UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE ESCOLA DE ENGENHARIA PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

DANIEL FLORES SILVA

ANÁLISE DE UM MOTOR BLDC PELO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

Niterói, RJ Janeiro de 2018

DANIEL FLORES SILVA

ANÁLISE DE UM MOTOR BLDC PELO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações

Orientador: Prof. Daniel Henrique Nogueira Dias, D. Sc.

Coorientador: Prof. Rubens de Andrade Jr., D. Sc.

Niterói, RJ

Janeiro de 2018

DANIEL FLORES SILVA

ANÁLISE DE UM MOTOR BLDC PELO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações.

Aprovado em 31/1/1/18.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Daniel Henrique Nogueira Dias, D. Sc. UFF - Universidade Federal Fluminense

FLdf11f

Prof. Rubens de Andrade Jr., D. Sc. UFRJ - Universidade Federal do Rio de Janeiro

Prof. Bruno Soares M. C. Borba, D. Sc. UFF - Universidade Federal Fluminense

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, D.-Ing. UFRJ - Universidade Federal do Rio de Janeiro

UN Gro/luny Bulofo

Niterói, RJ

Janeiro 2018

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE

```
Silva, Daniel Flores
S586a
          Análise de um motor BLDC pelo método dos elementos finitos
        / Daniel Flores Silva ; Daniel Henrique Nogueira Dias,
        orientador; Rubens de Andrade Junior, coorientador. Niterói,
        2018.
          94 f. : il.
          Dissertação (mestrado) - Universidade Federal Fluminense,
        Niterói, 2018.
        DOI: http://dx.doi.org/10.22409/PPGEET.2018.m.13680209762
          1. Motor BLDC. 2. Método dos elementos finitos . 3.
        Veículo elétrico. 4. Produção intelectual. I. Título II.
        Dias, Daniel Henrique Nogueira, orientador. III. Andrade
        Junior, Rubens de, coorientador. IV. Universidade Federal
        Fluminense. Escola de Engenharia.
                                               CDD -
```

Bibliotecária responsável: Fabiana Menezes Santos da Silva - CRB7/5274

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha melhor amiga, companheira, noiva e futura esposa, Lívia, por toda a força nos momentos difíceis, pela paciência incansável, pelo carinho e amor.

Agradeço à toda minha família, em especial ao meu pai, Luiz Claudio, à minha mãe, Cristina, à minha irmã, Juliana e à minha avó, Lecy, por sempre acreditarem em mim e por todo o amor, carinho e dedicação durante toda a minha vida.

Agradeço ao meu orientador, Professor Dr. Daniel Dias, pela orientação, paciência, apoio, incentivo e amizade, ao longo de todos estes anos.

Agradeço a todos os integrantes das equipes Faraday Racing e Arariboia UFF, em especial ao João Gutierrez, por toda a amizade, suor e dedicação aos projetos.

Agradeço aos técnicos do laboratório de trabalhos manuais (LTM) da UFF pelo auxílio e aprendizado na usinagem das peças necessárias para a conclusão desta dissertação.

Agradeço ao Instituto Nacional de Energia Elétrica (INERGE) e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) por fornecer recursos financeiros para a elaboração desta dissertação.

RESUMO

Em virtude da recente corrida mundial em busca da eletrificação da frota de veículos de transporte, surge a necessidade do desenvolvimento de motores elétricos cada vez mais eficientes e otimizados para um determinado perfil de carga. Nesse cenário, os motores elétricos podem apresentar um grande desafio para a obtenção das curvas características de torque x velocidade, uma vez que quanto maior a potência, mais difícil se torna a execução de testes de bancada. Portanto, o objetivo deste trabalho é analisar o comportamento de um motor de corrente contínua sem escovas (BLDC) diante de diferentes carregamentos em velocidade nominal. Esta análise se dará através dos seguintes métodos: cálculo analítico de modelo simplificado, ensaio de bancada utilizando freio eletrodinâmico, simulação no programa RMxprt e simulação 2D pelo método dos elementos finitos (MEF) no programa Maxwell, e posterior comparação entre os métodos. Embora os métodos apresentem os mesmos resultados do ponto de vista qualitativo, numericamente eles podem se diferenciar. A disparidade observada neste caso particular, é de até 11,32% na velocidade e 6,92% na eficiência. A alta eficiência observada neste tipo de máquina indica a razão dela ser uma das principais escolhas quando se trata de tração para veículos elétricos. Não obstante, os métodos computacionais apresentam uma solução econômica, confiável e segura, quando se deseja obter as curvas de desempenho de uma máquina elétrica existente, além de oferecer a possibilidade de análise de otimização das variáveis da máquina, tornando-a ainda mais eficiente. O método de análise 2D por MEF se apresenta como uma ótima ferramenta para o projeto de motores visando uma aplicação específica.

Palavras-chave: Motor BLDC; Método dos elementos finitos; Veículo elétrico.

ABSTRACT

Due to the recent world race in search for the electrification of transport vehicles fleet, the need of designing more efficient and load optimized electric motors is increasingly higher. In this scenario, electric motors can present a great challenge to obtain torque x speed characteristic curves, since the greater the power is, harder it becomes to execute bench tests. Therefore, this work's objective is to analyze the behavior of a brushless direct current motor (BLDC), against various loads at nominal speed. This analysis will be performed by the following methods: analytic calculation provided by simplified model, bench test using electrodynamic braking, simulation done by RMxprt software and 2D simulation using finite element method (FEM) done by Maxwell, followed by comparison between methods. Although the methods may present the same results qualitatively, numerically they can differ. The discrepancy observed in this particular case is 11.32% in speed and 6.92% in efficiency. The high efficiency observed in this type of machine indicates why it is one of the top choices when it comes to traction for electric vehicles. Therefore, computational methods present an economical, trustworthy and safe solution, when one wishes to obtain the performance curves of an existing electric machine, aside from additionally offering the possibility to optimize machine's variables, making it even more efficient. The 2D FEM analysis presents itself as a great tool to design electric motors for a specific application.

Keywords: BLDC Motor; Finite Element Method; Electric Vehicle.

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 - Configuração inicial no RMxprt	28
Tabela 4.2 - Dados construtivos no RMxprt	29
Tabela 4.3 - Dados dos enrolamentos no RMxprt	30
Tabela 5.1 - Dados gerais Hyperion ZS4045-12T	42
Tabela 5.2 - Resultados da simulação do RMxprt para o Caso 1	46
Tabela 5.3 - Resultados da simulação do RMxprt para o Caso 2	48

LISTA DE FIGURAS

Figura	1.1 - Venda global de veículos plug-in entre 2011-2015.	.2
Figura	1.2 - Classificação de motores para veículos elétricos.	.3
Figura	2.1 - Distribuição senoidal dos enrolamentos de um PMSM	.7
Figura	2.2 - Princípio de funcionamento de um BLDC.	.8
Figura	2.3 - Estágios de alimentação das fases de um BLDC trifásico	.9
Figura	2.4 - Forma de onda da tensão induzida e corrente de fase em comparação com o estado	ot
	do sensor Hall e a passagem por zero.	10
Figura	2.5 – Técnicas para medição da tensão induzida. a) Comparador simples para mediç	ão
	de tensão induzida; b) Comparador simples com neutro virtual	11
Figura	2.6 - Motor BLDC com rotor interno.	11
Figura	2.7 - Motor BLDC com rotor externo.	12
Figura	2.8 - Motor BLDC com rotor tipo disco.	12
Figura	2.9 - Combinações de enrolamento para BLDC outrunner	14
Figura	2.10 – Modelo do motor BLDC com acionamento	15
Figura	2.11 - Fluxo enlaçado motor BLDC elementar.	18
Figura	3.1 - Princípio de funcionamento do freio de Foucault	23
Figura	3.2 - Kit didático de máquinas elétricas De Lorenzo.	24
Figura	3.3 - Estruturas de adaptação do freio eletrodinâmico. a) Versão de compensado;	b)
	Versão de MDF	25
Figura	3.4 - Diagrama de ligação do ensaio do motor	26
Figura	3.5 - Bancada de ensaio completa.	27
Figura	4.1 - Tipo de ranhura 3, do estator no RMxprt	29
Figura	4.2 - Curva BxH do material ferromagnético.	30
Figura	4.3 - Distribuição dLRK no RMxprt.	31
Figura	4.4 - Modelo 2D RMxprt.	31
Figura	4.5 - Uma subdivisão em elementos finitos típica para um domínio irregular	33
Figura	4.6 - Elemento triangular típico.	35
Figura	4.7 - Modelo 2-D da máquina no Maxwell.	36
Figura	4.8 - Modelo 2-D da máquina com simetria.	37
Figura	4.9 - Circuito equivalente no Simplorer.	38
Figura	4.10 - Área da malha 1	39

Figura	4.11 - Área da malha 2.	39
Figura	4.12 - Área da malha 3.	40
Figura	4.13 - Área da malha 4.	40
Figura	4.14 - Representação das malhas no Maxwell 2-D com detalhe no entreferro	41
Figura	5.1 - Curvas características através do modelo matemático simplificado	43
Figura	5.2 - Curvas características através do ensaio do Freio de Foucault	44
Figura	5.3 - Formas de onda entre fases AB e BC, medidas no ensaio do Freio de Foucault.	45
Figura	5.4 - Curvas características para o caso 1 pelo RMxprt.	47
Figura	5.5 - Curvas características para o caso 2 pelo RMxprt.	48
Figura	5.6 - Curvas de torque para diferentes velocidades. Caso 1 - Maxwell 2D	50
Figura	5.7 - Torque elétrico para carga de 1,5 N.m. Caso 1 - Maxwell 2D.	50
Figura	5.8 - Forma de onda da tensão entre fases A e B, para carga de 1,5 N.m. Caso I - Maxw 2D	
Figura	5.9 - Forma de onda da corrente de armadura da fase B, para carga de 1,5 N.m. Caso	
1 15010	- Maxwell 2D.	
Fioura	5.10 - Forma de onda da corrente de entrada, para carga de 1,5 N.m. Caso 1 - Maxw	
1 15010	2D	
Figura	5.11 - Curvas características para o caso 1 pelo Maxwell 2D.	
	5.12 - Resultado dos campos para o instante $t = 1,05$ ms, para um carregamento de	
8010	N.m. Caso 1 - Maxwell 2-D.	
Figura	5.13 - Curvas de torque para diferentes velocidades. Caso 2 - Maxwell 2D	
•	5.14 - Torque elétrico para carga de 1,5 N.m. Caso 2 - Maxwell 2D	
_	5.15 - Forma de onda da tensão entre fases A e B, para carga de 1,5 N.m. Caso 2	
8	Maxwell 2D.	
Figura	5.16 - Forma de onda da corrente de armadura da fase B, para carga de 1,5 N.m. Caso	
υ	- Maxwell 2D.	
Figura	5.17 - Forma de onda da corrente de entrada, para carga de 1,5 N.m. Caso 2 - Maxw	
υ	2D	
Figura	5.18 - Curvas características para o caso 2 pelo Maxwell 2D	
•	5.19 - Resultado dos campos para o instante $t = 1,67$ ms, para um carregamento de	
J	N.m. Caso 2 - Maxwell 2-D.	
Figura	5.20 - Comparativo da velocidade entre os métodos	
_	5.21 - Comparativo do torque entre os métodos	
Figura	5.22 - Comparativo da potência de entrada entre os métodos	62

Figura 5.23 - Comparativo da eficiê	ncia entre os métodos63
-------------------------------------	-------------------------

SUMÁRIO

1	IN	NTROI	DUÇÃO	1
	1.1	Con	siderações Preliminares	1
	1.2	Obje	etivo	4
	1.3	Estr	utura do Trabalho	4
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA				6
	2.1	Prin	cípio de funcionamento	6
		2.1.1	PMSM	7
		2.1.2	BLDC	8
	2.2	Mod	lelo matemático do motor BLDC	14
		2.2.1	Força eletromotriz	15
		2.2.2	Torque	19
		2.2.3	Equação eletromecânica	20
		2.2.4	Parâmetros do modelo	20
3	F	REIO I	DE FOUCAULT	22
	3.1	Prin	cípio de funcionamento	22
	3.2	Frei	o eletrodinâmico	23
4	Sl	IMUL	AÇÃO COMPUTACIONAL	28
	4.1	RM	xprt	28
	4.2	MA	xwell 2D	32
		4.2.1	Método dos elementos finitos	32
		4.2.2	Modelo 2-D	36
5	\mathbf{A}	NÁLIS	SE DOS RESULTADOS	42
	5.1	Resu	ultados do modelo simplificado	42
	5.2	Resu	ıltados do freio eletrodinâmico	43
	5.3	Resu	ıltados do RMxprt	45

5.3.1	Caso I	46
5.3.2	Caso II	47
5.4 Res	ultados do Maxwell 2D	49
5.4.1	Caso I	49
5.4.2	Caso II	54
5.5 Aná	lise comparativa dos resultados	59
6 CONCI	USÃO E TRABALHOS FUTUROS	64
REFERÊNO	CIAS	66
APÊNDICE	A RESULTADOS DO RMXPRT: 1,5 N.M – CASO 1	70
APÊNDICE	B RESULTADOS DO RMXPRT: 1,5 N.M – CASO 2	76

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES PRELIMINARES

As recentes crises econômicas internacionais, envolvendo a produção e demanda de combustíveis fósseis refletindo em altos preços, juntamente das iniciativas para redução das emissões de carbono causada pelo crescimento da consciência ambiental aumentam cada vez mais a necessidade de se considerar fontes alternativas de energia como, por exemplo, a energia das marés, dos ventos e solar [1]. A energia solar, em especial, vem se destacando na última década por apresentar um crescimento em potência instalada e uma queda constante do preço médio mundial por módulo fotovoltaico [2]. Considerando que 25% das emissões de gases poluentes provém da geração de energia e calor e que 14% das emissões provém do setor de transporte, não é coincidência que os maiores investidores em energia renováveis, como União Europeia, China, Estados Unidos e Japão, também sejam os maiores investidores em veículos de propulsão elétrica [3], [4].

Os veículos totalmente elétricos já chegaram a dominar 38% (30 mil unidades) do mercado automotivo norte-americano no início do século XX, mas foram vencidos pelos veículos à combustão interna, devido ao baixo preço do petróleo na época e à criação da linha Ford de produção que reduziu o preço dos veículos de combustão interna pela metade, no início da década de 1930. Esse cenário se manteve até 2010 com uma frota mundial de veículos elétricos de aproximadamente 12,5 mil unidades [5]. Entretanto, com a chegada do Nissan Leaf e do Chevrolet Volt, os primeiros veículos elétricos de produção em massa por duas grandes montadoras, no final do mesmo ano, as vendas de carros elétricos dispararam para 50 mil unidades em 2011, ultrapassando o maior pico já registrado na história. Semelhante ao crescimento da potência instalada da energia fotovoltaica, o número de carros elétricos continuou a crescer de forma que, em 5 anos, a frota aumentou em dez vezes, chegando ao número de 565 mil unidades em 2015, conforme Figura 1.1. [6]

Em abril de 2017 a empresa de veículos elétricos Tesla, de apenas 14 anos, passou a Ford (114 anos) e a General Motors (109) em valor de mercado, demonstrando que o mercado financeiro também tem apostado nessa tecnologia a médio e longo prazo [7]. Visando esse mercado, as grandes montadoras vêm anunciando seus planos para um horizonte médio de 5 anos e, enquanto a maioria aposta em percentuais modestos entre produção de veículos elétricos e de combustão interna, a Volvo, montadora Sueca de propriedade Chinesa foi mais agressiva

ao determinar que, a partir de 2019 todos os veículos produzidos serão elétricos ou híbridos, não se limitando apenas à veículos de passeio [8]. O planejamento das demais montadoras pode mudar muito ainda nos próximos anos, visto que o maior mercado de veículos do mundo, a China, juntamente com outros países como Índia, França, Inglaterra e Noruega pretendem banir veículos à gasolina e diesel [9].

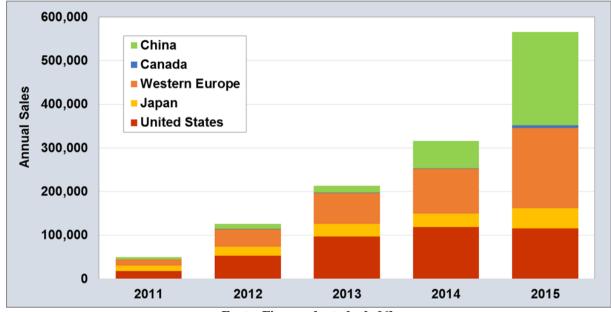


Figura 1.1 - Venda global de veículos plug-in entre 2011-2015.

Fonte: Figura adaptada de [6].

O cenário dos veículos elétricos no Brasil é bem diferente do resto mundo. Em 2016 foram registradas apenas 2,5 mil unidades dentro de um mercado de 41,5 milhões de veículos. Esses números se devem principalmente à falta de incentivo fiscal, falta de regulamentação e à falta de infraestrutura. Nos Estados Unidos, onde a frota elétrica chegou a 275 mil unidades em 2016, há 21,8 mil estações de recarga, enquanto que na Alemanha são 2,8 mil estações para 24 mil veículos [10].

Além dos motivos econômicos e ambientais, o desenvolvimento de três tecnologias se destaca entre os motivos do retorno dos veículos elétricos. A evolução da eletrônica de potência, que teve início no fim da década de 50 com a invenção do tiristor e consolidou-se na década de 70 com a produção em escala industrial dos transistores de potência, foi extremamente importante para a desenvolvimento dos controladores de motores elétricos, que agora conseguem moldar a operação de motores, criando novas aplicações para certos tipos, antes, restritos. Outra tecnologia que contribuiu para o retorno, foi a descoberta de novos materiais

magnéticos e a melhoria de manufatura dos mesmos, na década de 80. Surgiram os ímãs de Samário-Cobalto e os ímãs de Neodímio-Ferro-Boro, chamados de ímãs de terra rara, que possuem uma densidade de energia consideravelmente maior do que os ímãs de Ferrite. A terceira tecnologia foi o desenvolvimento das baterias recarregáveis, que se deu início em 1859, com a bateria de chumbo-ácido e se consolidou na década de 90, com a invenção da bateria de polímero de íon lítio, que possui uma densidade de energia muito maior que suas antecessoras. Atualmente, os sistemas de armazenamento de energia são temas dos principais estudos acerca dos veículos elétricos, principalmente por serem um obstáculo quando se fala em autonomia [11]–[14].

Além da utilização em veículos elétricos, no cotidiano, encontram-se motores elétricos sendo utilizados em diversas aplicações, sendo estas industriais (robôs, servo sistemas, automação), domésticas (geladeira, ar condicionado, máquina de lavar roupa), comerciais (computadores, impressoras, scanners), equipamentos para a área de saúde (cadeira de rodas, compressores de ar, equipamentos de reabilitação), ferramentaria (furadeira, esmeril), transportes (escadas rolantes, elevadores), entre outras [15].

Atualmente, quatro tipos de motores se destacam quando se trata de tração em veículos elétricos. São eles, o motor de ímã permanente de corrente contínua com escovas (PM BDC), o motor de indução (IM), o motor *brushless* de imã permanente (BLDC) e o motor de relutância comutada (SRM). A Figura 1.2, ilustra a classificação dos motores elétricos, na qual os quatro principais motores estão circulados [16].

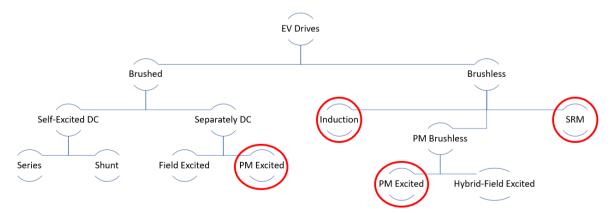


Figura 1.2 - Classificação de motores para veículos elétricos.

Fonte: Figura adaptada do artigo [16]

Afim de definir o motor que melhor se adequa a um determinado veículo elétrico, é necessário analisar a curva de performance do motor frente ao comportamento da carga mecânica para diferentes velocidades [17]. Entretanto, a obtenção dessas curvas não é tarefa fácil, visto que o mercado não tem a prática de fornecê-las, ou as fornece para apenas uma condição de alimentação. Por outro lado, obter essas curvas por meio de ensaios de bancada pode envolver maiores custos e riscos à medida que a potência da máquina aumenta. Portanto, a análise computacional da máquina apresenta-se como um complemento na obtenção das curvas de performance. Dentre as análises computacionais, a abordagem analítica tenta determinar o comportamento da máquina através da solução do seu modelo físico-matemático aproximado enquanto que a análise em elementos finitos tenta determinar o comportamento da máquina dividindo sua geometria complexa em pequenos elementos. Dessa forma, o problema é resolvido a partir da combinação das soluções de cada parte desta divisão. Quanto melhor for esta divisão, mais próxima da realidade estará a solução global do problema.

1.2 OBJETIVO

De forma a contribuir com os avanços alcançados nesta área, a presente dissertação de Mestrado do curso de pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, tem como objetivo a obtenção do comportamento de um motor BLDC para diferentes condições de carga através de cálculos analíticos, ensaio de bancada, simulação no programa RMxprt e simulação 2D em Elementos Finitos. Para a obtenção dos resultados desses dois últimos métodos, será utilizado o Software comercial Maxwell, do fabricante Ansoft. Ao final do trabalho será realizada uma comparação entre os métodos utilizados.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho está dividido em seis capítulos, com um breve resumo sobre a sua organização sendo apresentado a seguir:

O capítulo 1, *INTRODUÇÃO*, apresentou uma breve introdução sobre o cenário atual das energias renováveis e dos veículos elétricos, bem como uma breve descrição das tecnologias que desencadearam o avanço tecnológico dos motores elétricos atuais. Neste capítulo também foi apresentado o objetivo do trabalho.

O capítulo 2, FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA, visa apresentar os principais conceitos sobre os motores BLDC, bem como desenvolver um modelo matemático simplificado para levantar as curvas características teóricas a partir das constantes da máquina.

O capítulo 3, *FREIO DE FOUCAULT*, procura resumir o princípio de funcionamento do freio utilizado, as principais características e dificuldades deste ensaio de bancada.

O capítulo 4, *SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL*, procura descrever o método e as configurações utilizadas pelo RMxprt e pelo Maxwell 2-D para a simulação do motor.

O capítulo 5, *ANÁLISE DOS RESULTADOS*, apresenta os resultados individuais de cada capítulo anterior e posteriormente compara os quatro métodos utilizados.

O capítulo 6, *CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS*, conclui os estudos realizados acerca dos métodos e apresenta as possibilidades de trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A máquina, objeto de estudo do presente trabalho, é o motor Hyperion ZS4045-12T, do tipo *permanent magnet brushless direct current* de rotor externo (PM BLDC). O princípio de funcionamento dos motores de ímãs permanentes sem escovas será abordado nos subitens a seguir. Além disso, também será desenvolvido o modelo matemático que rege esse tipo de máquina, bem como suas equações, a fim de se obter as curvas de performance do motor em questão, que serão posteriormente apresentadas no subitem 5.1.

2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Normalmente, as máquinas de corrente contínua possuem em sua construção, um enrolamento responsável pela produção do fluxo magnético necessário para seu funcionamento. Esse enrolamento pode ser excitado de forma independente ou conectado ao enrolamento de armadura. As máquinas que utilizam ímãs permanentes para produzir o fluxo magnético ao invés de bobinas de campo são chamadas de máquinas de ímãs permanentes (PM) [18].

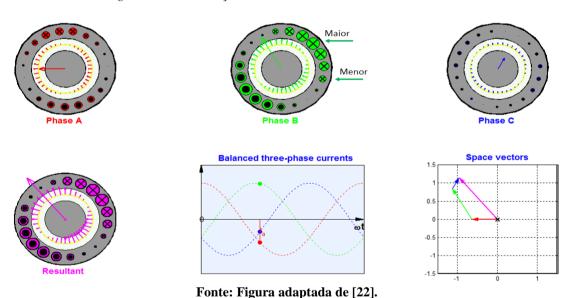
Existem diversas vantagens ao utilizar ímãs permanentes para a excitação de campo em máquinas de corrente alternada. Os ímãs proporcionam excitação eliminando a perda no cobre de um modo compacto e sem as complicações das conexões com circuitos externos de excitação, tendo o único inconveniente seu alto preço. Já as grandes máquinas síncronas, utilizam condutores no rotor, para prover o campo de excitação, visto que a perda nesse circuito é pequena comparada ao custo elevado dos ímãs. No entanto, as máquinas PM são fortes concorrentes para dispositivos de propulsão ou tração de veículos elétricos e híbridos. A maioria da produção de veículos híbridos para transporte de passageiros utiliza máquinas de ímãs permanentes para a tração. Os fatores que sustentam essa tendência são a excelente performance e a alta densidade de potência alcançável com máquinas de ímãs permanentes [15]–[20].

De forma genérica, as máquinas PM sem escovas podem ser classificadas em duas categorias, de acordo com a forma de onda da tensão induzida nos enrolamentos do estator: máquina síncrona de ímã permanente ou *brushless AC* (PMSM ou PM BLAC) e máquina trapezoidal de ímã permanente ou *brushless DC* (PM BLDC), apresentadas nos subitens a seguir.

2.1.1 <u>PMSM</u>

O permanent magnet synchronous motor (PMSM ou BLAC), é um motor síncrono de ímãs permanentes que tem o seu campo de excitação produzido pelos ímãs no rotor. Este campo de excitação interage com o campo girante, oriundo da alimentação trifásica equilibrada do estator, e essa interação faz com que o campo do rotor siga o campo do estator, produzindo torque. Uma característica desse tipo de máquina é que ao invés dos enrolamentos serem concentrados em torno de uma peça polar específica, ou de uma região espacial específica, os enrolamentos são distribuídos em torno da circunferência do estator de forma senoidal e não uniforme. Ao olhar para a Fase B, na Figura 2.1, os círculos menores representam menos voltas ou voltas mais esparsas, indicando menor densidade de enrolamentos, enquanto que os círculos maiores representam maior densidade de enrolamentos. Essa propriedade faz com que a força magnetomotriz, tensão e corrente dessa máquina tenham forma senoidal [20], [21].

Figura 2.1 - Distribuição senoidal dos enrolamentos de um PMSM.



Para obter uma saída de torque suave, é necessário que o controlador da máquina gere correntes com frequências que estejam sempre em sincronismo com o rotor. Portanto, é implementado um algoritmo de controle num processador digital, que utiliza o *feedback* de sensores de posição de alta precisão instalados no interior do motor, além de dados de sensores de corrente instalados nas fases do estator. Desta forma, assim como nos motores de corrente contínua que utilizam ímãs, é possível a operação acima da velocidade nominal na região de potência constante através do enfraquecimento de fluxo, obtido aplicando correntes no estator que gerem um fluxo que se oponha ao fluxo do rotor [15], [20].

Uma grande vantagem do PMSM e de qualquer outro motor PM, é a alta densidade de potência. Além disso, o PMSM apresenta alta eficiência e facilidade de arrefecimento, devido a inexistência de perda resistiva no rotor. O controle desse motor costuma ser sofisticado, oferecendo, devido ao controle vetorial, opções de operação em torque constante, velocidade constante, limites de corrente e tensão, rampas de aceleração, dentre outros. Embora o controle necessite de sensores de posição de alta resolução para operação do motor, ele ainda é mais simples que o controle de um motor de indução, por exemplo, que necessita estimar a resistência e indutância da máquina com as variações de temperatura e saturação. [20].

As desvantagens do PMSM giram em torno dos custos, tanto do motor, quanto de seu controlador, que podem ser recompensados por uma alta eficiência. Além disso, esses motores são sensíveis a altas temperaturas, devido ao risco de desmagnetização de seus ímãs [20].

2.1.2 BLDC

O permanent magnet brushless direct current (PM BLDC), também é um motor que tem o seu campo de excitação produzido pelos ímãs no rotor. Conhecido como motor de corrente contínua sem escovas, esta máquina, na realidade, possui as tensões com forma de onda trapezoidal, devido à distribuição concentrada dos enrolamentos do estator que, ao contrário dos enrolamentos distribuídos senoidalmente no PMSM, produz naturalmente uma tensão induzida trapezoidal, enquanto as correntes de fase são retangulares ou de onda quadrada [19], [20]. Na Figura 2.2 pode-se observar o princípio de funcionamento dessa máquina, na qual o rotor tende a alinhar-se com as fases, conforme elas vão sendo comutadas.

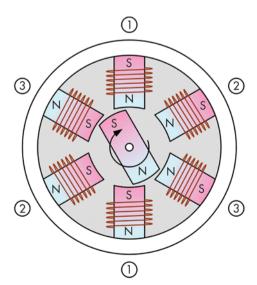
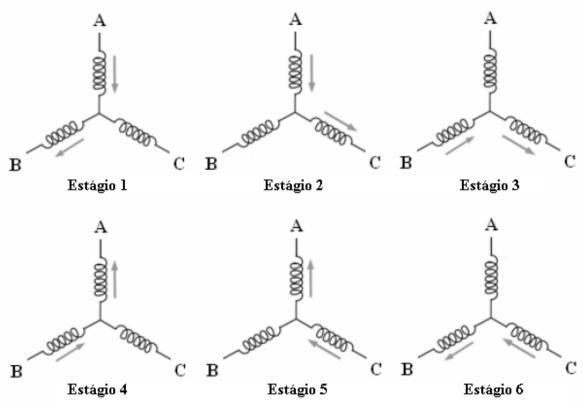


Figura 2.2 - Princípio de funcionamento de um BLDC.

Fonte: Figura adaptada de [23].

Os motores BLDC são utilizados numa grande variedade de aplicações que variam a partir de ventoinhas de computadores até equipamentos médicos sofisticados. A razão por trás da popularidade dessas máquinas é a simplicidade do controle. Apenas seis posições discretas do rotor, por rotação elétrica, são necessárias numa máquina trifásica deste tipo para sincronizar as fases das correntes com as fases da tensão induzida para produção efetiva de torque. Essa condição pode ser atendida através de um simples conjunto de três sensores Hall instalados no estator e posicionadas 120° entre si, eliminando a necessidade de sensores de alta resolução que os PMSM possuem [20], [24]. Ademais, os motores BLDC são capazes de serem conduzidos de maneira ainda mais simples, dispensando a necessidade de sensores Hall, ao estimar a posição do rotor através das tensões induzidas nas fases [18], [21], [25], [26]. Cada estágio da sequência de comutação de um motor BLDC trifásico é realizada energizando uma fase positivamente e outra fase negativamente, levando a terceira a ficar aberta, como ilustrado na Figura 2.3.

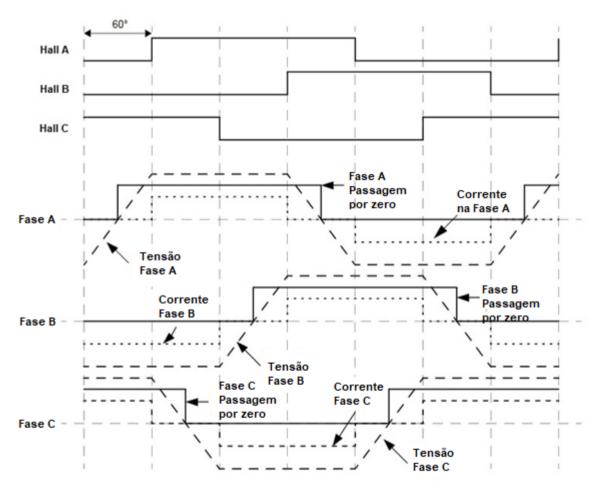
Figura 2.3 - Estágios de alimentação das fases de um BLDC trifásico.



Fonte: Figura adaptada de [26].

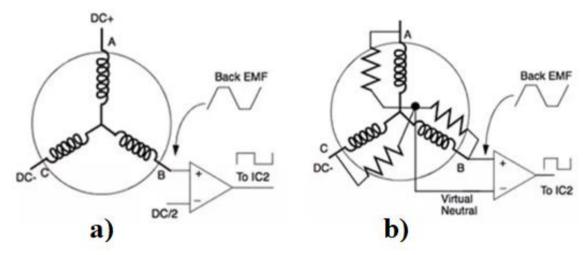
Portanto, em um motor BLDC sem sensor, a tensão induzida nas bobinas das três fases varia de forma trapezoidal à medida que o motor gira. A combinação do cruzamento das três tensões por zero pode ser usada para determinar a sequência de alimentação das bobinas, conforme ilustrado na Figura 2.4. Há diversos estudos acerca das técnicas utilizadas para medição da tensão induzida, entretanto a mais simples é a que compara a tensão induzida na bobina ociosa com alguma tensão de controle, que pode ser metade da tensão de alimentação (Figura 2.5a), ou a tensão em um ponto virtual criado por uma malha de resistores conectados em paralelo à cada bobina (Figura 2.5b).

Figura 2.4 - Forma de onda da tensão induzida e corrente de fase em comparação com o estado do sensor Hall e a passagem por zero.



Fonte: Figura adaptada do artigo [25].

Figura 2.5 – Técnicas para medição da tensão induzida. a) Comparador simples para medição de tensão induzida; b) Comparador simples com neutro virtual.

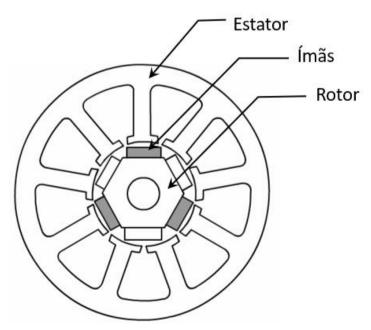


Fonte: Figura adaptada de [26].

Os motores BLDC podem diferir quanto à construção do rotor, estator e enrolamentos. Os três tipos mais comuns encontrados na literatura são [18]:

- Rotor interno (Figura 2.6);
- Rotor externo (Figura 2.7);
- Rotor em disco (Figura 2.8).

Figura~2.6-Motor~BLDC~com~rotor~interno.



Fonte: Figura adaptada de [18].

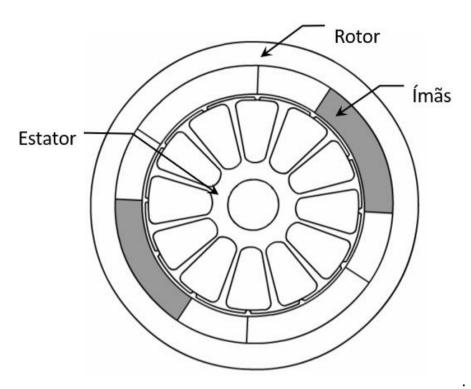


Figura 2.7 - Motor BLDC com rotor externo.

Fonte: Figura adaptada de [18].

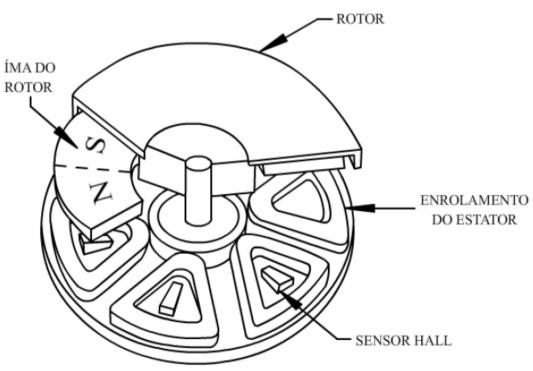


Figura 2.8 - Motor BLDC com rotor tipo disco.

Fonte: Figura adaptada de [18].

Um motor BLDC de rotor interno (*inrunner*) possui o estator que mais se assemelha às máquinas síncronas comuns e às máquinas de indução. As principais vantagens são a facilidade de resfriamento do estator, alta velocidade e baixa inércia. As principais desvantagens são a dificuldade de montagem dos enrolamentos e baixo torque. [18], [21]

Enquanto isso, um motor BLDC de rotor externo (*outrunner*) possui elevado torque e baixa velocidade, quando comparado a um motor de rotor interno do mesmo tamanho, uma vez que o rotor tem o raio maior que o estator, proporcionando a possibilidade de utilização de mais polos. Além disso, o BLDC de rotor externo é o mais popular dentre os outros devido ao seu baixo custo de manufatura, devido ao acesso facilitado ao estator na produção, tornando possível um processo automatizado de enrolamento dos condutores. Uma desvantagem é a dificuldade de refrigeração deste tipo de máquina, devido ao estator ficar localizado na parte interna da máquina. [18], [21]

Já o motor BLDC com rotor em disco, também conhecido como motor de fluxo axial, destaca-se pelo baixo custo e a ausência de oscilação de torque devido à inexistência de ranhuras. Uma máquina axial comum também se destaca pelo entreferro grande, resultando em alta dispersão do fluxo magnético. [18], [21]

Existem inúmeras combinações de ranhura, ou dentes, do estator e número de polos do rotor, entretanto, devido à extrema popularidade desses motores com entusiastas e praticantes de modelismo, existem tabelas que resumem as combinações mais usuais, adotadas pelos fabricantes. A Figura 2.9 apresenta as combinações mais comuns para motores BLDC *outrunner*, nas quais as combinações em azul são as mais eficientes, as brancas funcionam sem muita eficiência, as vermelhas funcionam sem eficiência alguma e as pretas não funcionam.

Ranhuras 6 3 9 12 15 18 Polos ABC AAccBBaaCCbb AAACCbbbaaCCCbb AAAcccBBBaaaCCCbbb 4 ABC ABCABC ABaCAcBCb AcBaCbAcBaCb AAcBaCCbAcBBaCb AAcBBaCCbAAcBBaCCb 6 ABCABCABC AcBaCbAcBaCbAcBaCb 8 ABC ABCABC AaABbBCcC ABCABCABCABC AcaCABabABCbcBc ABaCAcBCbABaCacBCb AabBCcaABbcC 10 ABC AaABbBCcC AbCaBc ABCABCABCABCABC AcabABCbcaCABabcBC ABCABCABCABCABC 12 ABCABCABC AaBbCcAaBbCcAaBbCc A-B-C-A-B-C AacCBbaACcbB ACaBAbCBc AaAaABbBbBCcCcC 14 AcBaCb AabcCABbcaABCcabBC A-b-C-a-B-c 16 ABC ABCABC AAbCCaBBc ABCABCABCABC AaAaACcCcCBbBbB AaABbBCcCAaABbBCcC 20 AaABbBCcCAaABbBCcC Legenda A: Enrolamento no sentido Horário (CW) Fase A: Enrole a ranhura 1 no sentido horário (CW), continue para a ranhura 2 e enrole-a no sentido AntiHorário (CCW)

Figura 2.9 - Combinações de enrolamento para BLDC outrunner.

a: Enrolamento no sentido Horário (CCW)

a: Enrolamento no sentido Anti-Horário (CCW)

Fase A: Enrole a ranhura 1 no sentido horário (CW), continue para a ranhura 2 e enrole-a no sentido AntiHorário (CCW)

Fase B: Enrole a ranhura 3 no sentido horário (CW), continue para a ranhura 4 e enrole-a no sentido AntiHorário (CCW)

Fase C: Enrole a ranhura 5 no sentido horário (CW), continue para a ranhura 6 e enrole-a no sentido AntiHorário (CCW)

Fonte: Figura adaptada de [27].

2.2 MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR BLDC

A Figura 2.10 apresenta o modelo clássico de um motor BLDC trifásico em "Y", conectado a um inversor trifásico de seis pulsos. Os inversores são responsáveis por transformar a tensão de entrada contínua em uma tensão de saída trifásica e alternada, de mesma amplitude e de frequência variável [12]. Cada transistor de potência recebe o comando de condução de um sistema de controle sincronizado com a posição rotórica, como discutido anteriormente. Portanto, para um motor trifásico, cada transistor conduz por 120º elétricos e apenas dois transistores conduzem simultaneamente em qualquer instante de tempo, como mostrado na Figura 2.3.

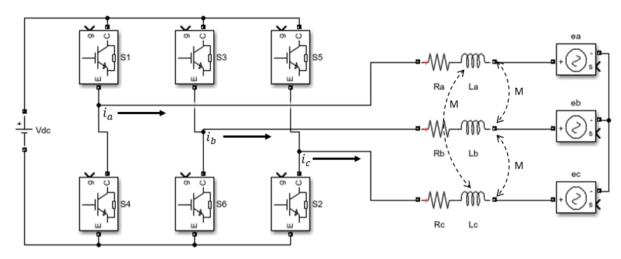


Figura 2.10 – Modelo do motor BLDC com acionamento.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para efeito de cálculo, as correntes induzidas no rotor podem ser negligenciadas devido à alta resistividade, tanto da carcaça quanto dos ímãs [25], [28]–[30].

As equações deduzidas nos subitens a seguir são válidas para condições ideais de fluxo enlaçado e força eletromotriz. Na realidade, a densidade de fluxo no entreferro não possui uma forma quadrada, pois o fluxo enlaçado não exibe o comportamento exatamente triangular como mostrado da Figura 2.11. Para determinar as formas de onda seria necessário um rigor muito maior, entretanto, a análise proporciona uma visão significativa da operação desse tipo de motor.

2.2.1 FORÇA ELETROMOTRIZ

As equações das três fases do circuito da Figura 2.10, referentes à tensão de fase são:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$
(2.1)

onde:

 $V_a, V_b, V_c = tensões de fase [V];$

 i_a , i_b , i_c = correntes de linha [A];

 $R_a, R_b, R_c = resistências de fase [\Omega];$

 $L_{xx} = indut$ âncias próprias de fase [H];

 $L_{xy} = indut$ âncias mútuas entre fases [H];

 $e_a, e_b, e_c = forças eletromotrizes por fase [V].$

Assumindo que as resistências de todas as fases são iguais a R e que não há mudança na indutância com ângulo do rotor, pela simplificação de que o rotor é de polos lisos, tem-se:

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M (2.2)$$

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \tag{2.3}$$

Substituindo as equações (2.2) e (2.3) na equação (2.1) tem-se

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$
(2.4)

Considerando que as correntes do estator são equilibradas:

$$i_a + i_b + i_c = 0 (2.5)$$

A equação acima leva à seguinte simplificação:

$$Mi_b + Mi_c = -Mi_a (2.6)$$

Substituindo novamente na equação (2.4), tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$
(2.7)

De acordo com a Lei da Indução de Faraday:

$$e_a = \frac{d\lambda}{dt} = \frac{d\lambda}{d\theta_o} \frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e \frac{d\lambda}{d\theta}$$
 (2.8)

$$\lambda = -N\phi_g \tag{2.9}$$

Considerando que:

$$\theta_e = (p/2)\theta_m \xrightarrow{leva} \omega_e = (p/2)\omega_m$$
 (2.10)

onde:

 $\lambda = \text{fluxo enlaç} ado [Wb-espira];$

N = número de voltas do enrolamento;

 $\phi_g = fluxo\ magn\'etico\ no\ entreferro\ [Wb]$

 $\theta_e = posição angular elétrica [rad];$

 $\theta_m = posição angular do rotor [rad];$

 $\omega_e = velocidade$ angular elétrica [rad/s];

 $\omega_m = velocidade \ angular \ do \ rotor \ [rad/s];$

p = número de polos magnéticos.

Aplicando as equações (2.9) e (2.10) em (2.8) tem-se:

$$e_a = \frac{p}{2}\omega_m \frac{d\lambda}{d\theta_e} = \frac{p}{2}\omega_m \frac{dN\phi_g}{d\theta_e}$$
 (2.11)

Supondo que o fluxo enlaçado varia linearmente de um valor mínimo (- φ_g) em θ_e =0° a um valor máximo (φ_g) em θ_e =180°, de acordo com a Figura 2.11, tem-se que:

$$e_a = \frac{p}{2}\omega_m \frac{d\lambda}{d\theta_a} = \frac{p}{2}\omega_m \frac{dN\phi_g}{d\theta_a} = \frac{p}{2}\omega_m \frac{2N\phi_g}{\pi}$$
 (2.12)

Essa equação pode ser simplificada mais ainda, visto que o fluxo magnético no entreferro pode ser descrito como [30]:

$$\phi_g = B_g A_g = B_g R_{r0} \theta_p L_{st} \tag{2.13}$$

onde:

 $B_g = densidade \ de \ fluxo \ no \ entreferro \ [Wb/m^2];$

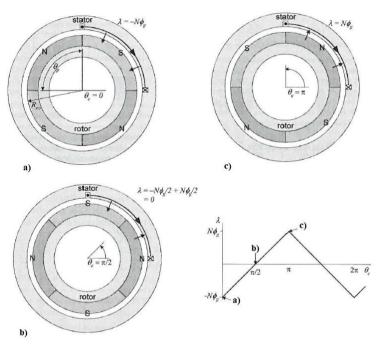
 $A_g =$ área da seção transversal do entreferro $[m^2]$;

 $R_{r0} = raio\ do\ entreferro\ na\ superfície\ do\ ímã\ [m];$

 $\theta_p = passo\ da\ bobina\ [rad];$

 $L_{st} = comprimento axial do motor.$

Figura 2.11 - Fluxo enlaçado motor BLDC elementar.



Fonte: Figura adaptada de [30].

Considerando que:

$$\theta_{\rm p} = 2\pi/p \tag{2.14}$$

Substituindo a equação (2.14) na equação (2.13) e em seguida na equação (2.12) tem-se a amplitude da força eletromotriz:

$$|e_a| = \frac{p}{2}\omega_m \frac{2N}{\pi} \left(\frac{2\pi}{p} B_g L_{st} R_{r0}\right) = 2N B_g L_{st} R_{r0} \omega_m = k_e \omega_m \tag{2.15}$$

A equação (2.15) relaciona a força eletromotriz com a velocidade do rotor através da constante de força eletromotriz k_e [V.s/rad], semelhante a uma máquina de corrente contínua.

É possível notar que para uma mesma tensão de alimentação, a velocidade de um motor em construção pode ser definida através das variáveis construtivas que compõem k_e [18], [30].

2.2.2 TORQUE

Assumindo que os enrolamentos das três fases são iguais e que só há duas fases conduzindo em todo instante, a amplitude da corrente de pico de fase (i_a) é igual a amplitude da corrente contínua (i_{cc}) de alimentação. Portanto, através da equação de conservação de energia tem-se:

$$P_{conv} = T_e \omega_m = e_a i_{cc} \tag{2.16}$$

onde:

 $P_{conv} = potência convertida no entreferro [W];$

 $T_e = torque\ elétrico\ produzido\ no\ entreferro\ [N.m].$

Substituindo a equação (2.15) na equação acima, tem-se:

$$|T_e| = \frac{|e_a|i_{cc}}{\omega_m} = 2NB_g L_{st} R_{r0} i_{cc} = k_t i_{cc}$$
 (2.17)

A equação (2.17) relaciona o torque produzido pela máquina com a corrente de alimentação através da constante de torque k_t [N.m/A], mais uma vez, semelhante à máquina de corrente contínua.

É possível provar que a k_e e k_t são numericamente iguais, uma vez que em unidades do SI, através da mesma equação (2.17) de conversão de energia [18]:

$$P_{conv} = T_e \omega_m = e_a i_{cc} = (k_t i_{cc}) \left(\frac{e_a}{k_e}\right) = \frac{k_t}{k_e} e_a i_{cc} \stackrel{sse}{\leftrightarrow} k_t = k_e$$
 (2.18)

É muito comum utilizar também a constante de velocidade, que é a relação entre a rotação da máquina, usualmente em rotações por minuto, e a tensão de alimentação [18]. Considerando que quando o motor está a vazio, isto é, sem carga, a tensão induzida (e_a) será aproximadamente igual à tensão de alimentação (v_{dc}), tem-se que:

$$k_v = \frac{60}{2\pi} \frac{1}{k_e} \left[\frac{rpm}{V} \right] \tag{2.19}$$

2.2.3 EQUAÇÃO ELETROMECÂNICA

A equação diferencial que descreve o comportamento dinâmico da velocidade angular do motor para um sistema simples com inércia J, coeficiente de fricção B e torque de carga T_L é dado pela equação [12], [18], [25], [30]:

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \tag{2.20}$$

2.2.4 PARÂMETROS DO MODELO

A seguir, são desenvolvidas, em regime permanente, as equações das variáveis que serão, de fato, estudadas e comparadas com outros métodos mais à frente. São elas:

• Velocidade de rotação:

A velocidade de operação do rotor, em rpm, pode ser encontrada através da substituição da equação (2.19) na equação (2.7):

$$v_{dc} - Ri = e = \omega_m / k_v \rightarrow \omega_m = (v_{dc} - Ri)k_v$$
 (2.21)

• Potência de entrada:

A potência de entrada pode ser obtida através da equação:

$$P_{in} = v_{dc}i (2.22)$$

• Torque elétrico:

Como a corrente a vazio (i_0) não realiza trabalho efetivo, e desempenha papel nas perdas de magnetização, a equação a seguir pode ser utilizada para se obter o torque:

$$T_e = k_t(i - i_0) (2.23)$$

• Eficiência:

Considerando que usualmente a velocidade é dada em rpm, a eficiência pode ser obtida através da seguinte equação:

$$\eta = \frac{\left(\frac{\omega_m \pi}{30}\right) T_e}{v_{dc}i} \tag{2.24}$$

Este capítulo introduziu os conceitos básicos do funcionamento do motor foco do estudo e também desenvolveu um modelo matemático simplificado e as equações que regem o seu funcionamento. As condições estipuladas e os resultados obtidos através da solução dessas equações são apresentados de forma gráfica no subitem 5.1.

3 FREIO DE FOUCAULT

Freios são dispositivos criados com o objetivo de reduzir a velocidade, seja angular ou linear de um corpo, geralmente através da conversão de energia cinética em térmica. Na maioria dos freios mecânicos, essa conversão se dá através do atrito da fricção entre dois corpos, o que está em movimento e o elemento frenante, como por exemplo as pastilhas de freio dos veículos. Entretanto, esse método de frenagem não é muito recomendado para aplicações que exijam alto torque e/ou altas velocidades devido à baixa eficiência térmica, tampouco para quando se deseja variação precisa do torque de frenagem, necessário em instrumentos de medição de desempenho de sistemas motores [31]. Uma alternativa aos freios por fricção, são os freios eletromagnéticos por corrente de Foucault, amplamente utilizados em aplicações como dinamômetros, trens de pouso, frenagem de trens, caminhões, ônibus, empilhadeiras e guindastes [32]. Outros tipos de frenagem eletromagnética como a que utiliza outra máquina acoplada ao motor de ensaio, funcionando como gerador, freado pela inserção de cargas elétricas em seu estator e suas variantes como freio por Histerese também são amplamente utilizados na indústria [33].

Nos subitens a seguir será explicado o princípio teórico de funcionamento e algumas características do freio de Foucault, escolhido para ensaiar o motor objeto de estudo, além de também discutir a dificuldade prática de implementação dessa ferramenta. As condições e configurações que levaram aos resultados do ensaio do motor Hyperion ZS4045-12T, no freio em questão, bem como os resultados serão apresentados no subitem 5.2.

3.1 Princípio de funcionamento

A estrutura básica de um freio de Foucault é ilustrada na Figura 3.1. Um disco de material condutor elétrico girando imerso em um campo magnético constante produzido por correntes contínuas passando nas bobinas terá correntes induzidas circulando, chamadas de correntes de Foucault (ou parasitas), de acordo com a Lei da Indução de Faraday. Além disso, de acordo com a Lei de Lenz, as correntes parasitas circulantes irão criar seu próprio campo magnético que se opõe ao campo que o originou. Portanto, irão aparecer forças que se opõem ao movimento de rotação, proporcionais à velocidade. A energia da frenagem é dissipada em forma de calor no disco condutor, através do efeito Joule.

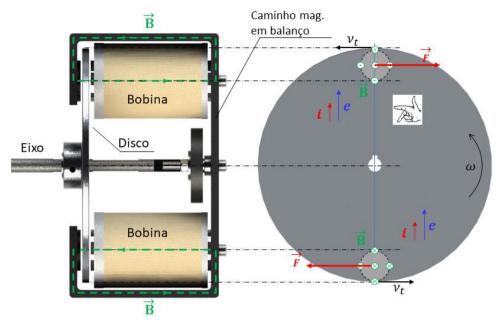


Figura 3.1 - Princípio de funcionamento do freio de Foucault.

Fonte: Elaborado pelo autor.

O campo uniforme também pode ser oriundo de ímãs permanentes, mas em geral, o uso de eletroímãs ou de eletroímãs com ímãs permanentes (solução híbrida) é mais adequado devido ao controle da intensidade de campo e, portanto, da força de frenagem. Uma vantagem frente aos freios por fricção é que, como não há fricção, não há o desgaste de superfícies devido ao atrito pelo contato, levando a um custo de manutenção menor. Uma desvantagem desse método é que ele não possui torque de retenção, visto que o princípio de funcionamento gira em torno do movimento, necessitando de um freio por fricção suplementar para aplicação em um veículo, por exemplo [34], [35].

3.2 FREIO ELETRODINÂMICO

O freio eletrodinâmico utilizado faz parte de um kit didático de máquinas elétricas da De Lorenzo (Figura 3.2). Esse kit é composto por um motor de indução de 220V – 1,92A (delta) e 1/2cv de potência, um freio de Foucault com disco de alumínio e duas bobinas com circuito magnético fechado, capaz de proporcionar até 4 N.m de torque. O kit possui também uma célula de carga Mk Controle-PWZL-20kgf e uma caixa de controle que é composta por um autotransformador e uma ponte retificadora para alimentar as bobinas do freio e uma caixa de instrumentação, responsável por ler os dados da célula de carga e mostrar no display.



Figura 3.2 - Kit didático de máquinas elétricas De Lorenzo.

Com o propósito de utilizar esse kit no motor objeto de estudo, foram usinadas diversas peças de adaptação dentro do laboratório de trabalhos mecânicos da universidade, visando garantir o alinhamento do motor com o disco e com as bobinas, além da fixação mais rígida possível para evitar vibrações. Na primeira versão, ilustrada na Figura 3.3a, o material escolhido foi a madeira compensado naval com espessura de 9 mm para todas as peças. A base responsável por garantir a altura correta dos componentes foi feita em formato de trilho, para garantir certa liberdade no ajuste de posição do motor, mancais e disco. Os mancais foram feitos com rebaixos no centro para o encaixe de rolamentos, por onde passa o eixo que conecta o motor ao disco. Entretanto, problemas com folgas devido à tolerância da usinagem em equipamentos não calibrados levou ao desalinhamento das peças, o que impossibilitou o disco de 7,5 mm de espessura de rodar em um espaço de 10,7 mm sem bater na bobina ou no caminho magnético. Além disso, a falta de inércia estrutural devido a escolha do material e de sua espessura, causou problemas de vibração durante o experimento. Para resolver esses problemas, foi proposto uma nova versão, com peças em madeira MDF com espessura de 15mm, ilustrado na Figura 3.3b. O conceito da estrutura se manteve em essência, porém, cada peça utilizou duas chapas totalizando uma espessura de 30mm eliminando o problema de vibração. Para superar as folgas, as peças de madeira foram usinadas em uma fresadora automática (CNC) e o eixo foi usinado por um torneiro profissional, garantindo o alinhamento da estrutura e o correto funcionamento do freio.

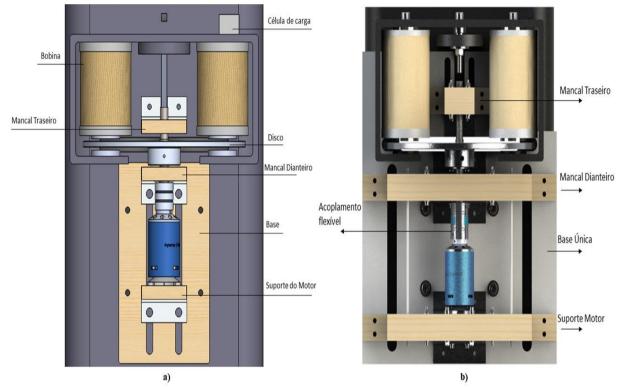


Figura 3.3 - Estruturas de adaptação do freio eletrodinâmico. a) Versão de compensado; b) Versão de MDF

O diagrama de ligação do restante dos componentes utilizados no ensaio é ilustrado na Figura 3.4. O sistema conta com duas baterias Optima Yellow D51R de 12V-40Ah conectadas em série que alimentam o inversor, ou *electronic speed controller* (ESC), Flyfun HV 80A que, por sua vez, aciona o motor.

Um Arduino foi utilizado para aquisição do sensor de velocidade que, neste caso é formado por um circuito eletrônico ligado à uma das fases do motor que transforma a frequência da tensão em pulsos com uma determinada frequência. Como a frequência elétrica é proporcional à velocidade mecânica, basta ler a quantidade de pulsos gerados. Foi utilizado um tacômetro para a calibração deste sensor.

Além da aquisição de velocidade, o Arduino também é responsável pelo controle de velocidade, feito através de modulação por largura de pulso (PWM em 120 Hz). O motor deve se desligar com um ciclo de trabalho igual a 0% e obter velocidade máxima com um ciclo de trabalho de 100%, ajustado através de um potenciômetro.

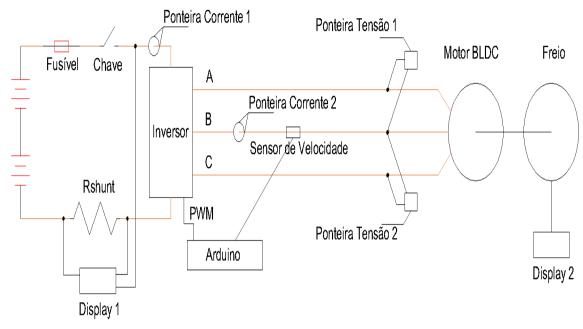


Figura 3.4 - Diagrama de ligação do ensaio do motor.

A leitura de tensão e corrente que vai da bateria para o inversor foi realizada através de um resistor shunt e um circuito comercial dedicado com display. Além disso foi utilizado o osciloscópio Tektronix THS3014 para enxergar as formas de onda da corrente contínua, da corrente na fase B e das tensões AB e CB.

A célula de carga está localizada logo abaixo do centro de uma das bobinas, de forma que quando há frenagem, a estrutura em balanço aplica a força em cima da célula, conforme mostrado anteriormente na Figura 3.1. Ao aplicar o braço do momento (50 mm), é possível medir o torque que está sendo aplicado no motor.

Aproveitando o comportamento linear da célula de carga, foi aplicada uma regressão linear nas medições consecutivas de massas conhecidas em cima da estrutura, localizada diretamente acima da célula de carga, com o intuito de calibrar a medição. A regressão resultou em um ganho de 0,77 e um desvio padrão de 3,5%. Este ganho, ao ser multiplicado pelo valor indicado no display, irá retornar o valor de torque, em N.m. A Figura 3.5 mostra a bancada de testes, evidenciando alguns componentes.

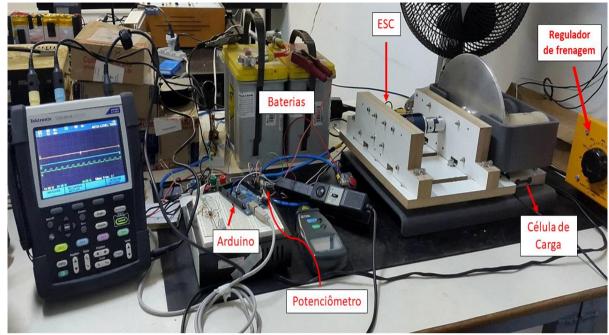


Figura 3.5 - Bancada de ensaio completa.

Este capítulo apresentou uma breve introdução sobre métodos de frenagem, bem como o princípio de funcionamento do Freio de Foucault, método adotado para ensaio do motor Hyperion ZS4045-12T. Também foram descritos os procedimentos para adaptação do conjunto comercial de ensaio para utilização no motor, além dos componentes de alimentação, medição e controle utilizados. Os procedimentos e os resultados do experimento são apresentados no subitem 5.2.

4 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

A análise do comportamento do motor foi realizada mediante simulações pelos programas computacionais Ansoft RMxprt e Ansoft Maxwell 2D. Nos subitens a seguir será explicado o princípio básico adotado por cada um dos programas, bem como as etapas para a modelagem do motor. As configurações de simulação e os resultados são apresentados nos subitens 5.3 e 5.4.

4.1 RMXPRT

O RMxprt é uma ferramenta de projeto de máquinas elétricas baseado em modelo, semelhante ao desenvolvido no subitem 2.2, que fornece cálculos rápidos e analíticos de desempenho da máquina. Entretanto, ao contrário do que foi visto anteriormente, com o RMxprt é possível resolver equações sem simplificações, considerando elementos não lineares com as curvas de magnetização dos ímãs, originando resultados mais precisos. Além disso, ele é capaz de criar geometrias 2-D e 3-D para cálculos detalhados de elementos finitos no Maxwell.

O primeiro passo para a análise do motor é a escolha do modelo. Dentre 13 opções de máquinas foi escolhido o modelo BLDC por ser exatamente o tipo da máquina objeto de trabalho. A Tabela 4.1 resume o tipo de rotor, o tipo de controle do circuito de acionamento e o tipo de conexão elétrica dos terminais das bobinas, dentre outras opções de perdas.

Tabela 4.1 - Configuração inicial no RMxprt.

Tipo de Máquina	BLDC
Número de polos	14
Posição do Rotor	Externo
Perdas por fricção (W)	0
Perdas por magnetização (W)	0
Velocidade de referência (rpm)	6100
Tipo de controle	DC
Tipo de circuito	Delta3
Atraso no ângulo de disparo (graus)	0
Largura do pulso de disparo (graus)	120
Queda no transistor (V)	0
Queda no diodo (V)	0

Fonte: Elaborado pelo autor.

Dentre as configurações vale mencionar que o RMxprt possui dois tipos de controle para este tipo de máquina: DC e CCC. O controle DC é o tipo básico, que utiliza um inversor de seis pulsos e um circuito de disparo das chaves baseado na posição rotórica, semelhante ao

apresentado no subitem 2.2. O controle CCC, do inglês, *chopped current control* também utiliza um inversor de seis pulsos, com a diferença de que este, conta com uma chave controlada por corrente em série com a tradicional chave controlada por tensão, para limitar a corrente que passa nos ramos. Essas duas chaves em série utilizadas na simulação representam, na prática, apenas uma chave, cujo controle é baseado tanto em limites de tensão quanto em limites de corrente.

Em seguida, foram adicionados ao modelo os dados construtivos da máquina, como diâmetro do rotor, do estator, espessura dos ímãs e todos os dados necessários para conseguir desenhar o motor. Todos esses dados foram obtidos através de medições com paquímetro e micrômetro, a partir de um motor real, e foram resumidos na Tabela 4.2 e explicados na Figura 4.1.

Estator Diâm, Externo (mm) 40.10 Hs0 (mm) 0.001 Diâm, Interno (mm) 2.200 13.00 Hs1 (mm) Comprimento (mm) 46.20 9.550 Hs2 (mm) Fator de empacotamento 0.9500 Bs0 (mm) 2.220 Material M36 29G Bs1 (mm) 5.700 Número de ranhuras 12.00 Bs2 (mm) 1.640 Tipo de ranhura Rs (mm) 0.000 Diâm, Externo (mm) 48.75 Porcentagem de 69.40% Diâm, Interno (mm) 40.55 Ocupação Radial Ímãs Deslocamento (mm) Comprimento (mm) 46.20 O Material M36 29G Material NdFe35 mod

Tabela 4.2 - Dados construtivos no RMxprt.

1 Espessura
Fonte: Elaborado pelo autor.

3.100

Tipo de polo

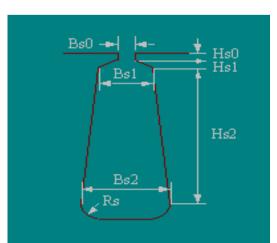


Figura 4.1 - Tipo de ranhura 3, do estator no RMxprt.

Fonte: Figura adaptada do manual do RMxprt.

O tipo da ranhura e dos polos foi escolhida dentre as demais por se assemelhar mais do caso real. Após a criação do modelo pelo RMxprt, todas as medidas foram revisadas através de modelo 2D desenhado no AutoCAD através das medições.

Para o núcleo do estator e do rotor, foi escolhido o aço silício M36_29G da biblioteca de materiais do programa, por se tratar de um aço elétrico de alta permeabilidade magnética, apresentada pela Figura 4.2, evitando a saturação do núcleo.

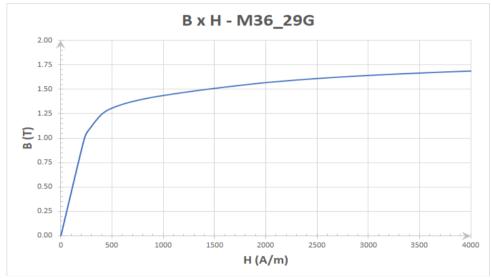


Figura 4.2 - Curva BxH do material ferromagnético.

Fonte: Elaborado pelo autor.

O tipo de enrolamento utilizado no motor foi mostrado na Figura 2.9, referente a motores de 12 ranhuras e 14 polos. Este tipo, em particular, também é popularmente conhecido como dLRK, nomeado em homenagem à Lucas, Retzbach e Küfuss que, em 2001, documentaram esse esquema em motores para aeromodelos [27]. A Tabela 4.3 resume os parâmetros de enrolamento do modelo, enquanto a Figura 4.3 ilustra como é a distribuição dLRK utilizada no motor.

				•		
Enrolamento		dLRK	Fase	Voltas	Ranhura Entrada	Ranhura Saída
Camadas de enrolamentos	2	Enrolamento_1	-A	6	4T	3B
Tipo de enrolamento	Personalizado	Enrolamento_2	Α	6	3T	2B
Ramos em paralelo	1	Enrolamento_3	В	6	2T	1B
Condutores por ranhura	12	Enrolamento_4	-B	6	1T	12B
Número de fios	22	Enrolamento_5	-C	6	12T	11B
Tamanho do fio (AWG)	27.5	Enrolamento 6	С	6	11T	10B

Tabela 4.3 - Dados dos enrolamentos no RMxprt.

Fonte: Elaborado pelo autor.

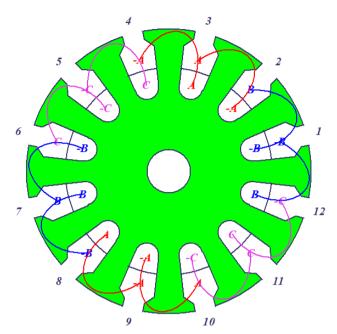


Figura 4.3 - Distribuição dLRK no RMxprt.

Fonte: Figura adaptada do RMxprt.

Para o material dos ímãs permanentes, foi escolhido o NdFe35 dentre os materiais da biblioteca do programa. Entretanto, a força coercitiva do material foi modificada para se adequar às condições de carga, discutidas no subitem 5.3.

A Figura 4.4 apresenta o modelo 2D criado após os passos descritos.

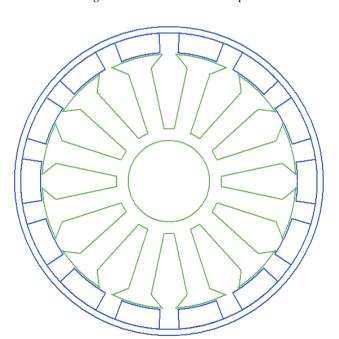


Figura 4.4 - Modelo 2D RMxprt.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Neste subitem foi desenvolvido o passo a passo para criação do modelo do motor no RMxprt. Este modelo, além apresentar seus próprios resultados, que serão vistos no subitem 5.3, também é responsável por gerar tanto o modelo 2D quanto o modelo do circuito de acionamento do Maxwell 2D, apresentado nos próximos itens.

4.2 MAXWELL 2D

O Maxwell 2D é uma ferramenta de análise através do método dos elementos finitos (MEF) que resolve problemas eletrostáticos, magnetostáticos, de correntes parasitas e transitórios em duas dimensões.

Apesar do Maxwell fornecer ferramentas de desenho e modelagem, elas não são muito otimizadas para desenhos complexos, quando comparadas a programas de modelagem 2D/3D, o que torna o processo de desenho da geometria muito demorado e até falho. Portanto, o modelo 2D analisado pelo Maxwell foi gerado através do RMxprt, uma vez que este modelo já possui as dimensões conferidas. Outra vantagem é que alguns parâmetros geométricos e de configuração do modelo são gerados já com otimizações, visando redução do tempo de simulação. Os próximos subitens apresentam uma breve explicação sobre o método dos elementos finitos e as configurações básicas do modelo do Maxwell 2D.

4.2.1 MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

O método dos elementos finitos é um método numérico muito útil para solução de equações diferenciais que envolvam problemas em regiões com contornos ou geometrias irregulares. Muito utilizado no campo de análise estrutural, este método também pode ser aplicado no campo do eletromagnetismo para cálculo e análise de grandezas como: campo elétrico, intensidade de fluxo elétrico, intensidade de campo magnético, densidade de fluxo elétrico e magnético, potencial magnético, torque eletromagnético, indutâncias, resistências, potência elétrica e energia. [36]

O método consiste, basicamente, em subdividir um domínio ou uma região em um número finito de elementos não sobrepostos, como ilustrado na Figura 4.5 [36]. Os elementos mais utilizados são: segmento de reta, triângulo e tetraedro, respectivamente para uma, duas e três dimensões [37].

i nó nº elemento nº contorno real contorno aproximado

Figura 4.5 - Uma subdivisão em elementos finitos típica para um domínio irregular.

Fonte: Figura adaptada de [36].

Com a finalidade de resolver a equação de Poisson assumindo o calibre de Coulomb para um contorno irregular, pode-se aproximar o potencial magnético para toda a região através do somatório do potencial magnético em cada elemento:

$$\nabla^2 A = -\mu J \tag{4.1}$$

$$A(x,y) \cong \sum_{e=1}^{N} A_e(x,y)$$
 (4.2)

Onde:

 $A = potencial \ magn\'etico \ [V \cdot s \cdot m^{-1}];$

 $\mu = permeabilidade magnética do meio [H/m];$

J = densidade de corrente elétrica [A/m²];

N = número de elementos.

A forma mais comum de aproximação do vetor potencial magnético no interior de um elemento triangular é a aproximação polinomial de grau um:

$$A_e(x,y) = \alpha_1 + \alpha_2 x + \alpha_3 y \tag{4.3}$$

Considerando um elemento triangular típico (Figura 4.6), os potenciais magnéticos A_{e1} , A_{e2} e A_{e3} nos nós 1, 2 e 3, respectivamente, são obtidos através da equação:

$$\begin{bmatrix} A_{e1} \\ A_{e2} \\ A_{e3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix}$$
(4.4)

Portanto, os coeficientes $\alpha_1,\,\alpha_2$ e α_3 podem ser determinados como

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2\Delta} \begin{bmatrix} (x_2 y_3 - x_3 y_2) & (x_3 y_1 - x_1 y_3) & (x_1 y_2 - x_2 y_1) \\ (y_2 - y_3) & (y_3 - y_1) & (y_1 - y_2) \\ (x_3 - x_2) & (x_1 - x_3) & (x_2 - x_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{e1} \\ A_{e2} \\ A_{e3} \end{bmatrix}$$
(4.5)

ou ainda como

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2\Delta} \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \\ c_1 & c_2 & c_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{e1} \\ A_{e2} \\ A_{e3} \end{bmatrix}$$
(4.6)

onde Δ é a área do triângulo [m²]:

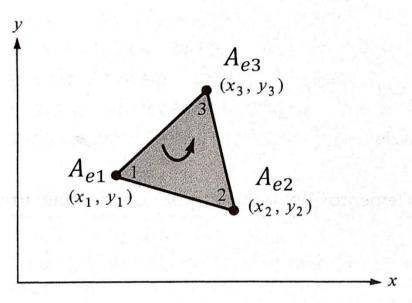
$$2\Delta = \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix} \tag{4.7}$$

Substituindo a equação (4.5) na equação (4.3), obtém-se

$$A_e = \sum_{i=1}^{3} \alpha_i(x, y) A_{ei}$$
 (4.8)

onde α_i são as funções lineares de interpolação denominadas funções de forma dos elementos.

Figura 4.6 - Elemento triangular típico.



Fonte: Figura adaptada de [36].

A fim de se resolver a equação (4.1) para uma região no plano xy, tem-se que a densidade de corrente é:

$$\vec{J} = J_z \hat{z} \longrightarrow \vec{A} = A(x, y) \hat{z} \tag{4.9}$$

Dessa forma, o vetor potencial magnético depende da posição xy e está na direção z, permitindo reescrever a equação (4.1) da seguinte forma:

$$\nabla^2 A = -\mu J = \nabla^2 A_z = -\mu J_z = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x^2} + \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y^2}$$
 (4.10)

Através do método dos resíduos ponderados (Galerkin) [38] a equação (4.10) pode ser resolvida para todo o domínio, resultando na seguinte equação:

$$\frac{1}{4\mu^{e}\Delta}\begin{bmatrix}b_{1}^{2}+c_{1}^{2} & b_{1}b_{2}+c_{1}c_{2} & b_{1}b_{3}+c_{1}c_{3}\\b_{1}b_{2}+c_{1}c_{2} & b_{2}^{2}+c_{2}^{2} & b_{2}b_{3}+c_{2}c_{3}\\b_{1}b_{3}+c_{1}c_{3} & b_{2}b_{3}+c_{2}c_{3} & b_{3}^{2}+c_{3}^{2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}A_{e1}\\A_{e2}\\A_{e3}\end{bmatrix}=\frac{J^{e}\Delta}{3}\begin{bmatrix}1\\1\\1\end{bmatrix}$$

$$(4.11)$$

ou simplesmente:

$$[S][A] = [R] \tag{4.12}$$

Onde [S] é uma matriz global com informações geométricas e magnéticas, [A] é um vetor contendo o potencial magnético nos nós dos elementos e [R] é um vetor contendo os valores das correntes nos nós. A matriz [S] é altamente esparsa, simétrica e singular, ou seja, o determinante é igual a zero. Por isso, há a necessidade da imposição de condições de contorno, que normalmente são as de Dirichlet (valor de A determinado na fronteira). [29], [36]

4.2.2 MODELO 2-D

O modelo 2D do Maxwell, construído a partir do modelo 2D do RMxprt pode ser observado de forma didática na Figura 4.7. Nela é possível ver as orientações dos ímãs, bem como a distribuição dLRK dos enrolamentos, na qual as cores vermelho, verde e azul representam as fases A, B e C respectivamente. As cores mais escuras e com preenchimento "cruz" indicam que o sentido da corrente é entrando no papel, enquanto as cores claras e com preenchimento "ponto" indicam que o sentido é saindo do papel. Ao observar a figura, também é possível notar uma simetria de 180° na máquina, que é aproveitada na geração do modelo 2D do Maxwell, para se otimizar o tempo de simulação, produzindo a geometria final mostrada na Figura 4.8.

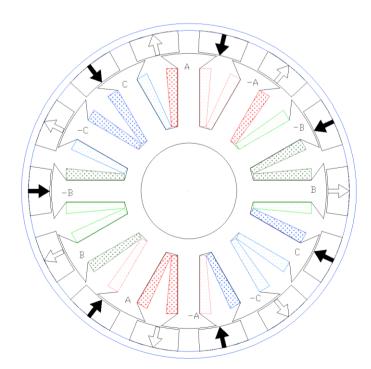


Figura 4.7 - Modelo 2-D da máquina no Maxwell.

Fonte: Elaborado pelo autor.

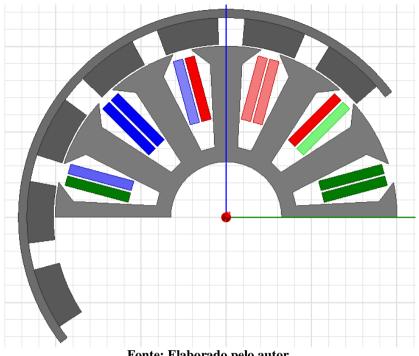


Figura 4.8 - Modelo 2-D da máquina com simetria.

A simulação do Maxwell foi realizada em conjunto com o Simplorer, outro programa do pacote Ansoft responsável por co-simular o circuito de acionamento, apresentado no subitem 2.2. Desta forma, cada bobina acima foi associada ao enrolamento de uma fase e cada enrolamento foi associado a uma indutância equivalente, ilustrado na Figura 4.9. Portanto, a corrente que passa nos enrolamentos do Maxwell depende do circuito do Simplorer, da mesma forma que a tensão induzida, representada pelas indutâncias "LPhase" no circuito do Simplorer dependem do Maxwell, de modo que estas variáveis são atualizadas em tempo real, a cada passo de simulação.

Os pulsos para o disparo das chaves controladas por tensão são originados no circuito no canto inferior direito da Figura 4.9, no qual o tempo de disparo está sincronizado com a posição rotórica do Maxwell. Além da geometria, o circuito de acionamento também foi gerado pelo RMxprt, com a adição de um voltímetro e amperímetro no ramo contínuo do circuito para medição da tensão e corrente de alimentação e de dois voltímetros entre as fases AB e BC. Os valores da indutância dos enrolamentos A indutância e resistência do modelo foram importados pelo modelo do RMxprt.

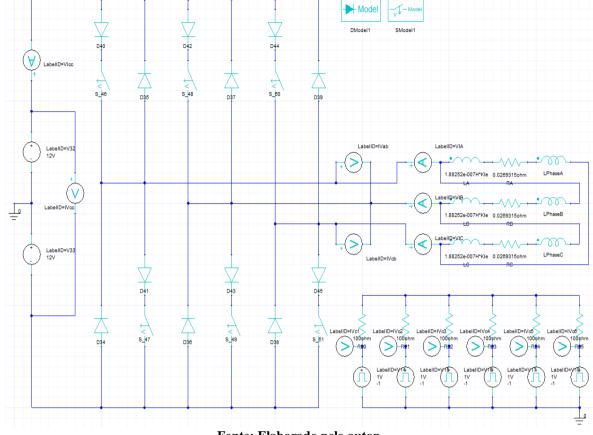


Figura 4.9 - Circuito equivalente no Simplorer.

Em seguida, foi definida uma banda de rolagem, que compreende a região entre o raio externo do rotor e o raio entre o ímã e o estator (metade do entreferro), a fim de definir que esta região está livre para girar conforme interação entre os campos, ao mesmo tempo que as outras regiões estão fixadas.

As condições de contorno foram definidas como vetor potencial igual a zero no limite externo da máquina, ou seja, no raio externo do rotor.

A definição da malha numa simulação de elementos finitos é um dos pontos mais importantes, visto que se o número de elementos for muito baixo, a precisão dos resultados pode ser comprometida, ao passo que se o número de elementos for muito grande, os requisitos computacionais serão extremamente altos. Portanto, foram criadas quatro malhas diferentes, visando otimizar pontos que necessitam de uma análise mais precisa do potencial magnético, economizando em áreas que não necessitam de tanta precisão. O número de elementos de cada malha foi refinado de acordo com uma análise de tentativa e erro, observando a convergência dos resultados e o tempo de simulação.

• Malha 1

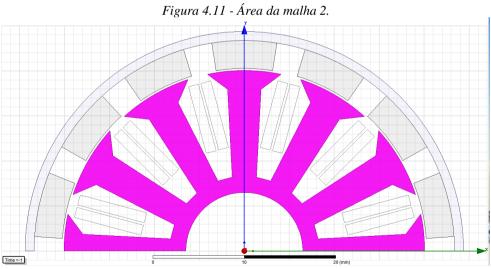
Definida no interior da área de todas as bobinas (Figura 4.10), possui um total de 174 elementos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.10 - Área da malha 1.

• Malha 2

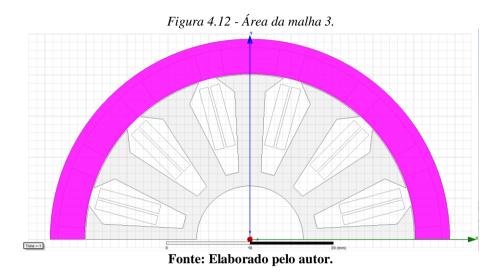
Definida no interior da área do estator (Figura 4.11), possui um total de 2294 elementos.



Fonte: Elaborado pelo autor.

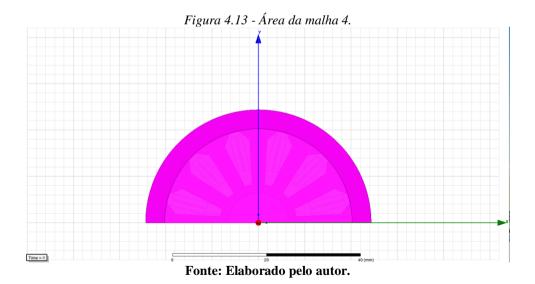
• Malha 3

Definida no interior da área da banda de rolagem (Figura 4.12), possui um total de 417 elementos.



• Malha 4

Definida no interior de toda a área da máquina (Figura 4.13), possui um total de 2290 elementos.



Embora algumas áreas não tenham sido definidas individualmente, o próprio programa otimiza os espaços de forma a combinar os elementos. Em outras palavras, se uma área for bem definida, os elementos ao redor dessa área também serão bem definidos para que ocorra o

fechamento da malha. O desenho final das malhas com um total de 7607 elementos pode ser observado na Figura 4.14.

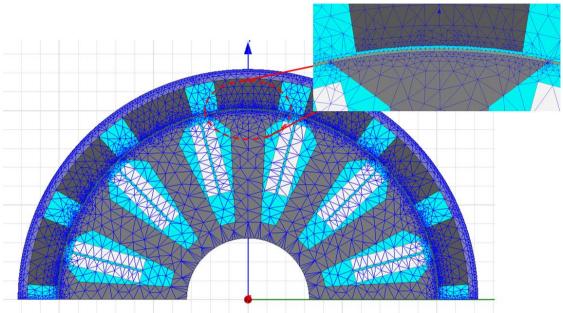


Figura 4.14 - Representação das malhas no Maxwell 2-D com detalhe no entreferro.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Este capítulo apresentou as configurações que levaram à modelagem do motor Hyperion ZS4045-12T pelo programa RMxprt e pelo Maxwell, bem como uma breve introdução ao método dos elementos finitos. Os resultados e configurações de simulação serão apresentados no próximo capítulo, nos subitens 5.3 e 5.4.

5 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Este capítulo apresenta, em um primeiro momento, os resultados obtidos através dos estudos dos capítulos 2 ao 4 de forma individual. Em seguida, esses resultados são comparados de forma unificada e discutidos.

Em todos os estudos foram considerados tensão de alimentação constante e nominal em 24 V e aumento linear da carga mecânica com o tempo. Em seguida, foram monitorados velocidade, potência de entrada, torque e eficiência para elaboração gráfica das curvas de performance vista por cada modelo.

5.1 RESULTADOS DO MODELO SIMPLIFICADO

A Tabela 5.1 resume os dados do motor estudado. Uma vez que o fabricante só fornece a corrente a vazio para 10V, um simples ensaio em vazio foi realizado para medição da corrente de magnetização na tensão de trabalho de 24V. O motor estudado, projetado inicialmente para utilização em propulsão de aeromodelos, apresenta uma faixa de corrente típica, que provavelmente é associada a variação na capacidade de troca térmica do motor dependendo do fluxo de ar que passa por ele.

Tabela 5.1 - Dados gerais Hyperion ZS4045-12T.

Motor Hyperion ZS4045-12T				
Peso (g)	621			
Kv (rpm/V)	247			
Tensão (V)	24			
Corrente de Mag. (A)	5,40			
Resist. Fase (Ω)	0.028			
Corrente Típica (A)	55-85			
Corrente Máxima (A)	95			
Potência Máxima (W)	2900			
Faixa de tensão (V)	22,2 - 44,4			

Fonte: Tabela adaptada de [39].

A Figura 5.1 foi gerada pela solução das equações desenvolvidas no subitem 2.2.4, considerando passos de corrente de 10 A e tensão constante igual a 24 V.

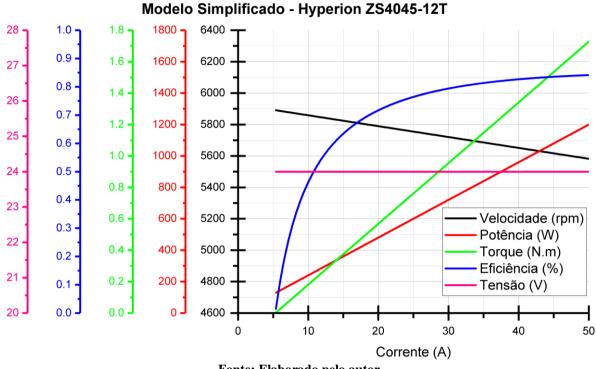


Figura 5.1 - Curvas características através do modelo matemático simplificado.

É possível observar que, conforme o esperado, o torque aumenta proporcionalmente com a corrente. Também é possível notar uma queda de velocidade entre o valor a vazio e o valor à plena carga. Essa queda se dá devido à queda de tensão nos enrolamentos do estator da máquina conforme o aumento da corrente, representada pela equação (2.21). Na escolha de um motor, é desejado que essa queda seja a menor possível para obtenção de uma máquina mais eficiente.

5.2 RESULTADOS DO FREIO ELETRODINÂMICO

O procedimento adotado para o ensaio foi baseado no procedimento para aquisição das curvas características empregado no subitem anterior. O motor foi colocado na velocidade máxima a vazio e, então, o disco foi freado sucessivamente, entretanto, os passos de torque não puderam ser constantes pois o ajuste através do autotransformador do regulador de frenagem não oferecia tamanha precisão.

Em cada etapa, através da leitura do osciloscópio e do medidor instalado no resistor shunt, foram registradas manualmente a tensão da bateria, corrente da bateria, tensão entre duas fases do motor, corrente em uma das fases do motor, além da velocidade, indicada na tela do computador pelo Arduino. O torque foi registrado através da leitura do display do regulador de frenagem e posteriormente ajustado conforme discutido no subitem 3.2.

Desta forma, a curva obtida deve apresentar a mesma característica vista na Figura 5.1, na qual a velocidade parte do ponto a vazio e vai decrescendo, linearmente, conforme a carga aumenta. A eficiência do motor pode ser calculada a partir da potência mecânica de saída sobre a potência elétrica de entrada.

Devido à baixa capacidade de fornecimento de fluxo de ar para a troca térmica do motor, a corrente de ensaio foi limitada a 40 A, visando evitar o sobreaquecimento do mesmo.

A Figura 5.2 mostra os pontos da curva de performance da máquina de acordo com a medição.

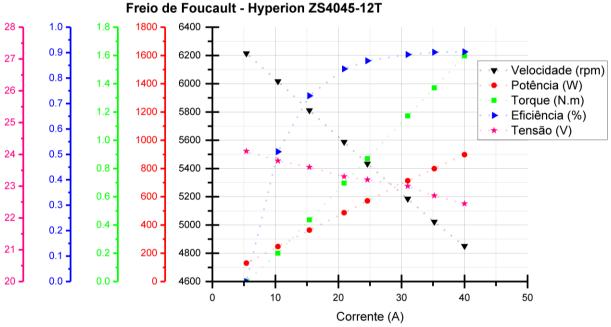


Figura 5.2 - Curvas características através do ensaio do Freio de Foucault.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando a Figura 5.2 é possível perceber o mesmo comportamento, de forma qualitativa, apresentado no modelo matemático simplificado, atentando mais uma vez ao fato de que a tensão não permaneceu constante ao longo do ensaio por conta da descarga das baterias utilizadas para alimentação. A velocidade no ensaio variou entre 6214 rpm (a vazio) e 4851 rpm (40 A), enquanto que o torque variou entre 0 e 1.60 N.m para a mesma faixa de corrente. O pico de eficiência foi 90,31% na carga máxima. A constante de velocidade (k_v) ideal, isto é, para a máquina a vazio é de 257,84 rpm/V.

A Figura 5.3 ilustra as formas de onda das tensões AB e BC, monitoradas pelo osciloscópio durante o ensaio, em um instante qualquer. Nela, é possível notar o formato trapezoidal discutido no subitem 2.1.2. Também é possível notar que sempre que há a passagem por zero em uma das fases, um pico de tensão surge em todas as fases, o que pode indicar o método de estimação da posição rotórica, também comentado no subitem 2.1.2.

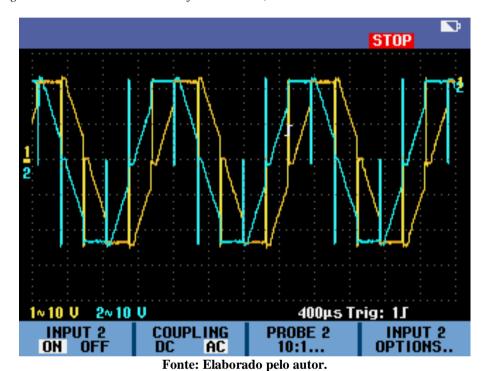


Figura 5.3 - Formas de onda entre fases AB e BC, medidas no ensaio do Freio de Foucault.

5.3 RESULTADOS DO RMXPRT

Nas simulações do RMxprt, o modo de análise escolhido foi o de torque constante. Neste modo, o torque permanece constante independente da velocidade e três variáveis são solicitadas: potência de saída de referência ($P_{out_{ref}}$), velocidade de referência (ω_{ref}) e tensão de referência(V_{ref}). O torque da carga pode ser calculado através da divisão $P_{out_{ref}}/\omega_{ref}$, enquanto que a velocidade da máquina é calculada por V_{ref} . Portanto, a velocidade inicial da máquina é sempre a velocidade máxima a vazio, uma vez que V_{ref} é mantida no valor nominal de 24 V, enquanto que $P_{out_{ref}}$ é variada de forma paramétrica em passos de 5 W até um total de 1080 W para um ω_{ref} fixo de 6120,5 rpm, que corresponde a uma variação do torque de 0 até 1,69 N.m. Em outras palavras, foram realizadas 217 simulações nas quais foram mantidos os valores de V_{ref} e ω_{ref} enquanto se variava o valor de $P_{out_{ref}}$.

Entretanto, a escolha do material NdFe35 padrão como material dos ímãs para a simulação resultou em uma constante de velocidade de 251,96 rpm/V, diferente do valor de 247,00 rpm/V fornecido pelo fabricante. Além disso, o material padrão resultou numa velocidade a vazio de 5661,04 rpm, diferente do valor de 6214,00 rpm medido no ensaio. Portanto foram criados dois casos, nos quais a força coercitiva do ímã padrão NdFe35 são manipuladas para se obter:

- Caso 1: constante de velocidade (k_v) igual à fornecida pelo fabricante;
- Caso 2: velocidade a vazio igual à medida em ensaio.

5.3.1 <u>Caso I</u>

O valor da força coercitiva dos ímãs foi ajustado para 104% do valor original, obtendo um valor de constante de velocidade de 247,00 rpm/V, o exato valor fornecido pelo fabricante.

A Figura 5.4 apresenta as curvas características das consecutivas simulações com aumento de carga do motor, utilizando o modelo completo do RMxprt, enquanto a Tabela 5.2 resume os resultados, alguns não expressados graficamente, para o instante no qual o torque é aproximadamente 1,5 N.m. A simulação levou um total de 3'58" num computador com processador Intel® Core™ i7-2600 @4.1Ghz, 16GB DDR3-1600MHz e disco rígido de 2TB SATA3 7200rpm.

Tabela 5.2 - Resultados da simulação do RMxprt para o Caso 1.

Carga de 1.5 N.m	
Corrente média de entrada (A)	37.015
Corrente RMS de armadura (A)	18.339
Potência de saída (W)	804.87
Potência de entrada (W)	888.37
Eficiência (%)	90.601%
Velocidade (rpm)	5137.5
Torque (N.m)	1.4960
Velocidade à vazio (rpm)	5847.0
Corrente média de entrada à vazio (A)	5.5699
Constante de velocidade Ideal (rpm/V)	247.00
Resistência de da fase da armadura (Ω)	0.02693
Força coercitiva dos ímãs (kA/m)	925.00
Densidade de fluxo residual (T)	1.2784

Fonte: Elaborado pelo autor.

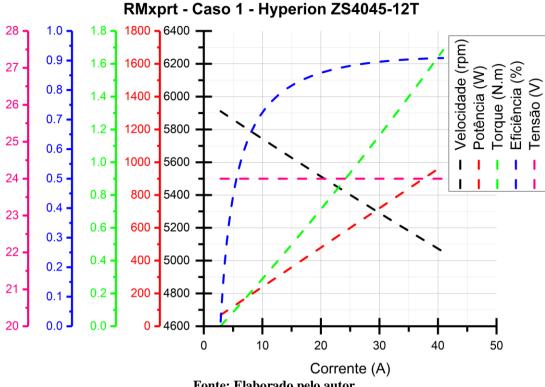


Figura 5.4 - Curvas características para o caso 1 pelo RMxprt.

O comportamento das curvas se repetiu, novamente, de forma qualitativa. É interessante notar que a resistência calculada pelo modelo, de 0,02693 Ω, para os dados inseridos é muito próxima à fornecida pelo fabricante, 0,02800 Ω. Outra vantagem da simulação feita pelo RMxprt é mostrar resultados além dos expressados graficamente, como consumo de material, informações dos ímãs, do rotor, das ranhuras do estator e dos enrolamentos. Esses resultados são mostrados em forma de tabela no APÊNDICE A.

5.3.2 CASO II

O valor da força coercitiva dos ímãs foi ajustado para 92,13% do valor original, obtendo um valor de velocidade a vazio de 6214,5 rpm, comparado à 6214,0 rpm medido no ensaio de frenagem no item 5.2.

A Figura 5.5 apresenta as curvas características das consecutivas simulações com aumento de carga do motor, utilizando o modelo completo do RMxprt, enquanto a Tabela 5.3 resume os resultados, alguns não expressados graficamente, para o instante no qual o torque é aproximadamente 1,5 N.m.

RMxprt - Caso 2 - Hyperion ZS4045-12T 1800 -6400 28 -1.0 -1.8 0.9 1.6 1600 6200 27 0.8 1400 6000 1.4 26 0.7 1200 5800 1.2 25 0.6 1000 5600 1.0 24 0.5 0.8 800 5400 -0.4 23 600 5200 0.6 Velocidade (rpm) 0.3 Potência (W) 22 5000 400 0.4 0.2 Torque (N.m) - Eficiência (%) 4800 0.2 200 0.1 Tensão (V) 0.0 0.0 -**0 J** 4600

Figura 5.5 - Curvas características para o caso 2 pelo RMxprt.

10

20

30

Corrente (A)

40

50

Tabela 5.3 - Resultados da simulação do RMxprt para o Caso 2.

Carga de 1.5 N.m	
Corrente média de entrada (A)	38.359
Corrente RMS de armadura (A)	19.513
Potência de saída (W)	837.46
Potência de entrada (W)	920.61
Eficiência (%)	90.968%
Velocidade (rpm)	5344.7
Torque (N.m)	1.4963
Velocidade à vazio (rpm)	6214.5
Corrente média de entrada à vazio (A)	5.4048
Constante de velocidade Ideal (rpm/V)	262.79
Resistência de da fase da armadura (Ω)	0.02693
Força coercitiva dos ímãs (kA/m)	820.00
Densidade de fluxo residual (T)	1.1333

Fonte: Elaborado pelo autor.

Foi possível observar que para se obter a velocidade a vazio, encontrada no ensaio com freio de Foucault, a força coercitiva dos ímãs precisou ser reduzida, levando ao aumento da constante de velocidade. A simulação levou um total de 4'12". Os resultados completos desta simulação são encontrados em forma de tabela no APÊNDICE B.

5.4 RESULTADOS DO MAXWELL 2D

A modificação feita no material dos ímãs realizada nos dois casos analisados pelo RMxprt também gerou os mesmos dois casos no Maxwell.

- Caso 1: constante de velocidade (k_v) igual à fornecida pelo fabricante;
- Caso 2: velocidade a vazio igual à medida em ensaio.

Ao contrário da simulação realizada no RMxprt, onde se variava a potência de saída (torque de carga) e se observava a velocidade e outras variáveis, a simulação do Maxwell irá observar o comportamento do torque, tensão e corrente variando parametricamente a velocidade nominal. Portanto, a tensão foi mantida constante e nominal, ao passo que a velocidade variou do valor correspondente a vazio até o valor correspondente à potência máxima (1080W) utilizada no RMxprt, totalizando 14 simulações.

O tempo de simulação de 3 ms com passo de 0,1µs foi escolhido por ser o suficiente para a máquina entrar em regime. Vale ressaltar que como há co-simulação entre o Maxwell e o Simplorer, o passo da simulação é definido pelo circuito externo, para ambas simulações. O resíduo não-linear foi mantido padrão (0,0001).

5.4.1 Caso I

Neste caso, a velocidade variou entre 5851,55 rpm (velocidade à vazio) e 5054,00 rpm (potência máxima RMxprt), num total de 14 divisões iguais. A simulação levou um total de 24:33 minutos, em um computador com processador Intel® Core™ i7-2600 @4.1Ghz, 16GB DDR3-1600MHz e disco rígido de 2TB SATA3 7200rpm.

A Figura 5.6 apresenta o comportamento do torque para as diferentes velocidades nominais ensaiadas, enquanto a Figura 5.7, ilustra a resposta do torque elétrico para a condição de carregamento de aproximadamente 1,5 N.m (5177 rpm). O torque médio nos últimos instantes (em regime) é de 1,4845 N.m, com ondulação de 6,68%.

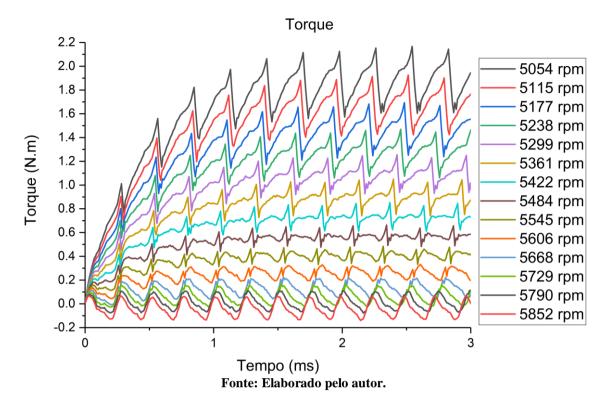
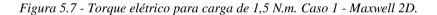
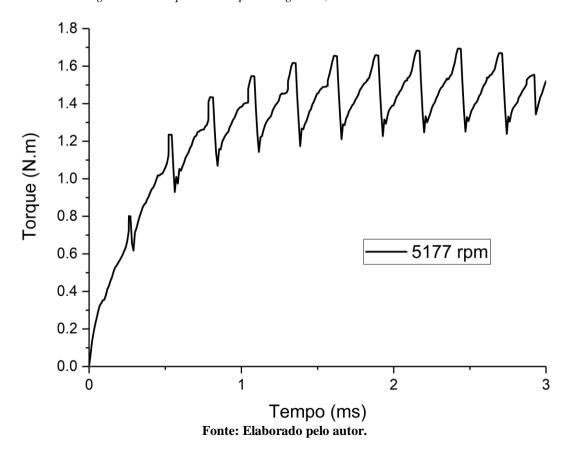


Figura 5.6 - Curvas de torque para diferentes velocidades. Caso 1 - Maxwell 2D.





A Figura 5.8 mostra em detalhe a forma de onda da tensão entre fases A e B para o carregamento de aproximadamente 1,5 N.m. É possível notar o mesmo comportamento trapezoidal encontrado pela leitura do osciloscópio (Figura 5.3) e discutido no subitem 2.1. Além disso, também é possível observar o mesmo comportamento dos picos de tensão, sempre que há a passagem de zero de uma das fases.

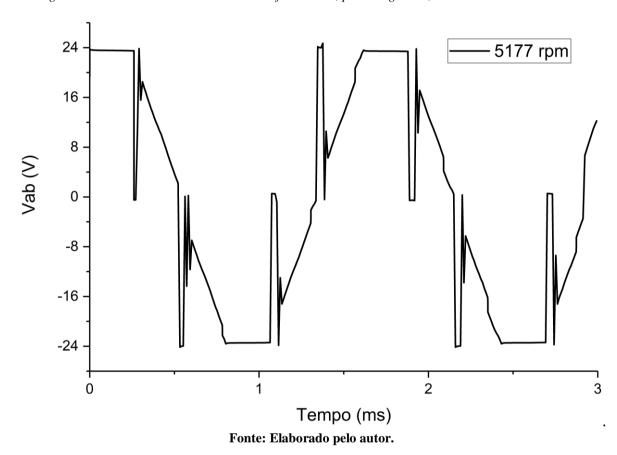


Figura 5.8 - Forma de onda da tensão entre fases A e B, para carga de 1,5 N.m. Caso I - Maxwell 2D.

A Figura 5.9 mostra a forma de onda da corrente na fase B, para o carregamento de aproximadamente 1,5 N.m. É possível notar que a corrente tem o formato aproximado de uma onda quadrada, conforme discutido no subitem 2.1.

A Figura 5.10 ilustra a corrente de entrada, do lado contínuo do inversor.

Figura 5.9 - Forma de onda da corrente de armadura da fase B, para carga de 1,5 N.m. Caso 1 - Maxwell 2D.

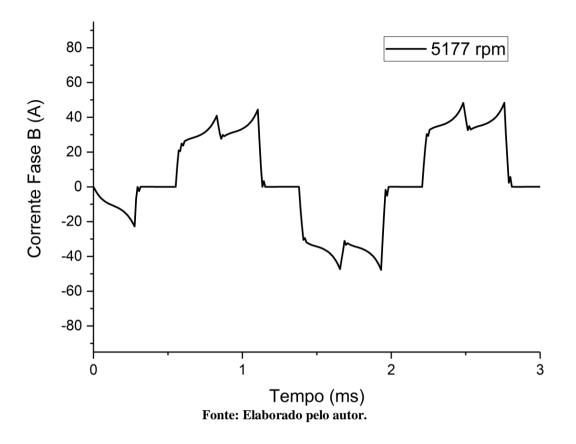
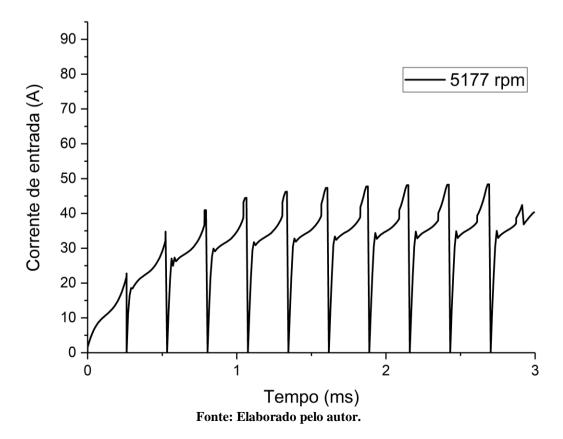


Figura 5.10 - Forma de onda da corrente de entrada, para carga de 1,5 N.m. Caso 1 - Maxwell 2D.



Cada condição de carregamento simulada, pode ser vista como um paralelo de um ensaio de bancada, no qual se parte de uma velocidade inicial e então se aplica uma carga externa de frenagem. Portanto, a Figura 5.11, utiliza a velocidade, torque médio, corrente de entrada média e tensão de alimentação, em de regime permanente, para cada condição de carregamento da Figura 5.6, formando um gráfico semelhante ao das análises anteriores.

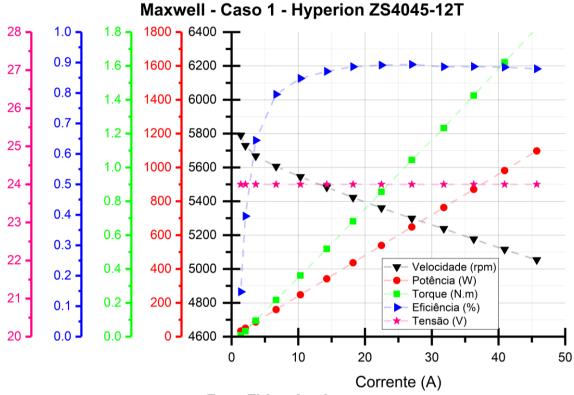


Figura 5.11 - Curvas características para o caso 1 pelo Maxwell 2D.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Além da simulação paramétrica que gerou os resultados vistos até o momento, foi realizada uma outra simulação, com o propósito de observar as linhas de fluxo, densidade de fluxo e densidade de corrente em um movimento completo de 360° mecânicos. Portanto, o tempo de simulação foi estendido para 9,66 ms, o tempo necessário para a condição de 1,5 N.m (5177 rpm) realizar uma volta completa, com passo de 0,1µs, salvando um total de 360 campos.

A Figura 5.12 ilustra as linhas de fluxo, a densidade de fluxo magnético e a densidade de corrente nos enrolamentos no instante t = 1,05 ms. Essa ferramenta permite identificar pontos de concentração das linhas de fluxo e possíveis pontos de aquecimento da máquina. Além disso, ao analisar essa imagem para cada instante de tempo, é possível observar a rotação da máquina e se a ordem de acionamento dos enrolamentos está adequada. Não obstante, com

essa ferramenta é possível avaliar a troca dos materiais dos ímãs e laminado, além da bitola do condutor, através do estudo do fluxo, visando encontrar o melhor balanço entre a perda ôhmica e a perda magnética. [40]

J [A/m^2] B [tesla] 1.7033E+007 3.3725E+000 3.1477E+000 2.9229E+000 1.4762F+007 1.2491E+007 1.0220E+007 2,6982E+000 2.4734E+000 5.6777E+006 2.2486E+000 3.4066E+006 2.0238E+000 1.1355E+006 1.7990E+000 -1.1355E+006 1.5742E+000 -3.4066E+006 1.3494E+000 -5.6777E+006 1.1246E+000 7.9488E+006 8.9985E-001 1.0220F+007 6.7506E-001 4.5028E-001 -1.4762E+007 2. 2549E-001 1.7033E+007 6.9862E-004 Δ [Wb/m] 3.2548E-003 2.3892E-003 1.9564E-003 1.5236E-003 1.0908E-003 6.5797E-004 2.2516E-004 -2.0765E-004 =0.00104856s =5112.000000rpm n =55.732832deg -6 4046F-004 -1.0733E-003 -1.5061E-003 -1.9389E-003 -2.3717E-003 -3.2373E-003

Figura 5.12 - Resultado dos campos para o instante t = 1,05 ms, para um carregamento de 1,5 N.m. Caso 1 - Maxwell 2-D.

5.4.2 <u>Caso II</u>

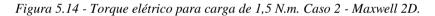
Neste caso, a velocidade variou entre 6214,52 rpm (velocidade à vazio) e 5246,00 rpm (potência máxima RMxprt), num total de 14 divisões iguais. A simulação levou um total de 25:45 minutos, em um computador com processador Intel® CoreTM i7-2600 @4.1Ghz, 16GB DDR3-1600MHz e disco rígido de 2TB SATA3 7200rpm.

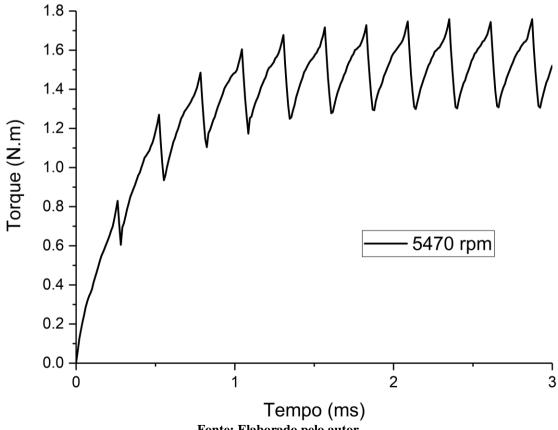
Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.13 apresenta o comportamento do torque para as diferentes velocidades nominais ensaiadas, enquanto a Figura 5.14 ilustra a resposta do torque elétrico para a condição de carregamento de aproximadamente 1,5 N.m (5470 rpm). O torque médio nos últimos instantes (em regime) é de 1,5446 N.m, com ondulação de 8,22%.

Torque 2.6 -2.4 5246 rpm 2.2 5321 rpm 2.0 5395 rpm 1.8 5470 rpm Torque (N.m) 1.6 5544 rpm 5619 rpm 1.4 5693 rpm 1.2 5768 rpm 1.0 5842 rpm 8.0 5917 rpm 0.6 5991 rpm 0.4 6066 rpm 0.2 6140 rpm 0.0 6215 rpm -0.2 2 1 3 Tempo (ms) Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.13 - Curvas de torque para diferentes velocidades. Caso 2 - Maxwell 2D.





A Figura 5.15 mostra em detalhe a forma de onda da tensão entre fases A e B para o carregamento de aproximadamente 1,5 N.m. É possível notar o mesmo comportamento trapezoidal encontrado pela leitura do osciloscópio (Figura 5.3) e discutido no subitem 2.1. Além disso, também é possível observar o mesmo comportamento dos picos de tensão, sempre que há a passagem de zero de uma das fases.

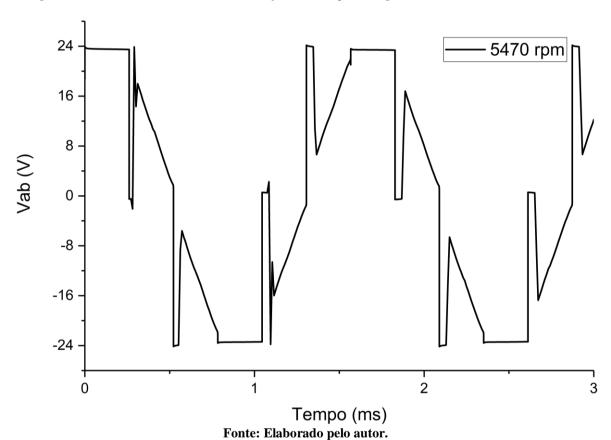


Figura 5.15 - Forma de onda da tensão entre fases A e B, para carga de 1,5 N.m. Caso 2 - Maxwell 2D.

A Figura 5.16 mostra a forma de onda da corrente na fase B, para o carregamento de aproximadamente 1,5 N.m. É possível notar que a corrente tem o formato aproximado de uma onda quadrada, conforme discutido no subitem 2.1.

A Figura 5.17 ilustra a corrente de entrada, do lado contínuo do inversor.

Figura 5.16 - Forma de onda da corrente de armadura da fase B, para carga de 1,5 N.m. Caso 2 - Maxwell 2D.

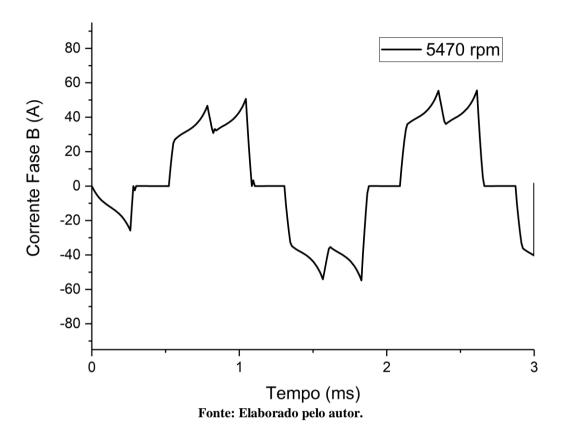
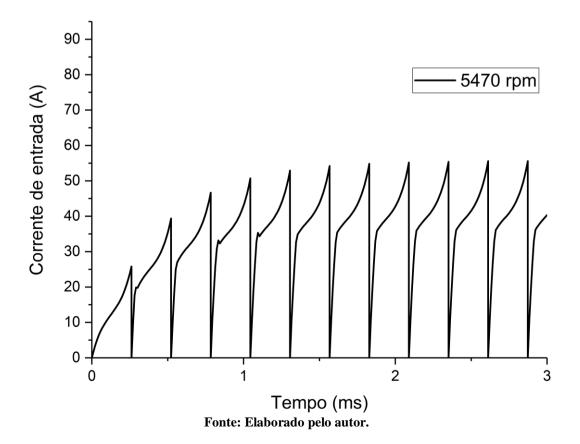


Figura 5.17 - Forma de onda da corrente de entrada, para carga de 1,5 N.m. Caso 2 - Maxwell 2D.



A Figura 5.18, utiliza a velocidade, torque médio, corrente média e tensão de alimentação, em de regime permanente, para cada condição de carregamento da Figura 5.13, formando um gráfico semelhante ao das análises anteriores.

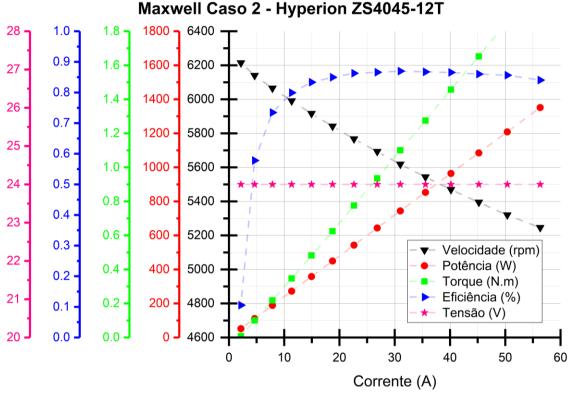


Figura 5.18 - Curvas características para o caso 2 pelo Maxwell 2D.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Além da simulação paramétrica que gerou os resultados vistos até o momento, foi realizada uma outra simulação, com o propósito de observar as linhas de fluxo, densidade de fluxo e densidade de corrente em um movimento completo de 360° mecânicos. Portanto, o tempo de simulação foi estendido para 9,66 ms, o tempo necessário para a condição de 1,5 N.m (5470 rpm) realizar uma volta completa, com passo de 0,1µs, salvando um total de 360 campos.

A Figura 5.19 ilustra as linhas de fluxo, a densidade de fluxo magnético e a densidade de corrente nos enrolamentos no instante t = 1,67 ms.

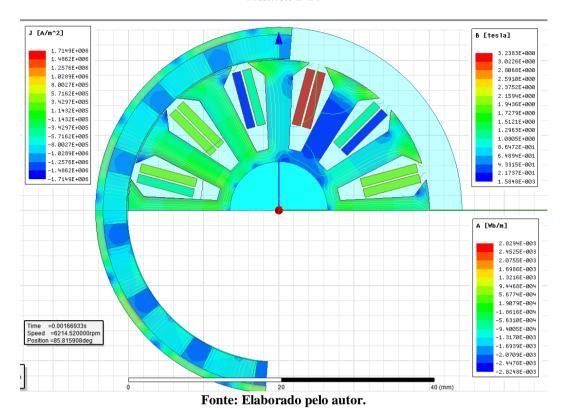


Figura 5.19 - Resultado dos campos para o instante t = 1,67 ms, para um carregamento de 1,5 N.m. Caso 2 - Maxwell 2-D.

5.5 ANÁLISE COMPARATIVA DOS RESULTADOS

De forma a melhorar a visualização e comparação de cada um dos parâmetros obtidos pelos quatro métodos apresentados, estes serão mostrados de forma individual. Sendo assim, para cada variável estudada, será apresentada uma única figura contendo as curvas de cada um dos métodos.

A velocidade, ilustrada na Figura 5.20, é a variável cujo valor mais se diferencia entre os métodos. É possível notar que, qualitativamente, o comportamento de todos os métodos é semelhante. Além disso, é possível observar a semelhança entre o comportamento do caso 1 entre os dois métodos, assim como é possível notar semelhança entre o comportamento do caso 2 entre os dois métodos.

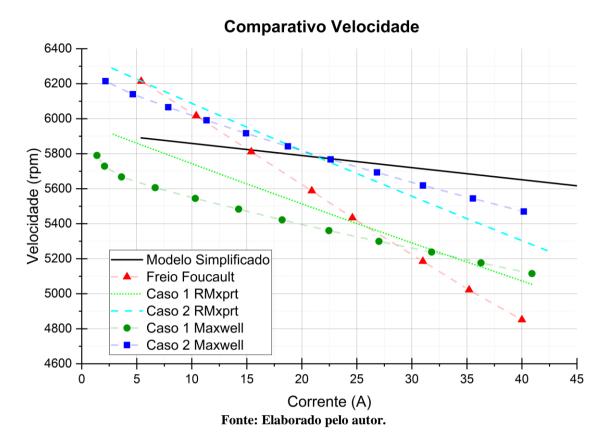


Figura 5.20 - Comparativo da velocidade entre os métodos.

Conforme mencionado anteriormente, é visível a diferença da velocidade inicial entre o caso 1, cujo k_v é igual ao fornecido pelo fabricante, e a velocidade do ensaio experimental pelo freio de Foucault. Por outro lado, mesmo o caso 2 procurando se aproximar do freio de Foucault pelo ajuste da força coercitiva do ímã, a velocidade final da frenagem se apresentou a mais baixa entre todos os métodos. Esse fato pode ser explicado pela variação da tensão que, devido a descarga da bateria, não permaneceu constante no valor nominal de 24 V, conforme mostrado na Figura 5.2.

O modelo simplificado, apresentado no subitem 2.2, embora demonstre o comportamento qualitativo da velocidade, foi o que apresentou o valor final mais alto, tornando-se o modelo mais conservador, do ponto de vista de queda de velocidade. Os resultados observados para a velocidade podem se diferenciar em até 11,32% entre os métodos.

A Figura 5.21 apresenta o comparativo do torque entre os métodos. Nela é possível observar que todos os métodos adotaram o mesmo princípio de aumento gradativo e linear da carga. Também é possível notar que, somente no modelo simplificado e na frenagem de Foucault, a máquina oferece torque a partir de 5,4 A. Nas simulações foi constatado que a

máquina é capaz de produzir torque para correntes mais baixas, o que é de se esperar, uma vez que as condições reais de operação de uma máquina englobam um adicional de carga devido aos rolamentos, inércia, atrito que irá impactar diretamente no aumento da corrente.

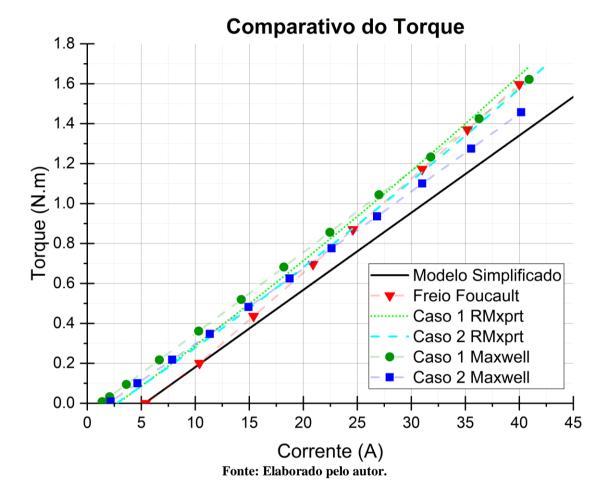


Figura 5.21 - Comparativo do torque entre os métodos

Também é possível reparar que, conforme desenvolvido no subitem 2.2, ao diminuir a força coercitiva do ímã no caso 2, este tem a velocidade aumentada e o torque diminuído. Portanto, o caso 1, que teve a força coercitiva do ímã aumentada foi, de forma geral, o método que apresentou maior torque dos estudados.

A Figura 5.22 mostra o comparativo da potência de entrada entre os métodos. É possível notar que até 22A, aproximadamente, todos os métodos possuem a mesma potência, até que a queda de tensão observada no método do freio de Foucault começa a manifestar-se. Esse fato comprova, mais uma vez, que o método de configuração e análise de todos os métodos foi o mesmo.

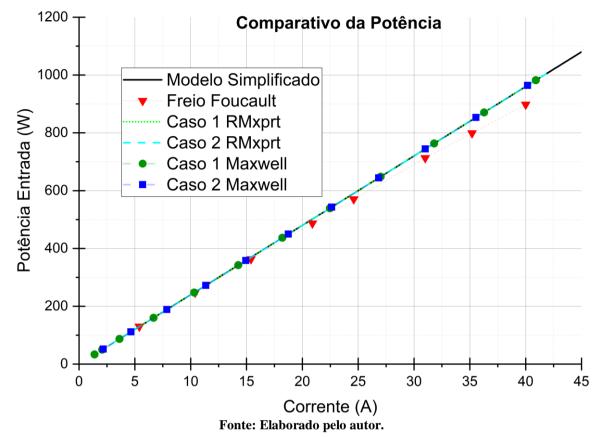


Figura 5.22 - Comparativo da potência de entrada entre os métodos.

A Figura 5.23 apresenta o comparativo da eficiência do motor entre os métodos. Nele é possível observar que todos os métodos apresentam o mesmo comportamento qualitativamente. Numericamente os métodos apresentaram uma diferença de até 6,92% na eficiência. Nota-se um deslocamento para a esquerda dos resultados apresentados pelas simulações do RMxprt e do Maxwell que indicam, mais uma vez, que, teoricamente, a máquina é capaz de gerar torque com uma corrente menor que a de 5,4A encontrada no ensaio. Entretanto é possível observar que a taxa na qual a máquina chega à eficiência máxima e também o valor do máximo é próximo entre todos os métodos, com a exceção do modelo simplificado, devido justamente às suas simplificações.

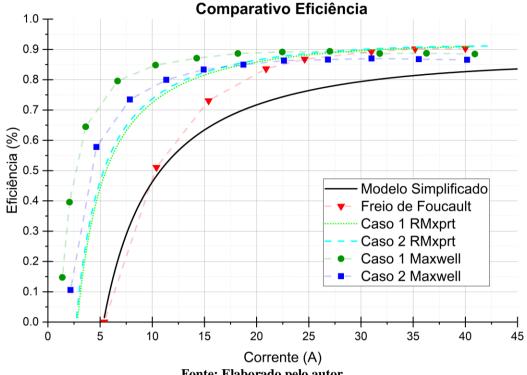


Figura 5.23 - Comparativo da eficiência entre os métodos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Este capítulo apresentou os resultados individuais e discussões obtidos por cada um dos métodos descritos nos capítulos anteriores, bem como as configurações que levaram a este desfecho. Em seguida, foi feita uma análise comparativa, seguida de discussão, entre as principais variáveis das curvas características do motor BLDC, objeto de estudo do trabalho.

6 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou e desenvolveu quatro métodos para análise da performance de um motor BLDC. Embora tenham apresentado as mesmas características qualitativamente, numericamente os resultados se diferenciam em até 11,32% na velocidade e 6,92% na eficiência, para o carregamento máximo de 40 A.

O motor BLDC estudado apresentou eficiência acima de 85% para valores de carregamento a partir de 33% do máximo, tornando essa máquina ideal para diferentes condições de carregamento. Além disso, foi possível observar que este motor apresenta uma oscilação de torque de no máximo 8,22% e uma queda de velocidade máxima de 11,99%.

No que diz respeito aos métodos estudados, o modelo simplificado se destaca entre os demais pela disparidade dos resultados numéricos, o que é de se esperar pois se trata do método com mais aproximações e linearizações. Entretanto, quando se pretende obter a ordem de grandeza do comportamento de uma máquina, este método se apresentou suficiente

O freio de Foucault se destaca do restante por ensaiar as características da máquina como ela é. Portanto, espera-se que os resultados deste método, ou de qualquer outro que envolva o ensaio físico da máquina, apresente os resultados mais próximos à operação real da mesma. Entretanto, a precisão desses ensaios se limita à qualidade dos equipamentos de medição utilizados. Esta mesma razão se apresenta como a maior dificuldade de aplicação deste método conforme a potência da máquina ensaiada é aumentada, uma vez que o custo de equipamentos capazes de medir torques elevados e suprir energia para a alimentação das máquinas aumenta proporcionalmente com a potência.

O RMxprt se destaca dos outros métodos, principalmente pela facilidade de modelagem e configuração, quando o objetivo é somente observar as curvas de performance de um motor existente ou de um projeto estabelecido, uma vez que este método fornece cálculos rápidos e de precisão considerável quanto às principais variáveis de interesse de uma máquina elétrica.

O Maxwell 2D, por sua vez, se destaca dos demais métodos quando se deseja uma análise mais profunda da máquina, sendo capaz de apresentar cálculos de precisão considerável acerca das principais variáveis de interesse de uma máquina elétrica e também das condições de campo para qualquer carregamento. Este método torna possível uma análise profunda de otimização da máquina, permitindo, por exemplo, minimizar as perdas modificando a razão

perda ôhmica por perda de magnetização. Além disso, este método permite verificar, do ponto de vista eletromagnético, o impacto de qualquer escolha construtiva de uma máquina. É possível mudar o material do núcleo, dos ímãs ou dos condutores e observar se haverá concentração das linhas de fluxo, podendo indicar perdas excessivas no ferro, ou ainda, introduzir métodos de redução de oscilação de torque, como a inclinação do estator ou rotor (skew).

Sendo assim, os métodos de simulação computacional se apresentam como alternativas eficientes quanto à análise do comportamento e projeto de uma máquina elétrica, oferendo cálculos rápidos e suficientemente precisos com segurança.

A seguir, são apontados alguns temas para a continuidade do estudo apresentado neste trabalho:

- Impacto da queda de tensão das baterias no funcionamento da máquina;
- Impacto de diferentes métodos de acionamento na eficiência da máquina;
- Estudo de otimização da geometria do motor analisado;
- Estudo de otimização das perdas do motor analisado;
- Projeto de motor otimizado para atendimento de carga específica.

REFERÊNCIAS

- [1] MMA e D. Mendes, "Pesquisa mostra crescimento da consciência ambiental no Brasil", 23-maio-2006. [Online]. Disponível em: http://www.mma.gov.br/informma/item/3318-pesquisa-mostra-crescimento-da-consciencia-ambiental-no-brasil. [Acessado: 26-out-2017].
- [2] Portal Solar, "ENERGIA FOTOVOLTAICA | Portal Solar Tudo sobre Energia Solar Fotovoltaica". [Online]. Disponível em: https://www.portalsolar.com.br/energia-fotovoltaica.html. [Acessado: 26-out-2017].
- [3] O. US EPA, "Global Greenhouse Gas Emissions Data", *US EPA*, 12-jan-2016. [Online]. Disponível em: https://www.epa.gov/ghgemissions/global-greenhouse-gas-emissions-data. [Acessado: 26-out-2017].
- [4] FS-UNEP Collaborating Centre, "Global Trends in Renewable Energy Investment 2016", Frankfurt School, Financeiro, 2016.
- [5] J. Gerdes, "The Global Electric Vehicle Movement: Best Practices From 16 Cities", Forbes, 11-maio-2012. [Online]. Disponível em: https://www.forbes.com/sites/justingerdes/2012/05/11/the-global-electric-vehicle-movement-best-practices-from-16-cities/. [Acessado: 26-out-2017].
- [6] US Department of Energy, "Fact #918: March 28, 2016 Global Plug-in Light Vehicle Sales Increased by About 80% in 2015 | Department of Energy", 28-mar-2016. [Online]. Disponível em: https://energy.gov/eere/vehicles/fact-918-march-28-2016-global-plug-light-vehicle-sales-increased-about-80-2015. [Acessado: 26-out-2017].
- [7] Revista Autoesporte, "Como a Tesla conseguiu superar Ford e General Motors em valor de mercado", *revistaautoesporte.globo.com*, 11-abr-2017. [Online]. Disponível em: http://revistaautoesporte.globo.com/Noticias/noticia/2017/04/como-tesla-conseguiu-superar-ford-e-da-general-motors-em-valor-de-mercado.html. [Acessado: 26-out-2017].
- [8] A. C. Madrigal, "All the Promises Automakers Have Made About the Future of Cars", *The Atlantic*, 07-jul-2017.

- [9] S. Pham, "China wants to ban gas and diesel cars", *CNNMoney*, 11-set-2017. [Online]. Disponível em: http://money.cnn.com/2017/09/11/news/china-gas-electric-carban/index.html. [Acessado: 26-out-2017].
- [10] Automotive Business, "Brasil tem frota de só 2,5 mil carros elétricos e híbridos", 11-ago-2016. [Online]. Disponível em: http://www.automotivebusiness.com.br/noticia/24441/brasil-tem-frota-de-so-25-mil-carros-eletricos-e-hibridos. [Acessado: 26-out-2017].
- [11] ScienCentral, "An Outline of the History of the Transistor", 2015. [Online]. Disponível em: http://www.pbs.org/transistor/album1/. [Acessado: 26-out-2017].
- [12] M. H. Rashid, *Power electronics: devices, circuits, and applications*, Fourth edition. Upper Saddle River, NJ: Pearson, 2014.
 - [13] "History of the battery", Wikipedia. 20-out-2017.
- [14] National Imports LLC, "Rare-Earth Magnets Patents and History". [Online]. Disponível em: http://www.rareearth.org/magnets_patents_history.htm. [Acessado: 26-out-2017].
- [15] J. F. Gieras, *Permanent magnet motor technology: design and applications*, 3rd ed. Boca Raton: CRC Press, 2010.
- [16] K. T. Chau, C. C. Chan, e Chunhua Liu, "Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no 6, p. 2246–2257, jun. 2008.
- [17] S. Richard M., *Acionamento, Comando e Controle de Máquinas Elétricas*. Rio de Janeiro: UFRJ/WEG, 2009.
- [18] J. R. Hendershot e T. J. E. Miller, *Design of brushless permanent-magnet machines*. Venice, Florida: Motor Design Books, 2010.
- [19] C. C. Chan, K. T. Chau, J. Z. Jiang, W. Xia, M. Zhu, e R. Zhang, "Novel permanent magnet motor drives for electric vehicles", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no 2, p. 331–339, abr. 1996.

- [20] I. Husain, *Electric and hybrid vehicles: design fundamentals*, 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2011.
- [21] J. Pyrhonen, T. Jokinen, e V. Hrabovcová, *Design of rotating electrical machines*, Second edition. Chichester, West Sussex, United Kingdom: Wiley, 2014.
- [22] M. Riaz, "Three-Phase Sinusoidally Distributed Windings", *ANIMATION OF ELECTRIC MACHINES*, 02-dez-2016. [Online]. Disponível em: http://people.ece.umn.edu/users/riaz/animations/abcvec.html. [Acessado: 20-out-2017].
- [23] R. F. Zarr, "Motor Drivers Advance In Consumer Products", *Electronic Design*, 27-mar-2014. [Online]. Disponível em: http://www.electronicdesign.com/analog/motor-drivers-advance-consumer-products. [Acessado: 26-out-2017].
- [24] M. Ehsani, Y. Gao, e A. Emadi, *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design*, 2nd ed. Boca Raton: CRC Press, 2010.
- [25] L. Y, B. N.P.G, N. Ramesh, e S. K, "Sensorless Vector Control of BLDC Using Extended Kalman Filter", 2015, p. 43–55.
- [26] Digikey, "Controlling Sensorless BLDC Motors via Back EMF | DigiKey". [Online]. Disponível em: https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2013/jun/controllingsensorless-bldc-motors-via-back-emf. [Acessado: 26-out-2017].
- [27] "Bavaria-direct", *Homebuilt Electric Motors*, 26-set-2014. [Online]. Disponível em: http://www.bavaria-direct.co.za/info/#prettyPhoto. [Acessado: 26-out-2017].
- [28] S. D. Shivraj e G. T. Archana, "International Journal of Advances in Engineering & Technology", *Math. Model. Simul. Three Phase BLDC Mot. Using MatlabSimulink*, vol. 7, n° 5, p. 1426–1433, nov. 2014.
- [29] A. D. P. Juliani, "Análise do Campo Magnético de um Motor de Ímã Permanente no Rotor Utilizando o Método dos Elementos Finitos", Mestrado, Universidade Federal de São Carlos, São Carlos, 2007.
- [30] D. C. Hanselman, *Brushless permanent magnet motor design*, 2. ed. Lebanon, Ohio: Magna Physics Publishing, 2006.

- [31] V. B. Bhandari, *Design of machine elements*. New Delhi: Tata McGraw-Hill, 2010.
- [32] F. K. Micco, "Avaliação de metodologia para o dimensionamento de um freio de Foucault", Graduação, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2015.
- [33] Zhi-ding Ying, Xin-fu Xu, e Jian-an Zhu, "Analysis of simulation design of the disc eddy current braking device", 2010.
- [34] M. H. Partovi e E. J. Morris, "Canadian Journal of Physics", *Electrodynamics of a magnet moving through a conducting pipe*, vol. 84, n° 4, p. 253–271, abr-2006.
- [35] G. Ireson e J. Twidle, "Magnetic braking revisited: activities for the undergraduate laboratory", *Eur. J. Phys.*, vol. 29, n° 4, p. 745–751, jul. 2008.
- [36] M. N. O. Sadiku, *Elements of electromagnetics*, 5th ed., International ed. New York: Oxford University Press, 2011.
- [37] J.-M. Jin, *The finite element method in electromagnetics*, 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, 2002.
- [38] S. J. Salon, *Finite element analysis of electrical machines*. New York: Springer Science+Business Media, 1995.
- [39] Hyperion, "Hyperion Zs4035 and Zs4045 Series Outrunners Data", 24-maio-2009. [Online]. Disponível em: http://media.hyperion.hk/dn/zs/zs4035-45.htm. [Acessado: 27-out-2017].
- [40] P. M. Dusane, "Simulation of a Brushless DC Motor in ANSYS Maxwell 3D", Mestrado, Czech Technical University, Praga, 2016.

APÊNDICE A RESULTADOS DO RMXPRT: 1,5 N.M – CASO 1

GENERAL DATA	
Rated Output Power (kW):	0.965
Rated Voltage (V):	24
Number of Poles:	14
Given Rated Speed (rpm):	6120.5
Frictional Loss (W):	0
Windage Loss (W):	0
Rotor Position:	Outer
Type of Load:	Constant Torque
Type of Circuit:	L3
Lead Angle of Trigger in Elec. Degrees:	0
Trigger Pulse Width in Elec. Degrees:	120
One-Transistor Voltage Drop (V):	0
One-Diode Voltage Drop (V):	0
Operating Temperature (C):	75
Maximum Current for CCC (A):	0
Minimum Current for CCC (A):	0

STATOR DATA	
Number of Stator Slots:	12
Outer Diameter of Stator (mm):	40.1
Inner Diameter of Stator (mm):	13
Type of Stator Slot:	3
Stator Slot	
hs0 (mm):	0.001
hs1 (mm):	2.2
hs2 (mm):	9.55
bs0 (mm):	2.22

bs1 (mm):	5.7
bs2 (mm):	1.64
rs (mm):	0
Top Tooth Width (mm):	3.71763
Bottom Tooth Width (mm):	2.69584
Skew Width (Number of Slots)	0
Length of Stator Core (mm):	46.2
Stacking Factor of Stator Core:	0.95
Type of Steel:	M36_29G_3DSF0.950
Designed Wedge Thickness (mm):	0.398275
Slot Insulation Thickness (mm):	0
Layer Insulation Thickness (mm):	0
End Length Adjustment (mm):	0
Number of Parallel Branches:	1
Number of Conductors per Slot:	12
Type of Coils:	20
Average Coil Pitch:	1
Number of Wires per Conductor:	22
Wire Diameter (mm):	0.34
Wire Wrap Thickness (mm):	0
Slot Area (mm^2):	43.7627
Net Slot Area (mm^2):	42.7509
Limited Slot Fill Factor (%):	75
Stator Slot Fill Factor (%):	71.3866
Coil Half-Turn Length (mm):	51.6451

ROTOR DATA	
Minimum Air Gap (mm):	0.225
Outer Diameter (mm):	48.75
Length of Rotor (mm):	46.2

Stacking Factor of Iron Core:	1	
Type of Steel:	M36_29G_3DSF0.950	
Polar Arc Radius (mm):	20.275	
Mechanical Pole Embrace:	0.693461	
Electrical Pole Embrace:	0.685492	
Max. Thickness of Magnet (mm):	3.1	
Width of Magnet (mm):	6.28464	
Type of Magnet:	NdFe35_mod	
Type of Rotor:	1	
Magnetic Shaft:	No	

PERMANENT MAGNET DATA	
Residual Flux Density (Tesla):	1.27837
Coercive Force (kA/m):	925
Maximum Energy Density (kJ/m^3):	295.623
Relative Recoil Permeability:	1.09981
Demagnetized Flux Density (Tesla):	0.111342
Recoil Residual Flux Density (Tesla):	1.27837
Recoil Coercive Force (kA/m):	925

MATERIAL CONSUMPTION	
Armature Copper Density (kg/m^3):	8900
Permanent Magnet Density (kg/m^3):	7400
Armature Core Steel Density (kg/m^3):	7700
Rotor Core Steel Density (kg/m^3):	7700
Armature Copper Weight (kg):	0.132206
Permanent Magnet Weight (kg):	0.100784
Armature Core Steel Weight (kg):	0.204476
Rotor Core Steel Weight (kg):	0.0533649
Total Net Weight (kg):	0.490831

Armature Core Steel Consumption (kg):	0.627785
Rotor Core Steel Consumption (kg):	0.0533649

STEADY STATE PARAMETERS	
Stator Winding Factor:	0.933013
D-Axis Reactive Inductance Lad (H):	8.58E-06
Q-Axis Reactive Inductance Laq (H):	8.58E-06
D-Axis Inductance L1+Lad(H):	5.85E-05
Q-Axis Inductance L1+Laq(H):	5.85E-05
Armature Leakage Inductance L1 (H):	4.99E-05
Zero-Sequence Inductance L0 (H):	3.78E-05
Armature Phase Resistance R1 (ohm):	0.0269315
Armature Phase Resistance at 20C (ohm):	0.0221533
D-Axis Time Constant (s):	0.000318523
Q-Axis Time Constant (s):	0.000318523
Ideal Back-EMF Constant KE (Vs/rad):	0.0386612
Start Torque Constant KT (Nm/A):	0.029297
Rated Torque Constant KT (Nm/A):	0.0404509

NO-LOAD MAGNETIC DATA	
Stator-Teeth Flux Density (Tesla):	1.83624
Stator-Yoke Flux Density (Tesla):	1.60914
Rotor-Yoke Flux Density (Tesla):	2.7501
Air-Gap Flux Density (Tesla):	0.883081
Magnet Flux Density (Tesla):	0.885356
Stator-Teeth By-Pass Factor:	0.00840847
Stator-Yoke By-Pass Factor:	0.000105158
Rotor-Yoke By-Pass Factor:	0.0765782

Stator-Teeth Ampere Turns (A.T):	114.789
Stator-Yoke Ampere Turns (A.T):	1.6248
Rotor-Yoke Ampere Turns (A.T):	572.675
Air-Gap Ampere Turns (A.T):	192.023
Magnet Ampere Turns (A.T):	-881.567
Armature Reactive Ampere Turns	
at Start Operation (A.T):	2592.61
Leakage-Flux Factor:	1
Correction Factor for Magnetic	
Circuit Length of Stator Yoke:	0.387874
Correction Factor for Magnetic	
Circuit Length of Rotor Yoke:	0.337266
No-Load Speed (rpm):	5980.46
Cogging Torque (N.m):	0.00156556

FULL-LOAD DATA	
Average Input Current (A):	37.1775
Root-Mean-Square Armature Current (A):	18.4354
Armature Thermal Load (A^2/mm^3):	194.493
Specific Electric Loading (A/mm):	21.0727
Armature Current Density (A/mm^2):	9.22959
Frictional and Windage Loss (W):	0
Iron-Core Loss (W):	56.2788
Armature Copper Loss (W):	27.4591
Transistor Loss (W):	0
Diode Loss (W):	0
Total Loss (W):	83.7379
Output Power (W):	808.521
Input Power (W):	892.259
Efficiency (%):	90.6151

Rated Speed (rpm):	5133.99
Rated Torque (N.m):	1.50386
Locked-Rotor Torque (N.m):	39.0459
Locked-Rotor Current (A):	1332.76

WINDING ARRANGEMENT	
Angle per slot (elec. degrees):	210
Phase-A axis (elec. degrees):	150
First slot center (elec. degrees):	0

TRANSIENT FEA INPUT DATA	
For Armature Winding:	
Number of Turns:	24
Parallel Branches:	1
Terminal Resistance (ohm):	0.0269315
End Leakage Inductance (H):	1.88E-07
2D Equivalent Value:	
Equivalent Model Depth (mm):	46.2
Equivalent Stator Stacking Factor:	0.95
Equivalent Rotor Stacking Factor:	1
Equivalent Br (Tesla):	1.27837
Equivalent Hc (kA/m):	925
Estimated Rotor Moment of Inertia (kg m^2):	0.00019866

APÊNDICE B RESULTADOS DO RMXPRT: 1,5 N.M – CASO 2

GENERAL DATA	
Rated Output Power (kW):	0.965
Rated Voltage (V):	24
Number of Poles:	14
Given Rated Speed (rpm):	6120.5
Frictional Loss (W):	0
Windage Loss (W):	0
Rotor Position:	Outer
Type of Load:	Constant Torque
Type of Circuit:	L3
Lead Angle of Trigger in Elec. Degrees:	0
Trigger Pulse Width in Elec. Degrees:	120
Trigger Pulse Width in Elec. Degrees: One-Transistor Voltage Drop (V):	-
	120
One-Transistor Voltage Drop (V):	120
One-Transistor Voltage Drop (V): One-Diode Voltage Drop (V):	120 0 0

STATOR DATA	
Number of Stator Slots:	12
Outer Diameter of Stator (mm):	40.1
Inner Diameter of Stator (mm):	13
Type of Stator Slot:	3
Stator Slot	
hs0 (mm):	0.001
hs1 (mm):	2.2
hs2 (mm):	9.55

bs0 (mm):	2.22
bs1 (mm):	5.7
bs2 (mm):	1.64
rs (mm):	0
Top Tooth Width (mm):	3.71763
Bottom Tooth Width (mm):	2.69584
Skew Width (Number of Slots)	0
Length of Stator Core (mm):	46.2
Stacking Factor of Stator Core:	0.95
Type of Steel:	M36_29G_3DSF0.950
Designed Wedge Thickness (mm):	0.398275
Slot Insulation Thickness (mm):	0
Layer Insulation Thickness (mm):	0
End Length Adjustment (mm):	0
Number of Parallel Branches:	1
Number of Conductors per Slot:	12
Type of Coils:	20
Average Coil Pitch:	1
Number of Wires per Conductor:	22
Wire Diameter (mm):	0.34
Wire Wrap Thickness (mm):	0
Slot Area (mm^2):	43.7627
Net Slot Area (mm^2):	42.7509
Limited Slot Fill Factor (%):	75
Stator Slot Fill Factor (%):	71.3866
Coil Half-Turn Length (mm):	51.6451

ROTOR DATA	
Minimum Air Gap (mm):	0.225
Outer Diameter (mm):	48.75

Length of Rotor (mm):	46.2
Stacking Factor of Iron Core:	1
Type of Steel:	M36_29G_3DSF0.950
Polar Arc Radius (mm):	20.275
Mechanical Pole Embrace:	0.693461
Electrical Pole Embrace:	0.685492
Max. Thickness of Magnet (mm):	3.1
Width of Magnet (mm):	6.28464
Type of Magnet:	NdFe35_mod1
Type of Rotor:	1
Magnetic Shaft:	No

PERMANENT MAGNET DATA	
Residual Flux Density (Tesla):	1.13326
Coercive Force (kA/m):	820
Maximum Energy Density (kJ/m^3):	232.318
Relative Recoil Permeability:	1.09981
Demagnetized Flux Density (Tesla):	6.92E-05
Recoil Residual Flux Density (Tesla):	1.13326
Recoil Coercive Force (kA/m):	820

MATERIAL CONSUMPTION	
Armature Copper Density (kg/m^3):	8900
Permanent Magnet Density (kg/m^3):	7400
Armature Core Steel Density (kg/m^3):	7700
Rotor Core Steel Density (kg/m^3):	7700
Armature Copper Weight (kg):	0.132206
Permanent Magnet Weight (kg):	0.100784
Armature Core Steel Weight (kg):	0.204476

Rotor Core Steel Weight (kg):	0.0533649
Total Net Weight (kg):	0.490831
Armature Core Steel Consumption (kg):	0.627785
Rotor Core Steel Consumption (kg):	0.0533649

STEADY STATE PARAMETERS	
Stator Winding Factor:	0.933013
D-Axis Reactive Inductance Lad (H):	8.58E-06
Q-Axis Reactive Inductance Laq (H):	8.58E-06
D-Axis Inductance L1+Lad(H):	5.85E-05
Q-Axis Inductance L1+Laq(H):	5.85E-05
Armature Leakage Inductance L1 (H):	4.99E-05
Zero-Sequence Inductance L0 (H):	3.78E-05
Armature Phase Resistance R1 (ohm):	2.69E-02
Armature Phase Resistance at 20C (ohm):	0.0221533
D-Axis Time Constant (s):	0.000318523
Q-Axis Time Constant (s):	0.000318523
Ideal Back-EMF Constant KE (Vs/rad):	0.0363386
Start Torque Constant KT (Nm/A):	0.0270603
Rated Torque Constant KT (Nm/A):	0.0390421

NO-LOAD MAGNETIC DATA	
Stator-Teeth Flux Density (Tesla):	1.72593
Stator-Yoke Flux Density (Tesla):	1.51247
Rotor-Yoke Flux Density (Tesla):	2.58489
Air-Gap Flux Density (Tesla):	0.830029
Magnet Flux Density (Tesla):	0.832167

Stator-Teeth By-Pass Factor:	0.0045389
Stator-Yoke By-Pass Factor:	6.78E-05
Rotor-Yoke By-Pass Factor:	0.051938
Stator-Teeth Ampere Turns (A.T):	58.2407
Stator-Yoke Ampere Turns (A.T):	1.06899
Rotor-Yoke Ampere Turns (A.T):	435.878
Air-Gap Ampere Turns (A.T):	180.487
Magnet Ampere Turns (A.T):	-675.374
Armature Reactive Ampere Turns	
at Start Operation (A.T):	2592.61
Leakage-Flux Factor:	1
Correction Factor for Magnetic	
Circuit Length of Stator Yoke:	0.419207
Correction Factor for Magnetic	
Circuit Length of Rotor Yoke:	0.328691
No-Load Speed (rpm):	6362.7
Cogging Torque (N.m):	0.0013831

FULL-LOAD DATA	
Average Input Current (A):	38.5239
Root-Mean-Square Armature Current (A):	19.6147
Armature Thermal Load (A^2/mm^3):	220.172
Specific Electric Loading (A/mm):	22.4208
Armature Current Density (A/mm^2):	9.82001
Frictional and Windage Loss (W):	0
Iron-Core Loss (W):	52.3356
Armature Copper Loss (W):	31.0847
Transistor Loss (W):	0
Diode Loss (W):	0

Total Loss (W):	83.4202
Output Power (W):	841.154
Input Power (W):	924.574
Efficiency (%):	90.9774
Rated Speed (rpm):	5340.51
Rated Torque (N.m):	1.50406
Locked-Rotor Torque (N.m):	36.0649
Locked-Rotor Current (A):	1332.76

WINDING ARRANGEMENT	
Angle per slot (elec. degrees):	210
Phase-A axis (elec. degrees):	150
First slot center (elec. degrees):	0

TRANSIENT FEA INPUT DATA		
For Armature Winding:		
Number of Turns:	24	
Parallel Branches:	1	
Terminal Resistance (ohm):	0.0269315	
End Leakage Inductance (H):	1.88E-07	
2D Equivalent Value:		
Equivalent Model Depth (mm):	46.2	
Equivalent Stator Stacking Factor:	0.95	
Equivalent Rotor Stacking Factor:	1	
Equivalent Br (Tesla):	1.13326	
Equivalent Hc (kA/m):	820	
Estimated Rotor Moment of Inertia (kg m^2):	0.00019866	