluxo enlaçado pelo enrolamento, que será considerado a fonte deste mesmo fluxo (KRISHNAN (2010)). Portanto, sabendo que o enlace de fluxo pode ser escrito de acordo com a equação (5.24):

$$\lambda_{aa} = \frac{\pi N_{ph}}{4} \varphi_g \quad (5.24)$$

substituindo-o na (5.24), o valor de indução no entreferro é dado conforme (5.25):

$$B_g = \mu_0 \frac{I_m N_{ph}}{p g_d} \varphi_g \quad (5.25)$$

sendo I_m a corrente de magnetização. A indutância de magnetização será então descrita pela equação (5.26):

$$L_{aa} = \frac{\lambda_{aa}}{I_{ph}} = \frac{\pi D_{si} L_{stk} \mu_0 N_{ph}^2}{4 p^2 g_d} \quad (5.26)$$

5.4.2 Indutância de Magnetização

Segundo KRISHNAN (2010), a indutância de magnetização L_{ma} é definida como a indutância de fase devido à força magnetomotriz (FMM) resultante da excitação em todas as três fases do motor. Sua diferença em relação à indutância própria é em relação à FMM, que é 1,5 vezes maior àquela apresentada na equação de L_{aa} , (5.26). Portanto, pode ser definida de acordo com (5.27):

$$L_{ma} = \frac{3 \pi D_{si} L_{stk} \mu_0 N_{ph}^2}{8 p^2 g_d} \quad (5.27)$$

5.4.3 Indutâncias de Eixo Direto e Eixo de Quadratura

Conforme Fig. 5.4, o modelo equivalente do motor *BLDC* possui um eixo direto e um eixo em quadratura, cada um com suas respectivas indutâncias. De acordo com KRISHNAN (2010), o valor de pico de indução no entreferro no eixo direto, considerando uma distribuição senoidal dos enrolamentos no estator, está explicitado na equação (5.28):

$$B_d = \mu_0 \frac{1,5 N_{ph}}{p g_d} i_{ds} \text{sen}\theta \quad (5.28)$$

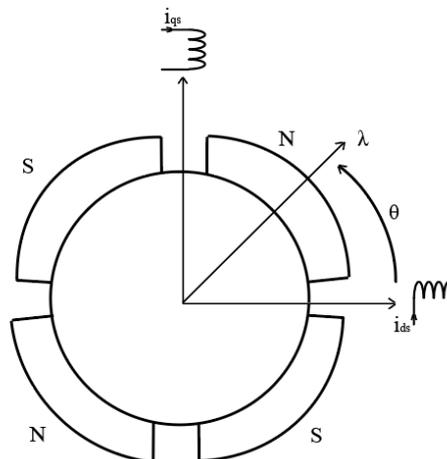
sendo i_{ds} a corrente de eixo direto, de modo que o enlace de fluxo correspondente será:

$$\lambda_d = \frac{\pi}{4} 1,5 N_{ph} \frac{2 L_{stk} D_{si}}{p} B_d \quad (5.29)$$

Conseqüentemente, a indutância de eixo direto pode ser escrita de acordo com (5.30):

$$L_d = \frac{\lambda_d}{i_{ds}} = 1,125 \pi \mu_0 \left[\frac{N_{ph}^2 D_{si} L_{stk}}{p^2 g_d} \right] \quad (5.30)$$

Figura 5.4 – Distribuição dos eixos de referência direto e em quadratura.



Fonte: Autor (Adaptado de KRISHNAN (2010))

O desenvolvimento para encontrar a indutância de eixo em quadratura é semelhante ao de eixo direto, portanto, será apresentada apenas a fórmula final, conforme (5.31):

$$L_q = 1,125 \pi \mu_0 \left[\frac{N_{ph}^2}{p^2} \frac{D_{si} L_{stk}}{g_d} \right] \quad (5.31)$$

sendo g_d o entreferro do eixo em quadratura desconsiderando a presença do ímã.

5.4.4 Resistências dos Enrolamentos

Os enrolamentos do estator são responsáveis por produzir perdas quando conduzem corrente por conta de sua resistência elétrica. Segundo KRISHNAN (2010), a resistência dos condutores por fase é dada pela (5.32):

$$R_{ph} = \rho \left(\frac{l_c}{a_c} \right) 2 N_{ph} \quad (5.32)$$

sendo l_c o comprimento médio e a_c a secção transversal do enrolamento. Para o cálculo de l_c , será considerada a abordagem estabelecida por KRISHNAN (2010), que utiliza um fator de correção XFE a ser ajustado conforme o valor da resistência medido nos testes de dinamômetro:

$$l_c = L_{stk} + XFE \frac{\pi D_{si}}{p} \quad (5.33)$$

Consequentemente, com o conhecimento da resistência dos condutores, é possível estimar as perdas Joule, conforme apresentado na equação (5.34):

$$P_{joule} = 3 I_{ph}^2 R_{ph} = 3 I_{ph}^2 \rho \left(\frac{l_c}{a_c} \right) 2 N_{ph} \quad (5.34)$$

sendo I_{ph} o valor eficaz da corrente de fase do estator.

6 ANÁLISE DE RESULTADOS

A partir do equacionamento mostrado nos Capítulos anteriores, será dado prosseguimento ao comparativo entre os resultados apresentados por estas equações e o que foi obtido experimentalmente. Para fins de análise, será utilizado como base o motor cujas principais informações de lâmina, entreferro, tensão e frequência nominal, *etc.* podem ser vistas na tabela 6.1. Na Fig. 6.1 é mostrado o motor protótipo usado de referência nestas análises. Outras cotas e parâmetros, foram omitidos por conta de sigilo empresarial. Pelo mesmo motivo, os resultados demonstrados a seguir estão apresentados em *pu* (por unidade).

Tabela 6.1 – Dados básicos do motor.

Tensão de Alimentação	220 V
Frequência de Alimentação	60 Hz
Frequência de Inversor	30 – 315 Hz
Número de Polos	4
Comprimento de Pacote	47,5 mm
Diâmetro Externo do Estator	122 mm

Fonte: Autor

Figura 6.1 – Imagem do motor protótipo usado nos testes de dinamômetro.



Fonte: Autor

Além dessas informações, também são relevantes as medições das resistências de fase, tensão *BEMF*, correntes de fase e curvas de torque e eficiência *versus* velocidade. Estas informações são importantes para o projetista, pois é a partir delas que será possível dar início

as simulações. As secções seguintes descrevem o passo-a-passo que deve ser seguido para a configuração da ferramenta de cálculo, antes de ser iniciado o projeto de motor propriamente dito. A fim de atestar a eficácia do método proposto, também são apresentados diversos comparativos referentes às medições de dinamômetro e os resultados teóricos. No Apêndice A estão mostradas imagens referentes à planilha que foi desenvolvida.

6.1 Configuração dos *Softwares*

O desenvolvimento da planilha de cálculos analíticos utiliza de um método semelhante ao adotado pelo *software* comercial *SPEED*[©], onde se faz necessário um *setup* inicial de alguns parâmetros relevantes tais como resistência elétrica, *BEMF*, torque e eficiência. Porém, antes mesmo de ser iniciar essas configurações, devem ser informadas algumas cotas referentes ao estator e ao rotor.

6.1.1 *Dados Construtivos das Lâminas*

A primeira etapa a ser seguida pelo projetista será o de fornecer os dados dimensionais das lâminas de estator e rotor. Na tabela 6.2 são mostradas quais as informações que devem ser fornecidas. O restante das cotas dimensionais é calculado conforme equações apresentadas no Capítulo 5.

Tabela 6.2 – Dimensionais básicos quanto ao motor.

Parâmetro	Unidade
Entreferro	mm
Número de polos	--
Número de ranhuras do estator	--
Comprimento de pacote	mm
Raio externo do estator	mm
Largura do dente de estator	mm
Abertura de ranhura	mm
Altura do bico do dente	mm
Altura da coroa	mm
Ângulo da sapata do dente	°
Comprimento do ímã	mm
Altura do ímã	mm
Ângulo de abertura do ímã	°

Fonte: Autor

6.1.2 Resistência de Fase

O primeiro parâmetro a ser configurado é o da resistência de fase, que será calculada com base na temperatura de bobina, no número de espiras por fase, no diâmetro da bobina e no seu respectivo material adotado, conforme explicitado no Capítulo 5.

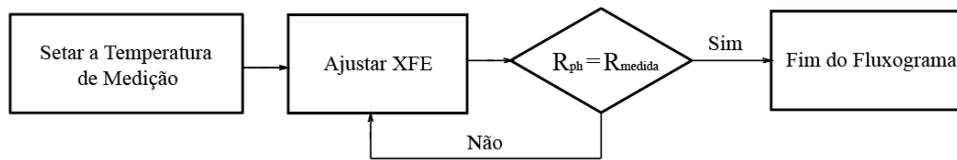
A Fig. 6.3 mostra um fluxograma representando o passo-a-passo para determinação da resistência de fase. Já na tabela 6.2 é mostrado um comparativo entre os valores de resistência medida em dinamômetro e simulada na planilha de cálculos. Conforme pode ser visto, a resistência calculada apresentou um desvio relativo de 5,43% em relação àquela medida via multímetro. Conseqüentemente, para obter a equivalência entre ambos os resultados, será necessário ajustar o parâmetro XFE da equação (5.29).

Tabela 6.3 – Comparativo entre a resistência medida e simulada nos enrolamentos, a 25°C.

Resistência Medida a 25°C	Resistência Simulada	Desvio Relativo
1,00 pu	1,06 pu	5,43%

Fonte: Autor

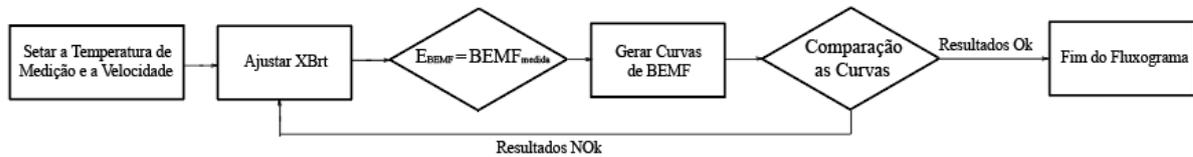
Figura 6.2 – Fluxograma para configuração da resistência de fase.



Fonte: Autor

6.1.3 Tensão Back-EMF Linha-Linha

Configurada a resistência de fase, o próximo parâmetro a ser dado atenção é a tensão *Back-EMF* linha-linha. Conforme equação (3.4), este valor é diretamente proporcional à velocidade do rotor usada durante os testes em bancada, portanto o projetista deverá indicá-la para a simulação. No presente caso, as medições foram realizadas em 2000 RPM. Na Fig. 6.3 é apresentado o fluxograma para ajuste da tensão de *Back-EMF*.

Figura 6.3 – Fluxograma para ajuste da *Back-EMF*.

Fonte: Autor

Feitas as medições, conforme apresentado na tabela 6.4, novamente existe um desvio entre as medições do valor de pico da *BEMF* linha-linha e aquele obtido via simulação. Novamente será necessário o ajuste de parâmetro, desta vez por meio de *XBrt*. Este valor será usado para ajustar o valor de E_{BEMF} , encontrado pela equação (3.4).

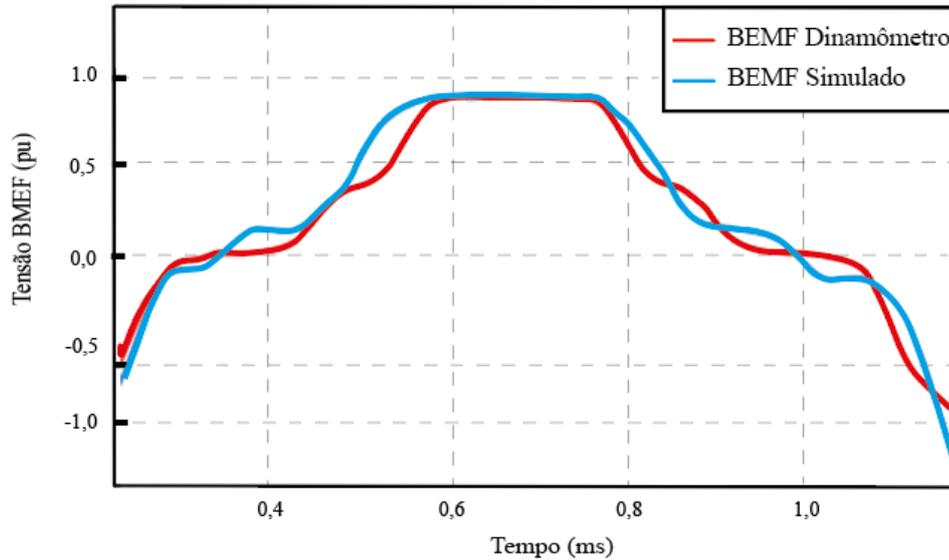
Após calibrar a E_{BEMF} , é necessário comparar as curvas de *BEMF* teórica e prática. Na Fig. 6.4 é possível ver os resultados de ambas as curvas.

Tabela 6.4 – Comparativo entre a *BEMF* medida e simulada.

<i>BEMF</i> Medida a 2000rpm	<i>BEMF</i> Simulada	Desvio Relativo
1,00 pu	1,034 pu	3,39%

Fonte: Autor

Figura 6.4 – Curvas de *Back-EMF* obtidas via dinamômetro e simulação.



Fonte: Autor

6.1.4 Curvas de Torque

O penúltimo parâmetro a ser configurado se diz respeito à curva de torque. Para tal, é necessário que o usuário informe a velocidade do rotor e a corrente de *link CC* I_{ph} (também conhecido por *ISP*) do inversor, medida durante os instantes iniciais de partida do motor. Também deve-se providenciar os valores de velocidade de base e velocidade final para determinar a curva de torque. A tabela 6.5 resume os resultados encontrados para o torque nos instantes iniciais de partida. A partir do valor obtido em bancada, ajusta-se *ISP* até que se obtenha a equivalência entre aquilo que foi simulado e o resultado experimental. É importante destacar que o desvio relativo encontrado foi consideravelmente maior que nos casos anteriores pois foi utilizado como referência inicial uma corrente de 1,00 A, que não correspondia com a realidade encontrada.

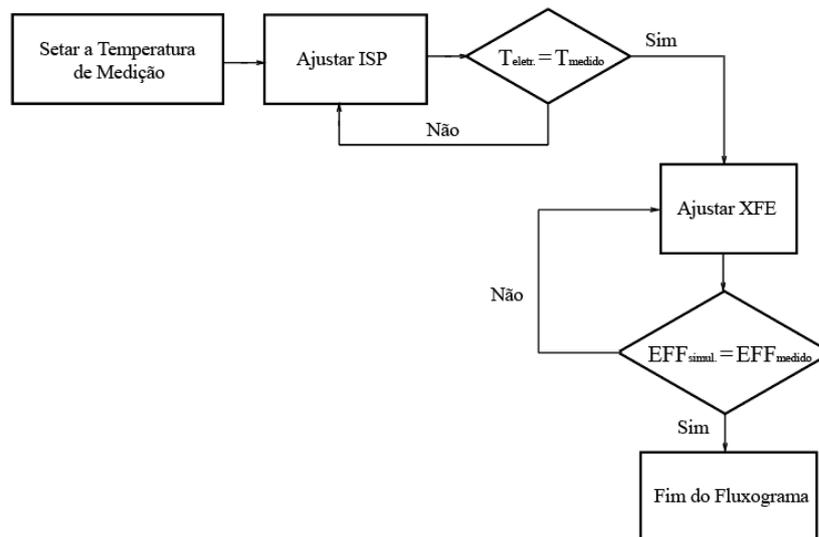
Tabela 6.5 – Comparativo entre o torque de partida medido e simulado.

Torque medido a 300rpm	Torque Simulado	Desvio Relativo
1,00 pu	0,43 pu	-42,64%

Fonte: Autor

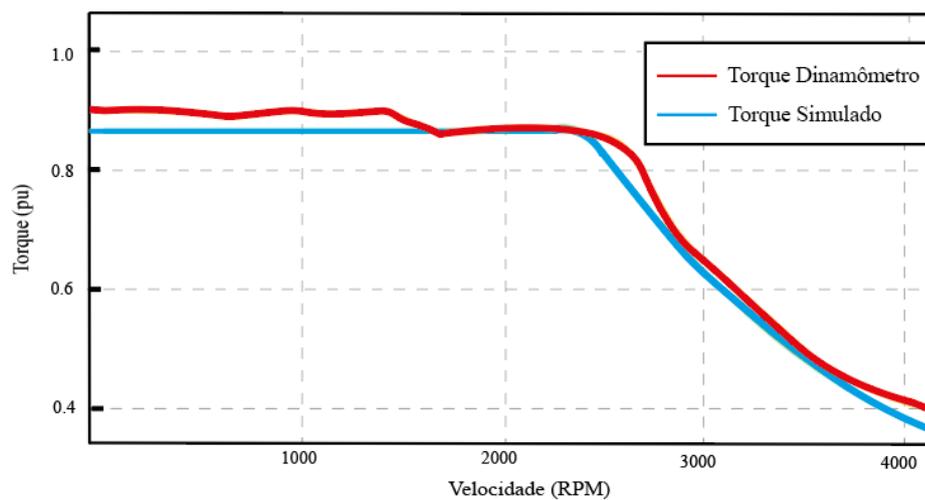
Na Fig. 6.6 estão representadas as duas curvas de torque em função da velocidade rotórica, com a simulação já calibrada conforme resultado experimental. É possível notar que o ferramental desenvolvido consegue prever, com bom nível de precisão, o comportamento da curva de torque encontrada em dinamômetro, tanto na região de torque constante quando na região de redução de fluxo, que corresponde à região entre o ponto da velocidade de base e velocidade final.

Figura 6.5 – Fluxograma para ajuste de eficiência e torque.



Fonte: Autor

Figura 6.6 – Curvas de Torque *versus* Velocidade.



Fonte: Autor

Os pontos de maior desvio relativo da curva teórica em relação à experimental se encontram nos instantes iniciais, onde foram obtidos desvios médios por volta de +3,26%, e no fim da curva, próximo de ω_{final} , com erros relativos próximos de até +14,65%. Na tabela 6.6 foram utilizados mais alguns pontos de referência para estabelecer este comparativo.

Tabela 6.6 – Comparativo entre o torque medido e simulado em diferentes velocidades.

Velocidade [rpm]	Torque simulado [pu]	Torque medido [pu]	Desvio relativo [%]
1500	1,00	1,01	+1,37
2500	0,89	0,84	-5,98
3200	0,27	0,26	-0,97

Fonte: Autor

6.1.5 Curva de Eficiência

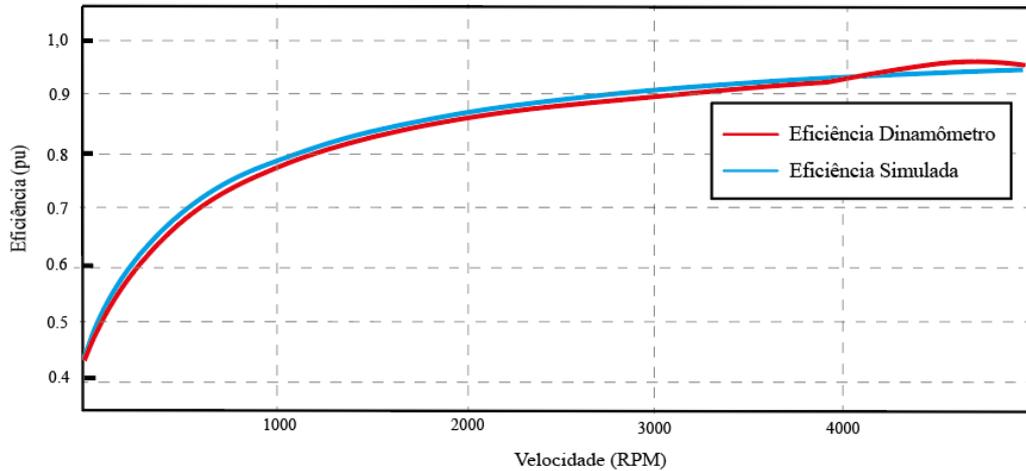
O último parâmetro a ser configurado é a eficiência, cujo ajuste deve ser feito de acordo com a Fig. 6.5. Para isso, devem ser informados a velocidade em que foram realizados os testes em bancada, a temperatura de bobina e a corrente de *link* CC medida. A tabela 6.7 resume os resultados encontrados para a eficiência no ponto de 1400 RPM. A partir destes dados, deve-se fazer o ajuste do parâmetro *XFE*, que corresponde a um ajuste nas perdas do ferro do estator, até que se chegue no valor encontrado nos testes.

Tabela 6.7 – Comparativo entre a eficiência de medida e simulada.

Eficiência medida a 1400rpm	Eficiência simulada	Desvio Relativo
1,00 pu	1,038 pu	+3,77%

Fonte: Autor

O resultado para curva de eficiência *versus* velocidade pode ser visto na Fig. 6.7. Desta figura, conclui-se que o método analítico adotado se adequa bem à curva obtida via dinamômetro, independentemente do valor de velocidade que seja considerado. Na tabela 6.8 é apresentado um comparativo para diferentes velocidades rotóricas.

Figura 6.7 – Curvas de eficiência *versus* velocidade.

Fonte: Autor

Tabela 6.8 – Comparativo entre a eficiência medida e simulada em diferentes velocidades.

Velocidade [rpm]	Eficiência simulada [pu]	Eficiência medida [pu]	Desvio relativo [%]
1500	1,00	1,036	+3,61
2500	1,88	1,68	-1,88
3200	1,10	1,10	-0,99

Fonte: Autor

6.1.6 Indutâncias, Corrente de Desmagnetização e Densidade de Corrente

Terminadas as devidas configurações, a planilha desenvolvida estará devidamente calibrada, para que então possa se dar prosseguimento ao projeto de motor propriamente dito. Caso seja necessário, mais alguns parâmetros são informados, tais como as indutâncias vistas no Capítulo 5, a corrente de desmagnetização do ímã e a densidade de corrente no ponto solicitado. Considerando o motor operando a 300 rpm, a tabela 6.9 apresenta estes resultados e o desvio relativo em comparação com os testes de bancada.

Tabela 6.9 – Comparativo quanto às indutâncias e densidades de correntes.

	Valor Simulado	Valor Experimental	Desvio Relativo
Indutância de Eixo Direto	0,93 pu	1,00 pu	-7,41 %
Indutância de Eixo Quadratura	0,92 pu	0,99 pu	-7,44 %
Corrente de Desmagnetização	1,00 pu	1,10 pu	+10,38 %
Densidade de Corrente	1,06 pu	1,00 pu	+5,75 %

Fonte: Autor

7 CONCLUSÃO

O presente trabalho apresentou o desenvolvimento de um método analítico de cálculo de parâmetros para motores de ímãs permanentes (*BLDC*), com o intuito de auxiliar projetistas e engenheiros quanto ao desenvolvimento de novos motores desta topologia. Nos três primeiros Capítulos, o autor introduziu os principais conceitos utilizados para o desenvolvimento da ferramenta, desde algumas aplicações, como em compressores herméticos para este caso, como também o princípio de funcionamento do motor estudado, suas características e as equações que os regem. No Capítulo 4 foi apresentada uma revisão bibliográfica acerca dos ímãs permanentes propriamente ditos, ao passo que o Capítulo 5 apresentou as equações utilizadas na ferramenta desenvolvida. Por fim, no Capítulo 6 foi feita uma análise comparativa entre os resultados teóricos e os resultados experimentais, obtidos via dinamômetro.

Conforme foi abordado, o método analítico apresentou resultados satisfatórios principalmente se forem levados em conta suas limitações. Por exemplo, em termos de eficiência, os valores obtidos foram condizentes com a prática, embora, dependendo do ponto da curva em que a análise seja feita, o desvio relativo tende a se tornar mais acentuado. Isso muito em função do método de cálculo utilizado para levantar as perdas no aço, o método de *Steinmetz*, conforme mencionado no Capítulo 4, que não considera o efeito da temperatura no motor, por exemplo. Uma forma de contornar este problema seria utilizando algoritmos evolucionários, ou até mesmo métodos mais sofisticados baseados na abordagem de *Steinmetz*, a exemplo do *Modified Steinmetz Equation* (MSE) ou o *Improved Generalized Steinmetz Equation* (IGSE) (BOLSI *et. al*, 2020). Com relação a outras variáveis, como a *BEMF*, em geral foram obtidos bons resultados se comparados com aqueles fornecidos via dinamômetro.

Analisando as curvas de *BEMF* e torque, os resultados obtidos também podem ser considerados satisfatórios, pois apresentaram baixo erro relativo em relação as medições em dinamômetro para diferentes pontos de torque e/ou velocidade. Assim com relação à eficiência, uma objeção que poderia ser feita quanto às curvas de torque seria acerca de seus valores para baixas e altas velocidades, regiões que demonstraram um maior desvio relativo em relação às medições via dinamômetro. Os valores de indutância foram os que apresentaram maior erro em comparação com os demais. Uma possível solução quanto a estas questões seria o estudo para o desenvolvimento de um método de análise via elementos finitos capaz de considerar a presença de não-idealidades no motor. A título de exemplo, a presença de harmônicas, por conta da comutação das chaves eletrônicas no inversor, traz consigo distorções nas curvas de torque

e também nos resultados de desempenho da máquina como um todo, e que não foram contempladas analiticamente, mas que poderiam ser em parte solucionadas com o uso de modelos dinâmicos de equações.

Desta forma, como conclusão final, o método analítico aqui proposto mostrou-se eficaz mesmo dentro de suas limitações, e apresenta-se como uma ferramenta promissora para análises de projetos elétrico e magnético de motores de ímãs permanentes. Dentre outras atualizações e estudos que podem ser conduzidos em futuros trabalhos, com o intuito de melhorar a performance do método proposto, estão:

1. Desenvolvimento de modelos dinâmicos;
2. Cálculo térmico para inclusão do efeito da temperatura em outros parâmetros do motor, não apenas na resistência;
3. Desenvolvimento de ferramenta de análise por elementos finitos;
4. Inclusão de um equacionamento considerando o efeito do *Overhang* na performance do motor;
5. Estudo para generalização do método para motores com dimensionais diferentes daqueles adotados no protótipo referência;
6. Influência de furos de fixação nas lâminas do estator quanto a eficiência da máquina.

REFERÊNCIAS

- AMARAL, M.H. **Estudo e avaliação de métodos de análise das correntes do estator para a medição de entreferros de motores de indução monofásicos de compressores herméticos**. Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, 2017
- Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). **Atlas de energia elétrica do Brasil** . 3a edição – Brasília: Aneel, 2021, pp. 15-17.
- BASTOS, João Pedro A. **Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase-Estática**. 4 ed. Revisada – Florianópolis: Ed. Da UFSC, 2018.
- BOLSI, P.C., PRADO, E.O., SARTORI, H.C., PINHEIRO J.R. **Análise Comparativa entre Modelos Analíticos de Cálculo de Perdas no Núcleo Aplicados a Indutores com Premagnetização Utilizando o Material High Flux**. Revista Eletrônica de Potência, v. 6, 2020.
- BRESCIANI, E.C. **Reprojeto de Motor BLDC com o Propósito de Melhoria de Eficiência**. Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Federal de Santa Catarina, 2019.
- DINIZ, M. C. **Análise Numérico-Experimental de Compressores Alternativos em Transientes Periódicos Típicos de Refrigeradores Domésticos**. Universidade Federal de Santa Catarina, 2018.
- FITZGERALD, A. E. **Electric Machinery**. 5th Edition, McGraw-Hill, New York, 1990.
- HENDERSHOT, J. R., MILLER, T. J. E. **Design of Brushless Permanent-Magnet Motors**. Oxford, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 2003.
- INCROPERA, F. P.; DEWITT, D. P. **Fundamentos da Transferência de Calor e de Massa**. Rio de Janeiro, RJ, Brasil: LTC, 2003.
- JAMES, S.; EVANS, J.; JAMES, C. **A review of the performance of domestic**

refrigerators. Journal of Food Engineering, v. 87, n. 1, p. 2–10, 2008. ISSN 02608774.

JANSSEN, M. J. P.; WIT, J. A. D.; KUIJPERS, L. J. M. **Cycling losses in domestic appliances: an experimental and theoretical analysis.** International Journal of Refrigeration, v. 15, n. 3, p. 152–158, 1992.

KRISHNAN. R. **Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives.** Taylor and Francis Group, 2010

LANDGRAF, F. J. G.; TEXEIRA, J.; EMURA, M. **Aços Carbono e Aços Silício para Fins Elétricos.** Curso de Metalurgia do Pó e Materiais Magnéticos – IPT, Joinville – SC, 2002

MARRA, K.M. **Cinética de Descarbonetação de um Aço GNO Semiprocessado e Sua Influência nas Propriedades Magnéticas e na Susceptibilidade ao Envelhecimento Magnético.** Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, 2002.

NEGRI, G. M. R. **Estudo de Caso de Envelhecimento Magnético em Aços Elétricos de Baixo Não Orientado de Baixa Eficiência.** Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, 2011.

PACHECO. A. L. S. **Desenvolvimento de Sistema Para Medir a Resistência de Enrolamento em Motores de Compressores Energizados.** Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, 2007.

PYRHÖNEN, J.; JOKINEN, T; HRABOVCOVÁ, V. **Design of Rotating Electrical Machines.** John Wiley & Sons, 2008.

SKAAR, S.E.; KROVEL, O.; NILSSEN, R. **Distribution, Coil-span and Winding Factors for PM Machines With Concentrated Windings.** Norwegian University of Science and Technology, 2006

STOECKER, W.F.; JABARDO, J.M.S. **Refrigeração Industrial,** 2a. ed., Edgar Blücher, 2002

APÊNDICE A – Planilha de Cálculo Desenvolvida

Nas Fig A.1 estão mostradas imagens referentes à planilha desenvolvida. As figuras destacadas em cores como o vermelho, o roxo, azul e o verde correspondem aos parâmetros de entrada para simulação, a exemplo do dimensional da máquina (Fig A.1 (a)), informações a respeito do aço elétrico e do ímã permanente (Fig A.1 (b)), parâmetros básicos de simulação, como velocidade rotórica e tensão no barramento CC do inversor (Fig A.1 (c)), e por fim, a distribuição dos enrolamentos do estator (Fig A.1 (d)). Os resultados de desempenho do motor estão destacados em cor cinza, conforme Fig. A.1(e) e A.1(f).

Figura A.1 – Planilha analítica desenvolvida pelo autor.

Parâmetros Construtivos		
Parâmetro	Dimensão	Valor
Gerais		
Entreferro (g)	mm	0,375
Número de Polos	--	4
Número de Ranhuras Estator (Nr)	--	6
Passo Polar		
Passo de Ranhura		
Estator		
Comprimento do Pacote (L)	mm	47,5
Raio Interno do Estator (Dsl)	mm	31,195
Raio Externo Estator (Dse)	mm	61
Largura do Dente (Wt)	mm	
Abertura de Ranhura (W0)	mm	
Largura Sapata do Dente (Ws)	mm	
Altura Sapata do Dente (Hs)	mm	
Altura Bico do Dente (Tt)	mm	
Altura Coroa (Hsy)	mm	
Largura Começo da Ranhura (Ha)	mm	
Raio Começo da Ranhura (Dsa)	mm	
Ângulo Sapata do Dente (Alfas)	°	
Altura Ranhura (Hr)	mm	
Passo Ímã / Polar (AlphaB)	rad	
Largura Fim da Ranhura (Hb)	mm	
Rotor		
Raio Furo do Rotor (Dri)	mm	
Raio Externo do Rotor (Dr)	mm	
Ímã		
Comprimento do Ímã (Wm)	mm	
Altura do Ímã (lm)	mm	
Comprimento do Ímã (Beta)	°	
Overhang (hm)	mm	
Bk	T	

a) Parâmetros construtivos da máquina.

Características do Aço Elétrico e dos Ímãs		
Parâmetro	Dimensão	Valor
Remanescência (Br)	T	0,400
Força Coercitiva (Hc)	kA/m	275,000
Densidade do Aço (Phi)	kg/m ³	
Dens. de Perda por Cor. Parasita (kc)	--	
Dens. de Perda por Histerese (kh)	--	
Tipo de Aço	--	E145 - Ref. Des. ▾
Densidade do Ímã	kg/m ³	7600
XFE - Fator de Correção da EFF	--	1
Resultados Fluxo Magnéticos		
Parâmetro	Dimensão	Valor
Mirec	--	
Fluxo no Entreferro (Bg)	T	
Fluxo Máx. no Dente (Btm)	T	
Fluxo Máx. na Coroa (Bym)	T	

b) Características do aço elétrico e dos ímãs utilizados.

Parâmetros para Simulação		
Parâmetro	Dimensão	Valor
Velocidade	RPM	368
Frequência	Hz	60
Corrente CC (ISP)	A	2,345
Vs	V	290
Velocidade de Base	RPM	2400
Velocidade Final	RPM	4200
XBrt - Fator de Correção da BEMF	--	0,965
Estratégia de Controle	--	Retangular 60° ▾

c) Parâmetros básicos para configuração da simulação.

Parâmetros Construtivos - Enrolamentos		
Parâmetro	Dimensão	Valor
Número de Bobinas por Fase	--	200
CPP	--	0,5
ppaths	--	1
Diâmetro Fio	mm	0,64
XET	--	0,9
Temperatura de Bobina	°C	33
Material do Fio	--	Cobre ▾
Densidade do Cobre/Aluminio	kg/m ³	8920

d) Parâmetros construtivos referentes aos enrolamentos do estator.

Resultados de Simulação - Performance		
Parâmetro	Dimensão	Valor
KrpmNL	RPM	
Potência no Eixo	W	
Tensão BEMF Pico Linha-a-Linha	V	
Torque no Eixo	kgfcm	
Resistência Linha	Ohms	
Corrente de Desmagnetização	A	
Indutância Eixo Direto	mH	
Indutância Eixo Quadratura	mH	
Indutância Própria por Fase	mH	
Indutância Mútua por Fase	mH	
Corrente RMS	A	
Densidade de Corrente	A/mm ²	

e) Resultados de desempenho.

Resultados de Simulação - Perdas		
Parâmetro	Dimensão	Valor
Volume Ferro do Dente Estator	mm ³	
Volume Ferro na Coroa Estator	mm ³	
Volume Ferro na Coroa Rotor	mm ³	
Volume Cobre/Alumínio	mm ³	
Volume Imãs	mm ³	
Peso do Aço no Dente	kg	
Peso do Aço na Coroa	kg	
Peso dos Imãs	kg	
Peso do Cobre/Alumínio	kg	
Perda do Aço no Coroa	W	
Perda do Aço na Dente	W	
Perda Joule	W	
Eficiência 1	%	

f) Resultados de simulação das perdas Joule e das perdas no núcleo.