

GEYVERSON TEIXEIRA DE PAULA

**Projeto de uma máquina síncrona com
ímã permanente no rotor**

São Carlos
2011

GEYVERSON TEIXEIRA DE PAULA

Projeto de uma máquina síncrona com ímã permanente no rotor

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
à Escola de Engenharia de São Carlos, da
Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase
em Sistemas de Energia e Automação

ORIENTADOR: Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro

São Carlos
2011

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

P325p Paula, Geyverson Teixeira de
Projeto de uma máquina síncrona com ímã permanente no rotor / Geyverson Teixeira de Paula ; orientador José Roberto Boffino de Almeida Monteiro -- São Carlos, 2011.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com ênfase em Sistemas de Energia e Automação) -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2011.

1. Máquina síncrona. 2. Ímã. 3. Rotor externo.
4. Veículos elétricos. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Geyverson Teixeira de Paula

Título: "Projeto de uma Máquina Síncrona com Ímã Permanente no Rotor"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 21/01/2011,

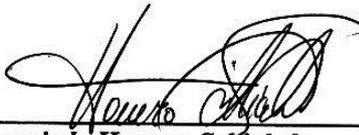
com NOTA 9,8 (Nove, Oito), pela comissão julgadora:



Prof. Associado Diógenes Pereira Gonzaga - EESC/USP



Prof. Dr. Manoel Luís de Aguiar - EESC/USP



Prof. Associado Homero Schiabel
Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica
EESC/USP

Dedicatória:

Aos meus pais, verdadeiros heróis, que inúmeras vezes se sacrificaram para ver o sonho de seus filhos serem alcançados.

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro pela excelente orientação ao longo deste trabalho e esclarecimento de inúmeras dúvidas sobre máquinas elétricas e eletrônica de potência.

Ao Prof. Dr. Diógenes Pereira Gonzaga que me apresentou o incrível universo das máquinas elétricas.

Ao Prof. Dr. Manoel Luís de Aguiar pelo apoio e incentivo em estudar a aplicação de máquinas elétricas em veículos elétricos.

Aos meus grandes amigos, Oureste E. Batista, Thales E. P. de Almeida e Tiago de Arruda Russolo pela companhia nos momentos de estudos e nas inúmeras empreitadas durante os cinco anos de curso.

Sumário

AGRADECIMENTOS	I
SUMÁRIO.....	III
ÍNDICE DE FIGURAS	VII
ÍNDICE DE TABELAS.....	IX
RESUMO	XI
ABSTRACT	XIII
1 INTRODUÇÃO	1
2 OBJETIVO	3
3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	5
4 DIMENSIONAMENTO DA MÁQUINA	7
4.1 Discriminação das características necessárias aos motores utilizados em veículos elétricos.....	8
4.2 Especificações gerais ditadas no objetivo do projeto	9
4.3 Limitações dimensionais.....	9
4.4 Escolha do ímã e cálculo do entreferro	10
4.5 Escolha do número de polos e número de ranhuras	12
4.6 Distribuição das bobinas de cada fase no estator	14
4.7 Cálculo do fluxo/polo e dimensionamento inicial (Dia. externo, interno, etc..).....	16
4.8 Cálculo do número de espiras por bobina	18
4.9 Dimensionamento do dente do estator	19

4.10	Cálculo da área de cada ranhura e dimensionamento dos condutores	22
4.11	Cálculo/Estimativa do valor da resistência em cada fase	24
4.12	Estimativa da corrente e torque para uma determinada velocidade	24
4.13	Cálculo das perdas magnéticas e resistivas	25
4.14	Análise térmica	26
4.15	Simulação em elementos finitos para validação do projeto	28
4.16	Ajustes paramétricos, caso necessário, e repetição da simulação	28
5	RESULTADOS DE PROJETOS, SIMULAÇÕES E OTIMIZAÇÕES.....	29
5.1	Especificações do motor	30
5.2	Escolha do ímã e suas implicações	31
5.3	Escolha do número de polos e número de ranhuras	32
5.4	Distribuição das bobinas de cada fase no estator	32
5.5	Cálculo do fluxo/polo e dimensionamento inicial	34
5.6	Cálculo do número de espiras por bobina.....	35
5.7	Dimensionamento do estator	37
5.8	Cálculo da área de cada ranhura e dimensionamento dos condutores	38
5.9	Simulações	41
6	CONCLUSÃO.....	65
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	67
8	APÊNDICE A.....	69
8.1	Fluxo concatenado pela fase A.....	69
8.2	Constante de Velocidade da fase A.....	71
8.3	Cogging Torque	73

8.4	Torque	75
-----	--------------	----

Índice de Figuras

Figura 1 - Classificação de motores para Veículos Elétricos.....	2
Figura 2 – a) Diâmetro do eixo; b) Diâmetro interno livre; c) Distância entre as pontas do garfo.	10
Figura 3 - Determinação do PC através da curva de histerese (HANSELMAN, 1994)	11
Figura 4 - Massa x Número de polos (GIERAS e WING, 2002)	13
Figura 5 - Dimensões físicas.....	18
Figura 6 - Dimensões do dente.....	20
Figura 7 - Fluxo na sapata do dente (MEEKER, 2010).	21
Figura 8 - Área da ranhura.....	23
Figura 9 - Perdas no núcleo ferromagnético (HANSELMAN, 1994).	26
Figura 10 - Classes Térmicas segundo norma NEMA MG1 12.15-16	27
Figura 11 - Determinação do ponto de operação do ímã (Magnequench, 2011).....	31
Figura 12 - Diagrama de distribuição das bobinas.	33
Figura 13 - Enrolamento do estator.....	34
Figura 14 - Enrolamento simplificado do estator	36
Figura 15 - Curva T x w e de eficiência para condutor #1 AWG.....	40
Figura 16 - Curva T x w e de eficiência para condutor #7 AWG	40
Figura 17 - Curva T x w e de eficiência para condutor #14 AWG	41
Figura 18 - Perfil do Fluxo concatenado por cada fase	42
Figura 19 - Perfil da Constante de Velocidade.....	42
Figura 20 - Perfil de Cogging Torque	43
Figura 21 - Perfil de Torque	43
Figura 22 - Comparativo de Fluxo concatenado com mudança no arco magnético	44
Figura 23 - Comparativo de Constante de Velocidade com mudança no arco magnético....	45
Figura 24 - Comparativo de Cogging Torque com mudança no arco magnético	46
Figura 25- Comparativo de Torque com mudança no arco magnético	47
Figura 26 - Comparativo de Fluxo concatenado com inclinação no pacote do estator	48
Figura 27 - Comparativo de Constante de Velocidade com inclinação no pacote do estator	49
Figura 28 - Comparativo de Cogging Torque com inclinação no pacote do estator.....	50
Figura 29 - Comparativo de Torque com inclinação no pacote do estator.....	51
Figura 30 - Comparativo de Fluxo concatenado para modelo de dentes retos.....	52
Figura 31 - Comparativo da Constante de Velocidade para modelo de dentes retos	53
Figura 32 - Comparativo de Cogging Torque para modelo de dentes retos	54
Figura 33 - Comparativo de Torque para modelo de dentes retos	55

Figura 34 - Dentes com diferentes espessuras	56
Figura 35 - Comparativo de fluxo concatenado para modelo de dentes desiguais	56
Figura 36 - Comparativo de Constante de Velocidade para modelo de dentes desiguais	57
Figura 37 - Comparativo de Cogging Torque para modelo de dentes desiguais	58
Figura 38 - Comparativo de Torque para modelo de dentes desiguais	59
Figura 39 - Densidade de fluxo magnético no motor	61
Figura 40 - Densidade de fluxo magnético no motor com dentes retos	61
Figura 41 - Perdas por Histerese e Foucault.....	62
Figura 42 - Dinâmica térmica	63
Figura 43 - Temperatura x Corrente.....	63

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Lista de passos para projeto da máquina síncrona.	7
Tabela 2 - Classes térmicas para os ímãs de NdFeB (K&J Magnetics, 2011).....	27
Tabela 3 - Comparativo de Fluxo concatenado com mudança no arco magnético.....	45
Tabela 4 - Comparativo de Constante de Velocidade com mudança no arco magnético	45
Tabela 5 - Comparativo de Cogging Torque com mudança no arco magnético	46
Tabela 6 - Comparativo de Torque com mudança no arco magnético	47
Tabela 7 - Comparativo de Fluxo concatenado com inclinação no pacote do estator	48
Tabela 8 - Comparativo de Constante de Velocidade com inclinação no pacote do estator.	49
Tabela 9 - Comparativo de Cogging Torque com inclinação no pacote do estator	50
Tabela 10 - Comparativo de Torque com inclinação no pacote do estator	50
Tabela 11 - Comparativo de Fluxo concatenado para modelo de dentes retos	52
Tabela 12 - Comparativo da Constante de Velocidade para modelo de dentes retos	53
Tabela 13 - Comparativo de Cogging Torque para modelo de dentes retos	54
Tabela 14 - Comparativo de Torque para modelo de dentes retos.....	55
Tabela 15 - Comparativo de fluxo concatenado para modelo de dentes desiguais	57
Tabela 16 - Comparativo de Constante de Velocidade para modelo de dentes desiguais ...	58
Tabela 17 - Comparativo de Cogging Torque para modelo de dentes desiguais	59
Tabela 18 - Comparativo de Torque para modelo de dentes desiguais	60
Tabela 19 - Dimensões da máquina	64

Resumo

Paula, G. T., Projeto De Uma Máquina Síncrona Com Ímã Permanente No Rotor. 2011. Trabalho de conclusão de curso - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2011.

O presente trabalho trata do projeto de uma máquina síncrona de ímã permanente no rotor, cuja aplicação é voltada para sistemas de tração veicular do tipo *direct-drive*. Mais precisamente, a máquina projetada é destinada para o uso em motocicletas uma vez que, os parâmetros observados são compatíveis com uma motocicleta com motorização de 250cc, levando em conta ainda, as dimensões da roda onde a máquina será disposta. Os sistemas de tração *direct-drive* são baseados na atuação direta, sem sistema de redução, do motor na roda do veículo. Desta forma, a eficiência global do sistema de tração é superior aos convencionais por eliminar consideravelmente as perdas mecânicas devidas ao sistema de redução. Com base nos parâmetros de torque máximo e potência máxima de uma moto de 250cc, realiza-se o projeto e dimensionamento da máquina. Por fim, faz-se a simulação do projeto em um software de elementos finitos a fim de que se possa otimizar a máquina e corrigir possíveis falhas no dimensionamento.

Palavras-chave: Máquina Síncrona, Ímã, Rotor Externo, Veículos Elétricos.

Abstract

Paula, G. T., Design Of An Outer-Rotor Permanent Magnet Synchronous Machine. 2011. Final Paper – School of Engineering of São Carlos, University of São Paulo, São Carlos, 2011.

This work describes the design of a direct-drive permanent magnet synchronous machine that is suitable for electric motorcycles. The machine is designed to develop the same power that is developed by a conventional 250cc motorcycle engine. One of the goals of this work is to design an outer-rotor machine that is coupled directly to the wheel (direct-drive or in-wheel motor), so that is necessary to know the dimensions and arrangements of the wheels. The direct-drive systems don't need any gearbox to drive the vehicle, so that the global efficiency is higher than conventional systems (internal combustion engine + gearbox + wheels). The design and performance of the machine are assessed by means of simulations using the finite element method. The finite element method is the main tool to optimize the machine's design.

Key-Word: Synchronous Machine, Outer-Rotor Motor, Electric Vehicle, *brushless*.

1 Introdução

Desde a criação dos primeiros motores elétricos rotativos - em meados do século XIX -, até os dias atuais, os motores vêm aumentando cada vez mais sua participação no cotidiano. Isto se dá graças as mais variadas formas, tamanhos e técnicas de construção, além é claro, da evolução das técnicas de controle e acionamento, e cada vez mais indispensável, a eletrônica embarcada que age como elo entre o motor e o sistema de controle e acionamento.

No dia a dia, encontram-se motores sendo utilizados em diversas aplicações, sendo estas industriais (robôs, servo sistemas, automação), domésticas (geladeira, ar condicionado, máquinas de lavar roupa), comerciais (computadores, impressoras, scanners), transportes (Trolebus, elevadores, veículos elétricos), equipamentos para a área de saúde (cadeira de rodas, compressores de ar, equipamento de reabilitação), ferramentaria (furadeira, esmeril), entre outras (GIERAS e WING, 2002).

Segundo (GIERAS e WING, 2002), em países industrializados, em torno de 65% da energia elétrica disponível é consumida por motores elétricos. Para se ter uma noção da quantidade de motores instalados no mundo, pode-se usar como base a quantidade de motores produzidos, são mais de 5 bilhões de unidades por ano, abrangendo desde micromotores a máquinas síncronas de grande porte.

Com as recentes crises econômicas internacionais, principalmente as crises envolvendo a produção/demanda de combustíveis fósseis, e as iniciativas para redução de emissão de poluentes, os veículos totalmente elétricos e os veículos híbridos voltaram à tona. Em especial, os veículos totalmente elétricos que, depois de ocuparem posições privilegiadas no mercado de automóveis durante várias décadas - chegando a dominar 38% do mercado norte americano em 1900 -, foram “vencidos” pelos veículos a combustão interna graças ao baixo preço do petróleo, criação da linha de produção por Henry Ford (que reduziu o preço de tais veículos a metade), no início da década de 1930. Agora, os veículos totalmente elétricos e veículos híbridos ressurgem como um “novo” nicho para os motores elétricos, estes, contando com níveis maiores de eficiência e potência que outrora não possuíam.

Para aplicação em veículos totalmente elétricos e veículos híbridos, existem quatro grandes tipos que são os mais viáveis: motores de indução, motores de corrente contínua,

motores de relutância chaveada e motores *brushless* de ímã permanente. Estes motores podem ser classificados em dois grandes grupos como mostra a Figura 1 (CHAU, 2008).

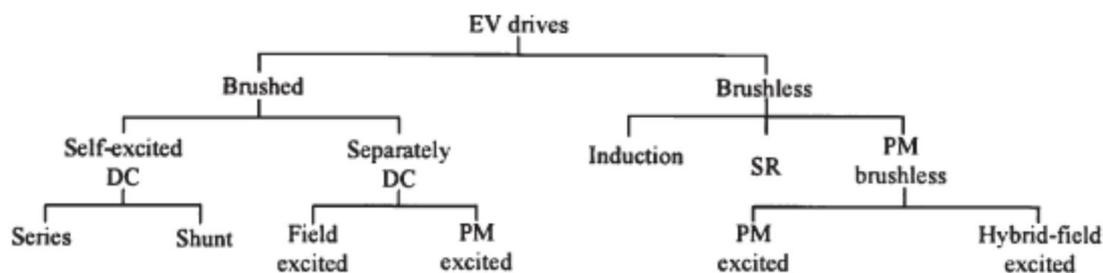


Figura 1 - Classificação de motores para Veículos Elétricos

Dentre estes motores o motor *brushless* de ímã permanente se destaca. Segundo (CHAU, 2008) estes motores têm como principais vantagens sobre os outros motores os seguintes pontos: alta eficiência, alta densidade de energia e alta confiabilidade. Porém para alcançar estes pontos vantajosos os motores de ímã permanente passaram por longos anos de evolução. As duas principais evoluções que se deram foram principalmente no avanço da qualidade e desempenho dos ímãs e a evolução do motor de corrente contínua convencional (com escovas) para o motor de corrente contínua sem escovas (*brushless* DC).

O avanço da qualidade e desempenho dos ímãs deu-se no sentido de alcançar grande densidade de energia com a descoberta de novos materiais magnéticos ao longo dos anos e melhoria das técnicas de manufatura dos mesmos. Como resultado, surgiram os ímãs de Samário-Cobalto e os ímãs de Neodímio-Ferro-Boro, considerados ímãs de terras raras. Estes ímãs propiciam aos motores maior densidade de energia e mais confiabilidade uma vez que, a desmagnetização deste tipo de ímã se dá a temperaturas e exposição a campos magnéticos bem maiores quando comparados ao ímã de Ferrite. Segundo vários autores, entre eles (NASAR e BOLDEA, 1993), (MILLER e HENDERSOT JR, 1994), (HANSELMAN, 1994), a linha evolutiva dos motores de ímã permanente está diretamente ligada à linha evolutiva dos ímãs, por serem extremamente dependente desta fonte de excitação de campo.

Para aumentar a eficiência desses tipos de motores, foi necessária uma evolução, como mencionado, dos motores de corrente contínua (com escovas) para os motores de corrente contínua sem escova (*brushless* DC). O fato de não possuir escova já traz consigo a vantagens de não requerer manutenção nas mesmas, não apresentar perdas na comutação mecânica, como perdas por centelhamento e ruído eletromagnético (OLIVEIRA JR., Julho 1990).

2 Objetivo

O presente trabalho tem como principal objetivo projetar uma máquina síncrona de ímã permanente, especificamente, um motor *brushless* DC. A aplicação à qual o motor será utilizado é voltada para o uso em sistemas de tração de veículos elétricos. Para tal, é preciso direcionar o foco do trabalho para uma determinada classe de veículos, sendo escolhida a classe das motocicletas. Dentre as motocicletas, escolheram-se como referência de níveis de potência e torque as motos entre 125cc e 250cc. Recorrendo às informações de alguns fabricantes como Honda e Yamaha, têm-se as seguintes características de torque e potência (Yamaha-motor, 2011), (Honda, 2011):

Yamaha:

- FACTOR YBR 125 ED:
Potência = 11,2cv a 8000RPM
Torque máximo = 1,13kgf.m (11,08N.m) a 6000RPM
- FAZER YS 250:
Potência = 21cv a 8000RPM
Torque máximo = 2,1kgf.m (20,6N.m) a 6500RPM

Honda:

- CG 125 FAN:
Potência = 11,6cv a 8250RPM
Torque máximo = 1,06kgf.m (10,4N.m) a 6000RPM
- CG 150 TITAN:
Potência = 14,2cv a 8500RPM
Torque máximo = 1,32kgf.m (12,95N.m) a 6500RPM
- NXR 150 BROS:
Potência = 13,8cv a 8000RPM
Torque máximo = 1,39kgf.m (13,64N.m) a 6000RPM

No quesito potência, o motor a ser projetado deve ficar entre 11,2cv e 21cv em sua rotação máxima. Já no quesito torque, deve-se ressaltar que essas motos contam com sistema de redução para aumentar o torque do motor. Tal sistema é composto de três estágios, sendo que o estágio primário tem um valor (em média) de 3:1; o estágio intermediário, que representa o sistema de marchas do veículo, varia entre 1,3:1 e 0,8:1; o estágio final tem um

valor (em média) de 3:1. Desta forma, o torque de saída na roda é algo entre 11,7 e 7,2 vezes os valores especificados acima, adota-se que, o torque máximo de saída esteja entre 75N.m e 150N.m à 75% da velocidade máxima (para o motor a ser projetado).

Seguindo este modelo convencional de utilizar motor e sistema de redução, o conjunto apresentaria perdas mecânicas, aumento no peso e em resumo, ter-se-ia um sistema com eficiência baixa. Para contornar essa situação, opta-se pela construção de um motor que esteja diretamente acoplado à roda, onde se têm um sistema mais leve e mais eficiente (CHAN, 1996), (TSENG, 1997). Para tal feito, o motor deve ter como característica o uso de rotor externo.

Com o uso de um motor com rotor externo e aplicação direta na roda, a velocidade final do motor a ser projetado é baixa, tendo em vista que não terá sistema de redução. Assim, a velocidade final deve ser algo em torno de 1200RPM ou mais.

Por fim, o objetivo deste trabalho, de forma mais detalhada, é o projeto de uma máquina síncrona de ímã permanente no rotor (*brushless* DC), cujas características e especificações gerais são: rotor externo para uso direto na roda; potência entre 11,2cv e 21cv; torque máximo entre 75N.m e 150N.m à 75% da velocidade máxima. Mais detalhes serão discutidos ao longo do texto.

3 Revisão Bibliográfica

O projeto e otimização da máquina aqui desenvolvida têm como referências algumas obras, sendo elas livros textos, artigos e teses. Os livros textos, principalmente, deram base teórica sobre a questão do projeto da máquina e a maioria das formulações que torna possível o dimensionamento desta máquina, além, de indicar alguns caminhos e possibilidades para a otimização da mesma. Os artigos, juntamente com as teses, deram excelente base de conhecimento para a otimização do projeto, servindo em muitos casos, como ponto de referência para a determinação e combinação de parâmetros a fim de se alcançar o melhor resultado em um aspecto específico.

Em (MILLER e HENDERSOT JR, 1994) é feito todo um estudo de projeto e dimensionamento de máquinas síncronas de ímã permanente no rotor, do tipo *brushless* DC. Os autores destacam vários aspectos que devem ser observados no dimensionamento de cada componente da máquina, desde a espessura do ímã, espessura do dente, comprimento do entreferro, até a forma de distribuição das bobinas na máquina. Contém análise do comportamento da constante de velocidade que influencia no desempenho e acionamento do motor. Levantam diretrizes para a construção de motores e enredam uma série de formulações que dão uma primeira estimativa para o dimensionamento do projeto.

Assim como (MILLER e HENDERSOT JR, 1994), em (HANSELMAN, 1994) são abordados, também, aspectos dimensionais dos motores *brushless* DC. Porém neste último, o estudo é iniciado e encaminhado de forma mais superficial. Em um aspecto ou outro, o autor entra em mais detalhes, mas mantém a abordagem genérica a fim de dar uma visão geral sobre os aspectos construtivos de tais máquinas.

Em (GIERAS e WING, 2002), a abordagem difere dos autores supracitados. O estudo é voltado para uma apresentação e comparação das tecnologias de motores de ímãs permanentes, comparação esta, feita com outras máquinas como os motores de indução e de relutância chaveada, demonstrando as vantagens das máquinas que utilizam ímã permanente como fonte de excitação. Nos capítulos que tratam sobre os motores *brushless*, é feito um estudo geral, apresentando as características de tais motores, o acionamento e controle, e trazem exemplos de várias aplicações, inclusive, veículos elétricos.

Em (MILLER, 1993) trata-se sobre o acionamento e controle dos motores *brushless* DC e motores de relutância chaveada. Abordando a eletrônica de potência envolvida e acio-

namento com onda quadrada e senoidal – para os motores *brushless* DC -, e comparando o tamanho entre máquinas com esses dois tipos de acionamento.

No que diz respeito aos estudos sobre ímãs permanentes, sua evolução e seu uso em motores, (NASAR e BOLDEA, 1993) faz um estudo detalhado e traz algoritmos de simulação para circuitos magnéticos e elementos finitos. Aborda também, motores de relutância chaveada e motores auto síncronos.

Em (CHAN, 1996) apresenta-se as diferenças entre os motores *brushless* DC convencionais e os motores *brushless* DC utilizados em veículos elétricos, destacando as características únicas requeridas para tal aplicação. Destacam-se as diferentes configurações em que se podem empregar os motores como sistema de tração nos veículos elétricos, suas vantagens e desvantagens.

Já (CHAU, 2008) discute-se sobre as características básicas que os motores utilizados em veículos elétricos devem apresentar. Ressaltando, por meio de comparação com motores de indução, motores de corrente contínua convencionais, motores de relutância chaveada, as grandes vantagens dos motores *brushless* DC de ímã permanente no rotor. Aborda ainda, comparação entre topologias de diferentes máquinas de ímã permanente; curvas de potência; estratégias de controle e as vantagens e desvantagens entre rotor externo e interno.

(JAHNS, 1996) apresenta técnicas para redução de torque pulsante em máquinas de ímã permanente, tanto para as de acionamento senoidal como trapezoidal. Estas técnicas são tanto de construção como de controle e acionamento destes tipos de motores.

(ISHAK, ZHU e HOWE, 2004) trata da escolha ideal entre número de polos e número de ranhuras comparando resultados de simulações feitas em elementos finitos com resultados experimentais.

Em (TSENG, 1997) têm-se um projeto completo de um motor *brushless* DC de cinco fases e 22 polos, de rotor externo, cuja aplicação é voltada para veículos elétricos. Este motor é projetado para ser utilizado diretamente na roda, assim como o propósito do projeto aqui desenvolvido. Ressalta ainda, as vantagens do uso de um grande número de polos; além de abordar as características que os motores deste tipo de aplicação devem ter.

4 Dimensionamento da máquina

Neste tópico do trabalho, abordar-se-á sobre os cálculos e a metodologia utilizada para o projeto da máquina síncrona em questão. Uma lista com vários passos, enumerados, que devem ser realizados para se projetar um motor *Brushless* DC é encontrada em (MILLER e HENDERSOT JR, 1994). Aqui, porém, não seguiremos essa lista a rigor, ou seja, na mesma ordem, uma vez que a ordem encontrada nessa obra nem sempre segue uma seqüência coerente com o que foi realizado no passo anterior. Embasado nos estudos realizados nas obras de (GIERAS e WING, 2002), (HANSELMAN, 1994), (MILLER e HENDERSOT JR, 1994) e (NASAR e BOLDEA, 1993), cria-se uma lista de passos mais elucidativa e coerente, de modo a se ter uma ordem mais sucinta sobre o desenvolvimento do projeto.

Enumeram-se os passos seguintes para que a visualização do processo, que é iterativo em alguns pontos, seja feita de maneira clara e simples.

Tabela 1 - Lista de passos para projeto da máquina síncrona.

1.	Descriminação das características necessárias aos motores utilizados em veículos elétricos.
2.	Especificações gerais ditadas no objetivo do projeto.
3.	Limitações dimensionais
4.	Escolha do ímã e cálculo do entreferro.
5.	Escolha do número de polos e número de ranhuras.
6.	Distribuição das bobinas de cada fase no estator. Caso a distribuição não aproveite ao máximo o estator, repetir o passo número 6.
7.	Cálculo do fluxo/polo e dimensionamento inicial (Diâmetro externo, interno, etc..).
8.	Cálculo do número de espiras por bobina.
9.	Dimensionamento do dente do estator.
10.	Cálculo da área de cada ranhura e dimensionamento dos condutores.
11.	Cálculo/Estimativa do valor da resistência em cada fase.
12.	Estimativa da corrente e torque para uma determinada velocidade.

13.	Cálculo das perdas magnéticas e resistivas.
14.	Análise térmica
15.	Simulação em elementos finitos para validação do projeto.
16.	Ajustes paramétricos, caso necessário, e repetição da simulação.

A maioria dos cálculos e formulações matemáticas foi retirada das obras tomadas como referência, por isso, não serão demonstradas aqui. Uma ou outra formulação que necessitar de mais atenção será feita através de considerações pertinentes ao projeto aqui desenvolvido. As equações que não foram retiradas das referências terão suas demonstrações, caso necessário, incluídas neste trabalho em forma de apêndice. Desta maneira, espera-se que o enredo corra de maneira simplificada e aborde os pontos necessários e importantes.

4.1 Discriminação das características necessárias aos motores utilizados em veículos elétricos

Antes de partir para o projeto de uma máquina, deve-se ter em mente as características exigidas para que o motor seja compatível com a aplicação à qual se destina. Para isto, (CHAU, 2008) e (CHAN, 1996) acordam em grande parte das características necessárias para a aplicação de um motor como sistema de tração em veículos elétricos, sendo estas características:

- Alta densidade de energia e torque;
- Larga faixa de velocidade, com torque alto a baixa velocidade e com torque baixo a alta velocidade;
- Confiabilidade e robustez para atender as constantes partidas e paradas;
- Alta eficiência em larga faixa de velocidade e torque;
- Bom desempenho em transitórios (Ex.: arrancadas);
- Facilidade de controle;

(CHAU, 2008) acrescenta ainda as seguintes necessidades:

- Baixo ruído acústico;
- Custo razoável para produção em massa.

4.2 Especificações gerais ditadas no objetivo do projeto

Recordando das especificações gerais ditadas no objetivo deste trabalho, têm-se o foco na construção de um motor com o seguinte desempenho desejado:

- Potência entre 11,2cv e 21cv;
- Torque máximo entre 75N.m e 150N.m – à 75% da velocidade máxima para 11,2cv e 21cv respectivamente;
- Velocidade de 1200RPM ou mais.

Tomando por base uma motocicleta de roda cujo aro é D polegadas e cuja velocidade máxima desejada é de V (km/h) e optando por um torque de T (N.m) à 75% dessa velocidade, a potência do motor é calculada por meio da Equação (1).

$$P_{out} \cong \frac{T \cdot V \cdot 150}{9,144 \cdot D} \quad (1)$$

Onde:

- Pout – Potência de saída (Watt);
- T – Torque a 75% da velocidade máxima (N.m);
- V – Velocidade máxima desejada (km/h);
- D – Diâmetro da roda da motocicleta (polegadas)

4.3 Limitações dimensionais

Algumas medidas precisam ser levadas em conta no dimensionamento do motor para que este possa ser devidamente acoplado a roda. Sendo assim, deve-se tomar conhecimento: a) do diâmetro do eixo no qual a roda é sustentada, que será o diâmetro do eixo que sustentará o motor; b) diâmetro interno livre de uma roda de aro D polegadas, que determinará o diâmetro externo máximo que o motor poderá ter; c) distância entre as pontas do garfo, que determinará altura do motor e a altura do pacote de lâminas.

A Figura 2 apresenta de forma ilustrativa as dimensões que devem ser tomadas.

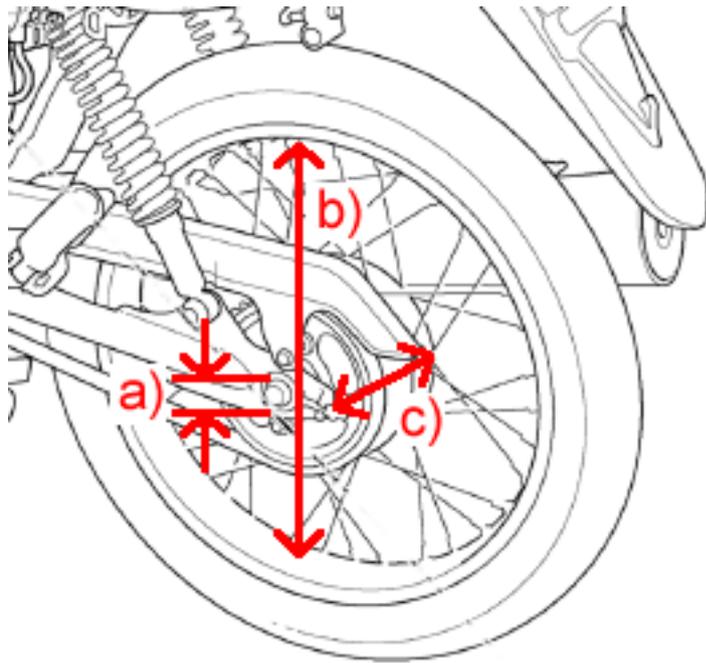


Figura 2 – a) Diâmetro do eixo; b) Diâmetro interno livre; c) Distância entre as pontas do garfo.

4.4 Escolha do ímã e cálculo do entreferro

(MILLER e HENDERSOT JR, 1994) sugerem que a preocupação sobre a escolha de qual o melhor ímã a ser utilizado deve ser descartada e pensada como um ponto a ser otimizado no projeto, sendo a escolha inicial feita a cargo do projetista. Porém, desde já, tendo em vista a aplicação a qual este projeto é voltado e para alcançar alta densidade de energia e torque, que são características desejáveis para veículos elétricos mencionadas por (CHAN, 1996) e (CHAU, 2008), a escolha do ímã para o projeto se restringe aos ímãs de terras-raras.

Quanto ao produto de energia deste ímã, seja ele 10MGOe, 30MGOe ou mais, é um ponto a ser determinado na otimização. Vale lembrar que os ímãs de terras-raras tem um custo relativamente alto quando comparados aos ímãs de Ferrita e cerâmicos, e quanto maior o produto de energia dos mesmos, mais caro é o ímã.

A qualidade do ímã também influencia na espessura do dente do estator, como será visto mais a frente, e conseqüentemente, na área de ranhura.

Escolhido um determinado ímã, é preciso conhecer o ponto de operação do mesmo, que nos fornecerá como informação, a densidade de fluxo magnético de trabalho (B_M). O

coeficiente de permeância, PC, é o coeficiente de inclinação da linha de carga. Esta linha une o ponto de operação do ímã à origem do segundo quadrante da curva de histerese. O ponto de operação é descrito como, quando em circuito aberto o ímã sofre um campo estático de desmagnetização, que reduz a densidade de campo magnético residual (B_R) para algo entre 70% e 95% de seu valor (MILLER e HENDERSOT JR, 1994).

$$0,7 \cdot B_R \leq B_M \leq 0,95 \cdot B_R \quad (2)$$

A Figura 3 mostra uma maneira gráfica de determinar o coeficiente de permeância (PC), que ocorrerá com grande frequência uma vez, que os fabricantes de ímãs disponibilizam a curva de histerese aos clientes. Valores usuais para o PC estão entre 5 e 15, e ainda segundo (MILLER e HENDERSOT JR, 1994), uma primeira estimativa para ímãs de alta força coercitiva (ímãs de terras-raras) é tomar o valor deste coeficiente como 10.

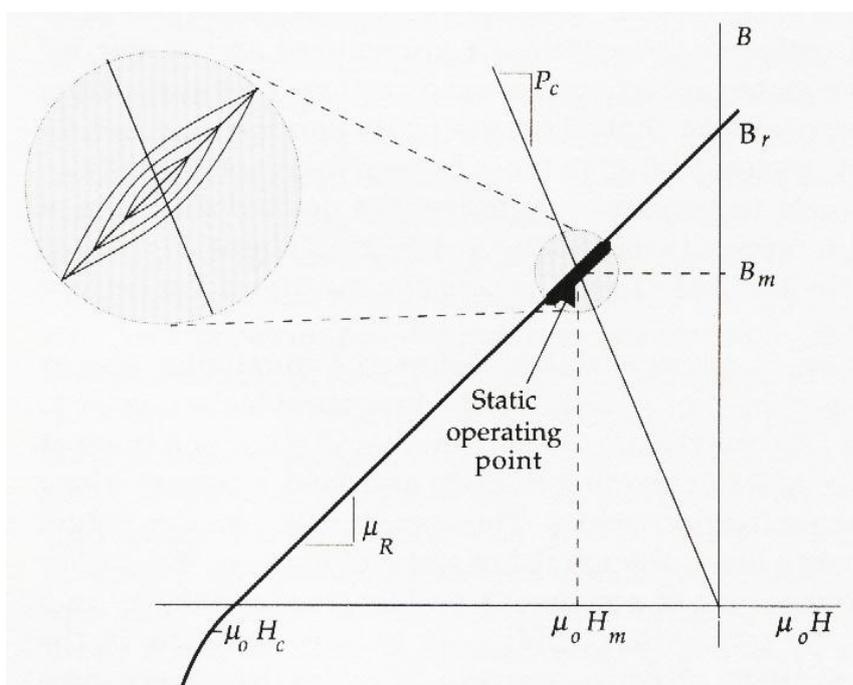


Figura 3 - Determinação do PC através da curva de histerese (HANSELMAN, 1994)

Assim como qualquer outro material, os ímãs têm suas propriedades alteradas, principalmente as magnéticas. Não obstante a curva BxH se altera com o aumento ou a redução da temperatura do ímã, e conseqüentemente a densidade de campo magnético residual (B_R), influenciando diretamente o valor de B_M . Para evitar qualquer prejuízo, é preciso limitar a temperatura de operação do motor e/ou aumentar a espessura do ímã. Uma maneira usual de diminuir este prejuízo é considerar a curva de histerese para a temperatura de trabalho do motor, e calcular o B_M e o PC com esta curva.

Com o objetivo de reduzir a dispersão de fluxo magnético e atingir o máximo fluxo por polo, é desejável valor pequeno para o entreferro. Em (MILLER e HENDERSOT JR, 1994) afirma-se que o valor do entreferro (g) varia de acordo com o porte da máquina. Para máquinas de baixa potência, $0,13 < g < 0,25\text{mm}$; média potência, $0,38 < g < 0,51 \text{ mm}$ e alta potência, $0,64 < g < 0,89\text{mm}$.

Com o coeficiente de permeância determinado e escolhido o valor do entreferro, calcula-se a espessura do ímã (L_M):

$$PC = \frac{L_M}{g} \quad (3)$$

Onde:

- PC – Coeficiente de permeância;
- L_M – Espessura do ímã (mm);
- g – Comprimento do entreferro (mm).

4.5 Escolha do número de polos e número de ranhuras

Um primeiro detalhe que deve ser observado na escolha do número de polos do motor é qual a velocidade desejada, uma vez que a frequência de chaveamento dos semicondutores do controlador é proporcional à velocidade e números de polos. Lembrando que quanto maior a frequência de chaveamento, maior a perda no controlador. Como a aplicação aqui desejada implica em uma velocidade relativamente baixa, quando comparada com outras aplicações onde se encontram motores *brushless* DC, tem-se a liberdade da escolha do número de polos.

A razão entre número de ranhuras e número de polos é um importante fator de projeto. Para (GIERAS e WING, 2002) e (MILLER e HENDERSOT JR, 1994), quanto maior essa razão melhor, já que o efeito de *cogging torque* (torque de borda) é inversamente proporcional a essa razão. Deve-se levar em consideração que o uso de razões fracionárias melhora ainda mais a questão da redução de *cogging torque*. Isto ocorre, segundo (MILLER e HENDERSOT JR, 1994) e (HANSELMAN, 1994), por não haver alinhamento total entre algum dente e a fronteira entre dois polos magnéticos, como ocorre em razões inteiras. Quando essa razão tende à unidade, o dimensionamento do dente torna-se um importante fator na melhoria do desempenho da máquina.

Em um estudo mais aprofundado, realizado por (ISHAK, ZHU e HOWE, 2004), notou-se que, a melhor razão entre número de ranhuras ($N^{\circ}_{RANHURAS}$) e número de polos ($2p$) para que a máquina tenha menor *cogging torque* ocorre quando o número de polos se diferencia em duas unidades do número de ranhuras.

$$2p = N^{\circ}_{RANHURAS} \pm 2 \quad (4)$$

No entanto, o uso de tal relação traz consigo, a redução do comprimento do patamar da constante de velocidade, apresentando o valor de 60° elétricos. Este fato pode prejudicar o comportamento da máquina apresentando *ripple* significativo no torque final.

O assunto relacionado com a redução de *cogging torque* será trabalhado no último tópico, levando em conta que este é um fator de otimização da máquina. Mas desde já, deve-se levar em conta que a escolha do número de polos e ranhuras influencia diretamente no comportamento da máquina e o quão fácil ou difícil será otimizá-lo depois. A priori, a escolha pode seguir os critérios acima para facilitar o futuro trabalho de otimização, mas fica a critério do projetista, que segundo sua experiência com a construção de máquinas, pode escolher o número que melhor lhe convir.

O número de polos afeta, também, na massa e volume da máquina. Quanto maior o número de polos, menos espessa é a carcaça do rotor. Em (GIERAS e WING, 2002) apresenta-se um gráfico relacionando a massa ativa do motor com o número de polos do mesmo para motores com o mesmo diâmetro de estator (diâmetro interno para motores com rotor interno; diâmetro externo para motores com rotor externo), como mostra a Figura 4.

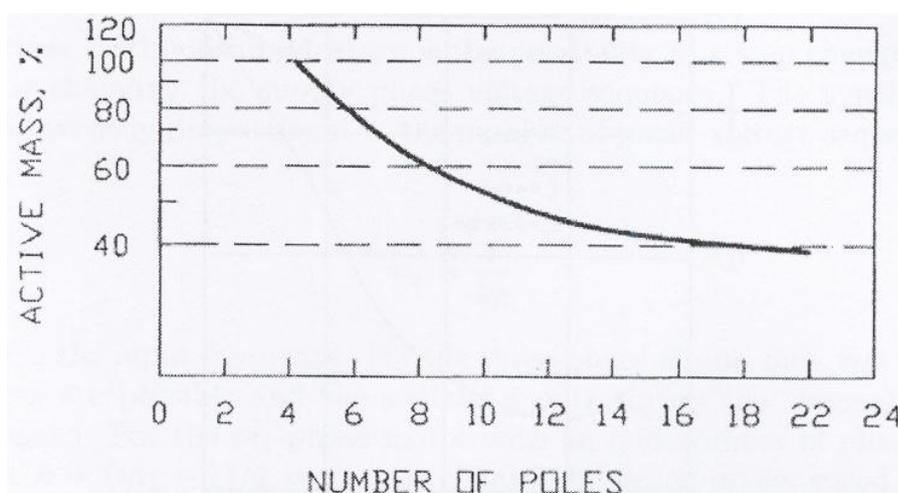


Figura 4 - Massa x Número de polos (GIERAS e WING, 2002)

4.6 Distribuição das bobinas de cada fase no estator

Passo importante da distribuição das bobinas no estator, é que a bobina não enlace mais do que 180° elétricos de fluxo, para que o comportamento da máquina como motor *brushless* DC se dê de maneira correta. Ao enlaçar mais de 180° elétricos de fluxo, a bobina em questão, enlaça consigo, o fluxo do polo magnético adjacente, reduzindo o valor do fluxo máximo que seria atingido caso enlaçasse no máximo 180° elétricos, que corresponderia ao fluxo de um polo magnético.

Inicia-se calculando o número máximo de bobinas por fase – essas bobinas enlaçam 180° elétricos de fluxo magnético.

$$N_{BF_{MAX}} = \frac{N^{\circ}_{RANHURAS}}{N^{\circ}_{FASES}} \quad (5)$$

A rigor, o projetista não precisa seguir esse número como o número que ele utilizará em seu projeto, mas serve de referência como o valor máximo de bobinas que cada fase poderá conter.

Os equacionamentos a seguir, que dizem respeito à distribuição das bobinas no estator, foram retirados de (MILLER e HENDERSOT JR, 1994), qualquer alteração nas equações originais ou equações de outras fontes serão informadas.

O espaçamento físico que uma bobina ocupa no estator, em termos de ranhuras, é calculado a partir da Equação (6).

$$\sigma_{MAX} + \varepsilon = \frac{N^{\circ}_{RANHURAS}}{N^{\circ}_{POLOS}} \quad (6)$$

Onde:

- σ_{MAX} , representa a parte inteira da razão;
- ε , representa a parte fracionária da razão.

A parte inteira da razão é adotada como espaçamento físico máximo. Caso a razão seja um número menor do que a unidade, adota-se $\sigma_{MAX} = 1$ e ε com o valor da fração. Assim, uma bobina que tem início na enésima ranhura, terá fim na ranhura $n + \sigma_{MAX}$, caso seja a bobina de número ímpar a ser bobinada; e fim na ranhura $n - \sigma_{MAX}$, caso seja a bobina de número par a ser bobinada. Atentando para o fato de que a distribuição segue no sentido anti-horário.

Para conhecer a localização da bobina subsequente, calcula-se S_F pela Equação (7), que indica a quantas ranhuras se encontra o início da próxima bobina.

$$S_F = \begin{cases} \sigma_{MAX} + 1, & \varepsilon \geq 0,5 \\ N_{SS} - \sigma_{MAX}, & \varepsilon < 0,5 \end{cases} \quad (7)$$

Sendo N_{SS} o número de ranhuras por seção, que é dado pela Equação (8).

$$N_{SS} = \frac{N^{\circ}_{RANHURAS}}{MDC[N_{BF_{MAX}}, p]} \quad (8)$$

Onde:

- MDC – Maior Divisor Comum;
- $N_{BF_{MAX}}$ – Número máximo de bobinas por fase;
- p – Número de pares de polos.

Desta forma, uma bobina terminada na ranhura de número “x”, tem como bobina subsequente começando na ranhura “x + S_F ”.

Terminada a distribuição das bobinas de uma fase, precisa-se conhecer onde se dá início a primeira bobina da próxima fase. Levando em conta que o sistema em questão é desenvolvido para um motor de 3 fases, a Equação (9) permite localizar o início da primeira bobina da fase subsequente a partir da posição de início da primeira bobina da fase anterior.

$$Offset = \frac{2}{3} \cdot \frac{N^{\circ}_{RANHURAS}}{N^{\circ}_{POLOS}} + k \cdot \frac{N^{\circ}_{RANHURAS}}{p} \quad (9)$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Busca-se o primeiro valor inteiro para *Offset*.

Portanto, dado que a primeira bobina da primeira fase teve início da ranhura de número “y”, a primeira bobina da segunda fase terá início na ranhura “y + *Offset*”. Repetem-se os passos anteriores até terminar a distribuição das bobinas das três fases.

Realizadas as distribuições de todas as bobinas de todas as fases, é necessário verificar se todas as ranhuras estão preenchidas, ou seja, se o estator foi bem aproveitado. Caso se tenham ranhuras não preenchidas é recomendado que sejam refeitos os passos anterior e atual, a fim de se encontrar o melhor preenchimento do estator. Algumas técnicas se referem a preencher as ranhuras não preenchidas através do uso de bobinas concêntricas, porém, não são bem vindas no projeto de um motor *brushless* DC, justamente por tornarem o fluxo concatenado, em cada fase, senoidal.

Outra forma é utilizar um valor para σ (espaço físico que uma bobina ocupa no estator) menor do que σ_{MAX} .

4.7 Cálculo do fluxo/polo e dimensionamento inicial (Dia. externo, interno, etc..)

As equações propostas neste tópico são iterativas e dependentes uma das outras. Em muitos casos se faz o cálculo inicial e depois é feito um reajuste em algum valor e refeitos os cálculos.

Tratar-se-á no projeto, que os ímãs utilizados sejam em forma de arco, sejam de 180° elétricos ou menos. A área magnética de um polo de 180° elétricos é dada pela Equação (10).

$$A_M = \frac{\pi \cdot D_{INI} \cdot L_{STK}}{2 \cdot p} \quad (10)$$

Onde:

- A_M – Área de cada polo;
- D_{INI} – Diâmetro interno do rotor;
- p – Número de pares de polos;

- L_{STK} – Altura do ímã.

Sendo o fluxo/polo definido pela Equação (11).

$$\Phi = B_M \cdot A_M \quad (11)$$

O entrave deste ponto é a não definição do D_{INI} . A Figura 5 mostra as dimensões físicas que serão necessárias e o que elas estão representando na máquina.

O D_{EX} é definido como o diâmetro interno livre da roda, mencionado há alguns tópicos anteriores. O D_{EXI} é a diferença entre o D_{EX} e duas vezes o valor da espessura da carcaça do rotor, como apresentado pela Equação (12).

$$D_{EXI} = D_{EX} - 2 \cdot Ec \quad (12)$$

Onde:

- D_{EXI} – Diâmetro externo do ímã;
- Ec – Espessura da carcaça;

Por sua vez, a espessura da carcaça deve ser calculada com base no fluxo magnético máximo que o material da mesma suporta sem saturar (B_{MAX}), e na altura do ímã ($Lstk$).

$$Ec = \frac{B_M \cdot A_M}{2 \cdot B_{MAX} \cdot Lstk} \quad (13)$$

Conhecendo-se D_{EXI} se chega ao valor de D_{INI} que é dado pela Equação (14).

$$D_{INI} = D_{EXI} - 2 \cdot L_M \quad (14)$$

Juntando todas as equações em uma que define o valor da espessura da carcaça, tem-se a equação (15).

$$Ec = \frac{B_M \cdot \pi \cdot (D_{EX} - 2 \cdot L_M)}{4 \cdot p \cdot B_{MAX} + 2 \cdot B_M \cdot \pi} \quad (15)$$

Com o valor de E_c determinado, dimensiona-se facilmente o rotor por meio das Equações (12) e (14).

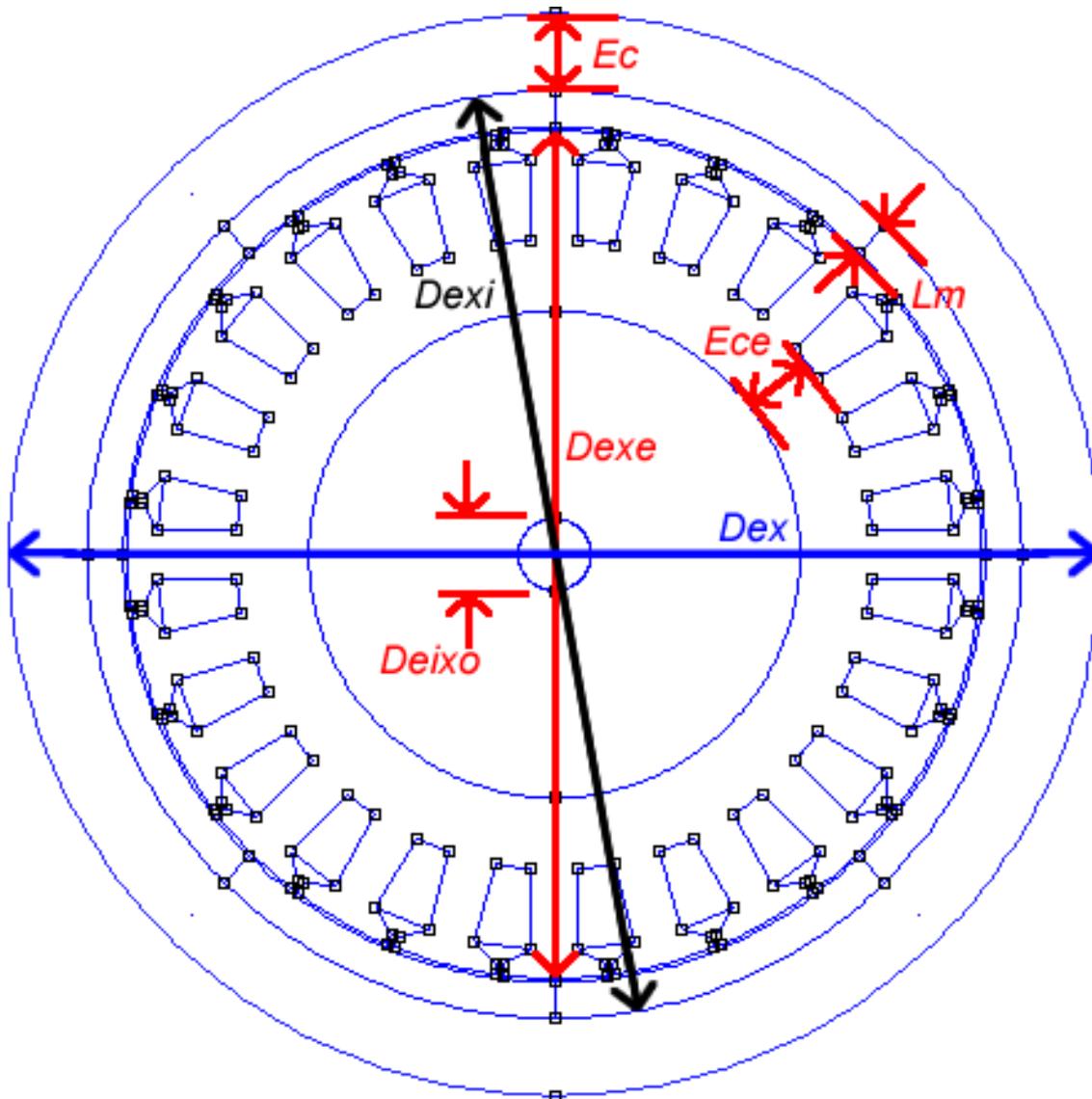


Figura 5 - Dimensões físicas

4.8 Cálculo do número de espiras por bobina

Antes do cálculo do número de espiras por bobinas é preciso ter conhecimento da constante de velocidade da máquina (k_e), dada em $Volt \cdot s/rad$. Segundo (MILLER e HENDERSOT JR, 1994) adota-se, para determinação da constante de velocidade, que a

velocidade sem carga de um motor *brushless*, quando comparada à velocidade máxima de projeto, é 20% maior se os ímãs utilizados forem de Ferrita; e 10% maior se os ímãs utilizados forem de terras-raras. Assim sendo, através da Equação (16) se calcula a constante de velocidade.

$$k_e = \begin{cases} \frac{V_{cc} \cdot 0,8}{\omega_{MAX}}, & \text{ímã de Ferrita} \\ \frac{V_{cc} \cdot 0,9}{\omega_{MAX}}, & \text{ímã de terra - rara} \end{cases} \quad (16)$$

Outro fator que precisa ser conhecido é o fator de dispersão de fluxo magnético (f_{LKG}) definido pela Equação (17) (MILLER e HENDERSOT JR, 1994).

$$f_{LKG} = \frac{\Phi_g}{\Phi} \quad (17)$$

Onde:

- Φ_g – Fluxo magnético que atravessa o entreferro e chega ao estator (para um único polo);
- Φ - Fluxo /polo.

A melhor forma de conhecer esse valor é através de simulação utilizando elementos finitos. A princípio o projetista pode adotar $f_{LKG} = 0,9$.

Para o cálculo do número de espiras por bobinas, levando em consideração que o motor é trifásico, utiliza-se a Equação (18).

$$N_{\frac{espiras}{bobinas}} = \frac{k_e \cdot \pi}{4 \cdot p} \cdot \frac{1}{f_{LKG}} \cdot \frac{1}{N_{\frac{bobinas}{fase}}} \cdot \frac{1}{\Phi} \cdot a \quad (18)$$

Onde:

- $N_{\frac{bobinas}{fase}}$ – Número de bobinas por fase;
- a – Número de condutores paralelos na bobina.

4.9 Dimensionamento do dente do estator

O dimensionamento dos dentes é de fundamental importância para o projeto da máquina uma vez que, os dentes concentram o fluxo concatenado pelas bobinas; sua modela-

gem incorreta afeta nas características de funcionamento da máquina (ex.: mudança no formato da constante de velocidade; aumento do *cogging torque* e etc.). Dessa forma, faz-se necessário que o dente suporte o máximo fluxo possível sem que sature o material do estator.

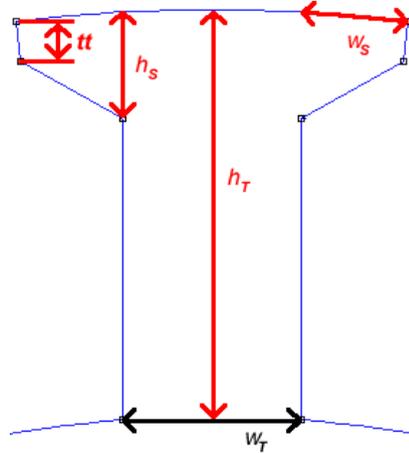


Figura 6 - Dimensões do dente

Inicia-se pelo cálculo da espessura do dente (w_T). O fluxo magnético que atravessa os dentes do estator é igual ao fluxo magnético total do rotor multiplicado pelo fator de dispersão de fluxo, como mostra a Equação (19) (MILLER e HENDERSOT JR, 1994).

$$N^{\circ}_{dentes} \cdot B_T \cdot L_{STK} \cdot w_T = f_{LKG} \cdot 2 \cdot p \cdot \Phi \quad (19)$$

Onde:

- N°_{dentes} – Número de dentes atravessados pelo fluxo;
- B_T – Densidade de fluxo magnético máximo desejado no dente, sem que o material do estator sature.
- w_T – espessura do dente.

Desenvolvendo-se a Equação (19), obtém-se a Equação (20).

$$w_T = \frac{f_{LKG} \cdot B_M \cdot \pi \cdot D_{INI}}{N^{\circ}_{dentes} \cdot B_T} \quad (20)$$

Deve-se observar que o valor de B_T não deve ser muito próximo do valor de saturação do material para que haja uma folga operacional tanto quando da fase a 90° elétricos do polo quando em ângulos menores em que o fluxo deste polo se soma ao fluxo da fase.

Segundo (MILLER e HENDERSOT JR, 1994), a espessura da sapata do dente (w_s) deve ser de mesmo valor da altura (h_s) para que o dente não sature neste ponto e não contribua para o acréscimo de *cogging torque*. Nota-se por meio da Figura 7 que o fluxo que atravessa a superfície $w_s \cdot L_{STK}$ é também o fluxo que atravessa $h_s \cdot L_{STK}$, daí a conveniência de h_s ser - pelo menos - de mesmo valor de w_s ($h_s \geq w_s$).

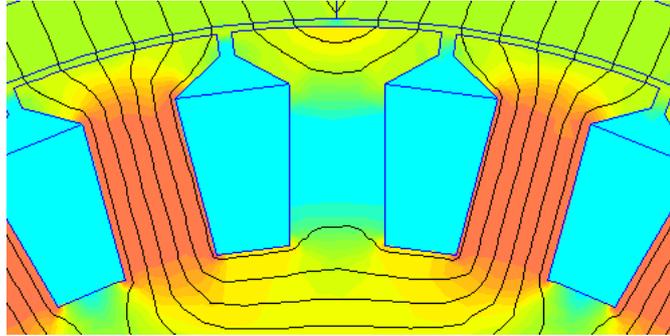


Figura 7 - Fluxo na sapata do dente (MEEKER, 2010).

Levando em consideração o argumento anterior, modela-se a espessura da sapata do dente (w_s) por meio da Equação (21).

$$w_s = \frac{\pi \cdot D_{exe} - N_{RANHURAS} \cdot (w_o + w_T)}{2 \cdot N_{RANHURAS}} \quad (21)$$

O dimensionamento da abertura entre as ranhuras (w_o), ou seja, espaço entre as sapatas dos dentes, é feito a critério do projetista, devendo-se levar em conta a facilidade de se embobinar o estator com a medida escolhida para esta abertura. Algumas técnicas de redução de *cogging torque* mencionam o uso de dentes sem espaçamento entre eles (GIERAS e WING, 2002).

Muitos fatores que envolvem a redução de *cogging torque* são discutidos em (GIERAS e WING, 2002), (HANSELMAN, 1994), (JAHNS, 1996) e (MILLER e HENDERSOT JR, 1994) e englobam o dimensionamento e alteração nas características dos dentes do estator, que serão tratados neste trabalho como parte do processo de otimização do projeto.

A altura do dente (h_T) é um fator que influenciará na área disponível para cada ranhura. Nota-se que o seu valor é limitado pela diferença entre o diâmetro externo do estator (D_{EXE}) e o diâmetro do eixo (D_{EIXO}), além de duas vezes a espessura da carcaça do estator (E_{CE}), como propõe a Equação (23). Segundo (HANSELMAN, 1994), a razão entre a altura

da sapata (h_S) e a altura do dente (h_T) deve estar compreendida entre os valores de 0,25 e 0,5. Isto vem do fato que as sapatas contribuem para aumentar a indutância de cada bobina. Desta forma, com as bobinas mais distantes da sapata, menor o fluxo enlaçado produzido pela corrente nas espiras, e menor a indutância.

A carcaça do estator serve para fechar o circuito magnético entre dois polos, sendo seu valor ligeiramente menor do que o valor da espessura da carcaça do rotor e definido pela Equação (22). Assim como foi feito no cálculo da espessura do dente, deve-se cuidar para que E_{CE} trabalhe com folga operacional, não saturando em situação mais crítica de operação (exigência maior de corrente no estator para produção de torque maior). Para isto, basta considerar que não há dispersão de fluxo ($f_{LKG} = 1$) ou ainda, trabalhar com um valor menor de B_{MAX} .

$$E_{CE} = \frac{B_M \cdot A_M}{2} \cdot \frac{f_{LKG}}{B_{MAX} \cdot L_{STK}} \quad (22)$$

Já (MILLER e HENDERSOT JR, 1994) propõem que o valor de E_{CE} seja calculado a partir do valor de E_C , sendo a razão de proporção dada pela razão entre a altura do ímã e a altura do pacote de lâminas do estator.

E_{CE} é o menor valor desta carcaça, o que limita a altura do dente (em alguns casos) ou possibilita a escolha de um valor menor do que o máximo disponível para a altura do dente e o restante do estator pode ser preenchido por algum material não magnético e mais leve que o material do estator, reduzindo o peso do mesmo.

$$2 \cdot h_{T_{MAX}} = D_{EXE} - D_{EIXO} - 2 \cdot E_{CE} \quad (23)$$

4.10 Cálculo da área de cada ranhura e dimensionamento dos condutores

O cálculo da área de cada ranhura pode ser realizado de duas maneiras: através de um programa CAD, obtendo-se mais precisão; e através de cálculos, estes recomendados quando a geometria do dente é simples. Muitas vezes, a geometria original do dente sofre variações a fim de se obter melhores resultados na redução de *cogging torque*, e essas alterações na geometria podem, também, provocar alterações nas áreas das ranhuras, como por exemplo, o arredondamento das quinas das sapatas.

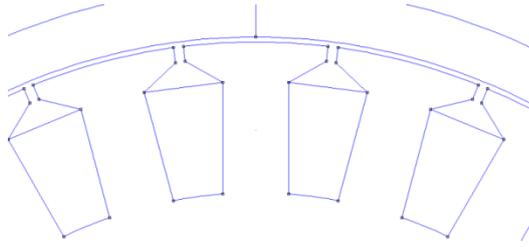


Figura 8 - Área da ranhura

A formulação aqui apresentada será embasada em um estator com dentes de geometria simples como mostra a Figura 8. Sendo a área de cada ranhura calculada pela Equação (24).

$$A_{RANHURA} = \frac{[(D_{EXE} - 2 \cdot h_S)^2 - (D_{EXE} - 2 \cdot h_T)^2]}{4 \cdot N_{RANHURAS}} \cdot \pi - w_T \cdot (h_T - h_S) \quad (24)$$

Antes do cálculo do diâmetro dos condutores é necessário conhecer a respeito do fator de preenchimento de ranhura (f_{slot}). Não é possível preencher totalmente a área de uma ranhura, sobrando sempre espaços vazios, por menores que sejam. Deve-se lembrar, ainda, que aumentar a altura do dente nem sempre significa aumentar a área efetiva da ranhura para o uso dos condutores. O fator de preenchimento de ranhura informa a porcentagem da área disponível que realmente poderá ser utilizada para o preenchimento. Este fator, segundo (MILLER e HENDERSOT JR, 1994), é de $0,3 \leq f_{slot} \leq 0,35$ para enrolamento duplo; e $0,65 \leq f_{slot} \leq 0,7$ para enrolamento simples.

Os condutores a serem utilizados no enrolamento do estator são de seção transversal circular de diâmetro D_w , no entanto, para melhor estimativa deste diâmetro e levando em conta as imperfeições durante o processo de embobinamento (de forma a não se preencher da melhor maneira possível a ranhura), considera-se, para efeito de cálculo, que os condutores sejam de seção transversal quadrada de lado cujo valor seja D_w . O cálculo do diâmetro do condutor é dado pela Equação (25).

$$D_w = \sqrt{\frac{A_{RANHURA} \cdot f_{slot}}{\frac{N_{espiras}}{bobinas}}} \quad (25)$$

4.11 Cálculo/Estimativa do valor da resistência em cada fase

Segundo (MILLER e HENDERSOT JR, 1994) a resistência de uma fase pode ser calculada a partir do conhecimento do comprimento médio de uma volta de uma espira (CMV) e da resistência do condutor por unidade de comprimento. O CMV leva em conta duas vezes a altura do pacote do estator (L_{STK}), mais duas vezes o comprimento da cabeça da bobina (que pode ser aproximada pela espessura do dente quando o número de espiras por bobinas é pequeno).

$$R_{fase} = CMV \cdot \frac{N_{espiras}}{bobinas} \cdot \frac{N_{bobinas}}{fase} \cdot \Omega \quad (26)$$

Onde:

- R_{fase} – Resistência por fase;
- CMV – Comprimento médio de uma volta de uma espira;
- Ω – Resistência do condutor por unidade de comprimento (Ohm/m).

Para o CMV , utilizar-se-á neste projeto a formulação da Equação (27).

$$CMV = 2 \cdot \left(1,2 \cdot L_{STK} + \frac{\pi \cdot D_{EXE} \cdot \sigma}{N_{RANHURA}} \right) \quad (27)$$

4.12 Estimativa da corrente e torque para uma determinada velocidade

Apesar da generalização do título deste tópico, as formulações aqui apresentadas serão utilizadas principalmente para determinar a corrente e torque na velocidade máxima e a 75% desta velocidade, onde nas motocicletas estudadas, desenvolve-se o maior torque.

Considerando-se a máquina em regime permanente à velocidade ω_M e tensão de barramento V_{cc} e conhecendo-se o valor da resistência de linha (duas vezes a resistência por fase), calcula-se a corrente para este ponto de operação através da Equação (28).

$$I = \frac{V_{cc} - k_e \cdot \omega_M}{R_{linha}} \quad (28)$$

Onde:

- R_{linha} – Resistência de linha ($R_{linha} = 2 \cdot R_{fase}$)

O cálculo do torque para a velocidade escolhida é dado pela Equação (29).

$$T = kt \cdot I \quad (29)$$

4.13 Cálculo das perdas magnéticas e resistivas

Segundo (MILLER e HENDERSOT JR, 1994), depois das perdas ôhmicas, as perdas magnéticas são as mais relevantes na operação da máquina, tornando-se cada vez mais significativas à medida que a velocidade aumenta.

As perdas ôhmicas são dadas pela Equação (30).

$$P_{ohm} = R_{linha} \cdot I_{RMS}^2 \quad (30)$$

Para (HANSELMAN, 1994) e (MILLER e HENDERSOT JR, 1994), as perdas magnéticas no núcleo do estator são devidas à variação no fluxo magnético. Sendo divididas em duas perdas: por histerese, a energia é “perdida” a cada ciclo de histerese no material ferromagnético, sendo proporcional a área deste ciclo; por correntes de Foucault, corrente elétrica induzida no material ferromagnético devido à variação do fluxo magnético, que dissipa energia graças à resistividade do material (HANSELMAN, 1994).

Nota-se, portanto, que as perdas magnéticas são função da frequência de variação do fluxo magnético e de parâmetros intrínsecos do material utilizado, como mostra a Figura 9 de (HANSELMAN, 1994).

A formulação dessas duas perdas é dada pela equação de Steinmetz, que em (MILLER e HENDERSOT JR, 1994) encontra-se reescrita para o uso em qualquer frequência.

$$W_{Fe} = C_h \cdot B_p^{n(B_p)} + \frac{C_e}{2 \cdot \pi^2} \left[\frac{\partial B}{\partial t} \right]^2 \quad (31)$$

Onde:

- W_{Fe} – Perdas magnéticas (Watt);
- C_h, C_e e n – Coeficientes intrínsecos do material magnético;
- B_p – Valor de pico da densidade de fluxo magnético quando o fluxo é senoidal;
- $\frac{\partial B}{\partial t}$ – Valor RMS de um ciclo completo.

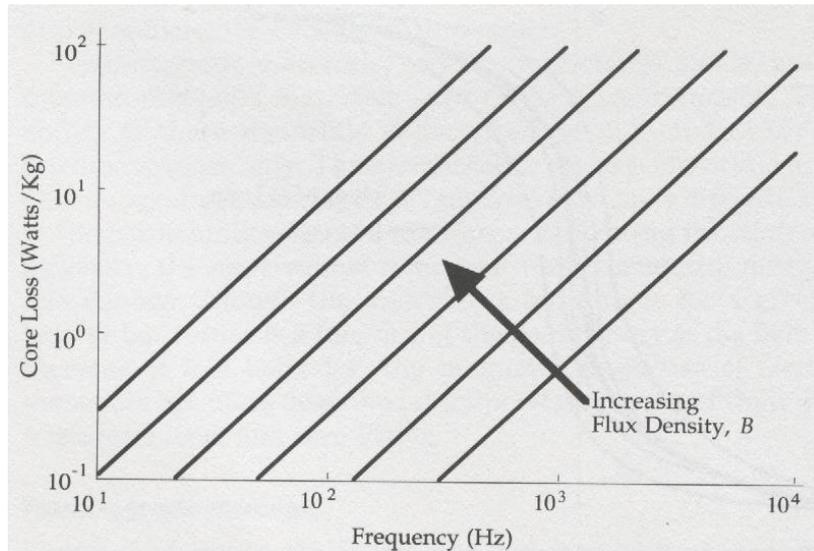


Figura 9 - Perdas no núcleo ferromagnético (HANSELMAN, 1994).

Em (MILLER e HENDERSOT JR, 1994), encontra-se uma descrição minuciosa de como calcular os coeficientes através de uma folha de dados fornecida pelo fabricante do material utilizado no núcleo. Outra maneira de se obter as perdas é por meio de simulação pelo método dos elementos finitos.

A frequência de excitação do campo magnético está ligada à frequência de chaveamento do inversor e conseqüentemente à velocidade de rotação do motor, sendo dada pela Equação (32).

$$f_E = \frac{p \cdot \omega}{2 \cdot \pi} \quad (32)$$

4.14 Análise térmica

O projeto de uma máquina conta ainda com a análise térmica do sistema. Esta análise é de suma importância uma vez que, o calor produzido pelas perdas resistivas no enrolamento, perdas por corrente de Foucault e perdas por histerese, afetam o comportamento do material de isolamento dos condutores e o ponto de operação dos ímãs.

No que diz respeito à isolamento dos condutores, esta é dividida em classes térmicas as quais determinam o máximo acréscimo de temperatura nos condutores e, quão acima deste acréscimo pode estar o ponto mais quente. Estes valores são importantes, pois o aumento de 8°C a 10°C acima da temperatura determinada por sua classe térmica reduz a vida útil da isolamento pela metade.

As classes térmicas são determinadas pela norma NEMA MG1 12.15-16, como pode ser visto pela Figura 10.

Os ímãs de Neodímio Ferro Boro são manufacturados segundo algumas classes de materiais. Classes, estas, que definem a máxima temperatura de operação do ímã. Acima desta temperatura ocorre perda parcial das propriedades magnéticas do ímã. A Tabela 2 apresenta as classes de materiais e suas temperaturas máximas de operação.

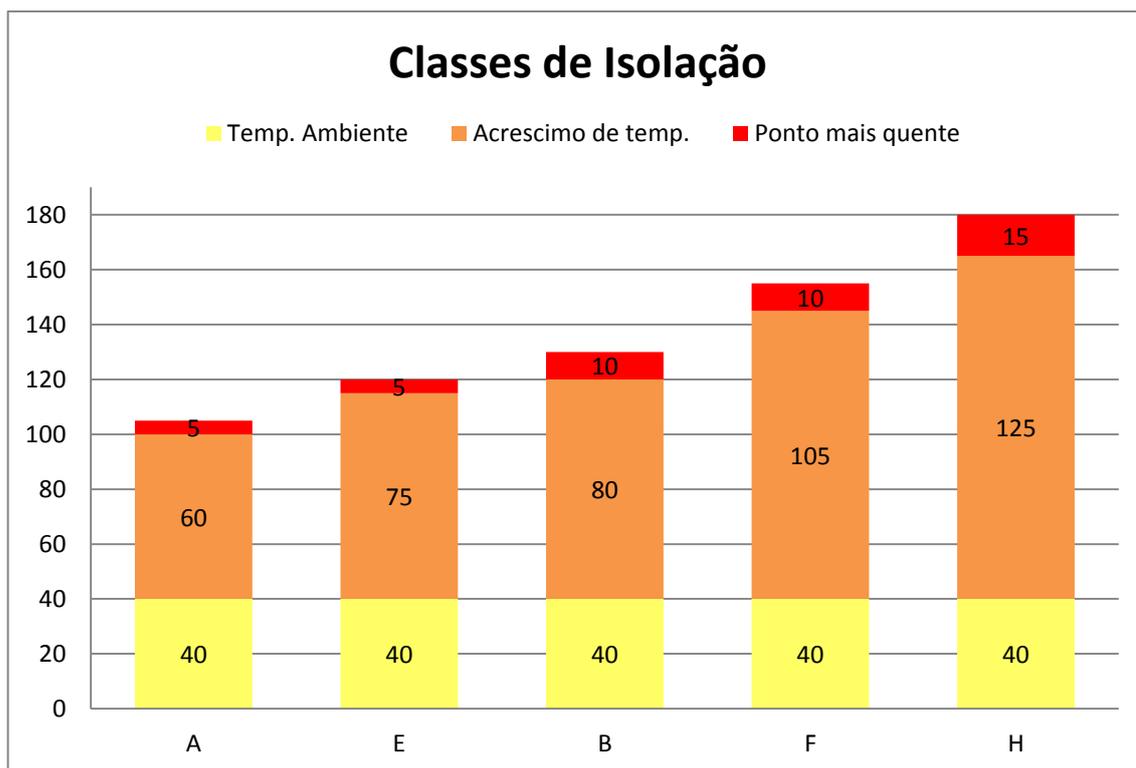


Figura 10 - Classes Térmicas segundo norma NEMA MG1 12.15-16

Tabela 2 - Classes térmicas para os ímãs de NdFeB (K&J Magnetics, 2011)

Classe de Material	Coef. de Expansão Térmica	Temp. Máxima de Operação	Temperatura Curie	Condutividade Térmica
	%/°C	°C	°C	kcal/m-h-°C
N	-0.12	80°C	310°C	7.7
NM	-0.12	100°C	340°C	7.7
NH	-0.11	120°C	340°C	7.7
NSH	-0.10	150°C	340°C	7.7
NUH	-0.10	180°C	350°C	7.7
NEH	-0.10	200°C	350°C	7.7

4.15 Simulação em elementos finitos para validação do projeto

A simulação da máquina até aqui projetada é de grande importância para a correção de possíveis falhas de projeto e otimização da geometria (para evitar saturação do motor em momentos de maior exigência de torque) e principalmente de material que será utilizado na construção da mesma. As simulações são realizadas por meio de *software* que utiliza como técnica o método dos elementos finitos. No presente projeto, o *software* utilizado é o FEMM (*Finite Element Method Magnetic*) que foi desenvolvido pelo engenheiro e membro afiliado ao *IEEE*, *David Meeker*. Este *software* atende muito bem aos requisitos de prototipagem do problema e tem excelente resposta, satisfazendo as necessidades do projeto.

4.16 Ajustes paramétricos, caso necessário, e repetição da simulação

Feita a simulação da máquina em elementos finitos, necessita-se em inúmeros casos, que alterações e ajustes paramétricos sejam realizados. Muitos desses ajustes se devem a imprecisão de algumas fórmulas por não considerarem todos os fenômenos eletromagnéticos que ocorrem. Tais fenômenos, só podem ser visualizados graças às simulações. Se fossem levados em consideração na formulação, o problema ficaria extremamente complicado de ser resolvido analiticamente. Por isso após uma primeira estimativa dos parâmetros da máquina, realiza-se a simulação e em seguida, os ajustes paramétricos. Após os ajustes, realiza-se nova simulação, e assim por diante, até que a máquina esteja com grau satisfatório de qualidade.

5 Resultados de Projetos, Simulações e Otimizações

Neste capítulo do trabalho, apresentar-se-ão os resultados do projeto do motor seguindo a linha de raciocínio proposto na Tabela 1. Após o processo de projeto da máquina, foram realizadas simulações temporais para validação do comportamento da mesma em diversas situações. Os resultados numéricos que serão apresentados se referem ao projeto com todos os ajustes paramétricos realizados.

Para efeitos comparativos, apresentar-se-ão resultados de simulações de outros projetos semelhantes ao projeto aqui desenvolvido, contando com algumas variações. As variações previstas dizem respeito, essencialmente, ao formato do dente e ao uso (ou não) da inclinação (*skewing*) no pacote de lâminas no estator. Essas variações são divididas em três modelos - com as suas respectivas variações de configurações - que serão apresentados neste capítulo segundo a seguinte ordem:

- Modelo com dentes convencionais:
 - Variando arco magnético (sem inclinação)
 - Arco magnético de 180° (com inclinação)
 - Configuração $N \pm 2 = 2p$ (sem inclinação)

- Modelo com dentes retos:
 - Arco magnético de 180° (sem inclinação)
 - Arco magnético de 180° (com inclinação)
 - Arco magnético de 180° (com inclinação e 4 espiras por bobina)

- Modelo com dentes diferentes:
 - Convencional (sem inclinação)

- Convencional (com inclinação)
- Dentes Retos (com inclinação e 4 espiras)

Os modelos acima propostos foram observados, a maior parte deles, a partir de artigos de periódicos, como a configuração $N \pm 2 = 2p$ (sem inclinação) proposta por (ISHAK, ZHU e HOWE, 2004), o modelo com dentes diferentes (ISHAK, ZHU e HOWE, 2005), a realização da inclinação do pacote de lâminas do estator de forma discreta em elementos finitos como proposto por (JAHNS, 1996).

5.1 Especificações do motor

Dadas às especificações gerais ditadas no tópico de desenvolvimento, estas serão agora “refinadas” para melhor definir as características do motor em projeto. Para tanto, deve-se determinar o diâmetro da roda da motocicleta, que segundo (HONDA, 2009) é de 18 polegadas (45,72 cm); determinação da velocidade máxima do veículo em 160 km/h (44,44 m/s); torque máximo de 75 N.m à 75% da velocidade máxima. Com esses dados em mãos e por meio da Equação (1), tem-se que a potência é:

$$P_{out} \cong \frac{75 \cdot 160 \cdot 150}{9,144 \cdot 18} = 10936,13 \text{ Watts} \quad (33)$$

Tomando por base que 1 cv \approx 735 Watts, a potência do motor é de 14,88 cv.

Outras informações relevantes ao dimensionamento do motor devem ser consideradas e estas foram adquiridas a partir de medições *in loco*, são elas:

- Distância entre as pontas do garfo: 15 cm;
- Diâmetro interno livre: 30 cm;
- Diâmetro do eixo no qual a roda é sustentada: 2 cm;

5.2 Escolha do ímã e suas implicações

Como os requisitos da aplicação determinam alta densidade de energia e torque, custo razoável para produção em massa, a escolha do ímã para o projeto recaiu nos ímãs de terras raras. Já que, o produto de energia do ímã não é algo tão determinante, escolheu-se um ímã de NdFeB (*bonded*) de 10 MGOe, que por ter um produto de energia relativamente baixo quando, comparado aos ímãs produzidos com outros processos, possibilita uma redução considerável nos custos de aquisição.

Considerando a potência que se deseja para o motor, optou-se por um comprimento de entreferro de 1,0 mm, pouco maior do que o sugerido por (MILLER e HENDERSOT JR, 1994). Ainda seguindo sugestão dos mesmos, escolheu-se como valor para o coeficiente de permeância (PC) o valor 10.

Com estas definições em mãos foi calculada a espessura do ímã por meio da Equação (3):

$$L_M = 10 \cdot 1,0 = 10 \text{ mm} \quad (34)$$

Escolhido o coeficiente de permeância e a temperatura de trabalho do motor como 100°C, e por meio da curva de histerese fornecida por fabricantes de ímãs, determinou-se a densidade de campo magnético de trabalho, $B_M = 0,6$ Tesla, como mostra a Figura 11.

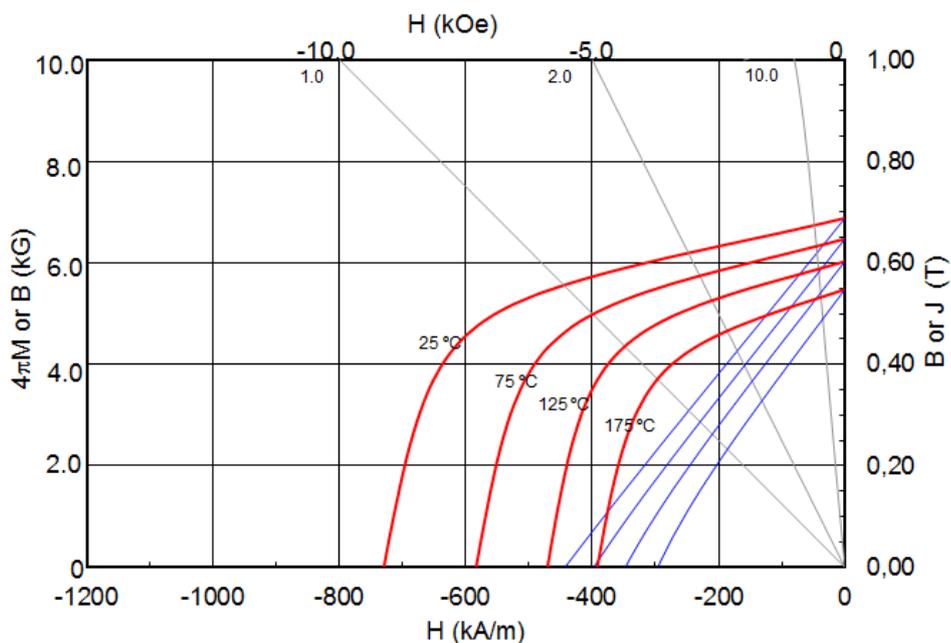


Figura 11 - Determinação do ponto de operação do ímã (Magnequench, 2011).

5.3 Escolha do número de polos e número de ranhuras

Apesar da consideração feita por (ISHAK, ZHU e HOWE, 2004) sobre a melhor escolha entre número de polos e ranhuras para se obter o menor *cogging torque*, a escolha aqui realizada tem como base o melhor desempenho do motor com um patamar de pelo menos 120° elétricos de constante de velocidade. Assim sendo, escolheu-se como número de polos o valor 8, e como número de ranhuras o valor 24.

É mais vantajoso compensar o *cogging torque* por meio de *skewing* (inclinação) do estator do que escolher a razão proposta por (ISHAK, ZHU e HOWE, 2004), já que esta prejudica excessivamente a constante de velocidade, como será evidenciado ao longo do trabalho.

5.4 Distribuição das bobinas de cada fase no estator

Como enunciado no tópico intitulado de “Distribuição das bobinas de cada fase no estator” no capítulo de desenvolvimento, calculou-se o número máximo de bobinas por fase por meio da Equação (5):

$$N_{BF_{MAX}} = \frac{24}{3} = 8 \quad (35)$$

Dando continuidade a distribuição, calculou-se o espaço físico ocupado por cada bobina em número de ranhuras a partir da Equação (6):

$$\sigma_{MAX} + \varepsilon = \frac{24}{8} = 3 \quad (36)$$

Portanto, a primeira bobina da fase A tem início na ranhura 1 e término na ranhura 4. Para determinar a localização do início da próxima bobina, utiliza-se da Equação (7) e (8).

$$N_{SS} = \frac{24}{MDC[8,4]} = 6 \quad (37)$$

$$S_F = \begin{cases} \sigma_{MAX} + 1, & \varepsilon \geq 0,5 \\ N_{SS} - \sigma_{MAX}, & \varepsilon < 0,5 \end{cases} = 6 - 3 = 3 \quad (38)$$

Desta forma, a segunda bobina da fase A tem início na ranhura 7 e término na ranhura 4. Repete-se o passo até terminar a distribuição das bobinas da fase A.

Terminada a fase A, é determinada a localização de início da fase B por meio da Equação (9).

$$Offset = \frac{2}{3} \cdot \frac{24}{8} + 0 \cdot \frac{24}{4} = 2 \quad (39)$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Assim, a fase B tem início na ranhura 3 e a fase C tem início na ranhura 5. Utilizando-se dos cálculos (36) e (38), realiza-se a distribuição das bobinas das fases B e C. Como resultado, é apresentado o diagrama na Figura 12.

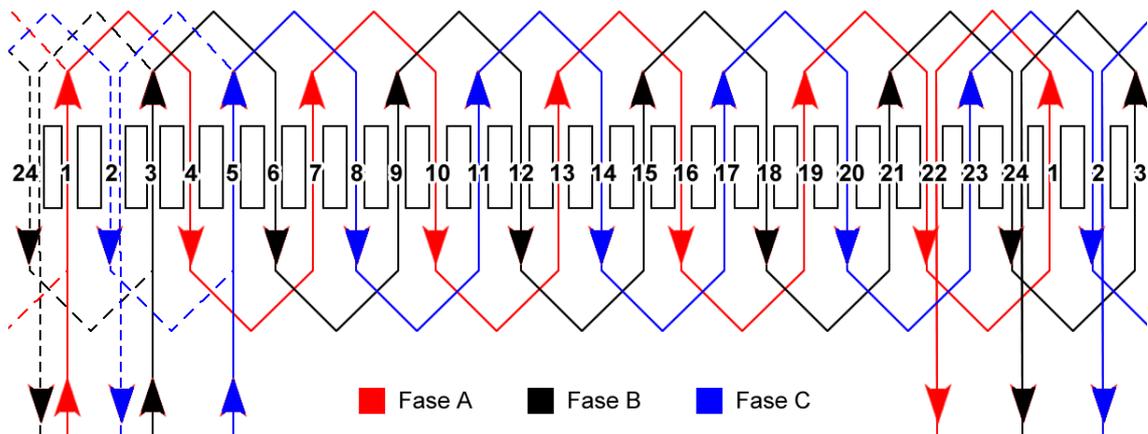


Figura 12 - Diagrama de distribuição das bobinas.

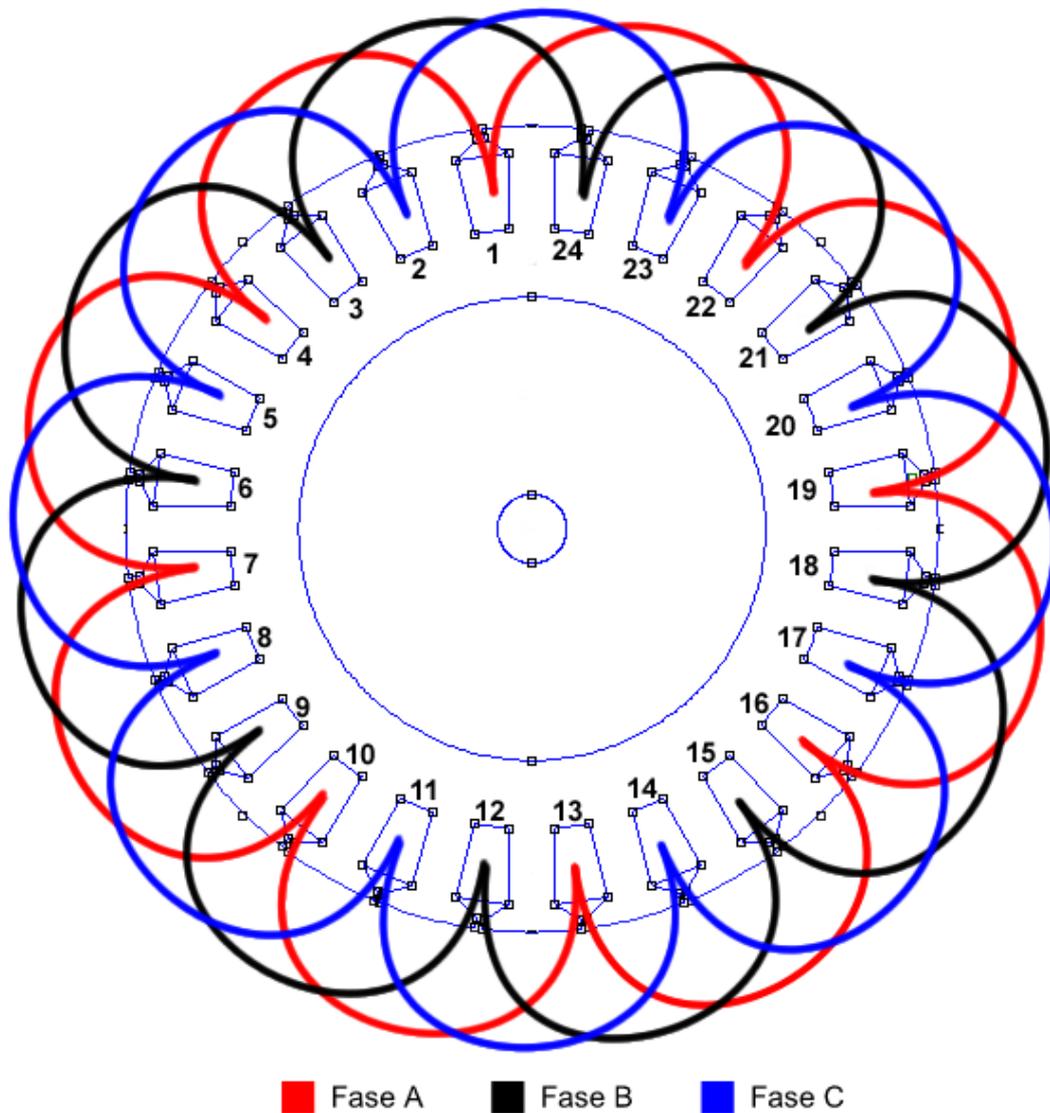


Figura 13 - Enrolamento do estator

5.5 Cálculo do fluxo/polo e dimensionamento inicial

Dadas as especificações de distância entre as pontas do garfo, diâmetro interno livre e diâmetro do eixo no qual a roda é sustentada, define-se como comprimento do pacote de lâminas que constituirão o estator o valor de 10 cm – menor que a distância entre as pontas do garfo já que, deve-se levar em conta a carcaça de proteção do rotor/estator. Escolhe-se como densidade de fluxo magnético máxima para a carcaça do rotor o valor de 1,3 Tesla.

- $D_{EX} = 30 \text{ cm};$
- $L_{STK} = 10 \text{ cm};$

- $D_{EIXO} = 2 \text{ cm};$
- $B_{MAX} = 1,3 \text{ Tesla}.$

A partir dos dados acima e por meio da Equação (15) é calculada a espessura da carcaça do rotor:

$$E_c = \frac{0,6 \cdot \pi \cdot (30 - 2 \cdot 1)}{4 \cdot 4 \cdot 1,3 + 2 \cdot 0,6 \cdot \pi} \approx 2,148 \text{ cm} \quad (40)$$

Os valores de D_{EXI} (Diâmetro externo do ímã) e D_{INI} (Diâmetro interno do ímã) são calculados por meio das Equações (12) e (14).

$$D_{EXI} = 30 - 2 \cdot 2,148 = 25,704 \text{ cm} \quad (41)$$

$$D_{INI} = 25,704 - 2 \cdot 1 = 23,704 \text{ cm} \quad (42)$$

Com o conhecimento de D_{INI} , calcula-se a área de cada polo e o fluxo/polo a partir das Equações (10) e (11), respectivamente.

$$A_M = \frac{\pi \cdot 23,704 \cdot 10}{2 \cdot 4} \cong 93,084 \text{ cm}^2 \quad (43)$$

$$\phi = 0,6 \cdot 93,084 \cdot 10^{-5} = 5,585 \cdot 10^{-3} \text{ Wb} \quad (44)$$

5.6 Cálculo do número de espiras por bobina

Para a determinação do número de espiras por bobinas, faz-se necessário conhecer a constante de velocidade da máquina definida pela Equação (16), levando em conta que a máquina aqui projetada terá como tensão de alimentação escolhida o valor de 72 Volts e velocidade máxima de 160 km/h (194,42 rad/s).

$$k_e = \frac{72 \cdot 0,9}{194,42} = 0,33329 \text{ V} \cdot \text{s} \quad (45)$$

O fator de dispersão de fluxo foi considerado como 0,9, ou seja, dez por cento do fluxo é disperso no entreferro. Como pode ser notado, $N_{BF_{MAX}}$ é 8, mas por simetria da disposição em que as bobinas estão alocadas no estator – vide Figura 12 –, considerou-se apenas 4 bobinas por fase, sem que as mesmas comprometam o resultado final, já que o número de espiras por bobina irá dobrar, e mantendo o estator totalmente aproveitado conforme Figura 14. O número de condutores paralelos (a) escolhidos é 1.

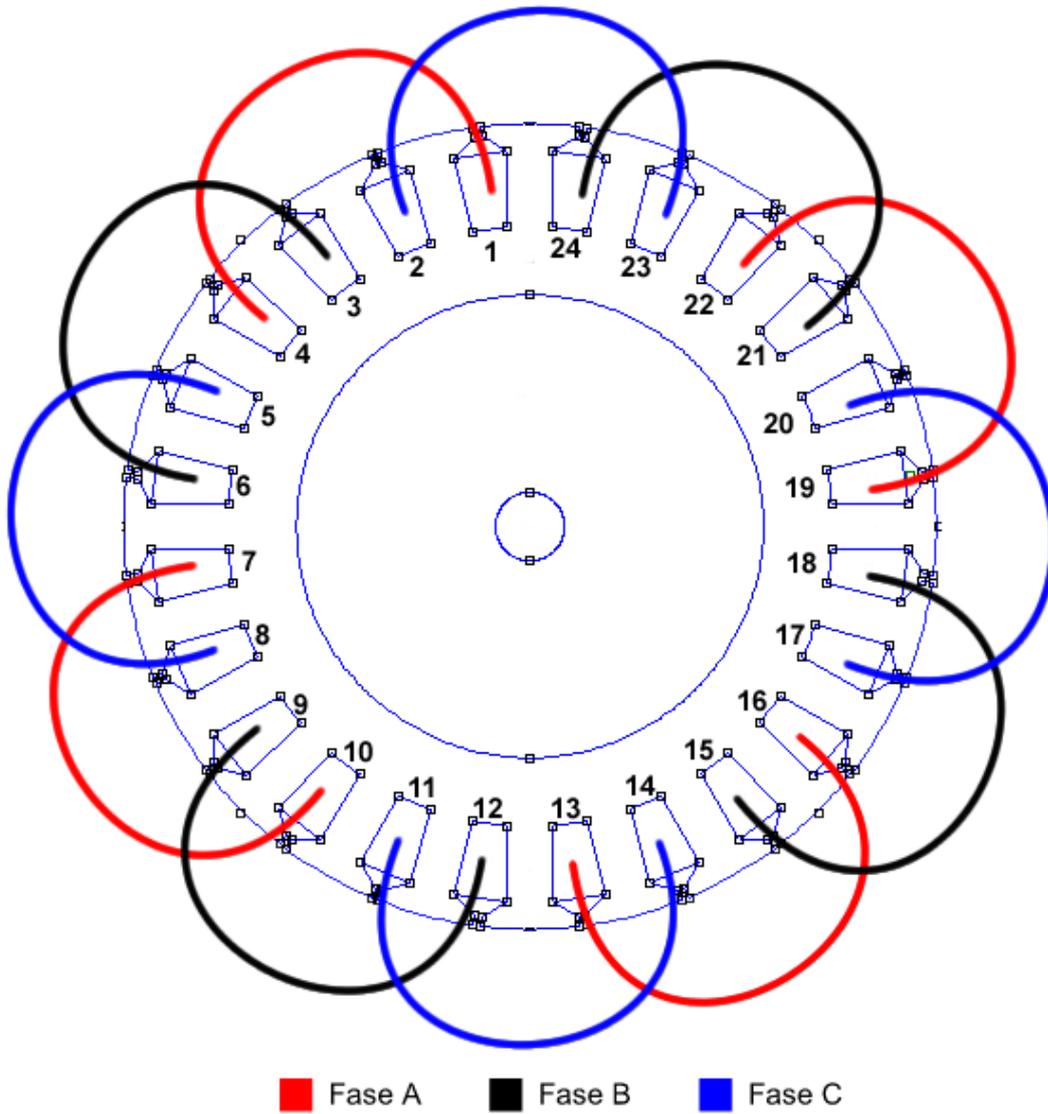


Figura 14 - Enrolamento simplificado do estator

O número de espiras por bobina é calculado com o auxílio da Equação (18).

$$N_{\frac{espiras}{bobinas}} = \frac{0,33329 \cdot \pi}{4 \cdot 4} \cdot \frac{1}{0,9} \cdot \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{0,005585} \cdot 1 \cong 3,25 \quad (46)$$

Por conveniência, o número adotado é de 3 espiras por bobina, o que acarretará em uma pequena redução no fluxo concatenado total.

5.7 Dimensionamento do estator

Por meio da Equação (20) e com $B_T = 1,3$ Tesla tem-se a espessura do dente do estator.

$$w_T = \frac{0,9 \cdot 0,6 \cdot \pi \cdot 23,704}{24 \cdot 1,3} \cong 1,29 \text{ cm} \quad (47)$$

O valor de D_{EXE} é calculado:

$$D_{EXE} = 23,704 - 2 \cdot 0,1 = 23,504 \text{ cm} \quad (48)$$

Sendo $w_O = 2 \text{ mm}$, e com o auxílio da Equação (21) é determinada a espessura da sapata do dente do estator.

$$w_S = \frac{\pi \cdot 23,504 - 24 \cdot (0,2 + 1,29)}{2 \cdot 24} \cong 0,794 \text{ cm} \quad (49)$$

A carcaça do estator é determinada pela Equação (22).

$$E_{CE} = \frac{0,6 \cdot 93,084}{2} \cdot \frac{0,9}{1,3 \cdot 10} \cong 1,93 \text{ cm} \quad (50)$$

Com $D_{EIXO} = 2 \text{ cm}$, e por meio da Equação (23) é determinada a altura máxima possível para o dente.

$$h_{T_{MAX}} = (23,504 - 2 - 2 \cdot 1,93)/2 \cong 8,81 \text{ cm} \quad (51)$$

Sendo a altura do dente escolhida como $h_T = 3 \text{ cm}$. Adotado $h_S = w_S$, verifica-se que a razão entre h_S e h_T está compreendida entre 0,25 e 0,5 como proposto em (HANSELMAN, 1994).

$$\frac{h_S}{h_T} = \frac{0,794}{3} \cong 0,2646 \quad (52)$$

O *tooth-tip* é escolhido como 3mm.

5.8 Cálculo da área de cada ranhura e dimensionamento dos condutores

A área de cada ranhura é calculada por meio da Equação (24).

$$A_R = \frac{[(23,504 - 2 \cdot 0,794)^2 - (23,504 - 2 \cdot 3)^2]}{4 \cdot 24} \cdot \pi - 1,29 \cdot (3 - 0,794) \quad (53)$$

$$A_{RANHURA} = 2,8484 \text{ cm}^2$$

Dado que o enrolamento é simples, adota-se $f_{slot} = 0,7$. O diâmetro dos condutores é obtido por meio da Equação (25).

$$D_w = \sqrt{\frac{2,8484 \cdot 0,7}{3}} = 0,8152 \text{ cm} \quad (54)$$

Este valor de D_w equivale ao fio #1 AWG cuja resistência é $406 \times 10^{-6} \text{ Ohm/m}$. Da Equação (27) é obtido o valor do comprimento médio por volta.

$$CMV = 2 \cdot \left(1,2 \cdot 10 + \frac{\pi \cdot 23,504 \cdot 3}{24} \right) \cong 42,46 \text{ cm} \quad (55)$$

Por meio da Equação (26) é calculada a resistência por fase.

$$R_{fase} = \frac{42,46}{100} \cdot 3 \cdot 4 \cdot 0,000406 \cong 0,00207 \text{ Ohm} \quad (56)$$

Este condutor, apesar de apresentar baixa resistência por metro, tem um diâmetro relativamente grande, o que pode representar uma dificuldade na manipulação do mesmo no processo de enrolamento das bobinas do estator. Desta forma, é determinado um condutor com valor mínimo de D_w , mas que apresente resistência de linha suficientemente baixa para que seja possível drenar corrente do circuito de acionamento, a fim de se produzir torque de 75 N.m à 120 km/h.

O valor da corrente para 75 N.m é obtido pela Equação (29).

$$I = \frac{75}{0,33329} \cong 225 \text{ A} \quad (57)$$

Por meio da Equação (28) é calculado o valor de R_{fase} .

$$R_{fase} = \frac{72 - 0,33329 \cdot 145,81}{2 \cdot 225} \cong 0,052 \text{ Ohm} \quad (58)$$

O valor da resistência máxima por metro do condutor é obtida a partir da Equação (26).

$$\Omega_{MAX} = \frac{0,052}{\frac{42,46}{100} \cdot 3 \cdot 4} \cong 0,0102 \text{ Ohm/m} \quad (59)$$

Portanto, o condutor equivalente é #14 AWG cuja resistência é $8,282 \times 10^{-3}$ Ohm/m. Claramente, resulta em maiores perdas resistivas e menor eficiência, quando comparado ao condutor #1 AWG. Outro condutor que pode ser adotado o condutor #7 AWG cuja resistência é $1,634 \times 10^{-3}$ Ohm/m, que resulta em $R_{fase} = 0,00832$ Ohm. As Figuras 15, 16 e 17 mostram um comparativo entre os condutores #1 AWG, #7 AWG e #14 AWG nas curvas de eficiência do motor.

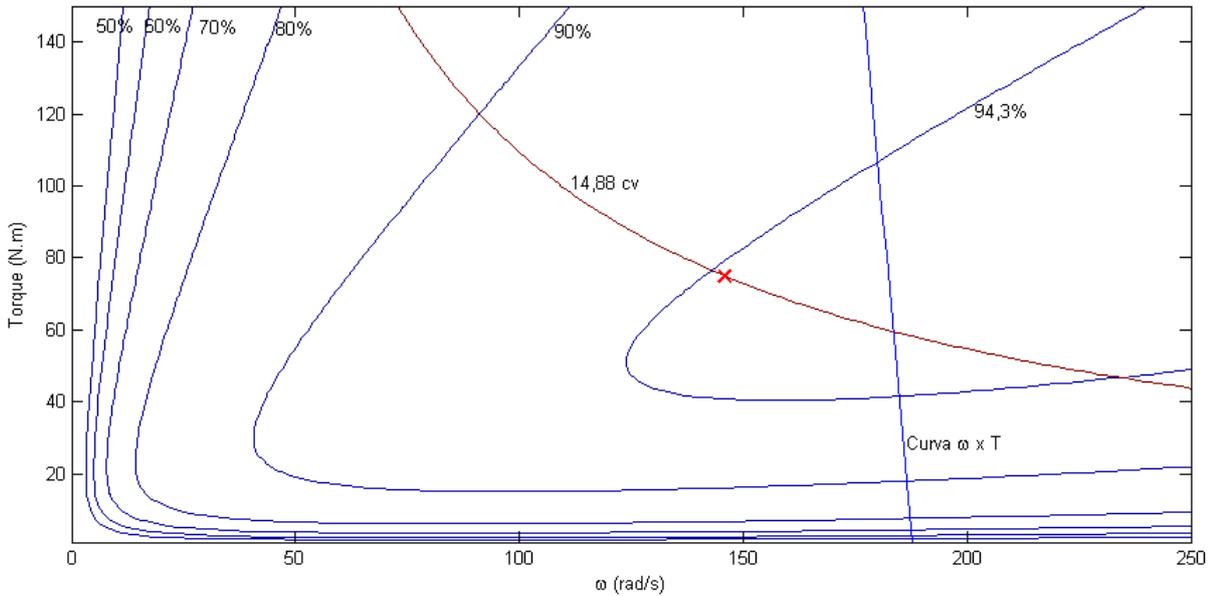


Figura 15 - Curva T x w e de eficiência para condutor #1 AWG

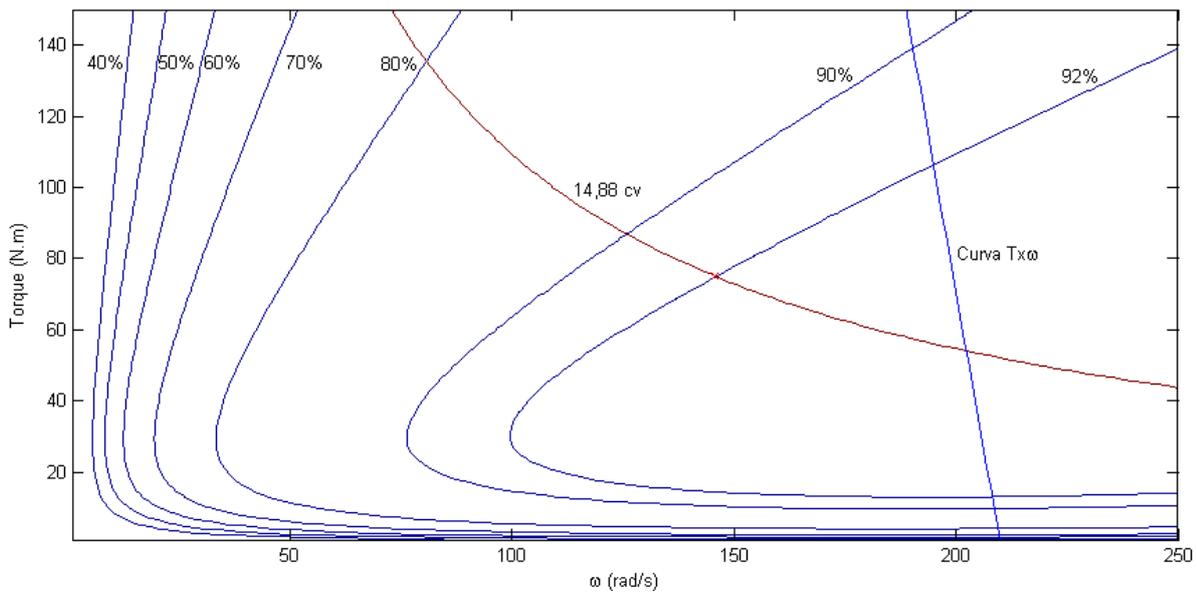


Figura 16 - Curva T x w e de eficiência para condutor #7 AWG

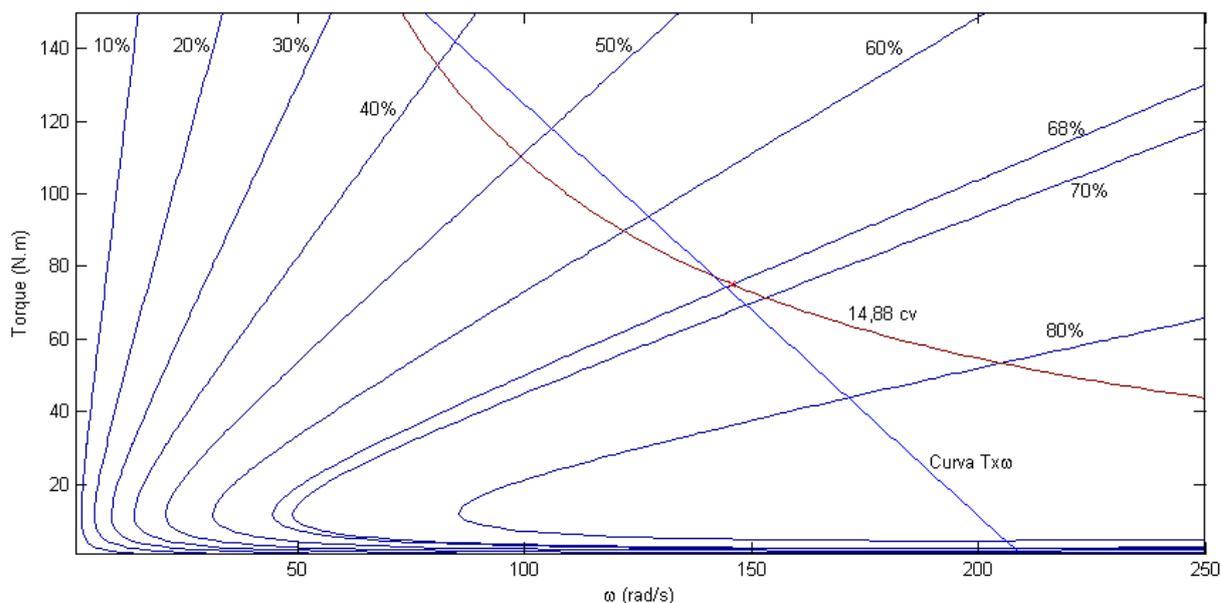


Figura 17 - Curva T x ω e de eficiência para condutor #14 AWG

As curvas torque x velocidade apresentadas são geradas com o algoritmo em *Matlab* obtido em (LARMINIE e LOWRY, 2003) - com devidas modificações.

5.9 Simulações

As simulações são divididas em duas etapas básicas, sendo a primeira etapa, simulação discreta do motor em vazio para obtenção do perfil do fluxo concatenado por cada fase, obtenção do perfil da constante de velocidade e obtenção do perfil de *cogging torque*; a segunda etapa consiste na simulação do motor com corrente para obtenção do perfil de torque.

Segundo o projeto desenvolvido, as Figura 18, Figura 19 e Figura 20 apresentam o perfil do fluxo concatenado por cada fase, o perfil da constante de velocidade e o perfil de *cogging torque*, respectivamente.

O perfil de torque é mostrado na Figura 21, resultado da simulação com corrente igual à 230A.

Como pode ser notado na Figura 19, a constante de velocidade desta máquina apresenta patamares de quase 180° elétricos em cada fase, o que, para motores *brushless* DC trifásicos é desnecessário. Até melhor do que o valor buscado para a constante de velocidade da máquina - $k_e = 0,33329 \text{ V} \cdot \text{s}$ -, o valor obtido pela simulação é de 0,342359 V.s.

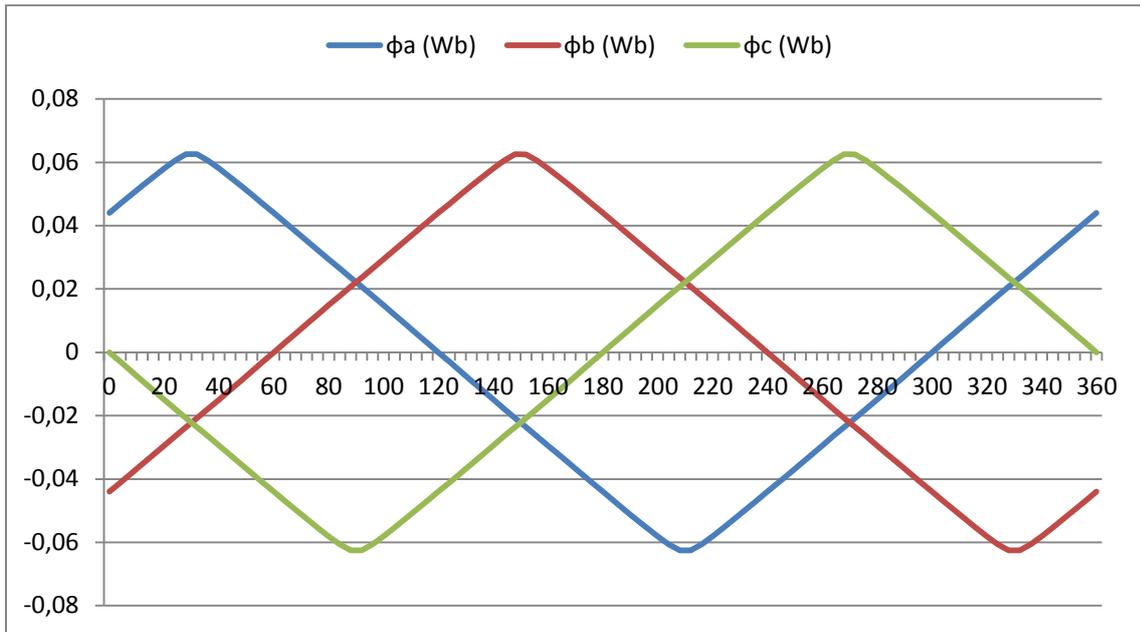


Figura 18 - Perfil do Fluxo concatenado por cada fase

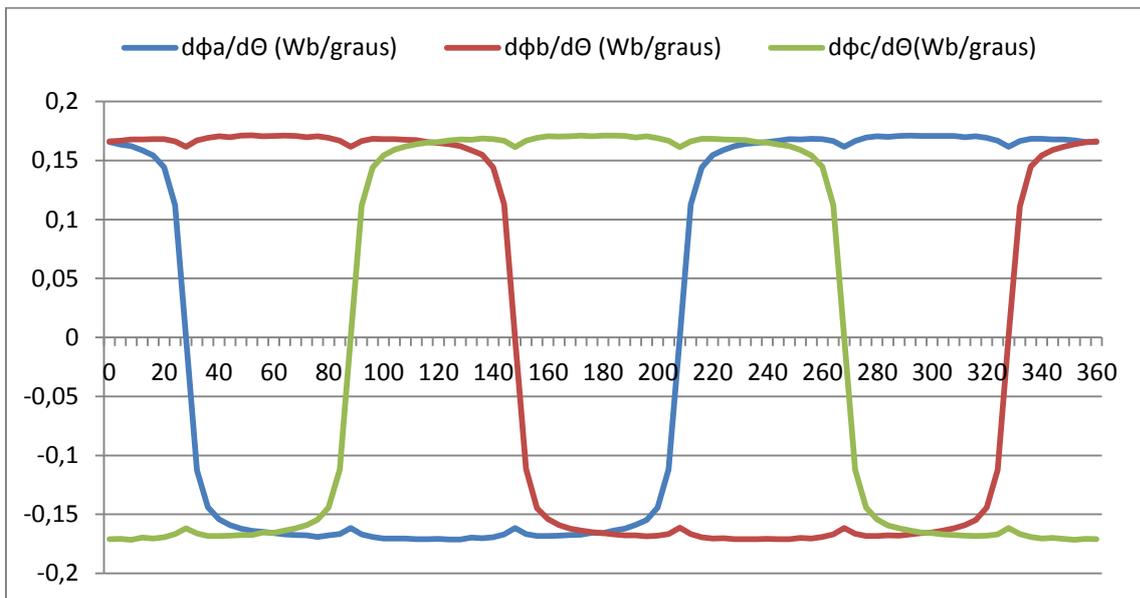


Figura 19 - Perfil da Constante de Velocidade

O *cogging torque*, cujo valor médio de pico é de 4,1339 N.m acarreta um *ripple* de 8,93% no torque final – torque produzido por uma corrente de 230A no motor. O torque final apresenta como valor máximo 82,09 N.m e valor mínimo de 68,47 N.m, desenvolvendo um torque médio de valor igual a 76,28 N.m.

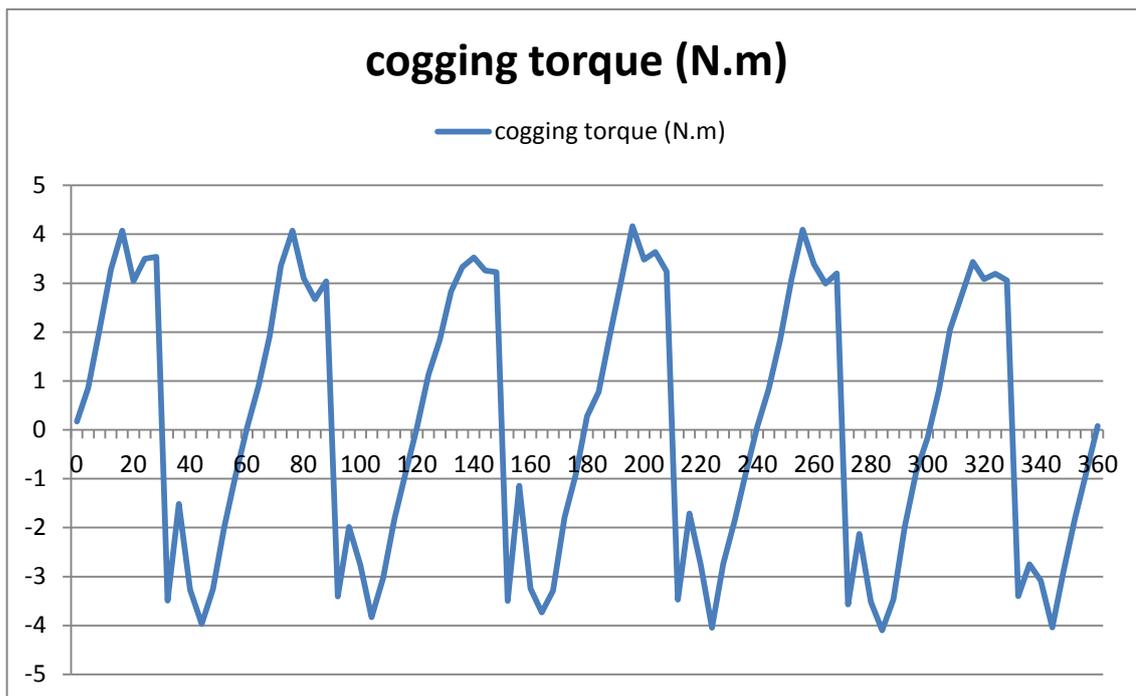


Figura 20 - Perfil de Cogging Torque

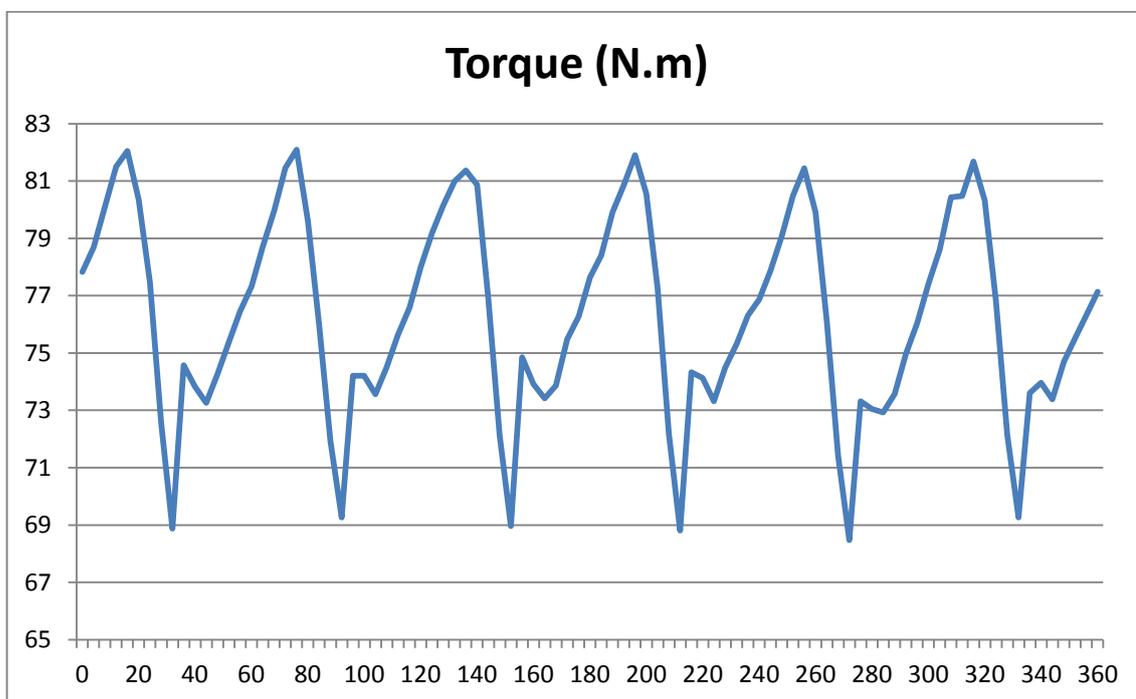


Figura 21 - Perfil de Torque

Os resultados das simulações até aqui apresentados dizem respeito a uma máquina cujo estator não é de pacote inclinado (sem *skewing*).

Notoriamente, o patamar da constante de velocidade pode ser reduzido para 120° elétricos, para isto trabalha-se na redução do arco magnético – da mesma forma que se pode trabalhar na redução do passo de bobina -, sendo os resultados para os perfis de fluxo concatenado, constante de velocidade, *cogging torque* e torque final apresentados. Para efeitos comparativos, uma máquina de mesmo porte, com as mesmas dimensões, porém seguindo a escolha de número de polos e número de ranhuras sugeridas por (ISHAK, ZHU e HOWE, 2004), é apresentada juntamente com os resultados de redução de arco magnético. Esta última máquina consiste em uma máquina de 22 polos e 24 ranhuras e mesmas designações de potência, torque e velocidade.

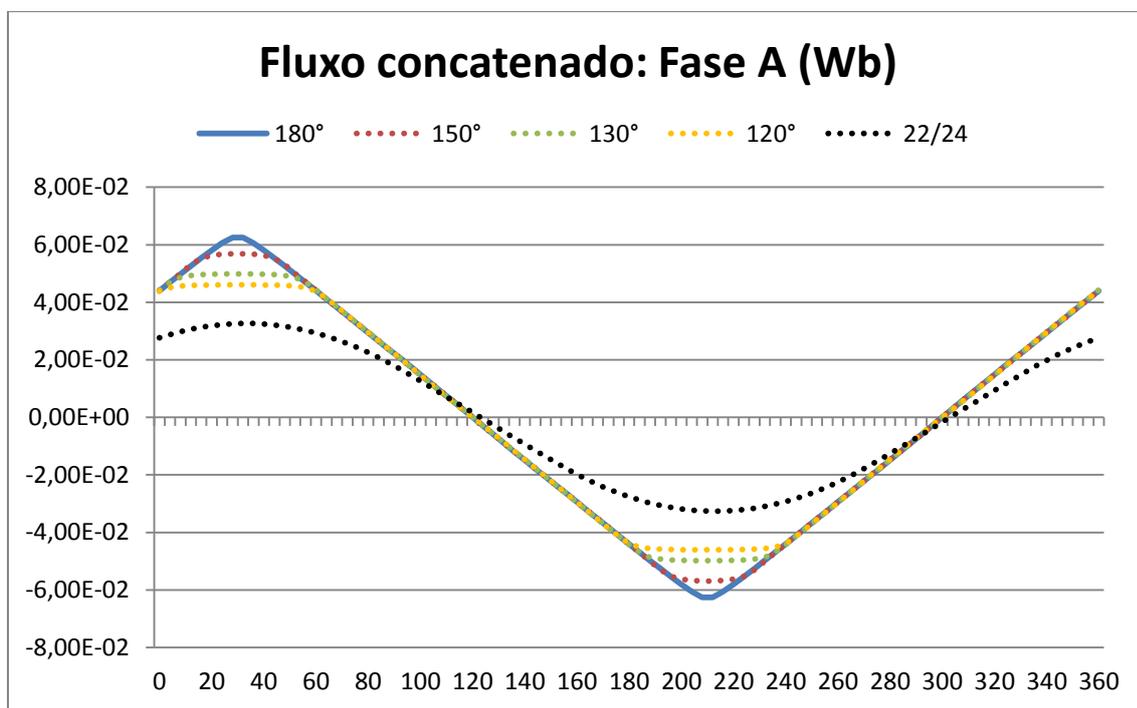


Figura 22 - Comparativo de Fluxo concatenado com mudança no arco magnético

Segundo a Figura 22, ocorre ligeira variação no pico do fluxo concatenado com a variação no arco magnético, o que altera o comprimento do patamar da constante de velocidade como é mostrado na Figura 23. O mais importante é a inclinação no perfil do fluxo concatenado que não se altera, proporcionando o mesmo valor de constante de velocidade. Já o motor de 22 polos e 24 ranhuras apresenta uma variação quase senoidal no perfil de fluxo concatenado e menor valor de pico. A Tabela 3 quantifica melhor a comparação no que se refere ao fluxo.

Tabela 3 - Comparativo de Fluxo concatenado com mudança no arco magnético

	ϕ (Fase A) (Wb)				
	180°	150°	130°	120°	22/24
Mín.	-0,06254	-0,05689	-0,04982	-0,04605	-0,03265
Máx.	0,062535	0,05689	0,049824	0,04605	0,032636
Médio	0,062537	0,05689	0,049824	0,04605	0,032641

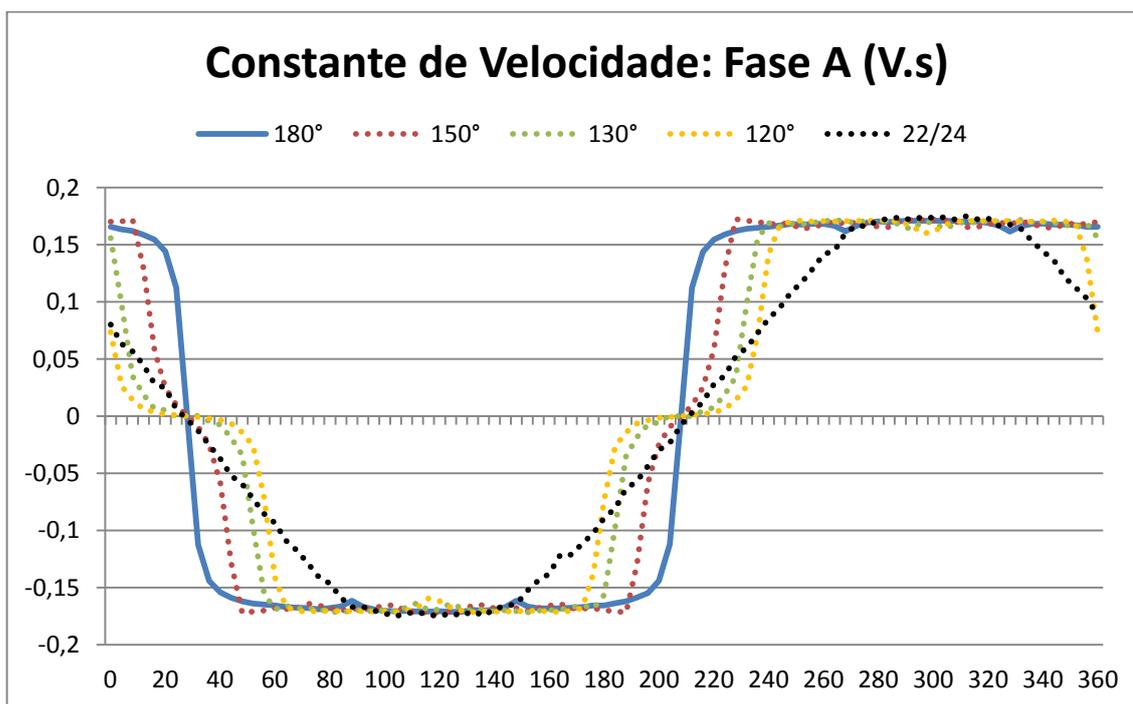


Figura 23 - Comparativo de Constante de Velocidade com mudança no arco magnético

Como proposto com a redução do arco magnético, ocorreu a redução no patamar da constante de velocidade sem que o valor da constante de velocidade fosse alterado significativamente. Para a configuração de 22 polos e 24 ranhuras, cujo perfil de fluxo concatenado era quase senoidal, a constante de velocidade apresenta patamar de 60° elétricos e constante de velocidade ligeiramente maior do que os casos anteriores, como são quantificados pela Tabela 4.

Tabela 4 - Comparativo de Constante de Velocidade com mudança no arco magnético

	Constante de Velocidade (V.s)				
	180°	150°	130°	120°	22/24
Mín.	-0,17134	-0,17226	-0,17207	-0,17146	-0,17528

Máx.	0,171023	0,172295	0,172058	0,171367	0,174951
Média	0,17118	0,172278	0,172063	0,171416	0,175116
ke	0,342359	0,344556	0,344127	0,342831	0,350231

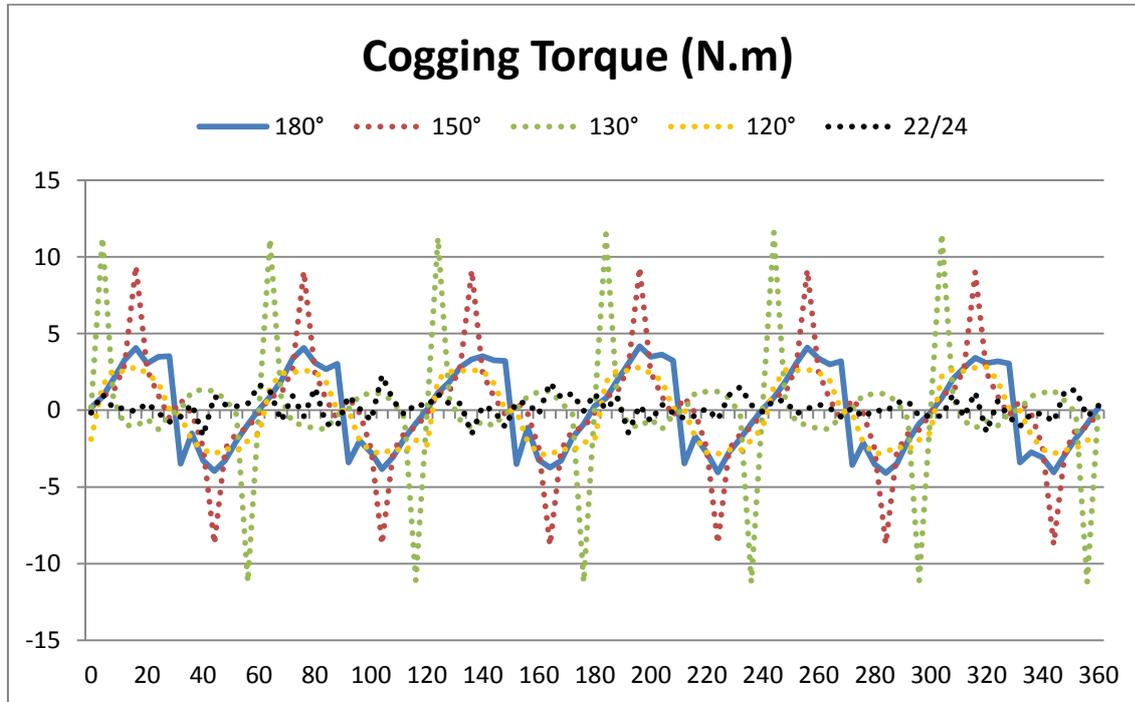


Figura 24 - Comparativo de Cogging Torque com mudança no arco magnético

A Figura 24 mostra que a redução do arco magnético só reduz o *cogging torque*, para valores menores que o *cogging torque* de arcos de 180° elétricos, quando o arco é de 120° elétricos. Uma das poucas vantagens, talvez a maior delas, para a configuração de 22 polos e 24 ranhuras é apresentar um *cogging torque* inferior. A Tabela 5 apresenta dados quantitativos a respeito do *cogging torque* e a influência no torque final é apresentada na Tabela 6 e na Figura 25.

Tabela 5 - Comparativo de Cogging Torque com mudança no arco magnético

	Cogging Torque (N.m)				
	180°	150°	130°	120°	22/24
Mín.	-4,10045	-8,81179	-11,2457	-2,93138	-1,68024
Máx.	4,167411	9,41749	11,58966	2,844946	2,278357
Média(Pico)	4,133929	9,11464	11,41768	2,888161	1,979298

Tabela 6 - Comparativo de Torque com mudança no arco magnético

	Torque (N.m)				
	180°	150°	130°	120°	22/24
Mín.	68,47107	63,27579	62,07568	58,51846	57,46078
Máx.	82,09582	84,76689	87,49808	81,70151	75,07039
Médio	76,28575	76,39355	76,32095	75,47447	68,33121
Ripple %	8,93	14,06	16,66	15,36	12,89

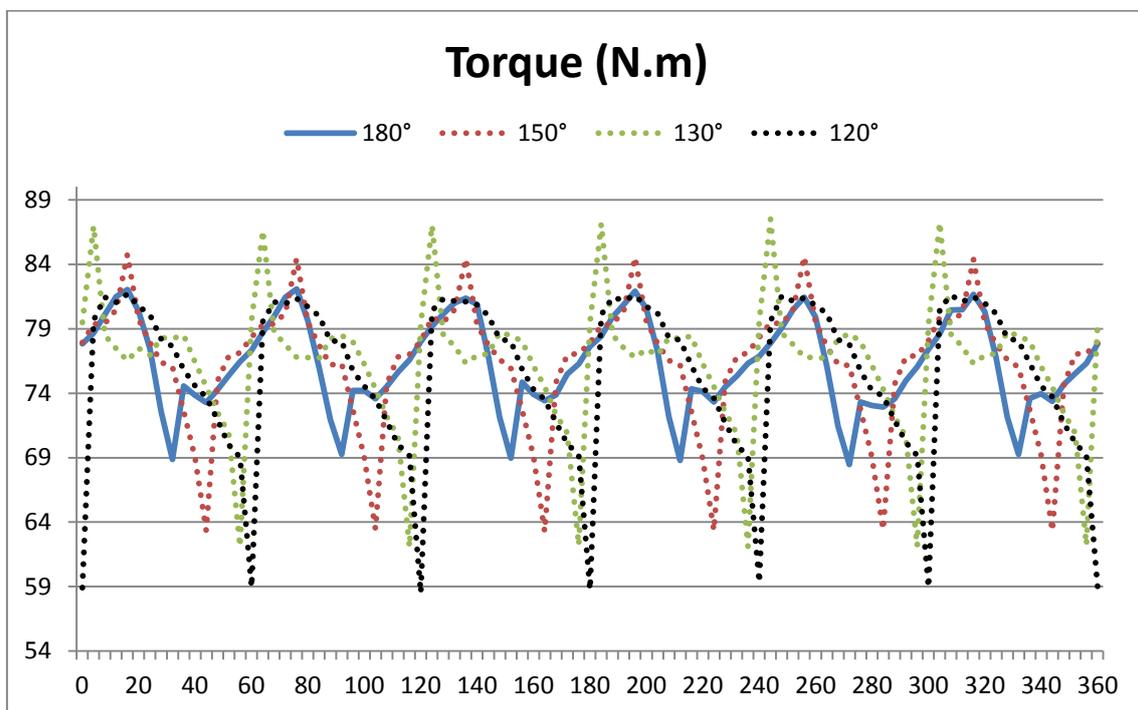


Figura 25- Comparativo de Torque com mudança no arco magnético

Tendo em vista que os resultados apresentados não são satisfatórios por apresentarem considerável *ripple* no torque final, trabalhou-se na redução do *cogging torque* e do patamar da constante de velocidade, esta para valores de no mínimo 120° elétricos, por meio da inclinação do pacote de lâminas do estator. Como o *software* FEMM faz análises em duas dimensões apenas, foi necessário produzir o efeito de inclinação de maneira discreta, reduzindo o comprimento do pacote de lâminas do estator em “n” vezes e somando o resultado obtido “n” vezes, deslocando cada soma em 360°/n.

São realizadas discretizações de 4°, 7°, 14° e 15°, que representam 0,267, 0,467, 0,933 e 1 passo de ranhura.

Comparados aos resultados da Figura 22, a inclinação do pacote de lâminas do estator apresenta resultados melhores de fluxo concatenado, mantendo a inclinação – como é mostrado na Figura 26 – e valores de pico mais próximos aos estimados. Quantitativamente, os resultados são apresentados na Tabela 7.

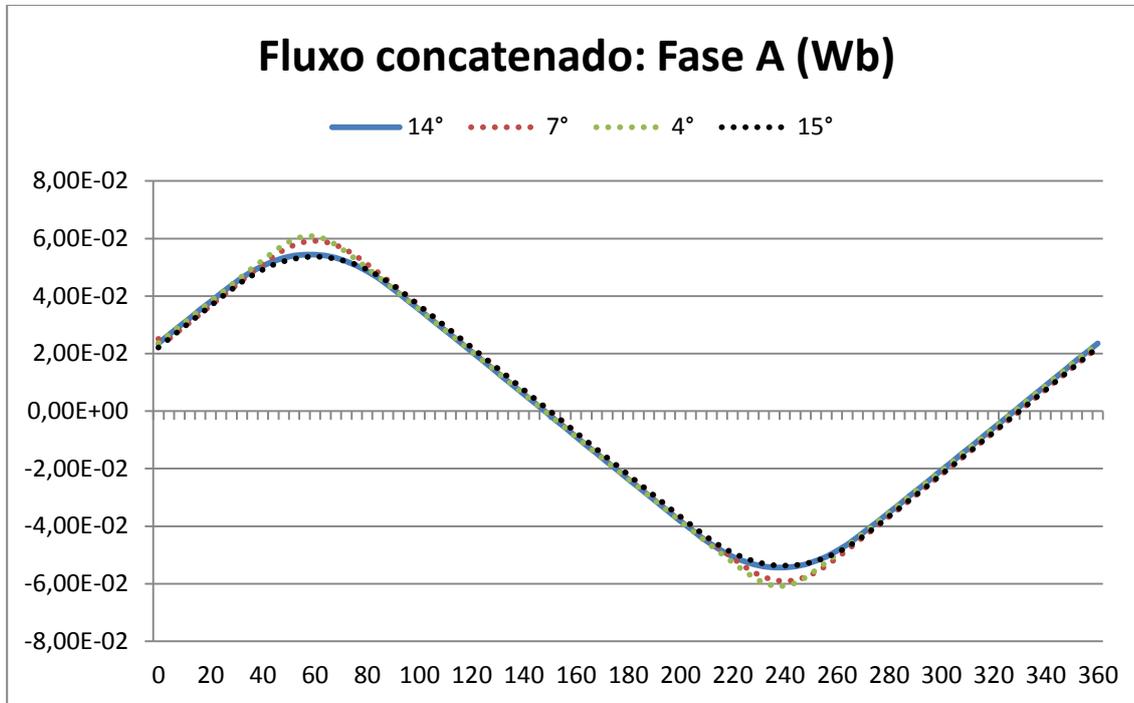


Figura 26 - Comparativo de Fluxo concatenado com inclinação no pacote do estator

Tabela 7 - Comparativo de Fluxo concatenado com inclinação no pacote do estator

	ϕ (Fase A) (Wb)			
	14°	7°	4°	15°
Mín.	-0,0544	-0,05913	-0,06086	-0,05373
Máx.	0,0544	0,059132	0,060855	0,053725
Médio	0,054401	0,059134	0,060857	0,053727

Com a inclinação do pacote de lâminas do estator é atingido o resultado de redução do patamar da constante de velocidade, que para a inclinação de 15° do pacote (um passo de ranhura), alcançar-se-ia o patamar de 120° elétricos, o que não ocorre, encontrando-se em valor ligeiramente menor devido aos efeitos de borda, da mesma forma que não se tem 180° elétricos com o estator inicialmente simulado. O valor da constante de velocidade da máquina foi afetado muito pouco, mas encontra-se ligeiramente acima do valor de projeto. A

inclinação de 14° do pacote (0,933 passo de ranhura) é o melhor resultado como mostram a Figura 27 e a Tabela 8.

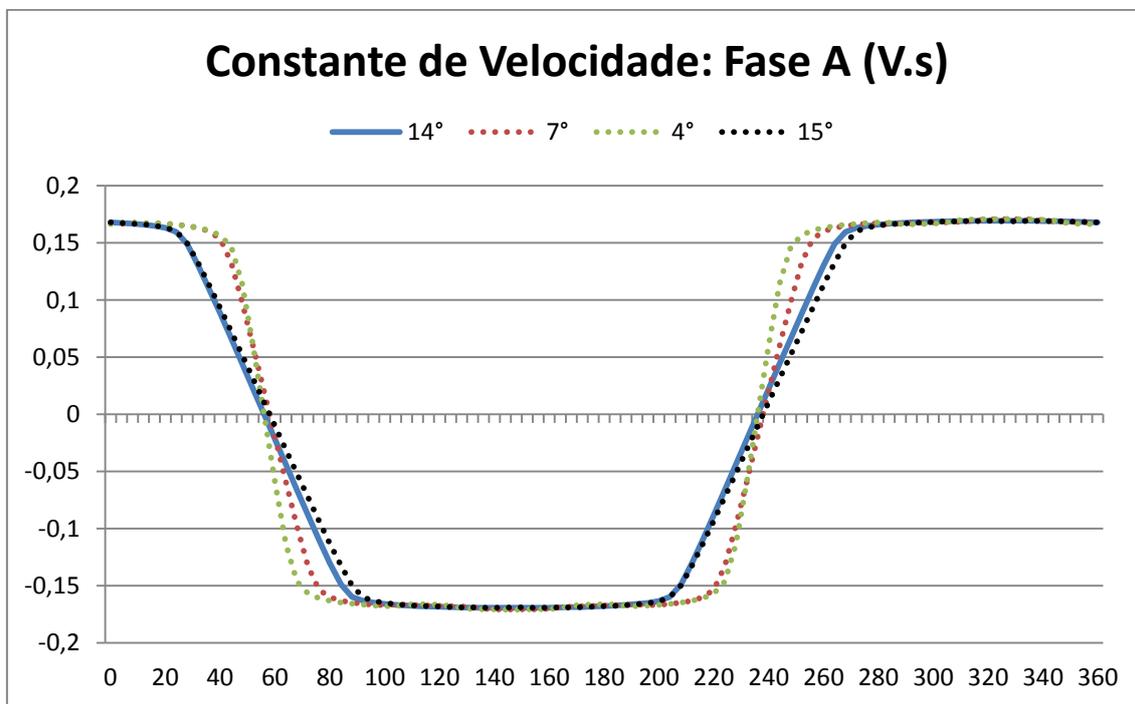


Figura 27 - Comparativo de Constante de Velocidade com inclinação no pacote do estator

Tabela 8 - Comparativo de Constante de Velocidade com inclinação no pacote do estator

	Constante de Velocidade (V.s)			
	14°	7°	4°	15°
Mín.	-0,16943	-0,17085	-0,17107	-0,16926
Máx.	0,169412	0,170728	0,170931	0,169247
Média	0,16942	0,170787	0,171001	0,169255
ke	0,33884	0,341574	0,342003	0,33851

Os resultados do perfil de *cogging torque* com a inclinação são os mais vantajosos, apresentando drástica redução em seu valor. O que no início do projeto era de 4,1339 N.m, com inclinação de 14° no pacote atinge valores menores que 0,17 N.m médio de pico. Este valor acarreta um *ripple* de aproximadamente 1% no valor do torque final.

Tabela 9 - Comparativo de Cogging Torque com inclinação no pacote do estator

	Cogging Torque (N.m)			
	14°	7°	4°	15°
Mín.	-0,12553	-2,47493	-3,35712	-0,34279
Máx.	0,210282	2,572464	3,51577	0,436519
Média	0,167904	2,523697	3,436444	0,389655

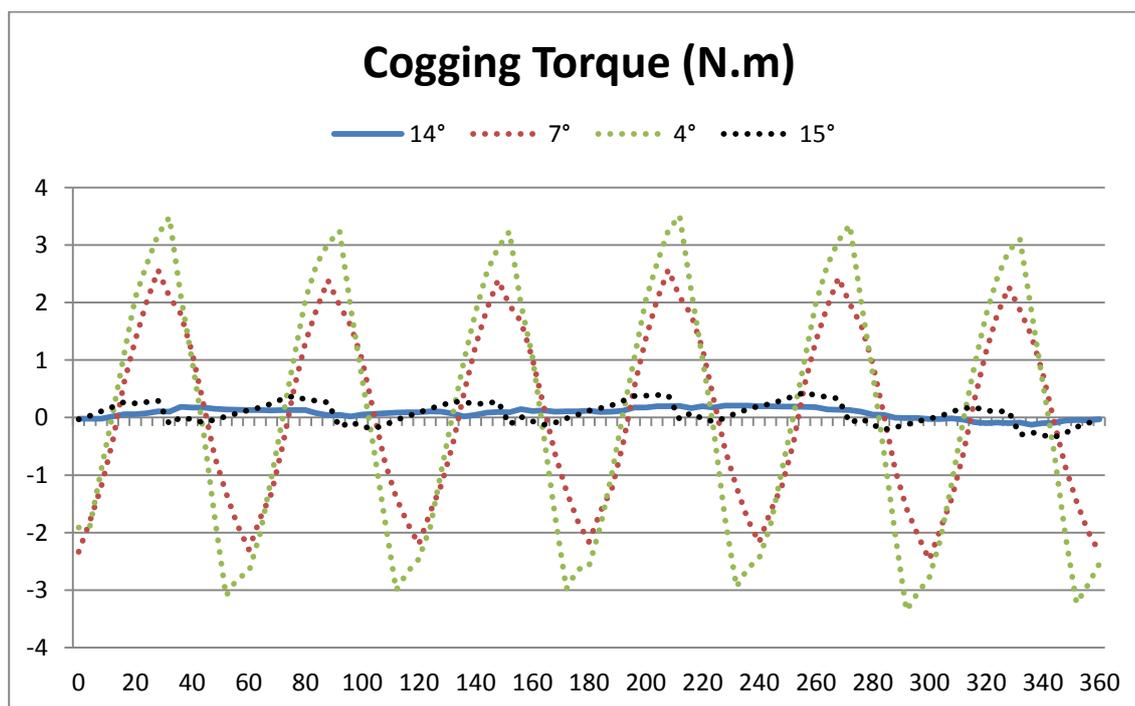


Figura 28 - Comparativo de Cogging Torque com inclinação no pacote do estator

Tabela 10 - Comparativo de Torque com inclinação no pacote do estator

	Torque (N.m)			
	14°	7°	4°	15°
Mín.	75,74151	72,97348	71,83928	75,52293
Máx.	76,56399	79,28714	80,53645	76,78805
Médio	76,30696	76,24625	76,25915	76,2696
Ripple %	0,54	4,14	5,7	0,83

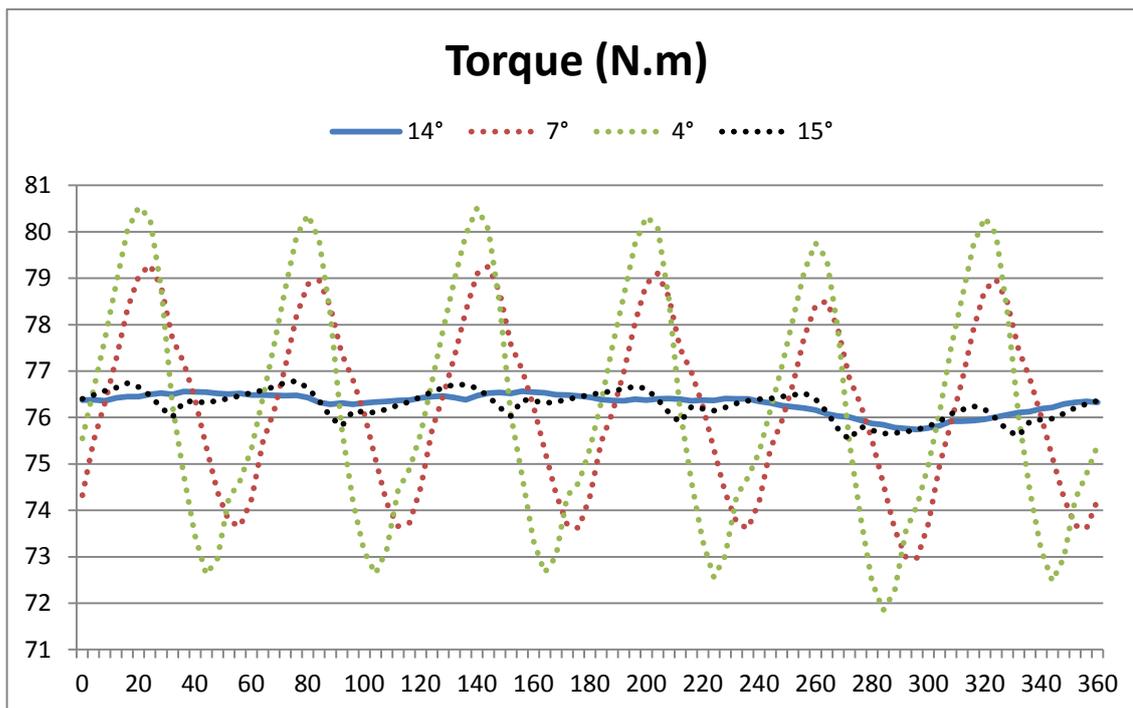


Figura 29 - Comparativo de Torque com inclinação no pacote do estator

Claramente, seja qual for a inclinação adotada – desde que entre 1° e 15° -, o *ripple* no torque final será reduzido consideravelmente e a máquina apresentará, assim, um comportamento suave.

Uma alternativa aos modelos até agora propostos é o projeto de um estator com dentes retos (*straight teeth*). O modelo de dentes retos apresenta, a priori, vantagem quanto ao processo de montagem dos enrolamentos do estator, já que esses são constituídos de condutores espessos e que não passam pela abertura de ranhura de 2mm. Sem muitas alterações no projeto inicial, o novo modelo de estator é obtido com a retirada das sapatas e redução da altura dos dentes para 25 mm. Para esta configuração é esperado um *cogging torque* maior devido à maior distância entre o topo de um dente e outro - que causa maior variação de relutância na máquina. Notoriamente, o fluxo concatenado pelas bobinas de cada fase será menor, havendo maior dispersão de fluxo. O resultado é uma constante de velocidade com patamar de menor valor, ou seja, a constante de velocidade da máquina é menor. Para solucionar este problema, pode-se alterar a largura do dente, reduzindo a largura da ranhura para que esta comporte apenas os três condutores empilhados, ou aumentar o número de espiras por bobinas.

Como apresentado pela Figura 30, o fluxo concatenado deixa de ter uma característica triangular e apresenta pequenas perturbações. O valor de pico, como esperado, é menor do que o valor de pico do projeto inicial exceto com o uso de quatro espiras por bobinas.

A Figura 31 mostra o perfil da constante de velocidade para o estator com dentes retos sem inclinação e com inclinação do pacote de lâminas. A constante de velocidade para o caso do estator sem inclinação contém oscilações provenientes das oscilações no fluxo concatenado. A inclinação no pacote de ranhuras em quatorze graus elétricos praticamente elimina estas perturbações, reduzindo o comprimento patamar e também o valor da constante de velocidade para o uso de três espiras por bobinas.

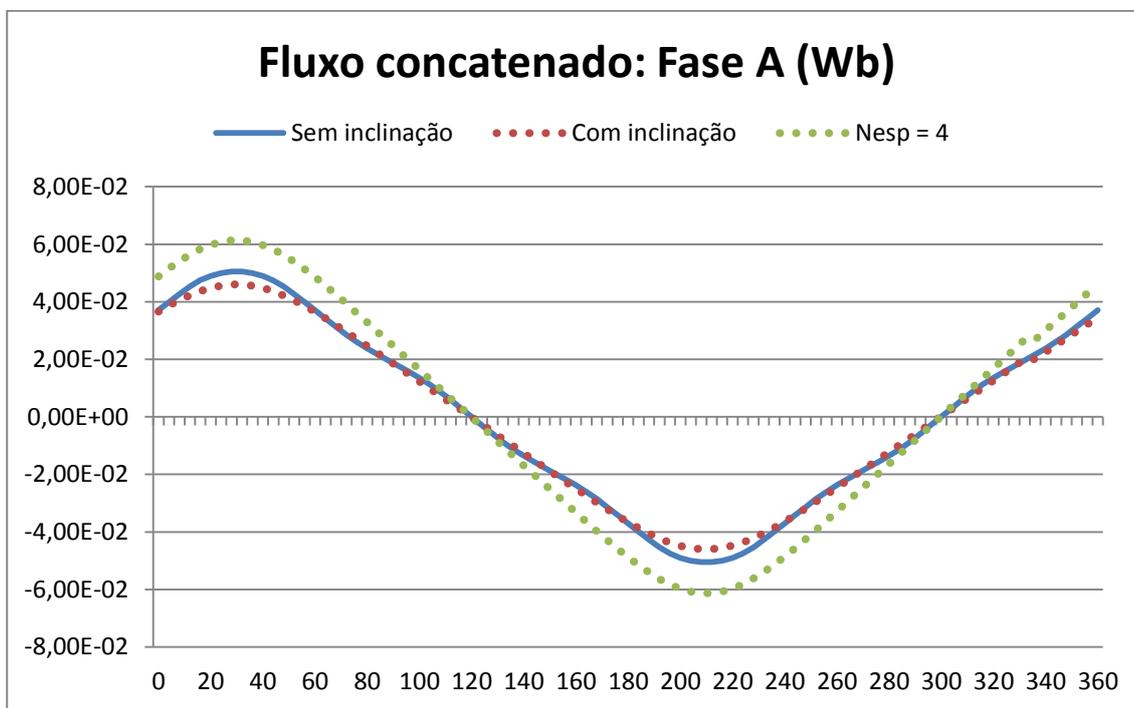


Figura 30 - Comparativo de Fluxo concatenado para modelo de dentes retos

Tabela 11 - Comparativo de Fluxo concatenado para modelo de dentes retos

	ϕ (Fase A) (Wb)		
	Sem inclinação	Com inclinação	Nesp = 4
Mín.	-0,050503902	-0,045983811	-0,06131175
Máx.	0,050490074	0,045974581	0,061299441
Médio	0,050496988	0,045979196	0,061305594

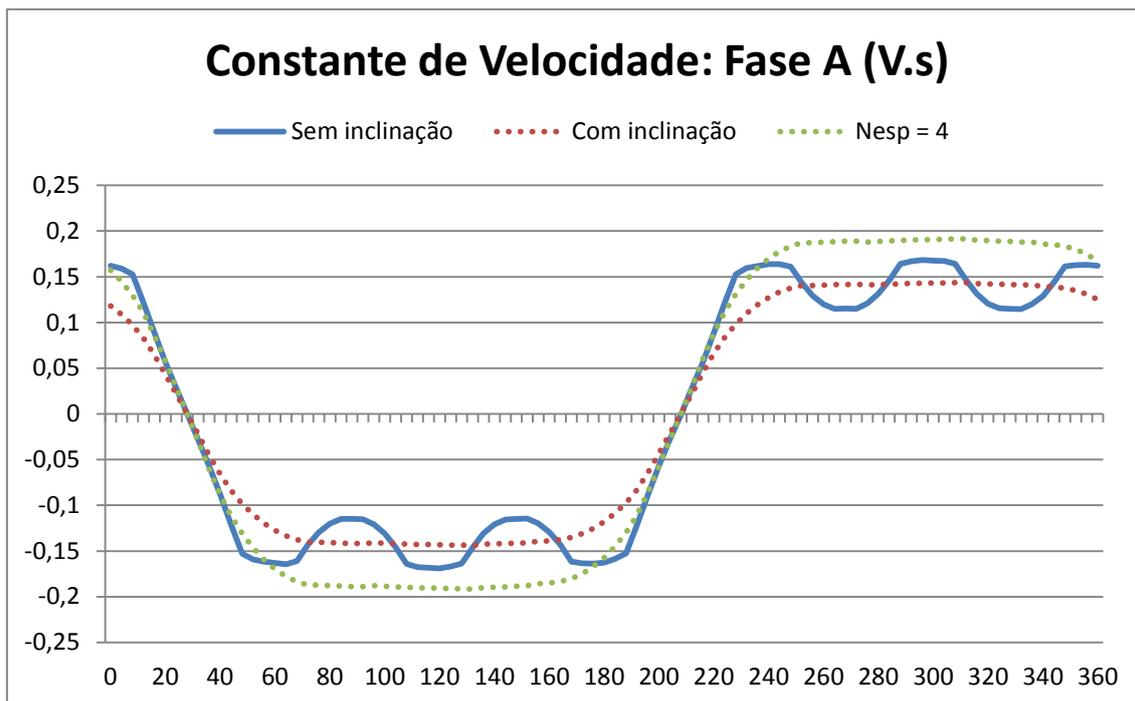


Figura 31 - Comparativo da Constante de Velocidade para modelo de dentes retos

Tabela 12 - Comparativo da Constante de Velocidade para modelo de dentes retos

	Constante de Velocidade (V.s)		
	Sem inclinação	Com inclinação	Nesp = 4
Mín.	-0,169004639	-0,143689319	-0,191585759
Máx.	0,168556161	0,143708587	0,19161145
Média	0,1687804	0,143698953	0,191598604
ke	0,3375608	0,287397906	0,383197209

A constante de velocidade sem a inclinação do pacote de lâminas do estator tem valor de aproximadamente 0,3375 V.s, sendo maior que o valor de projeto. A inclinação reduz este valor para aproximadamente 0,2874 V.s no caso de três espiras por bobinas. Claramente, para este valor é necessário uma corrente maior do que 230 Ampères, que aumentaria as perdas resistivas e talvez não seja possível trabalhar em regime permanente devido ao aquecimento da máquina. O valor de 0,3832 V.s no caso de quatro espiras por bobinas traz algumas implicações, menor velocidade final (187,9 rad/s, 156 km/h), aumento da resistência por fase ($R_{fase} = 0,00276 \text{ Ohm}$), menor valor de corrente para produzir 75 N.m de torque (200 A), acréscimo de apenas 1,8 W nas perdas resistivas.

Assim como esperado, o *cogging torque* nesta configuração foi maior do que o modelo inicial, apresentando valor médio de pico de 40,7 N.m sem a inclinação e de 1,3 N.m com a inclinação do pacote de lâminas. Esses estão evidenciados pela Figura 32 e pela Tabela 13.

Quanto ao torque produzido em cada caso, observa-se que o menor torque médio foi produzido com o uso de três espiras por bobina e com inclinação – 65,4 N.m -, enquanto o uso de quatro espiras por bobina e com inclinação produziu 75,9 N.m de torque. Fato interessante está no *ripple*, que é esperado ser maior uma vez que o cogging torque para este modelo apresentou valor bem superior ao modelo inicial com mesma inclinação.

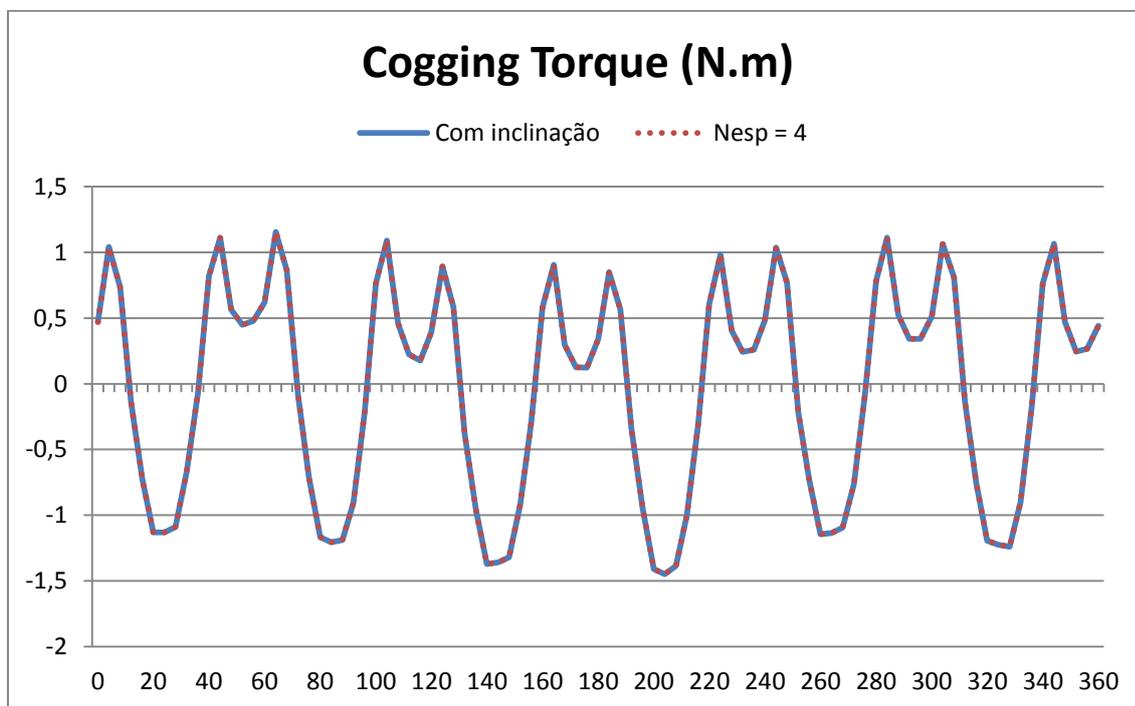


Figura 32 - Comparativo de Cogging Torque para modelo de dentes retos

Tabela 13 - Comparativo de Cogging Torque para modelo de dentes retos

	Cogging Torque (N.m)		
	Sem inclinação	Com inclinação	Nesp = 4
Mín.	-40,8303095	-1,4480726	-1,44807
Máx.	40,6255739	1,15638929	1,156389
Média(Pico)	40,7279417	1,30223093	1,302231

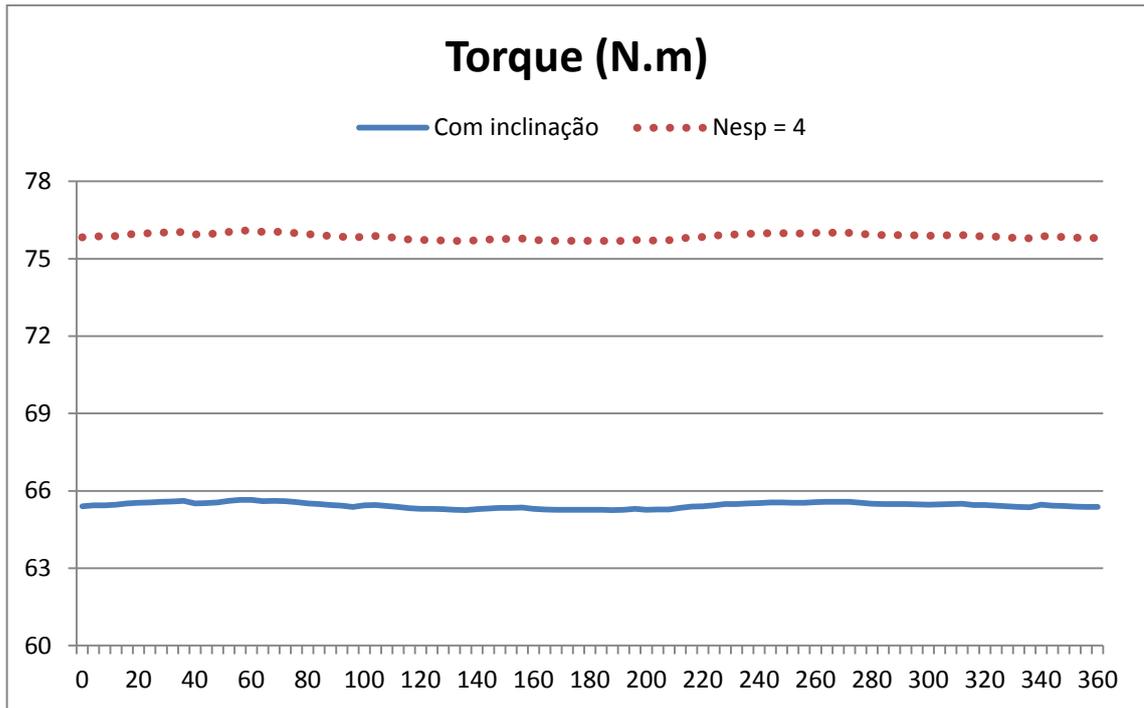


Figura 33 - Comparativo de Torque para modelo de dentes retos

Tabela 14 - Comparativo de Torque para modelo de dentes retos

	Torque (N.m)		
	Sem inclinação	Com inclinação	Nesp = 4
Mín.	18,2213091	65,2569928	75,68585
Máx.	103,628422	65,6528231	76,09033
Médio	65,5280927	65,437166	75,86919
Ripple %	65,16	0,303	0,277

Uma alternativa sugerida por (ISHAK, ZHU e HOWE, 2005) é a utilização de dentes com espessuras diferentes como ilustrado pela Figura 34. Esta configuração, segundo proposto pelo artigo, melhora o perfil da constante de velocidade tornando-a mais trapezoidal, melhorando então o desempenho da máquina.

Com base nos resultados até aqui obtidos e utilizando a razão 3/2 para a relação entre as espessuras do dente mais largo e do dente mais fino, além do uso de inclinação do pacote de lâminas, foram realizadas simulações a fim de se verificar as possíveis vantagens que essa configuração pode trazer para o projeto da máquina.

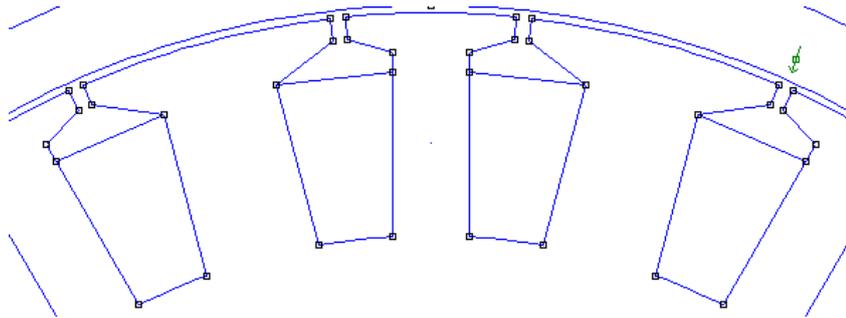


Figura 34 - Dentes com diferentes espessuras

A figura apresenta o fluxo concatenado pela fase A para as configurações convencionais (com e sem inclinação de 14°) e dentes retos com inclinação de 14° e 4 espiras por bobina. Claramente, o fluxo concatenado ainda mantém sua característica triangular, apresentando valor de pico abaixo do projetado apenas para a configuração convencional com inclinação.

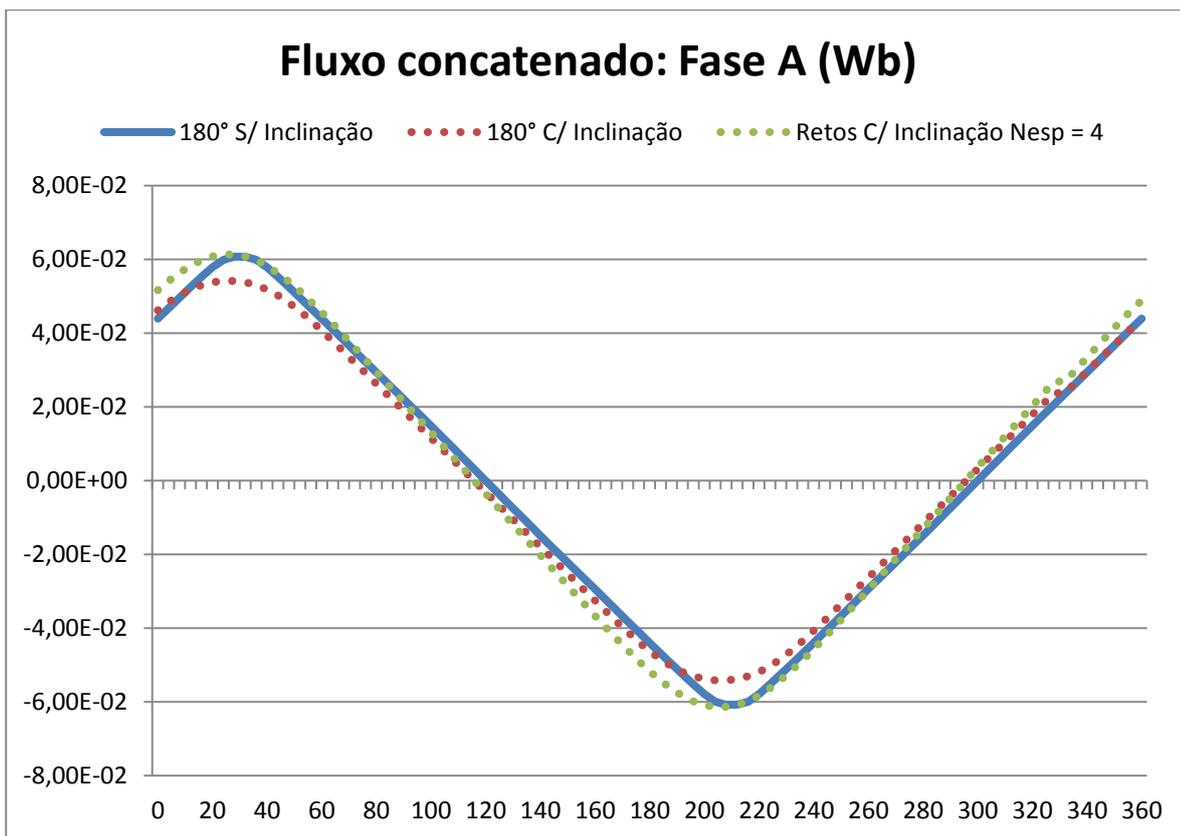


Figura 35 - Comparativo de fluxo concatenado para modelo de dentes desiguais

Os valores relativos ao fluxo concatenado pela fase A para cada configuração são evidenciados pela Tabela 15.

Tabela 15 - Comparativo de fluxo concatenado para modelo de dentes desiguais

	ϕ (Fase A) (Wb)		
	180° S/ Inclinação	180° C/ In- clinação	Retos C/ Inclinação Nesp = 4
Mín.	-0,0607651	-0,05417723	-0,0613632
Máx.	0,06077301	0,054183971	0,061355
Médio	0,06076906	0,054180599	0,0613591

O perfil da constante de velocidade para as novas configurações é apresentado pela Figura 36. Para a configuração convencional e sem inclinação, o valor da constante de velocidade se encontra ligeiramente melhor que a primeira simulação, sendo seu valor igual à 0,34276. Assim como no modelo anterior de dentes retos com 4 espiras por bobina, o novo modelo apresenta constante de velocidade acima do projetado e patamar de constante de velocidade de 120° elétricos. Os valores que dizem respeito à constante de velocidade dos novos modelos são apresentados na Tabela 16.

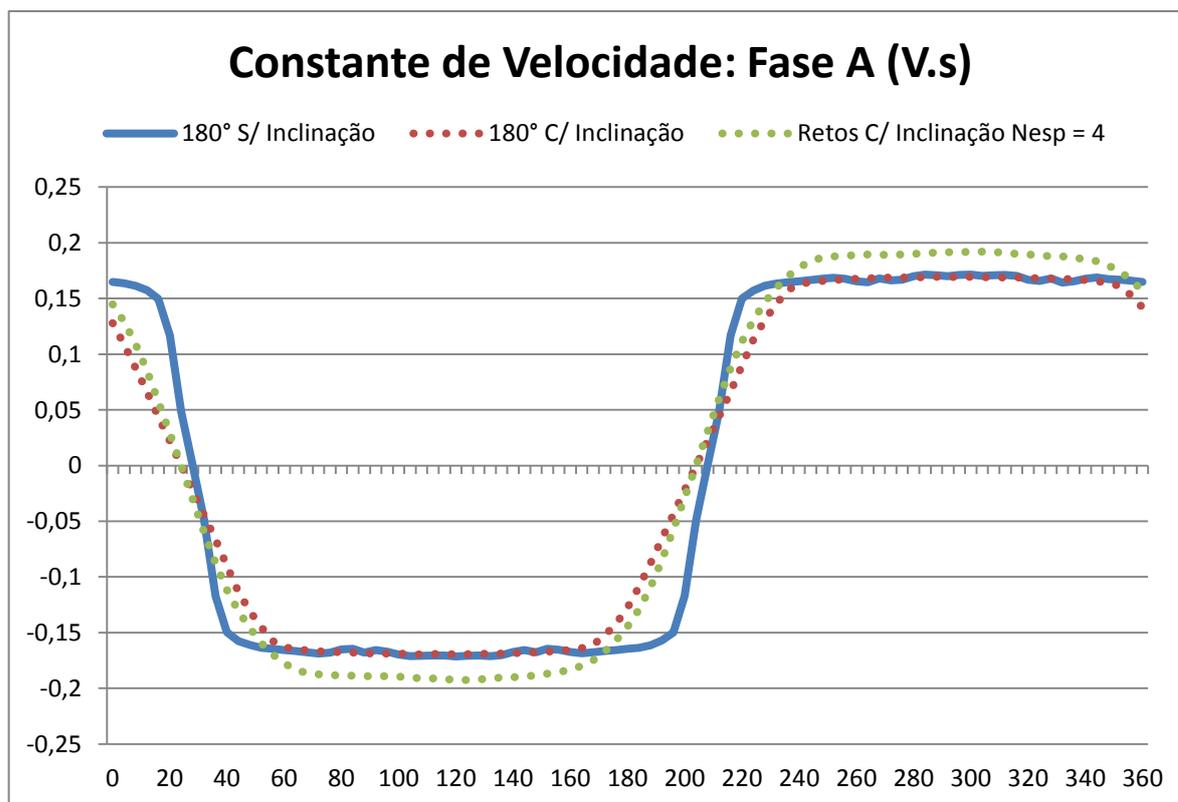


Figura 36 - Comparativo de Constante de Velocidade para modelo de dentes desiguais

Tabela 16 - Comparativo de Constante de Velocidade para modelo de dentes desiguais

Constante de Velocidade (V.s)			
	180° S/ Inclinação	180° C/ Inclinação	Retos C/ Inclinação Nesp = 4
Mín.	-0,171386	-0,1695332	-0,192516
Máx.	0,1713825	0,1695195	0,1921309
Média	0,1713843	0,1695264	0,1923233
ke	0,3427685	0,3390527	0,3846466

Como demonstrado por (ISHAK, ZHU e HOWE, 2005), o modelo de dentes com espessuras diferentes conseguiu atingir valores vantajosos para as configurações convencionais (com e sem inclinação); porém, como é mostrado pela Tabela 17 e Figura 37, o uso desse modelo para a configuração de dentes retos com inclinação não trouxe vantagens, apresentando valor 32% maior quando comparados à configuração de dentes retos de mesma espessura e com inclinação.

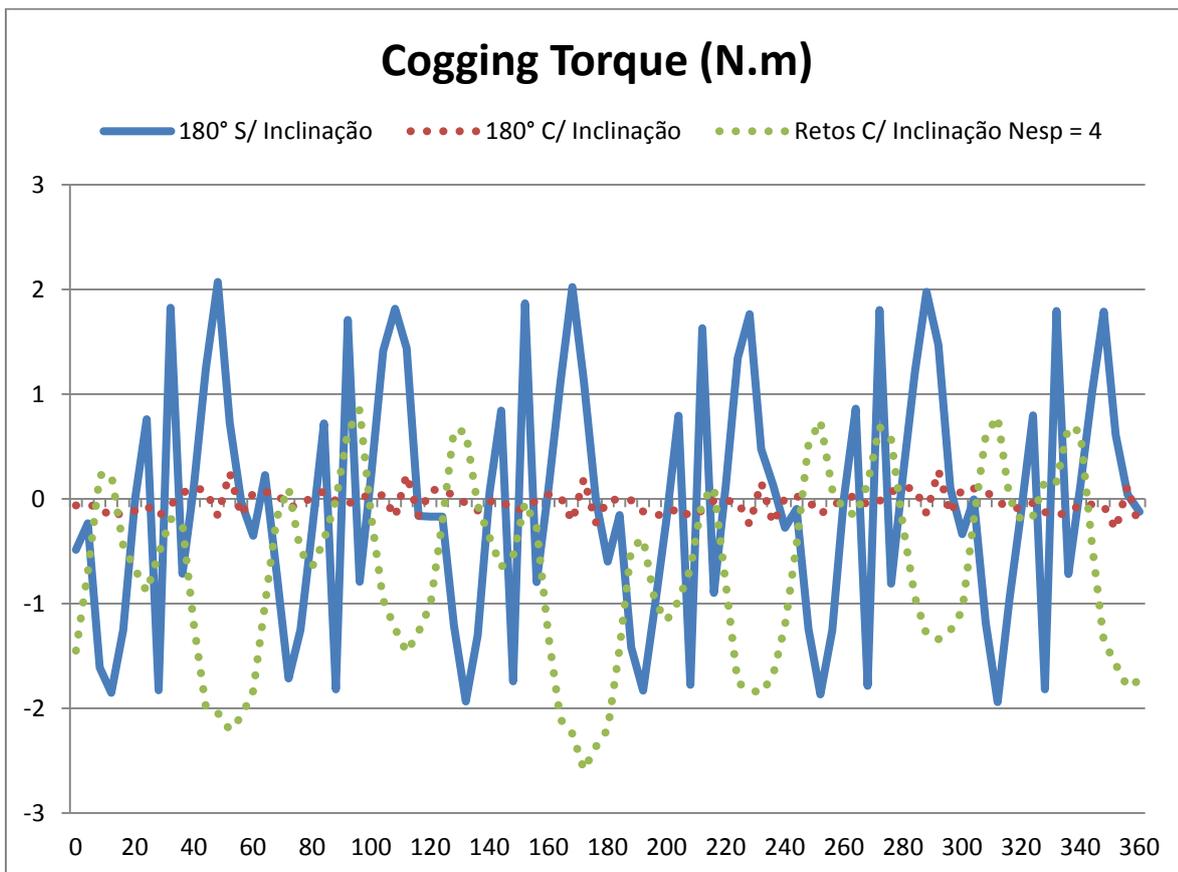


Figura 37 - Comparativo de Cogging Torque para modelo de dentes desiguais

Tabela 17 - Comparativo de Cogging Torque para modelo de dentes desiguais

	Cogging Torque (N.m)		
	180° S/ Inclinação	180° C/ Inclinação	Retos C/ Inclinação Nesp = 4
Mín.	-1,94006	-0,2908346	-2,589029
Máx.	2,0729979	0,27110407	0,8531952
Média(Pico)	2,0065287	0,28096934	1,7211123

Quanto ao torque produzido por esse novo modelo, nota-se que em todas as três configurações testadas foi atingido o torque de projeto (75 N.m). Contudo, o *ripple* para a configuração convencional sem inclinação apresenta valor menor para qualquer outra configuração convencional sem inclinação, porém elevado (4,95%) diante de outros modelos. A configuração de dentes retos e de mesma espessura com inclinação de 14° que até então, apresentava menor *ripple* (0,277%), perde essa condição para a configuração convencional com inclinação cujo *ripple* é de 0,17%. A configuração de dentes retos de diferente espessura apresenta *ripple* de 1,22%, aproximadamente 4,5 vezes maior que a configuração com dentes de mesma espessura. A Tabela 18 e a Figura 38 apresentam os valores de torque e *ripple* para as configurações testadas.

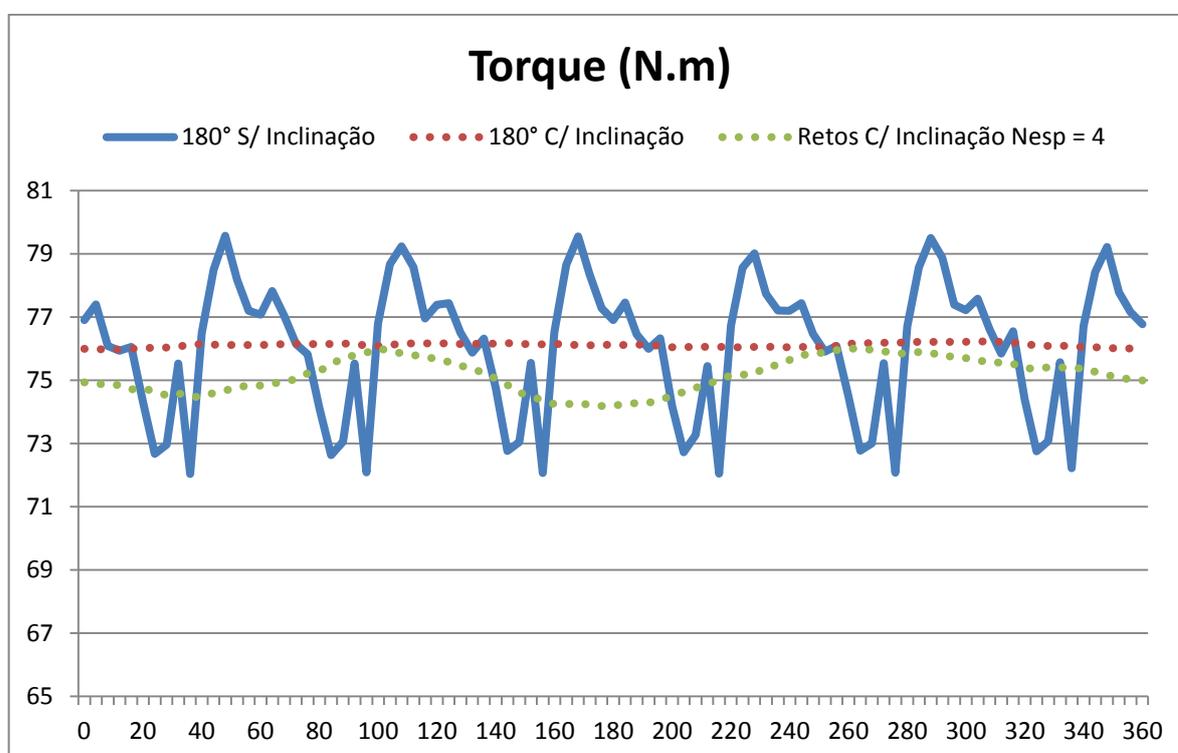


Figura 38 - Comparativo de Torque para modelo de dentes desiguais

Tabela 18 - Comparativo de Torque para modelo de dentes desiguais

	Torque (N.m)		
	180° S/ Inclinação	180° C/ Inclinação	Retos C/ Inclinação Nesp = 4
Mín.	72,037542	75,973583	74,185691
Máx.	79,569328	76,2322685	76,014607
Médio	76,085045	76,1151067	75,171773
Ripple %	4,95	0,17	1,22

Tabelas e gráficos sejam de fluxo concatenado pela fase A, constante de velocidade da fase A, *cogging* torque e torque, comparando todas as configurações testadas neste trabalho encontram-se no Apêndice A. A configuração eleita como a melhor proposta para a construção da máquina é a configuração de dentes retos de mesma espessura com inclinação de 14° no pacote de lâminas do estator, apresentado menor *ripple* de torque, melhor perfil de constante de velocidade, menos aço envolvido na fabricação (16,5% menos aço), maior facilidade de construção dos enrolamentos de fase no estator e maior eficiência com o fio #1 AWG.

Ponto que ainda não foi analisado e que merece atenção é quanto à saturação do núcleo. Para os aços utilizados na fabricação de motores, geralmente aços de grão não orientado para motores de pequeno porte e de grão orientado para motores de grande porte, é aconselhável o uso destes com densidade máxima de fluxo magnético entre 1,6 e 1,7 tesla. Valores maiores que 1,7 tesla já satura o material provocando uma queda no desempenho da máquina. Na prática isso pode ser notado pela não linearidade da relação entre torque e corrente, que para situações normais – abaixo de 1,7 tesla – são diretamente proporcionais por meio da constante de torque k_T (de valor próximo à constante de velocidade, k_E).

Como mostrado na Figura 39, o motor apresenta valores de densidade de fluxo magnético inferiores a 1,7 tesla nos dentes quando acionado com uma corrente de 230 Amperes. A Figura 40 mostra o mesmo que a Figura 39, porém, para o modelo do estator com dentes retos e quatro espiras por bobina. Novamente são notados valores de densidade de fluxo magnético inferiores a 1,7 tesla nos dentes quando acionado com uma corrente de 200 Amperes.

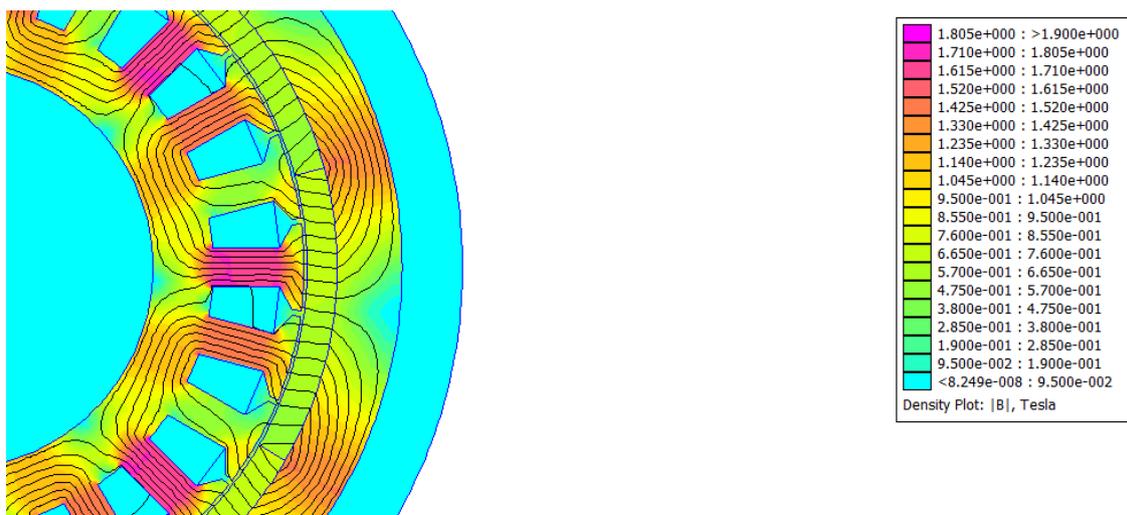


Figura 39 - Densidade de fluxo magnético no motor

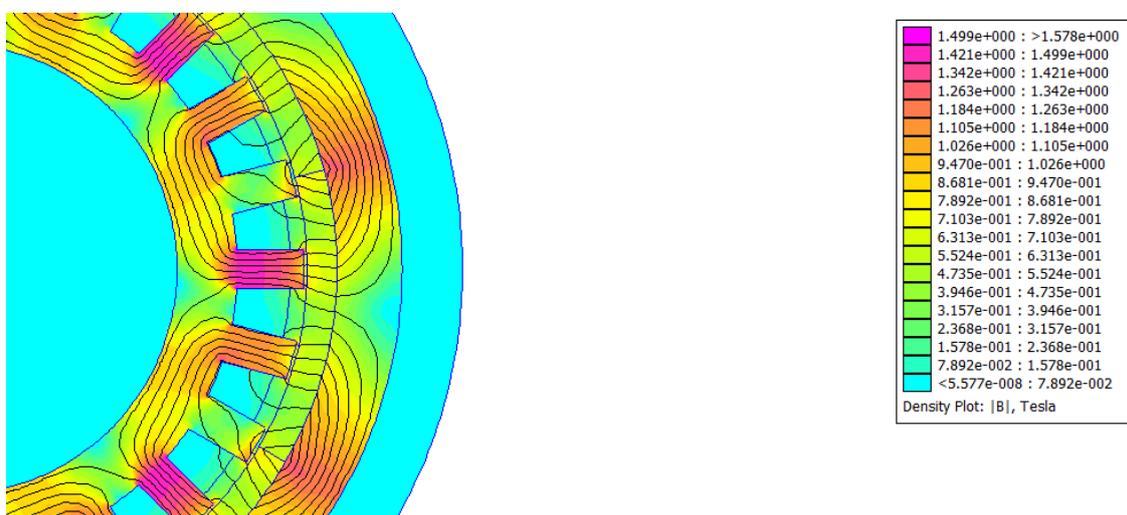


Figura 40 - Densidade de fluxo magnético no motor com dentes retos

A análise térmica do projeto é realizada em duas dimensões por meio do *FEMM*. A análise térmica em duas dimensões é carregada de algumas aproximações e erros, já que a transferência de calor do motor para o ambiente é feita em três dimensões. Os erros deste modelo são favoráveis ao sobre dimensionamento do motor no quesito ciclo de trabalho, indicando ao projetista um ponto abaixo – e conseqüentemente seguro – do ponto limite de operação.

Os limites de operação do motor são dados pela classe térmica da isolação dos condutores e pela temperatura máxima de operação dos ímãs. Considerando a aplicação a qual se destina e a disposição a qual será utilizado, o motor contará, a princípio, apenas com a convecção natural do ar para sua refrigeração. O coeficiente de convecção natural do ar

está entre 4 e 20 W/m².K. Para as simulações do modelo é considerado o valor de 5 W/m².K.

Quanto ao calor produzido pelo motor, este é calculado por meio da soma das perdas resistivas, perdas por histerese e por corrente de Foucault. As perdas por histerese são obtidas aqui por meio da simulação em elementos finitos. Para uma corrente de 230 Amperes acionando o motor, as perdas por histerese e Foucault variam segundo a Figura 41.

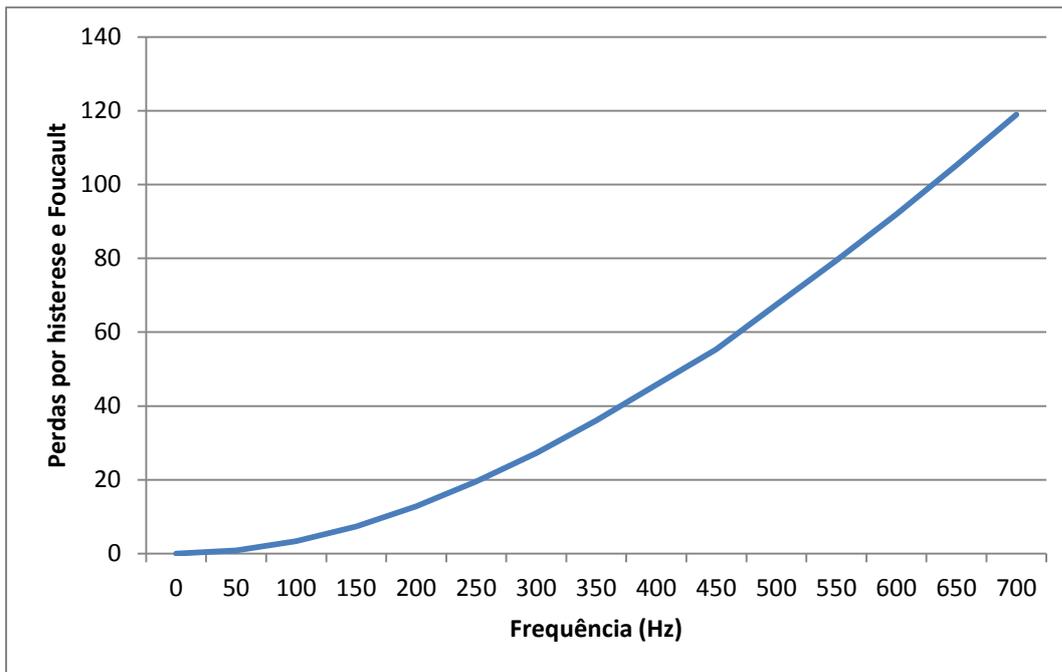


Figura 41 - Perdas por Histerese e Foucault

A frequência é determinada pela Equação (32).

$$f_E = \frac{4 \cdot 145,81}{2 \cdot \pi} \cong 93 \text{ Hz} \quad (60)$$

São obtidas as perdas no valor de 3 Watts por meio da simulação. Da Equação (30) é calculada a perda resistiva.

$$P_{ohm} = 0,00414 \cdot 230^2 \cong 219 \text{ W} \quad (61)$$

Portanto, a potência total a ser dissipada é de 222 W. Para este valor, a temperatura em regime permanente do enrolamento é de 112°C e para a superfície externa do rotor é de 99°C. A resposta temporal é mostrada pela Figura 42.

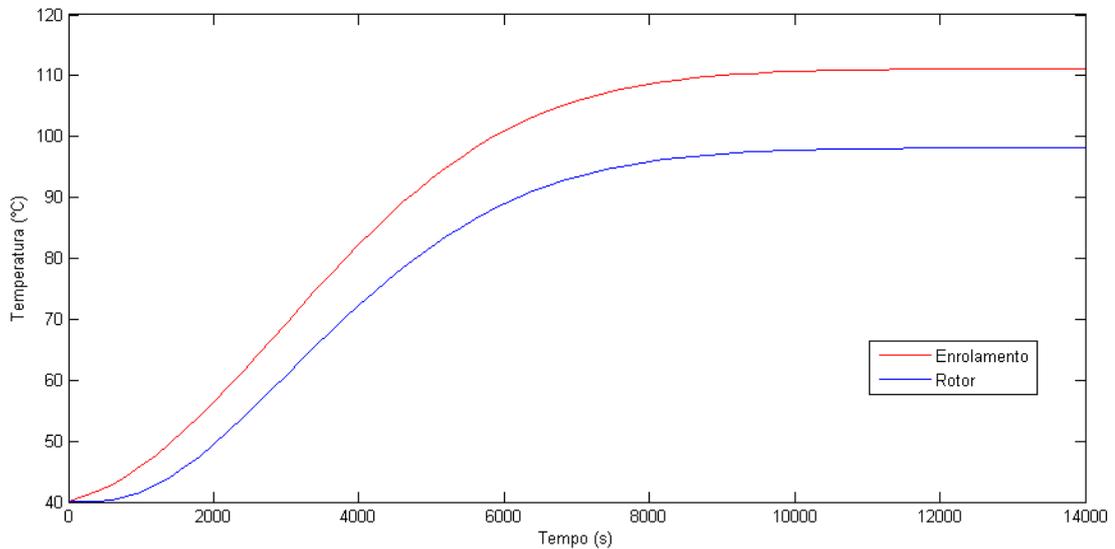


Figura 42 - Dinâmica térmica

Desprezando-se as perdas no núcleo uma vez que são pequenas comparadas às perdas resistivas, é obtido o gráfico de temperatura em regime por corrente.

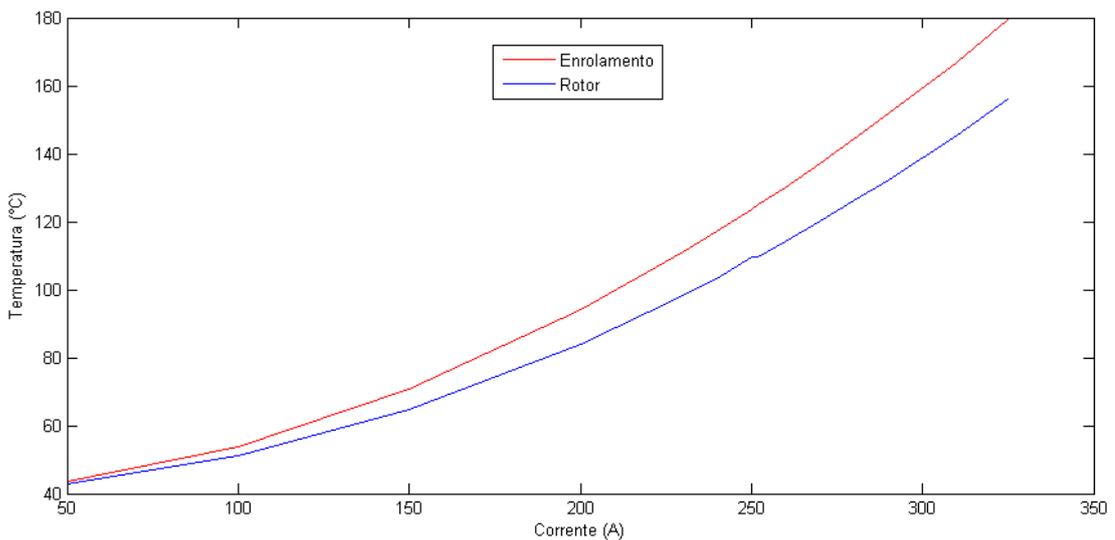


Figura 43 - Temperatura x Corrente

A isolamento dos condutores deve ser não menos do que a Classe B, na qual o motor poderia ser utilizado em ciclo de trabalho contínuo sem nenhum problema. O limite de operação em ciclo de trabalho contínuo estaria a uma corrente de 260A (para 3 espiras por bobina, e 230A para 4 espiras por bobina), cuja temperatura de enrolamento seria de 130°C

(esbarrando no limite térmico da classe B) e da superfície externa do rotor seria de 114,3°C. Quanto à classe do ímã, este deve ser não menos do que a Classe NSH, que suporta uma temperatura de trabalho de 150°C, comportando o trabalho do motor a corrente de 260A sem maiores problemas.

A Tabela apresenta as dimensões da máquina escolhida (estator com dentes retos).

Tabela 19 - Dimensões da máquina

Especificações do Ímã			
Tipo:	NdFeB Bonded	Classe Térmica:	NSH
Bm (T):	0,6	Energia (MGOe):	10
Lm (mm):	10	Altura (mm):	100
Dini (mm):	237	Dexi (mm):	257
Arco (graus):	45	Orientação:	Radial

Especificações do Rotor			
Dex (mm):	300	Dexi (mm):	257
Altura (mm):	100	Ec (mm):	21,5

Especificações do Estator			
Dexe (mm):	235	Dine (mm):	151
Altura (mm):	100	Ece (mm):	19,4
Entreferro (mm):	1	Deixo (mm):	20
Deixo (mm):	20	Inclinação (graus):	14
ht (mm):	22	wt (mm):	13
tt (mm):	0	ws (mm):	0
hs (mm):	0	wo (mm):	17,24
Lâminas (mm):	0,5	Ranhuras :	24

Especificações do Enrolamento			
Num. Bobinas/Fase :	4	Num. Fases:	3
Num. Espiras/Bobinas :	4	Condutor :	#1 AWG
ke (V.s/rad)* :	0,3832	Tensão de alim. (V):	72
Resistência Linha (Ohm)* :	0,0052	Classe Térmica :	B ou F

* - Valores esperados

6 Conclusão

O projeto e desenvolvimento de toda e qualquer máquina deve ser realizado de maneira direcionada, tendo em vista a aplicação à qual se destina. Neste projeto o maior desafio foi determinar uma máquina cujas configurações apresentassem alto desempenho, alta eficiência e respeitassem os limites dimensionais devido às várias combinações possíveis e o número de simulações necessárias para a otimização de cada modelo.

No que diz respeito à eficiência da máquina, foi possível notar a grande influência do dimensionamento do condutor, uma vez que este determina a resistência por fase e consequentemente, as perdas ôhmicas. Notoriamente, o número de espiras por bobina é diretamente influenciado pelo ímã escolhido, já que este determina o fluxo concatenado por cada bobina.

A configuração (número de polos, número de ranhuras) e disposição (com ou sem inclinação no estator, dentes retos ou com sapatas) escolhida para a máquina afetam diretamente o desempenho da mesma, como pôde ser notado variando-se o comprimento do arco dos ímãs, variando-se a inclinação do estator e testando-se a configuração relacionada na literatura como a que produz menor *cogging torque*. Uma alternativa foi alterar a forma dos dentes do estator, passando de dentes convencionais (dentes com sapatas) para dentes retos, obtendo-se resultado melhor quando combinado com uma inclinação de 14° (mecânicos) no estator. Os dentes retos de mesma espessura trazem consigo, além das vantagens anteriores relativas ao desempenho da máquina, a facilidade de construção e bobinagem, possibilitando o uso de condutores mais espessos como o #1 AWG, melhorando ainda mais a eficiência da máquina e redução em 16,5% da massa do estator. O modelo de dentes com diferentes espessuras é uma boa alternativa para a combinação com configurações que envolvem dentes convencionais, porém para dentes retos este modelo não o melhorou e nem ao menos se igualou em desempenho final.

Ponto de grande importância e que foi observado durante as simulações diz respeito à saturação do núcleo. Durante o acionamento da máquina, a densidade de fluxo magnético do núcleo apresentou valores abaixo de 1,7T, o que possibilitou a operação do motor com corrente de 260A (já no limite térmico da mesma) sem saturar o núcleo.

O projeto da máquina vai além do projeto elétrico/magnético, sendo necessário o conhecimento dos limites térmicos operacionais da mesma. Ansiando por alcançar os objeti-

vos do projeto, foram realizadas análises térmicas do projeto, determinando, então, as condições de trabalho da máquina – neste projeto, trabalho em regime contínuo (S1) à 260A –, as características de isolamento dos condutores (classe B, não menos que esta) e a classe térmica a qual o ímã deve pertencer (NSH).

Todo o projeto da máquina poderia muito bem ser realizado acreditando-se apenas nos equacionamentos propostos por diversos autores, no entanto, faltaria ao projetista a compreensão e assimilação do dimensionamento de cada parâmetro, sendo este incapaz de realizar qualquer otimização ou personalização do modelo de sua máquina. Os resultados viriam de maneira mais custosa já que, para o conhecimento dos efeitos de cada parâmetro no desempenho da máquina seria necessário a construção e reconstrução da máquina e maior dispêndio de dinheiro. Desta forma, o método dos elementos finitos traz ao projetista a grande facilidade de se obter resultados - muito próximos aos reais - gastando apenas esforço computacional para isso. Esforços computacionais, esses, muito pequenos diante dos poderosos processadores disponíveis a preços cada vez mais baixos no mercado. Como evidenciado ao longo de todo o trabalho, os métodos dos elementos finitos proporcionou o levantamento, refinamento e validação de todos os parâmetros da máquina, além da observação da possível saturação do núcleo do estator (não previsto nas formulações).

7 Referências Bibliográficas

CHAN, C. C. Novel Permanent Magnet Motor Drives for Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Abril 1996. 331-339.

CHAU, K. T. Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Junho 2008. 2246-57.

GIERAS, J. F.; WING, M. **Permanent Magnet Motor Technology**. 2. ed. Basel: Marcel Dekker AG, 2002.

HANSELMAN, D. C. **Brushless Permanent-Magnet Motor Design**. 1. ed. New York: McGraw-Hill, 1994.

HONDA. **Manual de serviços**. 1. ed. Brasil: HONDA, 2009.

HONDA. **Honda**, 2011. Disponível em: <<http://www.honda.com.br/>>. Acesso em: 02 Março 2011.

ISHAK, D.; ZHU, Z. Q.; HOWE, D. High torque density permanent magnet brushless machines with similar slot and pole numbers. **Journal of Magnetism and Magnetic Materials**, 2004. 272-276.

ISHAK, D.; ZHU, Z. Q.; HOWE, D. Permanent Magnet Brushless Machines with Unequal Tooth Widths and Similar Slot and Pole Numbers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 04 Abril 2005. 584 - 590.

JAHNS, T. M. Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives - A Review. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Abril 1996. 321-30.

K&J Magnetics. **K&J Magnetics**, 2011. Disponível em: <<http://www.kjmagnetics.com/specs.asp>>. Acesso em: 01 Agosto 2011.

LARMINIE, J.; LOWRY, J. **Electric Vehicle Technology Explained**. 1. ed. New Jersey: John Wiley & Sons, Ltd., 2003.

MAGNEQUENCH. **Magnequench**, 2011. Disponível em: <<http://www.mqitechnology.com/>>. Acesso em: 25 Julho 2011.

MEEKER, D. FEMM - Finite Element Method Magnetic. **FEMM**, 2010. Disponível em: <<http://www.femm.info>>. Acesso em: 10 out. 2010.

MILLER, T. J. E. **Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives**. Oxford: Clarendon Press, 1993.

MILLER, T. J. E.; HENDERSOT JR, J. R. **Design of brushless permanent-magnet motors**. 1. ed. Oxford: Magna Physics Publications, Oxford Science Publications, 1994.

NASAR, S. A.; BOLDEA, I. **Permanent magnet, reluctance, and self-synchronous motors**. Boca Raton: CRC Press, 1993.

OLIVEIRA JR., N. Acionamentos de avanço para máquinas-ferramenta e robôs. Comparação entre as técnicas CA/CC. **Revista Siemens. Separata da Revista Siemens.**, Julho 1990.

TSENG, K.-J. Computer-Aided Design and Analysis of Direct-Driven Wheel Motor Drive. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Maio 1997. 517-527.

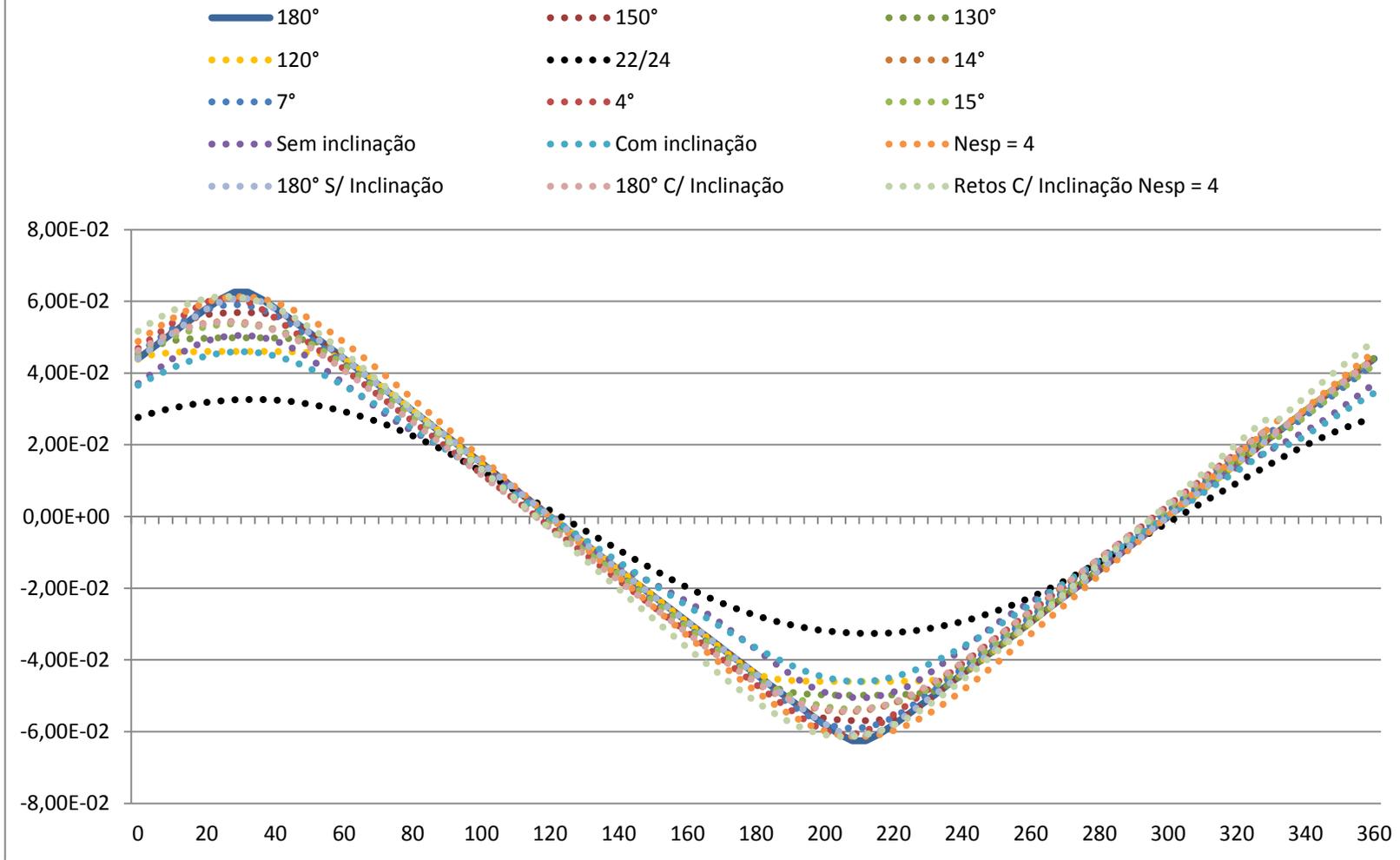
YAMAHA-MOTOR. **Yamaha-motor**, 2011. Disponível em: <<http://www.yamaha-motor.com.br/>>. Acesso em: 02 Março 2011.

8 Apêndice A

8.1 Fluxo concatenado pela fase A

	ϕ (Fase A) (Wb)														
	Variando Arco Magnético					Inclinação do Pacote de Lâminas				Dentes Retos			Dentes diferentes		
	180°	150°	130°	120°	22/24	14°	7°	4°	15°	Sem inclinação	Com inclinação	Nesp = 4	180° S/ Inclinação	180° C/ Inclinação	Retos C/ Inclinação Nesp
Mín.	-0,06254	-0,05689	-0,04982	-0,04605	-0,03265	-0,05440	-0,05913	-0,06086	-0,05373	-0,05050	-0,04598	-0,06131	-0,06077	-0,05418	-0,06136
Máx.	0,06253	0,05689	0,04982	0,04605	0,03264	0,05440	0,05913	0,06085	0,05373	0,05049	0,04597	0,06130	0,06077	0,05418	0,06135
Médio	0,06254	0,05689	0,04982	0,04605	0,03264	0,05440	0,05913	0,06086	0,05373	0,05050	0,04598	0,06131	0,06077	0,05418	0,06136

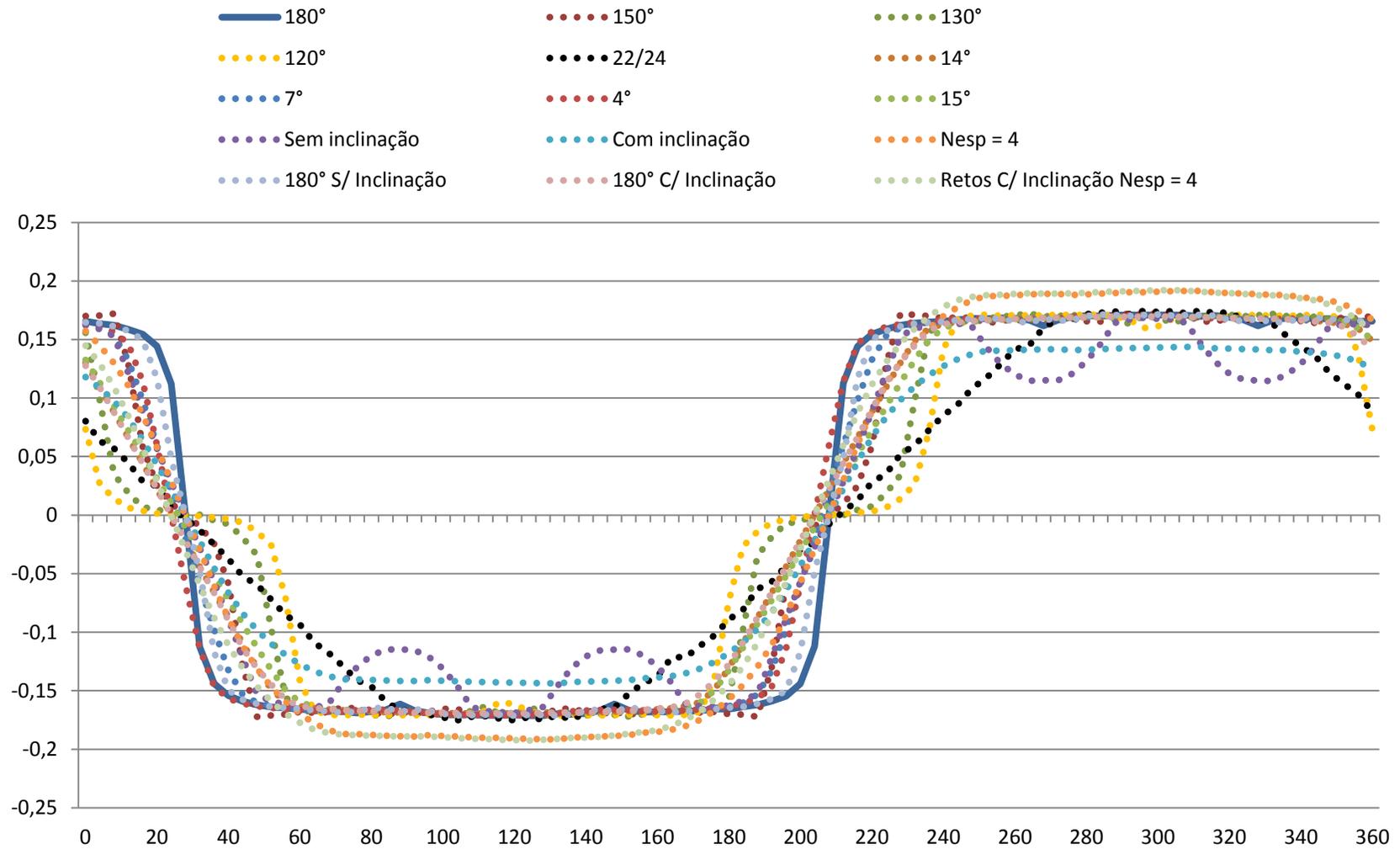
Fluxo concatenado: Fase A (Wb)



8.2 Constante de Velocidade da fase A

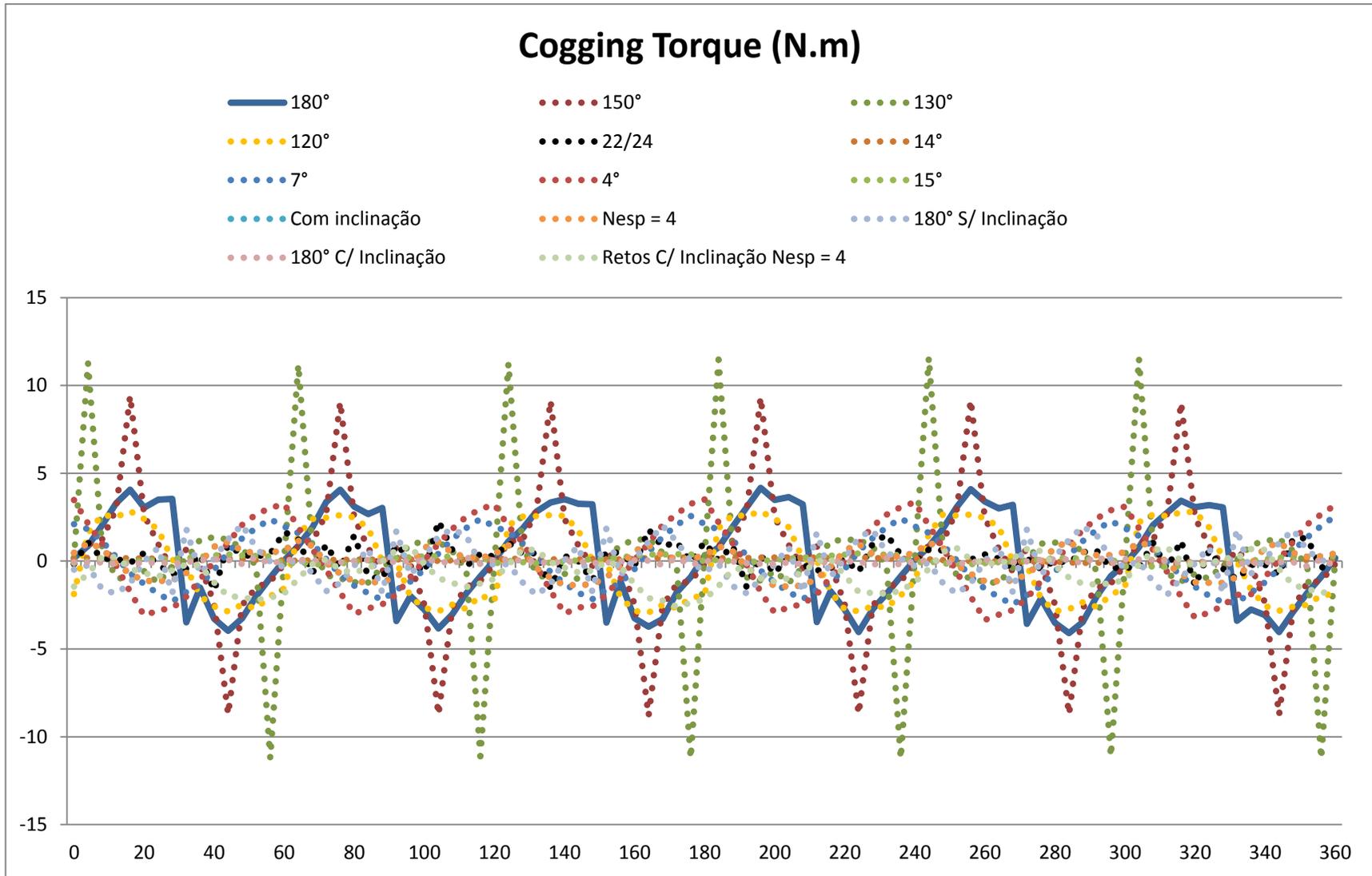
	Força Contra eletromotriz (V.s)														
	Variando Arco Magnético					Inclinação do Pacote de Lâminas				Dentes Retos			Dentes diferentes		
	180°	150°	130°	120°	22/24	14°	7°	4°	15°	Sem inclinação	Com inclinação	Nesp = 4	180° S/ Inclinação	180° C/ Inclinação	Retos C/ Inclinação Nesp = 4
Mín.	-0,17134	-0,17226	-0,17207	-0,17146	-0,17528	-0,16943	-0,17085	-0,17107	-0,16926	-0,16900	-0,14369	-0,19159	-0,17139	-0,16953	-0,19252
Máx.	0,17102	0,17229	0,17206	0,17137	0,17495	0,16941	0,17073	0,17093	0,16925	0,16856	0,14371	0,19161	0,17138	0,16952	0,19213
Média	0,17118	0,17228	0,17206	0,17142	0,17512	0,16942	0,17079	0,17100	0,16926	0,16878	0,14370	0,19160	0,17138	0,16953	0,19232
ke	0,34236	0,34456	0,34413	0,34283	0,35023	0,33884	0,34157	0,34200	0,33851	0,33756	0,28740	0,38320	0,34277	0,33905	0,38465

Contra eletromotriz: Fase A (V.s)



8.3 Cogging Torque

	Cogging Torque (N.m)														
	Variando Arco Magnético					Inclinação do Pacote de Lâminas				Dentes Retos			Dentes diferentes		
	180°	150°	130°	120°	22/24	14°	7°	4°	15°	Sem inclinação	Com inclinação	Nesp = 4	180° S/ Inclinação	180° C/ Inclinação	Retos C/ Inclinação Nesp = 4
Mín.	-4,10045	-8,81179	-11,24570	-2,93138	-1,68024	-0,12553	-2,47493	-3,35712	-0,34279	-40,83031	-1,44807	-1,44807	-1,94006	-0,29083	-2,58903
Máx.	4,16741	9,41749	11,58966	2,84495	2,27836	0,21028	2,57246	3,51577	0,43652	40,62557	1,15639	1,15639	2,07300	0,27110	0,85320
Média(Pico)	4,13393	9,11464	11,41768	2,88816	1,97930	0,16790	2,52370	3,43644	0,38966	40,72794	1,30223	1,30223	2,00653	0,28097	1,72111



8.4 Torque

	Torque (N.m)														
	Variando Arco Magnético					Inclinação do Pacote de Lâminas				Dentes Retos			Dentes diferentes		
	180°	150°	130°	120°	22/24	14°	7°	4°	15°	Sem inclinação	Com inclinação	Nesp = 4	180° S/ Inclinação	180° C/ Inclinação	Retos C/ Inclinação Nesp = 4
Mín.	68,47107	63,27579	62,07568	58,51846	57,46078	75,74151	72,97348	71,83928	75,52293	18,22131	65,25699	75,68585	72,03754	75,97358	74,18569
Máx.	82,09582	84,76689	87,49808	81,70151	75,07039	76,56399	79,28714	80,53645	76,78805	103,62842	65,65282	76,09033	79,56933	76,23227	76,01461
Médio	76,28575	76,39355	76,32095	75,47447	68,33121	76,30696	76,24625	76,25915	76,26960	65,52809	65,43717	75,86919	76,08505	76,11511	75,17177
Ripple %	8,93	14,07	16,65	15,36	12,89	0,54	4,14	5,70	0,83	65,17	0,30	0,27	4,95	0,17	1,22

