



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

GUSTAVO DE OLIVEIRA MACHADO

**PROJETO DE MOTOR A RELUTÂNCIA VARIÁVEL E SIMULAÇÃO
UTILIZANDO O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS**

UBERLÂNDIA, MG

2020

GUSTAVO DE OLIVEIRA MACHADO

**PROJETO DE MOTOR A RELUTÂNCIA VARIÁVEL E SIMULAÇÃO
UTILIZANDO O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Luciano Coutinho Gomes

UBERLÂNDIA, MG

2020

GUSTAVO DE OLIVEIRA MACHADO

**PROJETO DE MOTOR A RELUTÂNCIA VARIÁVEL E SIMULAÇÃO
UTILIZANDO O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Máquinas elétricas

Uberlândia, 20 de julho de 2020.

Banca Examinadora:

Prof. Luciano Coutinho Gomes, Dr. (UFU)

Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD. (UFU)

Prof. Marcos José de Moraes Filho, Me. (SENAI – Unidade Uberlândia)

Prof. Ricardo Tirone Fidelis, Me. (SENAI – Unidade Itumbiara)

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais José e Sueli, que sempre apoiaram minhas escolhas e deram suporte para eu alcançar meus objetivos.

Ao meu irmão Lucas, pela paciência e companhia diária.

À minha namorada Yasmim, pelo amor, carinho e incentivo durante a realização deste trabalho.

À todos os meus familiares, em especial à minha tia Regina, pela ajuda que recebi no início do curso quando me mudei para Uberlândia.

Ao meu amigo de infância Henrique, por todos os diálogos e momentos de diversão.

À todos os amigos que fiz durante o curso, pelo aprendizado e lazer compartilhados.

Ao professor Dr. Luciano Coutinho, pela orientação e ensinamentos ao longo de toda a graduação.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), pelo suporte financeiro recebido durante os anos que fiz iniciação científica.

“O importante não é estar aqui ou ali, mas ser.
E ser é uma ciência delicada, feita de pequenas
observações do cotidiano, dentro e fora da gente.
Se não executamos essas observações, não
chegamos a ser: apenas estamos, e
desaparecemos.”

Carlos Drummond de Andrade

RESUMO

As indústrias são responsáveis pelo consumo de grande parte da energia elétrica gerada no mundo. Dentro das indústrias, o principal destino para essa energia é o motor elétrico, que está presente nos mais diversos processos de fabricação. Portanto, desenvolver motores mais eficientes contribui diretamente com a redução do uso de recursos naturais do planeta. Neste contexto, o motor a relutância variável tem surgido como uma alternativa para várias aplicações no setor industrial, principalmente aquelas que demandam operações em altas velocidades e em velocidades variáveis. Este tipo de motor possui uma construção simples, é muito robusto e permite variar sua velocidade através do seu sistema de acionamento com um bom rendimento. Visto o alto potencial técnico e econômico do mesmo, neste trabalho é realizado o projeto de um motor a relutância variável 8/6 seguindo procedimentos desenvolvidos por referências consolidadas. Para validação do projeto, são feitas simulações através de um *software* de elementos finitos, que possibilita a visualização da distribuição de fluxo magnético na estrutura do motor e também o levantamento de suas curvas características.

Palavras-chave: Motores a relutância variável. Topologia 8/6. Elementos finitos. FEMM.

ABSTRACT

The industries are responsible for the consumption of a large part of the electrical energy generated in the world. Within the industries, the main destination for this energy is the electric motor, which is present in the most diverse manufacturing processes. Therefore, developing more efficient motors contributes directly to reducing the use of natural resources of the planet. In this context, the switched reluctance motor has emerged as an alternative for several applications in the industrial sector, mainly those that demand operations at high and variable speeds. This type of motor has a simple construction, is very robust and allows the variation of speed through its drive system with high efficiency. Given the high technical and economical potential of it, in this paper the design of an 8/6 switched reluctance motor is carried out following procedures developed by consolidated references. To validate the project, simulations are performed using a finite element software, which makes it possible to visualize the magnetic flux distribution in the motor structure and also to survey its characteristic curves.

Keywords: Switched Reluctance Motors. 8/6 Topology. Finite Elements. FEMM.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Motor a relutância variável 8/6 típico.....	13
Figura 2 – Exemplo de operação de um MRV. (a) Fase c alinhada. (b) Fase a alinhada.....	16
Figura 3 – Solenoide e suas características. (a) Solenoide. (b) Gráfico fluxo vs fmm.....	17
Figura 4 – Destaque dos ângulos em um MRV 2/2.....	20
Figura 5 – Perfil de indutância típico para o MRV da Figura 4.....	20
Figura 6 – Circuito equivalente monofásico elementar do MRV.....	23
Figura 7 – Discretização de uma forma geométrica por elementos finitos.....	26
Figura 8 – Diversas formas geométricas de elementos finitos.....	27
Figura 9 – Visualização da deformação de um carro em um acidente assimétrico através da análise de elementos finitos.....	29
Figura 10 – Volume de pressão em torno de um avião na velocidade máxima.....	29
Figura 11 – Simulação com MEF para análise estrutural de uma ponte.....	30
Figura 12 – Simulação de um transformador trifásico na presença da harmônica de 100 Hz.....	30
Figura 13 – Análise de placas de fixação para correção de fraturas no fêmur através do MEF.....	31
Figura 14 – Simulação da mandíbula de um paciente após retirada do terceiro molar.....	31
Figura 15 – Discretização em triângulos do mapa do estado de Massachusetts (EUA).....	32
Figura 16 – Localização das dimensões em um MRV.....	35
Figura 17 – Representação dimensional da carcaça L90S da WEG.....	36
Figura 18 – Triângulo de possibilidades de β_s e β_r para o MRV 8/6.....	39
Figura 19 – Fluxo magnético enlaçado vs corrente para as posições alinhada e desalinhada.....	41
Figura 20 – Curva BH do aço M19 utilizado no projeto.....	44
Figura 21 – Desenho em 2D do MRV 8/6 com bobinas feito no AutoCAD.....	53
Figura 22 – Definições iniciais do problema magnetostático no <i>FEMM</i>	54
Figura 23 – Biblioteca de materiais do <i>FEMM</i>	54
Figura 24 – Definição da condição de fronteira no <i>FEMM</i>	55
Figura 25 – Malha de elementos finitos gerada para a posição alinhada.....	56
Figura 26 – Distribuição das linhas de fluxo magnético para a posição alinhada e escala.....	57
Figura 27 – Distribuição das linhas de fluxo magnético para a posição desalinhada e escala.....	57
Figura 28 – Destaque dos cantos onde houve a densidade máxima de fluxo para a posição desalinhada.....	58
Figura 29 – Fluxo magnético em função da posição do rotor para alguns valores fixos de corrente.....	59

Figura 30 – Fluxo magnético em função da posição do rotor e da corrente.....	60
Figura 31 – Indutância em função da posição do rotor para alguns valores fixos de corrente.....	60
Figura 32 – Indutância em função da posição do rotor e da corrente.....	61
Figura 33 – Fluxo magnético vs corrente para as posições alinhada e desalinhada.....	62
Figura 34 – Capacitor de placas paralelas com três dielétricos diferentes.....	68
Figura 35 – Desenho da geometria do problema feito no <i>FEMM</i>	70
Figura 36 – Definição do material do meio dielétrico 1.....	70
Figura 37 – Definição do condutor da placa positiva.....	71
Figura 38 – Definição do condutor da placa negativa.....	71
Figura 39 – Definição da fronteira para resolução do problema.....	71
Figura 40 – Malha de elementos finitos gerada.....	72
Figura 41 – Linhas equipotenciais de tensão e escala.....	72
Figura 42 – Resultados numéricos gerados pelo <i>FEMM</i>	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características de placa do MIT.....	34
Tabela 2 – Características iniciais do MRV.....	35
Tabela 3 – Folga entre os enrolamentos calculada para as 27 combinações diferentes de ângulos possíveis.....	40
Tabela 4 – Resultados obtidos através dos cálculos de dimensionamento e de simulação pelo <i>software FEMM</i>	42
Tabela 5 – Continuação da Tabela 4.....	43
Tabela 6 – Resumo das dimensões calculadas para o MRV.....	47
Tabela 7 – Valores das densidade de fluxo e da intensidade de campo para as diferentes partes do motor.....	49
Tabela 8 – Resumo das dimensões obtidas para os enrolamentos.....	52

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

EPE	Empresa de Pesquisa Energética
MME	Ministério de Minas e Energia
MaRV	Máquina a Relutância Variável
<i>MOSFET</i>	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MRV	Motor a Relutância Variável
MEF	Método dos Elementos Finitos
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
<i>FEMM</i>	<i>Finite Element Method Magnetics</i>
<i>CAD</i>	<i>Computer Aided Design</i>
MIT	Motor de Indução Trifásico
<i>IEC</i>	<i>International Electrotechnical Commission</i>
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
NBR	Norma Brasileira
<i>MATLAB</i>	<i>Matrix Laboratory</i>
<i>AWG</i>	<i>American Wire Gauge</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	12
2 A MÁQUINA A RELUTÂNCIA VARIÁVEL	13
2.1 Aspectos construtivos e características.....	13
2.2 Princípio de funcionamento.....	15
2.3 Relação entre indutância e posição do rotor	19
2.4 Circuito equivalente elementar	22
3 O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS	26
3.1 Fundamentos do MEF.....	26
3.2 Aplicações	28
3.3 O <i>software FEMM</i>	31
4 PROJETO DO MRV	34
4.1 Parâmetros iniciais	34
4.2 Cálculo das dimensões do MRV	35
4.3 Projeto dos enrolamentos.....	47
4.4 Cálculo das perdas no cobre	52
5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS.....	53
5.1 Pré-processamento.....	53
5.2 Linhas e densidade de fluxo magnético	56
5.3 Levantamento das curvas de fluxo magnético e indutância	58
5.4 Obtenção do conjugado médio e por volume do MRV	61
6 CONCLUSÃO.....	65
REFERÊNCIAS	66
APÊNDICE A – SOLUÇÃO DE UM PROBLEMA ELETROSTÁTICO NO <i>FEMM</i> ...	68
APÊNDICE B – CÓDIGO DESENVOLVIDO NO <i>MATLAB</i>	74
APÊNDICE C – CÓDIGO DESENVOLVIDO EM <i>LUA SCRIPT</i>.....	77

1 INTRODUÇÃO

No panorama global, o consumo de energia elétrica vem se expandindo de forma acentuada nas últimas décadas, isso ocorre principalmente devido ao aumento dos processos industriais e das atividades comerciais, estabelecendo também, uma relação direta com o desenvolvimento econômico e o padrão de vida da população.

Ao analisar o consumo energético por setor no Brasil, nota-se que há uma demanda muito grande do setor industrial. Segundo dados da Empresa de Pesquisa Energética (EPE), vinculada ao Ministério de Minas e Energia (MME), as indústrias foram responsáveis por 31,7% de todo o consumo de energia no país em 2018 (EPE, 2019), sendo que grande parte dessa energia foi utilizada para suprir a operação de máquinas elétricas, devido a crescente necessidade da otimização de processos. Dessa forma, nota-se a importância do investimento em novas tecnologias que possibilitem a melhoria do rendimento dessas máquinas, causando assim, uma relevante economia de energia.

Neste contexto, uma tecnologia promissora para a indústria é a máquina a relutância variável (MaRV). Embora fosse conhecida desde o início dos estudos das máquinas elétricas e suas primeiras aplicações fossem registradas no século XIX (MILLER, 1993), a MaRV teve um desenvolvimento tardio em relação aos outros tipos de máquinas e seu potencial foi pouco explorado, isso ocorreu principalmente devido as dificuldades envolvendo seu acionamento. No entanto, a partir de 1960, com o avanço da tecnologia dos dispositivos semicondutores de potência, como o *MOSFET* e o *IGBT* advindos dos estudos da física do estado sólido, foram desenvolvidos diversos tipos de circuitos eletrônicos de potência que viabilizaram o acionamento eficiente das MaRV's (ANDERSON, 2001). Atualmente, com a evolução dos microcontroladores e das técnicas de controle é possível construir MaRV's sofisticadas com acionamentos de alto desempenho, permitindo assim que esse tipo de máquina elétrica se torne cada vez mais competitiva no mercado em diversas aplicações.

Visto o alto potencial técnico e econômico da MaRV, faz-se necessário o investimento em estudos que possibilitem seu desenvolvimento. Dessa forma, este trabalho tem como objetivo projetar um motor a relutância variável (MRV) e obter suas curvas características através da aplicação do método dos elementos finitos (MEF).

2 A MÁQUINA A RELUTÂNCIA VARIÁVEL

Neste capítulo, inicialmente são apresentados aspectos construtivos e características da máquina a relutância variável. Em seguida, é explicado o princípio de funcionamento da mesma, através de conceitos do eletromagnetismo e da conversão eletromecânica de energia. Aqui também são apresentadas as equações matemáticas que relacionam grandezas importantes para o estudo da máquina, como corrente, posição do rotor, fluxo, indutância, potência, velocidade e torque.

2.1 Aspectos construtivos e características

Em geral, as MaRV's apresentam construção simplificada, pois não possuem enrolamentos no rotor e não necessitam de ímãs permanentes para operar, tornando-as mais baratas. Normalmente, consistem em um estator com enrolamentos de excitação e um rotor magnético com saliências (UMANS, 2014). A base para o funcionamento de uma MaRV consiste na tendência do rotor em se movimentar para uma posição onde a relutância é mínima, correspondendo à posição onde a indutância da bobina excitada do estator é máxima. A Figura 1 ilustra um típico MRV 8/6 (oito polos no estator e 6 polos no rotor) construído.

Figura 1 – Motor a relutância variável 8/6 típico.



Fonte: CSANYI (2014).

A máquina a relutância variável possui características únicas e apresenta diversas vantagens em relação a outras máquinas utilizadas no mercado como as máquinas de corrente contínua e as máquinas de indução, tais como o baixo custo de construção, baixa inércia, elevado rendimento, confiabilidade e alta controlabilidade. Além disso, como as MaRV's podem ser projetadas facilmente com um grande número de dentes no rotor e no estator, elas podem ser construídas para produzir um conjugado bastante elevado por unidade de volume (UMANS, 2014). Adicionalmente, o fato de que o rotor não contém enrolamentos possibilita a construção de máquinas extremamente robustas, capazes de suportar altas velocidades.

Outra característica importante da MaRV é que ela pode operar com fluxo bidirecional de energia, convertendo tanto energia elétrica em mecânica (ação motora) quanto energia mecânica em elétrica (ação geradora). A transição do modo de operação pode-se dar de forma simples e suave, bastando controlar as correntes de fase apropriadamente sincronizadas com a variação da indutância, o que ocorre como função da posição do rotor. Além disso, a MaRV possui um bom rendimento operando em velocidades variáveis, podendo assim, ser utilizada na geração de energia eólica, em automóveis e aeronaves, e até mesmo em eletrodomésticos.

A seguir são listadas algumas das principais vantagens e desvantagens da MaRV segundo (MAMEDE, 2016).

Vantagens:

- Construção simplificada, sem necessidade de enrolamentos de cobre no rotor (apenas no estator) e laminação simples;
- Robustez, possibilitando o trabalho em locais submetidos à altas temperaturas e vibrações;
- Alto grau de confiabilidade;
- Bom rendimento;
- Operação com velocidade variável bastando controlar o sistema de acionamento;
- Perdas ôhmicas reduzidas devido à inexistência de enrolamentos no rotor;
- Elevado conjugado de partida;
- Tolerância à falta de fases em motores polifásicos, devido ao fato que as fases são controladas de modo independente;

- Alta relação de conjugado por volume, possibilitando à redução da quantidade de material utilizado em sua produção;
- Alimentação feita a partir de uma fonte de corrente contínua (CC), apresentando impacto positivo na implementação do conversor para seu acionamento.

Desvantagens:

- Necessidade de identificar a posição do rotor para controlar o acionamento;
- Requisita o uso de um conversor eletrônico de potência para operar;
- Conjugado oscilante, que deve ser controlado através da regulação das correntes de excitação das fases;
- Níveis de vibrações e ruídos elevados;
- Perdas por atrito e ventilação elevadas quando há a operação da máquina em altas velocidades;

2.2 Princípio de funcionamento

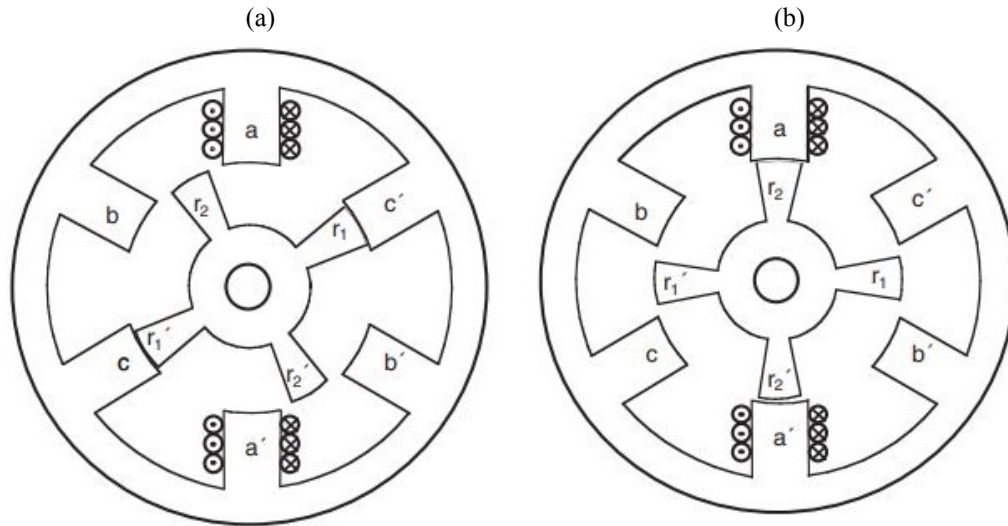
Para a compreensão do princípio de funcionamento da MaRV, considera-se inicialmente a representação proposta por (KRISHNAN, 2001), que contempla a máquina em dois estados, mostrados na Figura 2.

Na primeira posição (Figura 2.a), os polos do rotor r_1 e r_1' e os polos do estator c e c' estão alinhados. Aplicando uma corrente na fase a com a polaridade mostrada na Figura 2, é gerado um fluxo magnético que atravessa os polos do estator a e a' e os polos do rotor r_2 e r_2' , que tende a atrair os polos do rotor r_2 e r_2' em direção aos polos do estator a e a' , gerando assim um movimento do rotor até o completo alinhamento dos polos. Após esse alinhamento (Figura 2.b), a corrente da fase a é desligada e em seguida é alimentado o enrolamento da fase b do estator, movimentando r_1 e r_1' em direção à b e b' , no sentido horário. Da mesma forma, a energização da bobina da fase c resulta no movimento dos polos do rotor r_2 e r_2' em direção à c e c' até o alinhamento. Ao longo do movimento do rotor, a relutância do circuito magnético varia, diminuindo seu valor conforme os polos se aproximam do alinhamento.

Desse modo, verifica-se que são necessárias três energizações de fase em sequência para mover o rotor em 90° . Assim, para o rotor dar uma volta completa (360°), deve ser efetuada a energização em cada fase quantas vezes houver número de polos do rotor. Nesse caso, seriam 4 energizações em cada fase, gerando um total de 12 para uma revolução completa. Para inverter

o sentido de rotação da máquina, basta inverter a ordem de aplicação das correntes para a sequência *acb* em vez de *abc*.

Figura 2 – Exemplo de operação de um MRV. (a) Fase *c* alinhada. (b) Fase *a* alinhada.

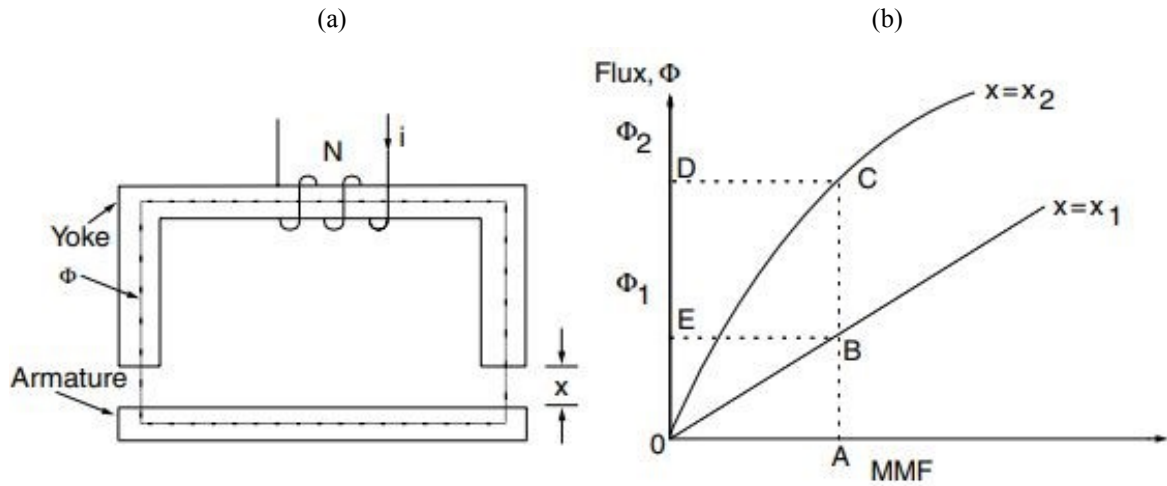


Fonte: KRISHNAN (2001).

A explicação da origem do torque no motor a relutância variável é feita através do princípio da conversão eletromecânica de energia em um solenoide (KRISHNAN, 2001), ilustrado na Figura 3. O solenoide tem N espiras e produz um fluxo magnético Φ quando aplicada uma corrente de excitação i na bobina. Ao elevar o valor da corrente i , a armadura (*armature* em inglês) irá se mover ao longo do entreferro em direção à culatra (*yoke* em inglês), na tendência de reduzir o valor da relutância total do circuito magnético diminuindo a distância do entreferro.

A curva de fluxo magnético concatenado vs força magnetomotriz (fmm) é mostrada na Figura 3.b para dois valores de entreferro, x_1 e x_2 , sendo $x_1 > x_2$. O gráfico de Φ vs fmm para a posição x_1 é linear porque nessa posição a distância entre a culatra e a armadura é significativa, fazendo com que a relutância do ar seja predominante.

Figura 3 – Solenoide e suas características. (a) Solenoide. (b) Gráfico fluxo vs fmm.



Fonte: KRISHNAN (2001).

A partir do gráfico da Figura 3.b, será feito o equacionamento matemático a fim de encontrar a equação do torque no MRV. Inicialmente, pode-se descrever a energia elétrica de entrada através da Equação (2.1):

$$W_e = \int e i dt = \int i dt \frac{dN\Phi}{dt} = \int Ni d\Phi = \int F d\Phi \quad (2.1)$$

onde e é a tensão induzida e F a força magnetomotriz.

A energia elétrica de entrada, W_e , é composta por duas parcelas: a energia magnética armazenada na bobina, W_f , e a energia convertida em trabalho mecânico, W_m , conforme a Equação (2.2):

$$W_e = W_f + W_m \quad (2.2)$$

Considerando a Figura 3, na situação em que a armadura começa na posição $x = x_1$, nenhum trabalho mecânico é realizado, logo a energia magnética armazenada no campo é igual a energia elétrica de entrada dada pela Equação (2.1), o que corresponde a área OBEO do gráfico. O complemento da energia magnética, denominada de coenergia, é dada pela área OBAO e é expressa matematicamente por $\int \Phi dF$. Do mesmo modo, para a posição $x = x_2$ da armadura, a energia armazenada no campo corresponde a área OCDO e a coenergia é dada pela área OCAO.

Para variações incrementais, a Equação (2.2) pode ser escrita pela Equação (2.3):

$$\delta W_e = \delta W_f + \delta W_m \quad (2.3)$$

Para uma força magnetomotriz constante F_1 , gerada por uma corrente de excitação constante i_1 , dada pelo ponto de operação A na Figura 3.b, as energias elétrica e magnética (de campo) incrementais são escritas por:

$$\delta W_e = \int_{\phi_1}^{\phi_2} F_1 d\phi = F_1(\phi_2 - \phi_1) = \text{área } (BCDEB) \quad (2.4)$$

$$\delta W_f = \delta W_{f|x=x_2} - \delta W_{f|x=x_1} = \text{área } (OCDO) - \text{área } (OBEO) \quad (2.5)$$

Através das equações (2.3) à (2.5), a energia mecânica incremental é obtida:

$$\delta W_m = \delta W_e - \delta W_f = \text{área } (OBCO) \quad (2.6)$$

A área OBCO corresponde a área entre as duas curvas para uma força magnetomotriz dada. Em uma máquina rotativa, o incremento da energia mecânica em termos do torque eletromagnético e da variação da posição do rotor é dado por:

$$\delta W_m = T_e \delta \theta \quad (2.7)$$

onde T_e é o torque eletromagnético e $\delta \theta$ é o incremento do ângulo da posição do rotor. Dessa forma, o torque eletromagnético pode ser escrito como:

$$T_e = \frac{\delta W_m}{\delta \theta} \quad (2.8)$$

Ao aplicar uma corrente de excitação constante, o trabalho mecânico incremental é igual a taxa de variação da coenergia, W_f' , como escrito na Equação (2.9):

$$\delta W_m = \delta W_f' \quad (2.9)$$

onde

$$W_f' = \int \Phi dF = \int \Phi d(Ni) = \int (N\Phi) di = \int \lambda(\theta, i) di = \int L(\theta, i) i di \quad (2.10)$$

Na Equação (2.10) acima, nota-se que a indutância, L , e o fluxo enlaçado, λ , são funções da posição do rotor e da corrente. A solução da integral, que corresponde ao valor da coenergia, é obtida no intervalo entre duas posições do rotor, θ_2 e θ_1 . Consequentemente, o torque eletromagnético em termos da coenergia representada como função da posição do rotor e da corrente é:

$$T_e = \frac{\delta W_m}{\delta \theta} = \frac{\delta W_f'}{\delta \theta} = \frac{\delta W_f'(i, \theta)}{\delta \theta} \Big|_{i=\text{constante}} \quad (2.11)$$

Considerando que para um valor de corrente fixa a indutância varia linearmente com a posição do rotor, o que em geral não ocorre experimentalmente, então o torque pode ser obtido por:

$$T_e = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \cdot \frac{i^2}{2} \quad (2.12)$$

onde

$$\frac{dL(\theta, i)}{d\theta} = \frac{L(\theta_2, i) - L(\theta_1, i)}{\theta_2 - \theta_1} \Big|_{i=\text{constante}} \quad (2.13)$$

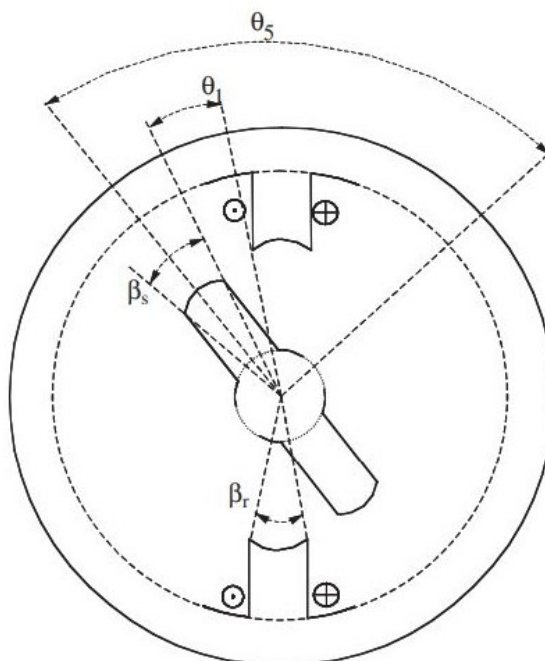
É válido ressaltar neste momento que na prática a indutância não é constante e varia de acordo com a posição do rotor, o que implica no fato de que o motor a relutância variável não terá um circuito equivalente em regime permanente como os demais motores elétricos de indução e de corrente contínua.

2.3 Relação entre indutância e posição do rotor

A Equação (2.12) mostra que o conjugado no MRV é função da relação entre indutância, posição do rotor e corrente. Como as características do conjugado são dependentes dessas grandezas, é importante verificar as possibilidades e limitações de controle para o acionamento

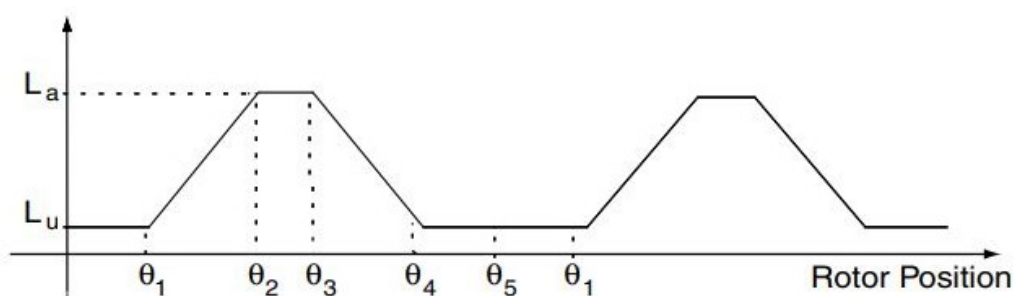
do motor. Um perfil típico da indutância de fase em função da posição do rotor é mostrado na Figura 5 para uma determinada corrente de fase fixa (KRISHNAN, 2001).

Figura 4 – Destaque dos ângulos em um MRV 2/2.



Fonte: KRISHNAN (2001).

Figura 5 – Perfil de indutância típico para o MRV da Figura 4.



Fonte: KRISHNAN (2001).

O gráfico da indutância mostrado na Figura 5 corresponde a indutância de fase da bobina do estator do MRV, desconsiderando o espreadimento de fluxo e a saturação magnética do material. Os arcos polares do estator e do rotor, bem como o número de polos do rotor, são os principais fatores que influenciam nas características do perfil da indutância. Na prática, o ângulo do polo do rotor é geralmente assumido como sendo maior que o do estator, logo também será feita essa consideração para essa exemplificação (KRISHNAN, 2001). A partir da Figura 5, os diversos ângulos são definidos como:

$$\theta_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{N_r} - (\beta_s + \beta_r) \right) \quad (2.14)$$

$$\theta_2 = \theta_1 + \beta_s \quad (2.15)$$

$$\theta_3 = \theta_2 + (\beta_r - \beta_s) \quad (2.16)$$

$$\theta_4 = \theta_3 + \beta_s \quad (2.17)$$

$$\theta_5 = \theta_4 + \theta_1 = \frac{2\pi}{N_r} \quad (2.18)$$

onde β_s e β_r são os arcos dos polos do estator e do rotor, respectivamente, e N_r é o número de polos do rotor.

Segundo (KRISHNAN, 2001), há quatro regiões distintas de indutância a serem analisadas:

1. $0^\circ - \theta_1$ e $\theta_4 - \theta_5$: Nestes dois intervalos, o valor da indutância é mínimo e praticamente constante, isso é explicado pelo fato de que o estator e o rotor não estão sobrepostos nessa região, assim o fluxo magnético é predominantemente limitado pela relutância do ar. Logo, essas regiões não contribuem para a produção de torque. Como os polos estão desalinhados, a indutância nesse intervalo é denominada de indutância desalinhada, L_{desali} .

2. $\theta_1 - \theta_2$: Nesta região, os polos do estator e rotor se sobrepõem, logo o caminho principal para o fluxo é através das lâminas do estator e do rotor. Isso causa um aumento na indutância à medida que os polos ficam sobrepostos. Desse modo, uma corrente de excitação aplicada no enrolamento quando o rotor está nesta posição irá gerar um torque positivo, fazendo com que a máquina opere como motor. Isso ocorre até que os polos estejam completamente alinhados.

3. $\theta_2 - \theta_3$: Entre esses dois ângulos, o movimento do polo do rotor não altera a completa sobreposição dos polos e não causa variação no caminho do fluxo. Consequentemente, a indutância é mantida em seu valor máximo e constante, sendo denominada de indutância alinhada, L_{ali} . Como não há mudança no valor da indutância nesse intervalo, o torque gerado é zero mesmo com a aplicação de uma corrente. Esse fato é relevante porque fornece tempo para

a corrente do estator chegar a zero ou níveis baixos quando é comutada, prevenindo a geração de torque negativo antes da etapa em que a indutância começa a decrescer.

4. $\theta_3 - \theta_4$: Neste período, o polo do rotor está se afastando do polo do estator. Como a relutância do circuito magnético aumenta com o distanciamento entre os polos, a indutância que é inversamente proporcional à relutância irá diminuir conforme os polos se afastam, gerando uma região de indutância decrescente. Dessa forma, uma corrente de excitação aplicada no enrolamento quando o rotor está nessa posição irá produzir um torque negativo, fazendo com que a máquina opere como gerador.

Embora descreva bem o comportamento do MRV, vale ressaltar que o perfil de indutância mostrado na Figura 5 não é possível de ser obtido na prática devido à saturação magnética. A saturação faz com que o gráfico da indutância seja mais curvo ao se aproximar do valor máximo e isso gera uma redução do conjugado.

A partir das descrições anteriores, nota-se a importância de uma boa escolha dos valores dos ângulos dos polos do rotor e do estator para que o torque produzido na máquina seja o adequado. O método utilizado para realizar essa escolha será explicado no Capítulo 4, quando será feito o projeto do motor.

2.4 Circuito equivalente elementar

De acordo com (KRISHNAN, 2001), um circuito equivalente elementar do MRV pode ser obtido negligenciando a indutância mútua entre as fases, conforme será feito a seguir. A tensão de alimentação da fase é igual a soma da queda de tensão na resistência da bobina e a taxa de variação do fluxo magnético enlaçado no tempo:

$$V = R_s i + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \quad (2.19)$$

onde R_s é a resistência por fase, e λ é o fluxo magnético enlaçado por fase. Esse fluxo enlaçado pode ser escrito em função da indutância da fase e da corrente:

$$\lambda = L(\theta, i) i \quad (2.20)$$

sendo L a indutância dependente da posição do rotor e da corrente de fase. Substituindo a Equação (2.20) na Equação (2.19), tem-se:

$$V = R_s i + \frac{d\{L(\theta, i) i\}}{dt} = R_s i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{dL(\theta, i)}{d\theta}$$

$$V = R_s i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m i \quad (2.21)$$

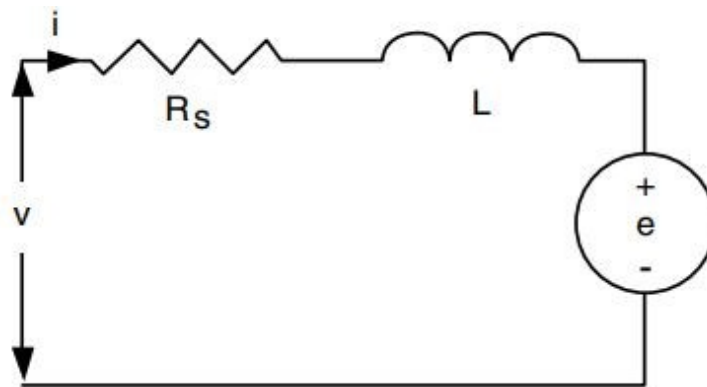
Na Equação (2.21), os três termos do lado direito representam a queda de tensão na resistência, a queda de tensão na indutância e a força eletromotriz induzida, respectivamente.

A força eletromotriz induzida é o terceiro membro da equação, e é dada como:

$$e = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m i \quad (2.22)$$

Dessa forma, o circuito equivalente do MRV que corresponde a Equação (2.21) é obtido e mostrado na Figura 6:

Figura 6 – Circuito equivalente monofásico elementar do MRV.



Fonte: KRISHNAN (2001).

Vale ressaltar que o circuito da Figura 6 é obtido para cada ponto de operação, pois o mesmo tem seus valores dependentes da posição do rotor e da corrente.

Para encontrar a equação da potência (p), multiplica-se a Equação (2.21) por i , resultando em:

$$p = vi = R_s i^2 + i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} + L(\theta, i) i \frac{di}{dt} \quad (2.23)$$

O terceiro termo da Equação (2.23) não pode ser fisicamente interpretado, portanto, para encontrar um significado físico, essa expressão é representada em termos de variáveis conhecidas na Equação (2.24):

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) i^2 \right) = L(\theta, i) i \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} \quad (2.24)$$

Substituindo a equação (2.24) em (2.23), obtém-se:

$$p = R_s i^2 + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) i^2 \right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} \quad (2.25)$$

Nota-se nesta equação que o primeiro termo representa as perdas resistivas nos enrolamentos, o segundo termo representa a taxa de variação da energia armazenada no campo e o terceiro caracteriza a potência no entreferro que será denominada de p_e .

Escrevendo o tempo em função da posição do rotor e da velocidade, tem-se:

$$t = \frac{\theta}{\omega_m} \quad (2.26)$$

Substituindo a Equação (2.26) na equação da potência no entreferro, obtemos:

$$p_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m \quad (2.27)$$

De outra forma, a potência no entreferro é obtida pelo produto do torque eletromagnético e a velocidade do rotor:

$$p_e = \omega_m T_e \quad (2.28)$$

Igualando as equações (2.27) e (2.28), obtém-se a equação do torque eletromagnético:

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (2.29)$$

Com isso, o desenvolvimento do circuito equivalente do MRV é finalizado. O mesmo pode servir para análises em operações dinâmicas. Além disso, as equações obtidas podem ser usadas para avaliar a potência de entrada, a potência no entreferro e o torque eletromagnético do motor.

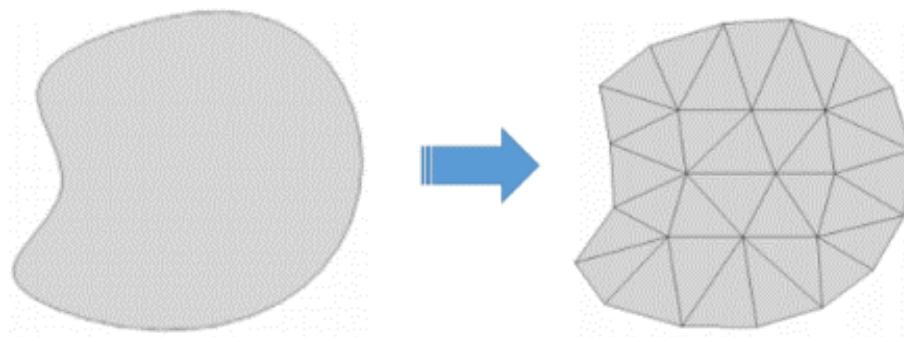
3 O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

Neste capítulo, é feita uma breve apresentação sobre os fundamentos que envolvem o método dos elementos finitos que será empregado posteriormente neste trabalho para simular o protótipo do MRV projetado. Aqui também são exibidas aplicações do MEF em diferentes áreas do conhecimento. Adicionalmente, é apresentado o *software FEMM*, juntamente com um exemplo de aplicação do mesmo.

3.1 Fundamentos do MEF

O MEF é um método numérico que consiste em reduzir um problema descrito por uma certa quantidade de equações diferenciais de solução complexa em vários problemas pequenos, descritos por equações mais simples e com uma solução menos trabalhosa. Esta redução é feita através da discretização do domínio do problema em malhas compostas por vários elementos finitos (OLIVEIRA, 2013), conforme ilustrado na Figura 7.

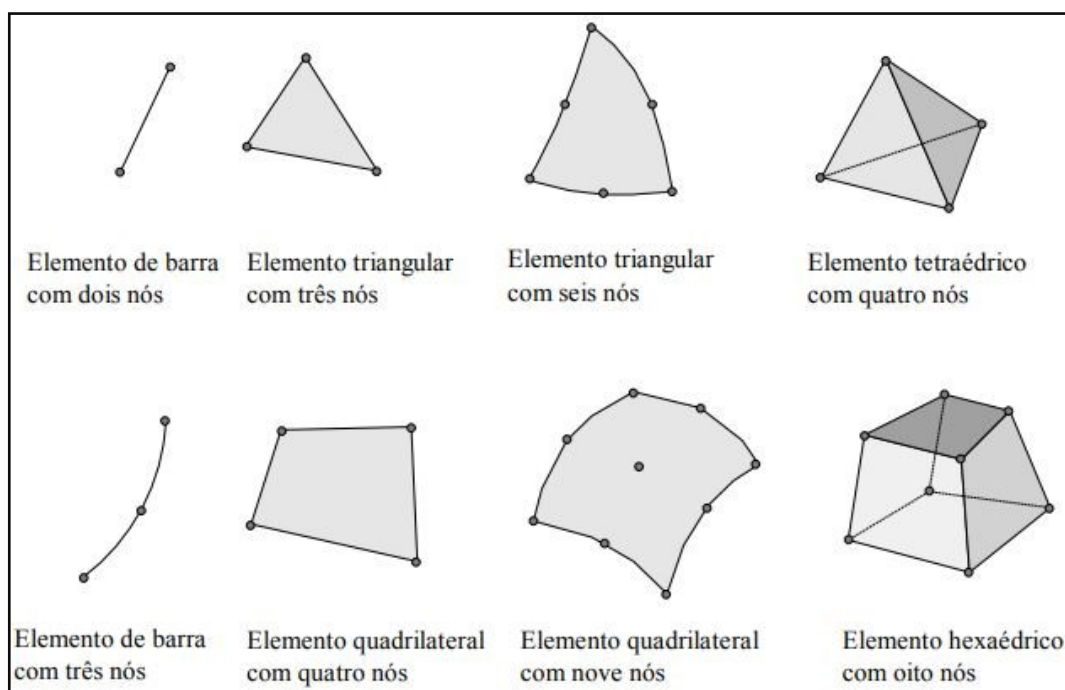
Figura 7 – Discretização de uma forma geométrica por elementos finitos.



Fonte: LEINAT (2020).

Existem diversos tipos de elementos finitos que podem ser utilizados para discretizar um domínio. A escolha do elemento adequado depende da geometria, do tipo e da complexidade do problema a ser resolvido. Em duas dimensões é comum a utilização de triângulos e quadriláteros, enquanto que em três dimensões são normalmente empregados tetraédricos e hexaédricos. A Figura 8 apresenta as geometrias de alguns tipos de elementos finitos:

Figura 8 – Diversas formas geométricas de elementos finitos.



Fonte: SOUZA (2003).

Para se obter uma solução precisa através da aplicação do MEF, é necessário que a malha de elementos finitos possua uma quantidade significativa de nós e que os elementos utilizados sejam adequados de acordo com a geometria do problema a ser resolvido. Pode-se dizer que quanto mais refinada for a malha, ou seja, quanto maior for a quantidade de nós, maior será a precisão da resposta obtida através do método. No entanto, vale ressaltar que a geração de malhas extremamente refinadas pode aumentar drasticamente o tempo de simulação computacional, portanto, cabe ao aplicador do método escolher um tamanho adequado para a malha de elementos finitos.

A aplicação computacional do método dos elementos finitos é dividida em três etapas:

Pré-processamento: esta primeira etapa é composta pela definição das características geométricas do objeto a ser simulado, do tipo de elemento a ser utilizado, do tamanho da malha de elementos finitos em cada região, das propriedades físicas dos materiais envolvidos, dos valores de entrada das fontes de campos e das condições de fronteira do problema. O pré-processamento tem o objetivo de preparar o modelo para a simulação (HUTTON, 2004).

Processamento: é a etapa de resolução do problema na qual o MEF é aplicado. A partir dos dados fornecidos no pré-processamento, é montado um sistema de equações que modela o problema, podendo ser linear ou não-linear, e com coeficientes reais ou complexos. Este sistema é resolvido através de métodos iterativos, sendo que o tempo gasto até a convergência da

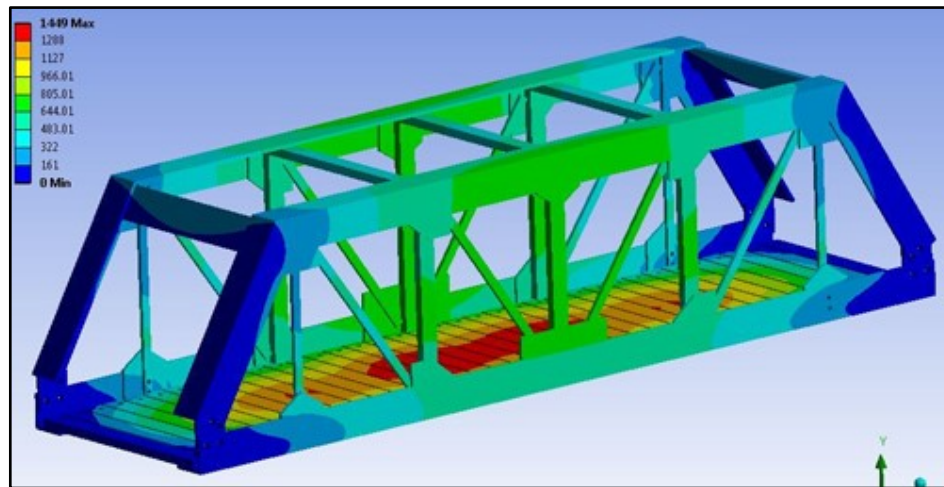
solução dependerá da complexidade do problema, do tamanho dos elementos da malha gerada e da capacidade de processamento do computador (HUTTON, 2004).

Pós-processamento: consiste na análise e verificação dos resultados apresentados pelo *software*. Nesta última etapa pode ser vista a distribuição dos campos ao longo de toda a geometria simulada, gráficos são gerados com os resultados obtidos e podem ser calculadas grandezas como energia, força, torque e inúmeras outras de acordo com o tipo de problema estudado. É muito importante que o usuário do *software* possua conhecimento técnico sobre o objeto que está sendo simulado, pois é necessário julgar se os resultados gerados são válidos fisicamente e se estão coerentes com os objetivos do projeto (HUTTON, 2004).

3.2 Aplicações

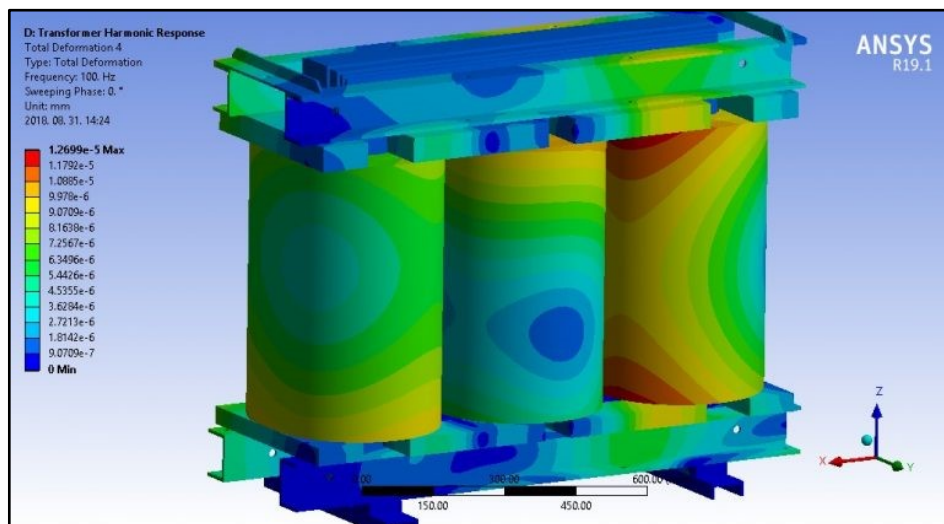
O método dos elementos finitos possui aplicações em diversas áreas do conhecimento. Nas engenharias aeronáutica, mecânica e civil, o MEF é muito utilizado em análises estruturais, térmicas e em mecânica dos fluídos. Na engenharia elétrica, possui aplicações em análises eletrostáticas, magnetostáticas e eletromagnéticas dinâmicas, tanto em baixas quanto em altas frequências, servindo como uma ferramenta poderosa para simular projetos de máquinas elétricas, transformadores, relés e demais dispositivos eletromagnéticos (FISH et al., 2007). Na engenharia biomédica, o MEF é principalmente aplicado em estudos de biomecânica, possibilitando verificar o comportamento de estruturas do corpo humano ao simular a aplicação de forças externas (JESUS, 2015). Na física, são encontrados trabalhos utilizando o MEF em áreas como mecânica, termodinâmica, eletromagnetismo, ondulatória e física do estado sólido (FISH et al., 2007). Na medicina, o MEF é utilizado para realização de simulações biomecânicas na área de ortopedia, embora também seja aplicado na área de cirurgias plásticas, a fim de simular o resultado futuro de procedimentos cirúrgicos (MACEDO, 2009). Na odontologia, é aplicado em análises estruturais e tensionais em implantes dentários e em simulações para previsão de correções em ortodontia (BRITO et al., 2017).

Figura 11 – Simulação com MEF para análise estrutural de uma ponte.



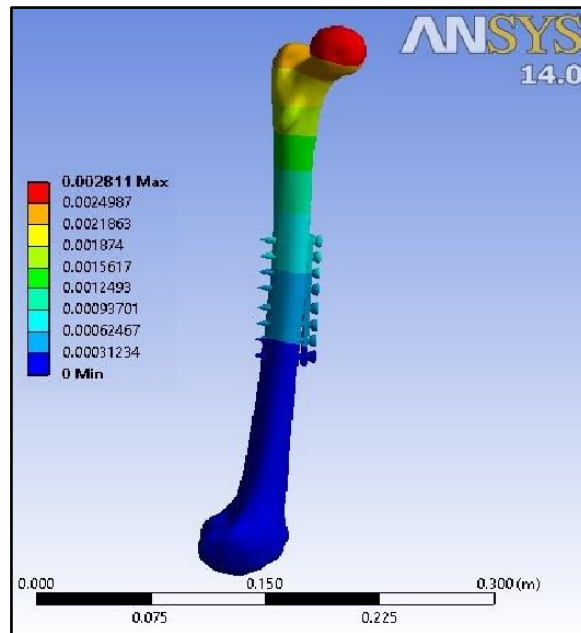
Fonte: CDESINC.

Figura 12 – Simulação de um transformador trifásico na presença da harmônica de 100 Hz.



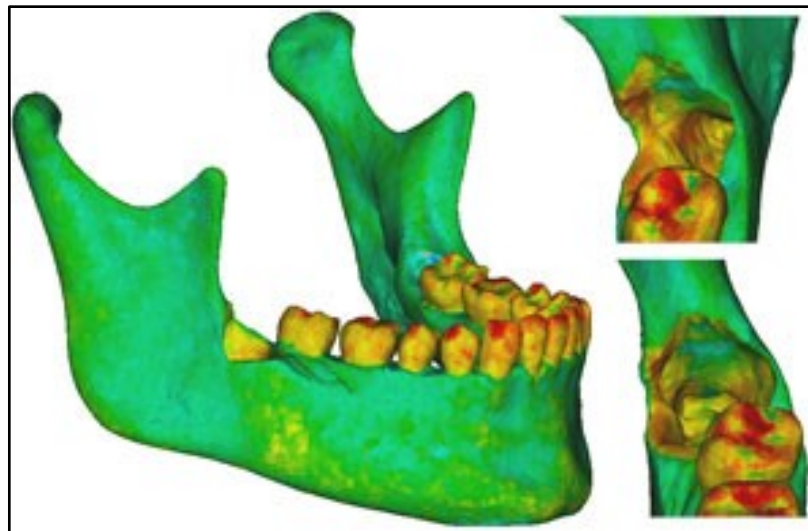
Fonte: ECON ENGINEERING

Figura 13 – Análise de placas de fixação para correção de fraturas no fêmur através do MEF.



Fonte: DAS et al. (2014).

Figura 14 – Simulação da mandíbula de um paciente após retirada do terceiro molar.



Fonte: SZÜCS (2010).

3.3 O software FEMM

O *Finite Element Method Magnetics (FEMM)* é um *software* de distribuição livre formado por um conjunto de programas para resolução de problemas eletromagnéticos em baixa frequência, em duas dimensões e nos domínios planar e axissimétrico (MEEKER, 2018). Esse *software* permite a simulação de problemas magnetostáticos lineares e não lineares, problemas

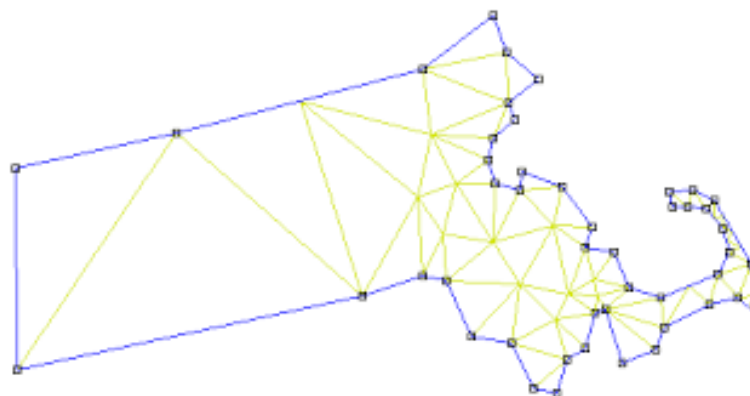
magnéticos com harmônicos, problemas eletrostáticos lineares e problemas envolvendo fluxo de calor em regime permanente.

O *software* é dividido em três partes.

A primeira delas é a própria interface, denominada de *Interactive shell*, que é aberta com o arquivo executável *femm.exe*. Essa interface permite que o usuário possa lidar com todas as variáveis de pré e pós-processamento e possibilita a importação da geometria do problema através de arquivos DXF originados através do AutoCAD.

A segunda parte, denominada de *triangle.exe*, é responsável pela fragmentação da região do problema, dividindo-a em um grande número de triângulos para análise por elementos finitos. A Figura 15 mostra o mapa do estado de Massachusetts (EUA) fragmentado em triângulos pelo *FEMM*.

Figura 15 – Discretização em triângulos do mapa do estado de Massachusetts (EUA).



Fonte: MEEKER (2018).

A terceira parte é composta pelos *Solvers* (solucionadores): *fkern.exe* para análise magnética, *belasolv* para análise eletrostática, *hsolv* para análise de fluxo de calor e *csolv* para análise de fluxo de corrente. Cada solucionador lê um conjunto de arquivos de dados que descrevem o problema e resolve as equações diferenciais parciais para obter os valores de campo desejado em todo o domínio da solução.

Além disso, o *FEMM* possibilita ao usuário a definição de cinco diferentes tipos de condições de contorno para garantir uma solução adequada do problema, são elas: *Dirichlet*, *Neumann*, *Robin*, *Periodic* e *Antiperiodic* para problemas magnéticos e eletrostáticos; e *Fixed Temperature*, *Convection*, *Radiation*, *Periodic* e *Antiperiodic* para problemas de fluxo de calor. Todas essas condições de fronteira estão explicadas detalhadamente no manual do *software* no Capítulo 1, Seção 1.3 (MEEKER, 2018).

Para facilitar e automatizar as simulações dentro do *FEMM*, é possível utilizar a linguagem de programação *Lua Script*. O código desenvolvido em *Lua* pode ser compilado através da *Interactive Shell* no *Open Lua Script* ou pode ser compilado inteiramente no *Lua Console Window*. Após a realização do dimensionamento do motor, será desenvolvido um código em *Lua Script* para realizar o levantamento das curvas de indutância e fluxo magnético do MRV projetado.

Com o objetivo de exemplificar a utilização do *software FEMM*, no Apêndice A deste trabalho foi resolvido um problema eletrostático retirado do livro (HALLIDAY, 2009). O problema consiste no cálculo da capacitância equivalente de um conjunto de três capacitores com meios dielétricos distintos. O mesmo foi resolvido de duas formas: a primeira, analiticamente, utilizando a teoria de circuitos; e a segunda através de uma simulação no *FEMM*, a fim de comparar os resultados apresentados pelo *software* com os previstos pela teoria.

4 PROJETO DO MRV

Neste capítulo, são abordados os procedimentos e cálculos para determinação das dimensões mecânicas do motor e para o projeto dos enrolamentos.

4.1 Parâmetros iniciais

A proposta deste trabalho é realizar o projeto de um motor a relutância variável para substituir um motor de indução trifásico (MIT) de mesma potência. As características deste MIT são obtidas através de um catálogo técnico de motores trifásicos (WEG, 2020) e são mostradas na Tabela 1.

Tabela 1 – Características de placa do MIT.

Motor W22 IR3 Premium Trifásico	
Carcaça	L90S
Potência	3cv (2,2kW)
Número de polos	2
Frequência	60 Hz
Tensão nominal	220/380 V
Corrente nominal	7,82/4,53 A
Velocidade nominal	3470 rpm
Conjugado nominal	6,061 N.m
Fator de potência	0,85
Rendimento	86,50%

Fonte: Adaptado de WEG (2020).

O MRV a ser projetado deverá ser capaz de entregar os mesmos valores de potência, velocidade e conjugado da Tabela 1 à uma carga nominal, utilizando a mesma carcaça L90S do MIT. A Tabela 2 mostra as características iniciais do MRV.

Tabela 2 – Características iniciais do MRV.

Motor a Relutância Variável Tetrafásico	
Carcaça	L90S
Potência	3cv (2,2kW)
Velocidade nominal	3500 rpm
Conjugado nominal	6,024 N.m
Corrente de pico	12 A
Número de polos do estator	8
Número de polos do rotor	6
Número de fases	4
Material magnético do núcleo	Aço M19

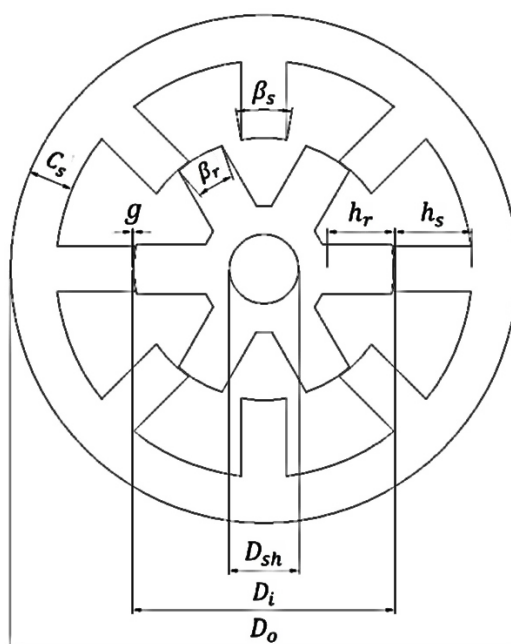
Fonte: O autor.

A escolha dos números de polos do estator e do rotor para este projeto se fundamenta no fato de que a topologia 8/6 proporciona menos ondulação de conjugado em comparação com outras topologias comuns, como a 6/4. Uma explicação mais detalhada sobre as vantagens e desvantagens de cada topologia pode ser encontrada em (MAMEDE, 2016).

4.2 Cálculo das dimensões do MRV

Para a construção do MRV, é necessário calcular as dimensões das lâminas do estator e do rotor, que são representadas na Figura 16.

Figura 16 – Localização das dimensões em um MRV.



Fonte: O autor.

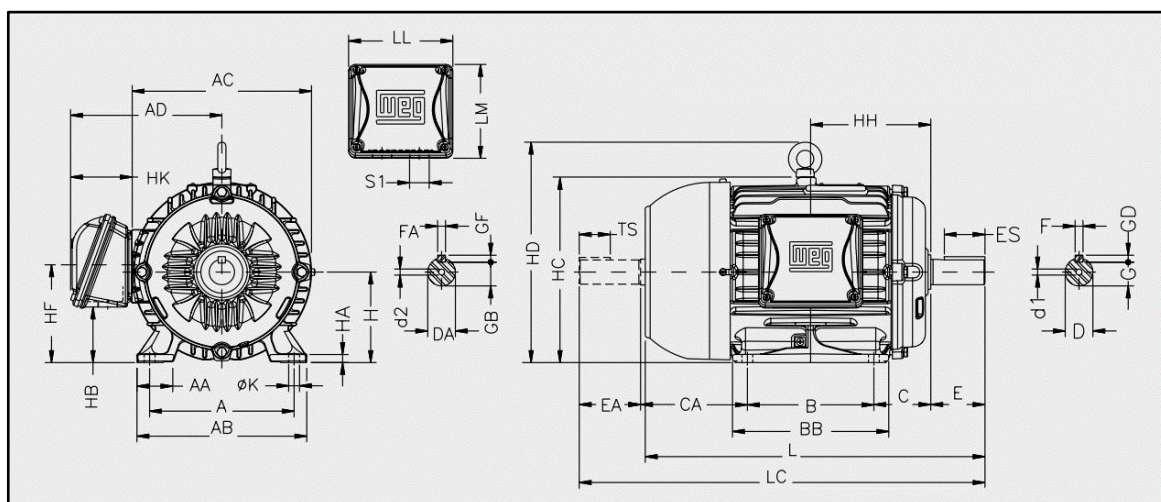
Cada uma dessas grandezas de projeto influencia no comportamento das curvas de fluxo magnético, indutância e de torque do motor, e conseqüentemente no funcionamento do motor.

Neste projeto, a metodologia desenvolvida por (VIJAYRAGHAVAN, 2001) é escolhida como referência principal para o dimensionamento do MRV. Segundo (VIJAYRAGHAVAN, 2001), a vantagem de aplicar este método de projeto é que não é necessária uma vasta experiência prévia em projetos de máquinas a relutância variável, em comparação com outras metodologias que requerem conhecimento empírico para determinação de muitas constantes a serem adotadas ao longo do dimensionamento, como no caso de (KRISHNAN, 2001).

No método proposto por (VIJAYRAGHAVAN, 2001), o primeiro passo a ser dado é analisar os dados mecânicos de um motor de indução trifásico equivalente. A *International Electrotechnical Commission (IEC)* fixa dimensões padronizadas para todas as máquinas elétricas fabricadas internacionalmente. Como o estudante não tem acesso as normas da *IEC*, será utilizado como referência para o projeto os dados mecânicos dos motores fornecidos pela WEG, que são dimensionados de acordo com a ABNT NBR-15623, a qual acompanha a *IEC-60072*.

A principal dimensão para padronização das montagens dos motores é a altura do plano da base ao centro da ponta do eixo, denominado internacionalmente por *frame size* e representado pela letra H. A Figura 17 mostra a representação das dimensões da carcaça L90S da WEG que será utilizada como base para o projeto do MRV.

Figura 17 – Representação dimensional da carcaça L90S da WEG.



Fonte: WEG.

De acordo com (VIJAYRAGHAVAN, 2001), a primeira dimensão a ser calculada é o diâmetro externo, que pode ser obtido pela Equação (4.1):

$$D_o = (H - 3) \times 2 \quad (4.1)$$

A subtração de 3 milímetros do valor H na Equação (4.1) é feita para descontar a altura do pé da máquina usado na montagem. O valor do *frame size* para a carcaça L90S é de 90mm, portanto:

$$D_o = (90 - 3) \times 2 = 174 \text{ mm}$$

O diâmetro interno é inicialmente adotado como sendo igual ao valor do *frame size*, podendo ser alterado posteriormente. Logo, $D_i = 90 \text{ mm}$.

O diâmetro do eixo do MRV é o mesmo do eixo do MIT para a carcaça L90S, o qual segundo o catálogo da WEG é $D_{sh} = 24 \text{ mm}$.

Segundo (VIJAYRAGHAVAN, 2001), o comprimento da pilha de lâminas (L) pode ser inicialmente escolhido para ser igual à distância entre os orifícios de montagem quando o motor é montado em pés, o que corresponde a medida B representada na Figura 17. O valor de B para a carcaça L90S é de 100 mm, porém simulações preliminares utilizando o método dos elementos finitos mostraram que com este valor para o comprimento, o torque médio resultante é muito superior ao torque requerido pelo motor. Dessa forma, adotou-se $L = 85 \text{ mm}$, através de uma redução em 15% do valor inicial proposto.

Tendo os valores de D_o , D_i , D_{sh} e L , o próximo passo é a escolha dos ângulos dos polos do estator (β_s) e do rotor (β_r). Essa etapa é a mais complicada, pois há várias combinações possíveis que respeitam as restrições impostas explicadas nas referências clássicas para projetos de motores a relutância variável, como (MILLER, 1993) e (KRISHNAN, 2001). As principais limitações para as combinações de β_s e β_r são brevemente apresentadas a seguir:

- 1 – O ângulo do polo do estator deve ser sempre menor que o ângulo do polo do rotor.

$$\beta_s < \beta_r \quad (4.2)$$

2 – A zona de torque efetivo é menor que o ângulo do polo do estator, porém deve ser maior que o ângulo de condução de energia (ε) para garantir que não haja posições em que o motor não tenha partida ao ser acionado.

$$\beta_s > \varepsilon \quad (4.3)$$

onde:

$$\varepsilon = \frac{2\pi}{\frac{N_s}{2} \times N_r} \quad (4.4)$$

Para um MRV 8/6, o valor de ε é:

$$\varepsilon = \frac{2\pi}{\frac{8}{2} \times 6} = 15^\circ \Rightarrow \beta_s > 15^\circ$$

3 – O ângulo do polo do estator deve ser menor que o ângulo entre os cantos de polos do rotor adjacentes, caso contrário haverá sobreposição entre os polos do estator e do rotor na posição desalinhada.

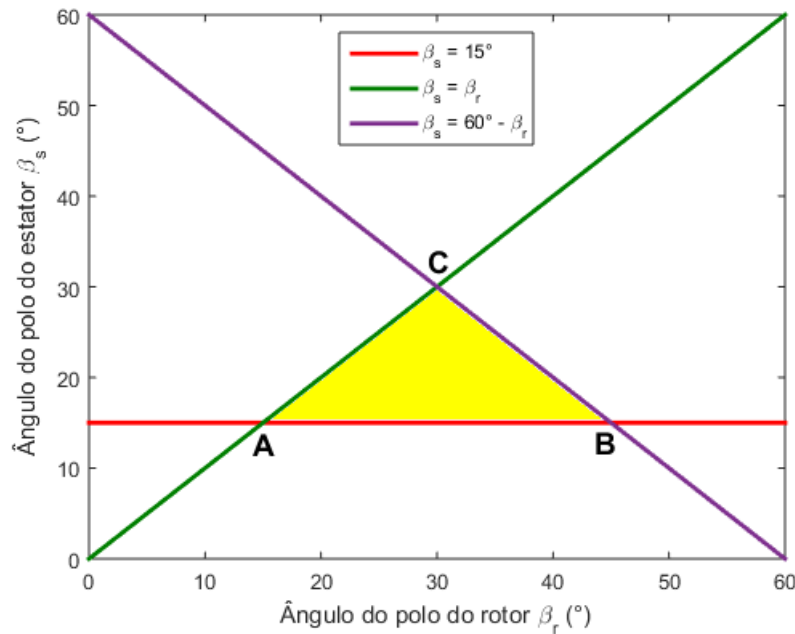
$$\beta_s < \frac{2\pi}{N_r} - \beta_r \quad (4.5)$$

Para a topologia 8/6, essa condição é:

$$\beta_s < \frac{2\pi}{6} - \beta_r \Rightarrow \beta_s < 60^\circ - \beta_r$$

As três condições descritas pelas Inequações (4.2), (4.3) e (4.5) criam um triângulo de possibilidades para combinações entre β_s e β_r para o MRV 8/6.

Figura 18 – Triângulo de possibilidades de β_s e β_r para o MRV 8/6.



Fonte: Adaptado de VIJAYRAGHAVAN (2001).

O triângulo ABC da Figura 18 revela que há 196 combinações possíveis de β_s e β_r para o projeto do motor, considerando apenas valores inteiros para os ângulos.

Para diminuir a quantidade de combinações possíveis, (VIJAYRAGHAVAN, 2001) recomenda mais duas restrições para a escolha dos ângulos. A primeira restringe a diferença dos valores dos ângulos entre os polos do estator e do rotor para 2° , justificando que há uma perda expressiva de torque por volume de ferro quando se utiliza diferenças maiores.

$$\beta_s \leq \beta_r - 2 \quad (4.6)$$

Com essa restrição, o número de combinações possíveis é reduzido para 27.

A segunda limitação diz respeito à folga (*Clearance* - em inglês) que deverá haver entre os enrolamentos da máquina para garantir o perfeito funcionamento do motor, com segurança de que não haverá contato interno entre as bobinas gerando curto-circuito. O projeto do enrolamento é feito na Seção 4.3 deste trabalho, que mostra como é calculada a folga entre as bobinas. De acordo com (VIJAYRAGHAVAN, 2001), essa folga deve ser sempre maior que 3 mm.

É neste ponto que se percebe a dificuldade para determinação dos ângulos dos polos, pois terá de ser feito o processo de cálculo das dimensões do MRV e o projeto do enrolamento

para cada combinação de ângulo dentre as 27 restantes, a fim de verificar para cada uma se o torque resultante e o enrolamento projetado atende as condições iniciais do projeto.

Utilizando as equações que ainda serão apresentadas neste capítulo para os cálculos das dimensões do motor e do enrolamento, é obtida a Tabela 3 com os valores das folgas entre as bobinas, a fim de eliminar mais combinações possíveis pela restrição proposta por (VIJAYRAGHAVAN, 2001).

Tabela 3 – Folga entre os enrolamentos calculada para as 27 combinações diferentes de ângulos possíveis.

Combinação	Ângulos possíveis		Folga entre os enrolamentos (mm)
	$\beta_s(^{\circ})$	$\beta_r(^{\circ})$	
1	16	17	8,773
2	16	18	9,938
3	17	18	7,516
4	17	19	8,478
5	18	19	6,234
6	18	20	7,227
7	19	20	4,922
8	19	21	5,949
9	20	21	3,578
10	20	22	4,165
11	21	22	2,198
12	21	23	2,735
13	22	23	0,779
14	22	24	1,923
15	23	24	-0,685
16	23	25	0,480
17	24	25	-2,198
18	24	26	-1,006
19	25	26	-3,667
20	25	27	-2,541
21	26	27	-5,273
22	26	28	-4,132
23	27	28	-6,946
24	27	29	-5,786
25	28	29	-8,695
26	28	30	-7,513
27	29	30	-10,533

Fonte: O autor.

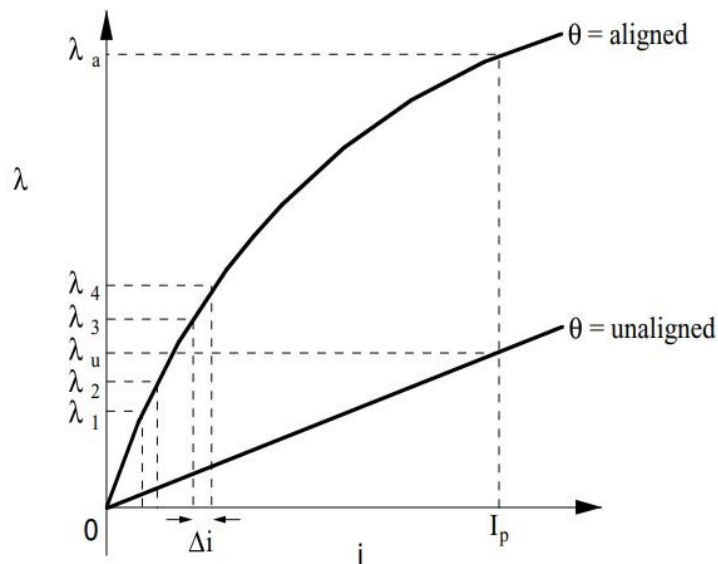
Analisando a Tabela 3, elimina-se todas as combinações de ângulos que geram folgas entre os enrolamentos menores que 3 mm, restando apenas as combinações de 1 à 10. Vale

ressaltar neste momento que os valores da Tabela 3 são obtidos através de cálculos que utilizam parâmetros que ainda serão definidos posteriormente neste trabalho, o que significa que as combinações de 11 à 27 podem ser válidas para outros projetos, com outras condições e parâmetros iniciais definidos.

Para escolher a melhor combinação de ângulo entre as 10 possibilidades restantes, é preciso realizar uma análise mais aprofundada, calculando o conjugado médio, o conjugado por volume, o número de espiras e as perdas no cobre para cada uma das combinações.

Para determinar o conjugado médio do motor é necessário fazer o levantamento da curva de fluxo magnético enlaçado em função da corrente para as posições alinhada e desalinhada (KRISHNAN, 2001).

Figura 19 – Fluxo magnético enlaçado vs corrente para as posições alinhada e desalinhada.



Fonte: KRISHNAN (2001).

As áreas abaixo de cada curva representam as coenergias magnéticas para as posições alinhada e desalinhada. A área entre as duas curvas representa o trabalho realizado por ciclo do motor e é calculado através da diferença entre os valores obtidos para as coenergias.

$$\delta W_m = W'_{\text{alinhada}} - W'_{\text{desalinhada}} \quad (4.7)$$

O torque médio é calculado da seguinte forma:

$$T_{med} = \frac{\text{Trabalho total realizado/revolução}}{2\pi}$$

$$T_{med} = \frac{\delta W_m \times \text{Número de ciclos/revolução}}{2\pi}$$

$$T_{med} = \frac{\delta W_m \times \frac{N_s}{2} \times N_r}{2\pi}$$

$$T_{med} = \frac{\delta W_m \times N_s \times N_r}{4\pi} \quad (4.8)$$

Em sua tese defendida, (VIJAYRAGHAVAN, 2001) desenvolve um método analítico para os cálculos das indutâncias para a posição alinhada e desalinhada, porém este método pode gerar erros de 50 a 100% no cálculo da indutância para a posição desalinhada, o que acarreta em erros também no valor do torque médio calculado, segundo (KRISHNAN, 2001). Neste trabalho, em vez de aplicar o método analítico, optou-se por utilizar o *software* de elementos finitos *FEMM* ainda durante a etapa de projeto para levantar as curvas de fluxo magnético para cada combinação de ângulos através de simulações. As Tabela 4 e 5 mostram os resultados obtidos para as 10 combinações de ângulos restantes.

Tabela 4 – Resultados obtidos através dos cálculos de dimensionamento e de simulação pelo *software FEMM*.

Combinação	1	2	3	4	5
β_s (°)	16	16	17	17	18
β_r (°)	17	18	18	19	19
Conjugado médio (N.m)	5,553074	4,864965	5,918864	5,338980	6,285641
Número de espiras	108	98	108	100	108
Folga entre os enrolamentos (mm)	8,772536	9,937854	7,516299	8,478259	6,233664
Perdas no cobre (W)	54,643071	49,074690	55,210074	50,691821	55,789293
Volume de material ferromagnético (m³)	0,001028	0,001037	0,001079	0,001089	0,001129
Conjugado/volume (N/m²)	5401,312	4686,941	5483,564	4902,315	5566,269

Fonte: O autor.

Tabela 5 – Continuação da Tabela 4.

Combinação	6	7	8	9	10
β_s (°)	18	19	19	20	20
β_r (°)	20	20	21	21	22
Conjugado médio (N.m)	5,670101	6,655353	6,003444	7,030172	6,234757
Número de espiras	100	108	100	108	100
Folga entre os enrolamentos (mm)	7,227285	4,921935	5,949373	3,578039	4,164513
Perdas no cobre (W)	51,214032	56,381996	51,747764	56,989633	52,506869
Volume de material ferromagnético (m ³)	0,001139	0,001177	0,001187	0,001225	0,001234
Conjugado/volume (N.m/m ³)	4979,306	5651,324	5057,821	5740,523	5053,453

Fonte: O autor.

Analisando as Tabelas 4 e 5, logo de início já são eliminadas as combinações 1, 2, 3, 4, 6 e 8; pois resultaram em valores de conjugado menores do que o requerido para o projeto, que é de 6,024 N.m conforme a Tabela 2. As combinações 7 e 9 também podem ser descartadas pois geram um conjugado muito além do requerido.

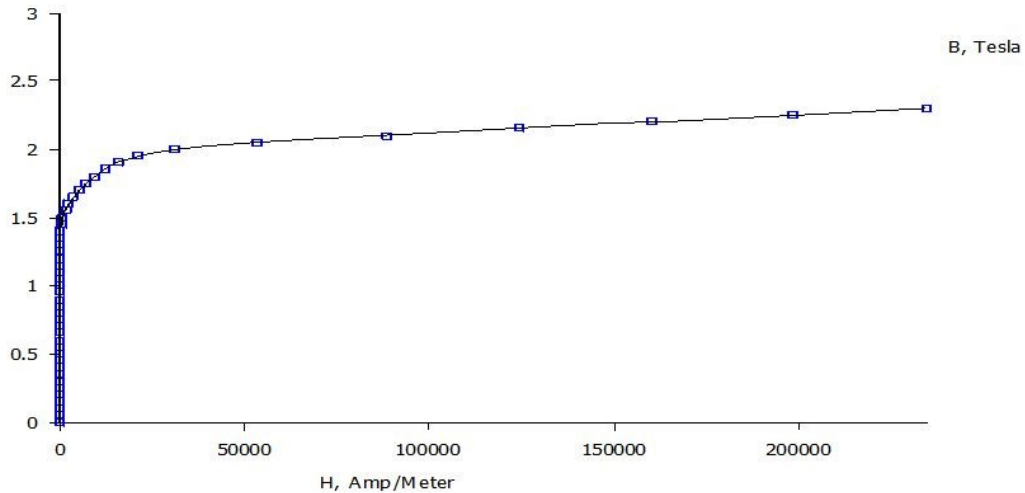
Agora restam apenas as combinações 5 e 10. Neste momento, é importante analisar as perdas no cobre. Como para a combinação 5 é utilizado um número maior de espiras em comparação com a combinação 10, as perdas no cobre para a mesma são mais elevadas, e é por este motivo que será escolhida a combinação 10 para o projeto do MRV, correspondente aos ângulos dos polos $\beta_s = 20^\circ$ e $\beta_r = 22^\circ$.

Conforme pode ser visto nas Tabelas 4 e 5, o número de espiras varia de acordo com a escolha dos ângulos dos polos. Isso ocorre porque os valores dos ângulos afetam os valores das áreas dos polos e de outras dimensões do motor, o que gera diferenças no cálculo da força magnetomotriz (fmm) gerada para cada combinação através da aplicação de uma corrente. Como o número de espiras é calculado pela divisão entre a fmm e a corrente de pico, essa quantidade será também diferente para cada combinação de ângulos. Esse detalhe ficará melhor esclarecido nas próximas explicações referentes aos cálculos para o dimensionamento do motor.

Após a determinação dos ângulos dos polos, a próxima etapa do projeto é a definição do ponto de operação na curva BH do material ferromagnético a ser utilizado na construção da

máquina, que neste caso é o aço silício de grão não orientado M19. Normalmente, é comum a escolha do “joelho” da curva como sendo um bom ponto para limitar o valor máximo da densidade de fluxo magnético em qualquer parte da máquina.

Figura 20 – Curva BH do aço M19 utilizado no projeto.



Fonte: *Software FEMM*.

Pelo gráfico da Figura 20, adota-se o valor de $B_{m\acute{a}x} = 1,675 \text{ T}$.

Segundo (VIJAYRAGHAVAN, 2001), a máxima densidade de fluxo magnético no MRV ocorre nos polos do estator, portanto será assumido que essa região irá operar com a densidade de fluxo magnético obtida no ponto correspondente ao “joelho” da curva BH do material. Logo:

$$B_s = B_{m\acute{a}x} = 1,675 \text{ T} \quad (4.9)$$

Assumindo que a densidade de fluxo magnético no polo do estator é igual a $B_{m\acute{a}x}$, as dimensões restantes do MRV podem ser obtidas. Em (VIJAYRAGHAVAN, 2001) é relatado que para reduzir a emissão de ruídos pelo motor em funcionamento, experiências de projeto mostram que é importante fixar o valor da densidade de fluxo magnético na culatra do estator (B_{cs}) em aproximadamente metade do valor de $B_{m\acute{a}x}$, e também fixar a densidade de fluxo magnético na culatra do rotor (B_{cr}) em torno de 80% de $B_{m\acute{a}x}$.

$$B_{cs} = \frac{B_{m\acute{a}x}}{2} = \frac{1,675}{2} = 0,8375 \text{ T} \quad (4.10)$$

$$B_{cr} = 0,8 \times B_{m\acute{a}x} = 0,8 \times 1,675 = 1,34 \text{ T} \quad (4.11)$$

A área que o fluxo magnético atravessa no polo do estator é aproximadamente:

$$A_s = \frac{D_i}{2} \times L \times \beta_s = \left(\frac{90}{2}\right) \times 85 \times \left(\frac{20\pi}{180}\right) \times 10^{-6} = 0,00134 \text{ m}^2 \quad (4.12)$$

O fluxo magnético no polo do estator é dado por:

$$\phi_s = B_s \times A_s = 1,675 \times 0,00134 = 2,236 \text{ mW}_b \quad (4.13)$$

O fluxo magnético na culatra do estator é dado por:

$$\phi_{cs} = \frac{\phi_s}{2} = \frac{B_s \times A_s}{2} = \frac{2,236}{2} = 1,118 \text{ mW}_b \quad (4.14)$$

Como a densidade de fluxo na culatra do estator é metade da densidade de fluxo no polo do estator, o fluxo magnético na culatra do estator pode ser escrito pela Equação (4.15):

$$\phi_{cs} = B_{cs} \times A_{cs} = \frac{B_s}{2} \times A_{cs} \quad (4.15)$$

Comparando as Equações (4.14) e (4.15), nota-se que a área da culatra do estator corresponde igualmente a área do polo do estator.

$$A_{cs} = A_s = 0,00134 \text{ m}^2 \quad (4.16)$$

Como a área da culatra do estator é o produto entre o valor da dimensão da culatra com o comprimento da pilha de lâminas, calcula-se:

$$A_{cs} = C_s \times L \Rightarrow C_s = \frac{A_{cs}}{L} = \frac{0,00134}{0,085} = 15,7 \text{ mm} \quad (4.17)$$

A partir da dimensão da culatra do estator, pode ser calculada a altura do polo do estator:

$$h_s = \frac{D_o}{2} - C_s - \frac{D_i}{2} = \left(\frac{174}{2}\right) - 15,7 - \left(\frac{90}{2}\right) = 26,3 \text{ mm} \quad (4.18)$$

Segundo (MAMEDE, 2016), para máquinas elétricas com potências superiores a 1 cv, o comprimento do entreferro (g) deve variar entre 0,3 mm a 0,5 mm. Para este projeto, será escolhido $g = 0,3 \text{ mm}$. Com o valor de g , a área do polo do rotor é determinada como:

$$A_r = \left(\frac{D_i}{2} - g\right) \times L \times \beta_r \quad (4.19)$$

$$A_r = \left(\frac{90}{2} - 0,3\right) \times 85 \times \left(\frac{22\pi}{180}\right) \times 10^{-6} = 0,00146 \text{ m}^2$$

A densidade de fluxo magnético no polo do rotor é calculada por:

$$B_r = \frac{B_s \times A_s}{A_r} = \frac{1,675 \times 0,00134}{0,00146} = 1,533 \text{ T} \quad (4.20)$$

A área da culatra do rotor é calculada pela Equação (4.21):

$$A_{cr} = L \times \left(\frac{D_i}{2} - g - h_r - \frac{D_{sh}}{2}\right) \quad (4.21)$$

Como a culatra do rotor carrega metade do fluxo e a densidade magnética nessa parte é limitada para 80% do valor da densidade máxima, então:

$$\phi_{cr} = \frac{\phi_s}{2} = \frac{B_s \times A_s}{2} \quad (4.22)$$

$$\phi_{cr} = B_{cr} \times A_{cr} = (0,8 \times B_s) \times A_{cr} \quad (4.23)$$

Comparando as Equações (4.22) e (4.23), tem-se que:

$$A_{cr} = \frac{A_s}{1,6} = \frac{0,00134}{1,6} = 0,000834 \text{ m}^2 \quad (4.24)$$

Finalmente, manipulando a Equação (4.21), calcula-se a altura do polo do rotor:

$$h_r = \frac{D_i}{2} - g - \frac{D_{sh}}{2} - \frac{A_{cr}}{L} \quad (4.25)$$

$$h_r = \left(\frac{90}{2}\right) - 0,3 - \left(\frac{24}{2}\right) - \left(\frac{0,000834 \times 10^6}{85}\right) = 22,9 \text{ mm} \quad (4.26)$$

Com isso, todos os dados mecânicos das lâminas do MRV já estão determinados e são reunidos na Tabela 6.

Tabela 6 – Resumo das dimensões calculadas para o MRV.

Grandeza	Sigla	Valor
Número de polos do estator	N_s	8
Número de polos do rotor	N_r	6
Diâmetro externo	D_o	174 mm
Diâmetro interno	D_i	90 mm
Diâmetro do eixo	D_{sh}	24 mm
Comprimento da pilha de lâminas	L	85 mm
Ângulo do polo do estator	β_s	20°
Ângulo do polo do rotor	β_r	22°
Altura do polo do estator	h_s	26,3 mm
Altura do polo do rotor	h_r	22,9 mm
Comprimento do entreferro	g	0,3 mm

Fonte: O autor.

4.3 Projeto dos enrolamentos

O primeiro passo para projetar as bobinas do motor é a determinação do número de espiras por fase, mas para isso é necessário inicialmente calcular a força magnetomotriz gerada por uma fase para a posição alinhada.

Os caminhos médios que o fluxo magnético segue ao longo da máquina para as várias secções são determinados a seguir:

$$l_s = h_s + \frac{C_s}{2} = 26,3 + \frac{15,7}{2} = 34,15 \text{ mm} \quad (4.27)$$

$$l_r = h_r + \frac{\left(\frac{D_i}{2} - g - h_r - \frac{D_{sh}}{2}\right)}{2} = \frac{D_i}{4} - \frac{g}{2} + \frac{h_r}{2} - \frac{D_{sh}}{4} \quad (4.28)$$

$$l_r = \left(\frac{90}{4}\right) - \left(\frac{0,3}{2}\right) + \left(\frac{22,9}{2}\right) - \left(\frac{24}{4}\right) = 27,8 \text{ mm}$$

$$l_{cs} = \pi \left(\frac{D_o}{2} - \frac{C_s}{2}\right) = \pi \left(\frac{174}{2} - \frac{15,7}{2}\right) = 248,6 \text{ mm} \quad (4.29)$$

$$l_{cr} = \pi \left(\frac{\left(\frac{D_i}{2} - g - h_r - \frac{D_{sh}}{2}\right)}{2} + \frac{D_{sh}}{2}\right) = \pi \left(\frac{D_i}{4} - \frac{g}{2} - \frac{h_r}{2} + \frac{D_{sh}}{4}\right) \quad (4.30)$$

$$l_{cr} = \pi \left(\left(\frac{90}{4}\right) - \left(\frac{0,3}{2}\right) - \left(\frac{22,9}{2}\right) + \left(\frac{24}{4}\right)\right) = 53,1 \text{ mm}$$

Tendo os valores dos caminhos do circuito magnético, é preciso agora encontrar a intensidade de campo magnético H em cada uma dessas regiões. Para isso, foi utilizada a função “*spline*” do *software MATLAB*, que através dos valores das densidades de fluxo calculadas, busca na curva de magnetização do material M19 os valores de H . Já para o cálculo da intensidade de campo no entreferro, o cálculo é feito a seguir.

A área média do entreferro é determinada pela Equação (4.31):

$$A_g = \frac{A_s + A_r}{2} = \frac{0,00134 + 0,00146}{2} = 0,00140 \text{ m}^2 \quad (4.31)$$

Com o valor de A_g , a densidade de fluxo magnético no entreferro pode ser calculada:

$$B_g = \frac{B_s \times A_s}{A_g} = \frac{1,675 \times 0,00134}{0,00140} = 1,601 \text{ T} \quad (4.32)$$

Como a permeabilidade magnética do ar é constante, calcula-se:

$$H_g = \frac{B_g}{\mu_0} = \frac{1,601}{4\pi \times 10^{-7}} = 1273898,676 \text{ A. e/m} \quad (4.33)$$

Tabela 7 – Valores das densidade de fluxo e da intensidade de campo para as diferentes partes do motor.

Densidade de fluxo magnético (T)		Intensidade de campo magnético (A.e/m)	
B_s	1,675	H_s	4785,195
B_r	1,533	H_r	1540,290
B_{cs}	0,8375	H_{cs}	81,810
B_{cr}	1,34	H_{cr}	288,796
B_g	1,601	H_g	1273898,676

Fonte: O autor.

A partir dos valores de H da Tabela 7 e dos caminhos do fluxo determinados pelas Equações (4.27) à (4.30), finalmente é calculada a força magnetomotriz produzida para quando o motor está na posição alinhada:

$$fmm = 2 \times (H_s l_s + H_g g + H_r l_r) + \frac{H_{cs} l_{cs}}{2} + \frac{H_{cr} l_{cr}}{2} \quad (4.34)$$

$$fmm = \left(2 \times ((4785,195 \times 34,15) + (1273898,676 \times 0,3) + (1540,290 \times 27,8)) + \frac{(81,810 \times 248,6)}{2} + \frac{(288,796 \times 53,1)}{2} \right) \times 10^{-3} = 1194,645 \text{ A.e}$$

Para a corrente de pico de 12 A, o número de espiras por fase é então calculado:

$$N_{esp} = \frac{fmm}{i_p} = \frac{1194,645}{12} = 99,554 \cong 100 \text{ espiras} \quad (4.35)$$

Após determinar o número de espiras, o próximo passo é a especificação do condutor a ser utilizado nos enrolamentos. Sendo J_c o valor máximo permitido para a densidade de corrente em uma bobina e q o número de fases, a seção mínima do condutor a ser especificado é calculada pela Equação (4.36):

$$a_c = \frac{i_p}{J_c \sqrt{q}} \quad (4.36)$$

Como o MRV é 8/6, logo possuí 4 fases. Assumindo $J_c = 6,0 \text{ A/mm}^2$ de acordo com (VIJAYRAGHAVAN, 2001), tem-se que:

$$a_c = \frac{12}{6\sqrt{4}} = 1,0 \text{ mm}^2$$

O diâmetro do condutor considerando a isolação é dado por:

$$d_c = \sqrt{\frac{4a_c}{\pi}} + 0,1 = \sqrt{\frac{4 \times 1,0}{\pi}} + 0,1 = 1,228 \text{ mm} \quad (4.37)$$

Consultando a tabela de fios *AWG* (NOVACON), o fio especificado com diâmetro superior mais próximo é o *AWG* 16, com $d_c = 1,291 \text{ mm}$. Desse modo, recalcula-se a área do condutor:

$$a_c = \frac{\pi}{4} \times (d_c - 0,1)^2 = \frac{\pi}{4} \times (1,291 - 0,1)^2 = 1,114 \text{ mm}^2 \quad (4.38)$$

Assumindo que são necessárias cunhas com altura (h_{cnh}) de 4 mm para segurar as bobinas, o comprimento do arco do polo do estator no ponto mais próximo do enrolamento até o centro do eixo é dado por:

$$t_s = \left(\frac{D_i}{2} + h_{cn}\right) \times \beta_s = \left(\frac{90}{2} + 4\right) \times \frac{20\pi}{180} = 17,104 \text{ mm} \quad (4.39)$$

A contabilização das cunhas que mantêm os enrolamentos no lugar leva ao cálculo de um passo do polo do estator λ_s como:

$$\lambda_s = \frac{\pi D_i}{N_s} + \frac{\pi \times (2h_{cnh})}{N_s} = \frac{90\pi}{8} + \frac{\pi \times (2 \times 4)}{8} = 38,485 \text{ mm} \quad (4.40)$$

A altura máxima do enrolamento ($h_{m\acute{a}x}$) que pode ser acomodado incluindo o espaço necessário para colocar as cunhas é calculada pela Equação (4.41):

$$h_{m\acute{a}x} = h_s - h_{cnh} = 26,3 - 4 = 22,3 \text{ mm} \quad (4.41)$$

Adotando um fator de acomodação das bobinas f_{ac} de 0,75, número de camadas que podem ser acomodadas nessa altura, na vertical, é dado por:

$$N_v = \frac{h_{m\acute{a}x} \times f_{ac}}{d_c} = \frac{22,3 \times 0,75}{1,291} = 12,955 \cong 13 \quad (4.42)$$

O número de camadas que podem ser acomodadas na horizontal é calculado por:

$$N_h = \frac{N_{esp}}{2N_v} + 1 = \frac{100}{2 \times 13} + 1 = 4,846 \cong 5 \quad (4.43)$$

A largura do enrolamento pode agora ser determinada pela Equação (4.44):

$$L_{en} = \frac{d_c \times N_h}{f_{ac}} = \frac{1,291 \times 5}{0,75} = 8,607 \text{ mm} \quad (4.44)$$

O espaço entre as duas pontas do estator no lado do furo é dado por:

$$Z = \lambda_s - t_s = 38,485 - 17,104 = 21,381 \text{ mm} \quad (4.45)$$

Finalmente, a folga entre os enrolamentos é calculada:

$$C_l = Z - (2 \times L_{en}) = 21,381 - (2 \times 8,607) = 4,165 \text{ mm} \quad (4.46)$$

O valor da folga calculada está adequada, pois como dito anteriormente, este valor deve ser sempre maior que 3 mm. Dessa forma, encerra-se a etapa de projeto do motor. A Tabela 8 resume os resultados obtidos para o projeto dos enrolamentos.

Tabela 8 – Resumo das dimensões obtidas para os enrolamentos.

Grandeza	Sigla	Valor
Número de espiras	N_{esp}	100
Diâmetro do condutor <i>AWG</i> 16	d_c	1,291 mm
Altura da cunha que segura os enrolamentos	h_{cnh}	4,0 mm
Altura máxima do enrolamento acomodado	$h_{m\acute{a}x}$	22,3 mm
Número de camadas que podem ser acomodadas na vertical	N_v	13
Número de camadas que podem ser acomodadas na horizontal	N_h	5
Largura do enrolamento	L_{en}	8,607 mm
Folga entre os enrolamentos	C_l	4,165 mm

Fonte: O autor.

4.4 Cálculo das perdas no cobre

De acordo com (VIJAYRAGHAVAN, 2001), o comprimento médio de uma espira do enrolamento l_m pode ser calculado pela Equação (4.47):

$$l_m = 2L + 4L_{en} + 2D_i \times \text{sen}\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \quad (4.47)$$

$$l_m = 2 \times 85 + 4 \times 8,607 + 2 \times 90 \times \text{sen}\left(\frac{20^\circ}{2}\right) = 235,685 \text{ mm}$$

Com o valor de l_m , obtém-se o valor da resistência de uma fase:

$$R_f = \frac{\rho l_m N_{esp}}{a_c} = \frac{(1,7241 \times 10^{-8}) \times (235,685 \times 10^{-3}) \times 100}{(1,114 \times 10^{-6})} = 0,365 \, \Omega \quad (4.48)$$

A partir dos valores de R_f e i_p , finalmente é possível calcular as perdas no cobre:

$$P_{cobre} = R_f i_p^2 = 0,365 \times (12)^2 = 52,507 \text{ W} \quad (4.49)$$

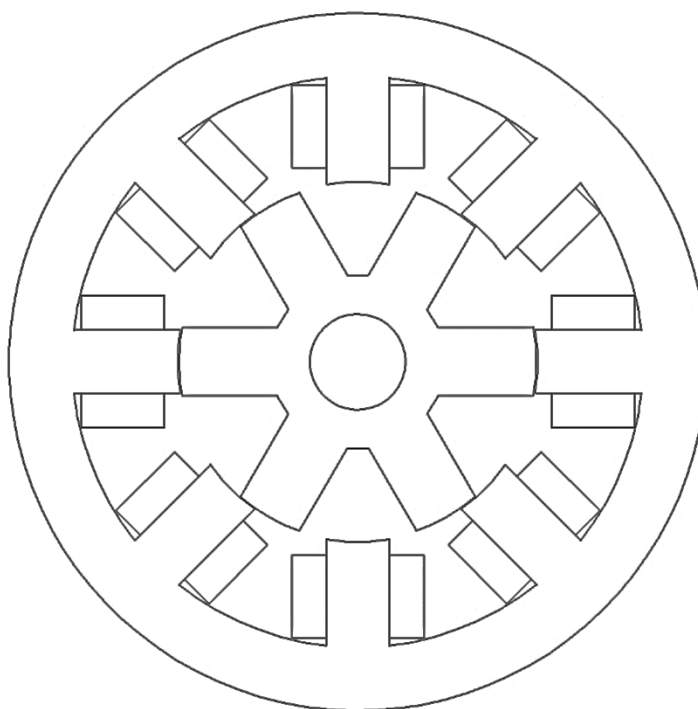
5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Neste capítulo, o MRV 8/6 projetado será simulado através do *software* de elementos finitos *FEMM*, com o objetivo de analisar a distribuição de fluxo magnético nas lâminas do estator e do rotor, realizar o levantamento das curvas características de fluxo e indutância, e calcular o torque médio e por volume do MRV, para validar o projeto.

5.1 Pré-processamento

Para realizar a simulação do motor no *FEMM*, inicialmente foi preciso fazer o desenho geométrico do mesmo em 2D, pois apesar de o *FEMM* possuir uma interface que permite o desenho de figuras geométricas nele, a geometria do MRV com suas bobinas é relativamente complexa, assim optou-se por utilizar o *software* AutoCAD para o desenho da máquina com base nas dimensões obtidas anteriormente.

Figura 21 – Desenho em 2D do MRV 8/6 com bobinas feito no AutoCAD.

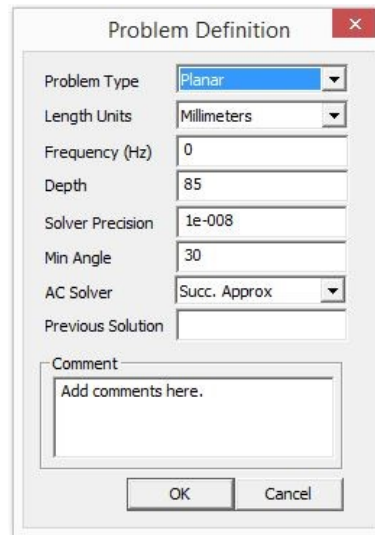


Fonte: O autor.

Feito isso, o desenho da Figura 21 foi exportado para o *FEMM* e assim pôde-se dar início a etapa de pré-processamento.

No *FEMM*, inicialmente foi definido o problema como sendo do tipo magnetostático e em seguida as características principais deste problema foram definidas, como simetria, unidades de comprimento, frequência, profundidade, precisão desejada para solução, o mínimo ângulo interno dos triângulos da malha de elementos finitos e o método iterativo de solução.

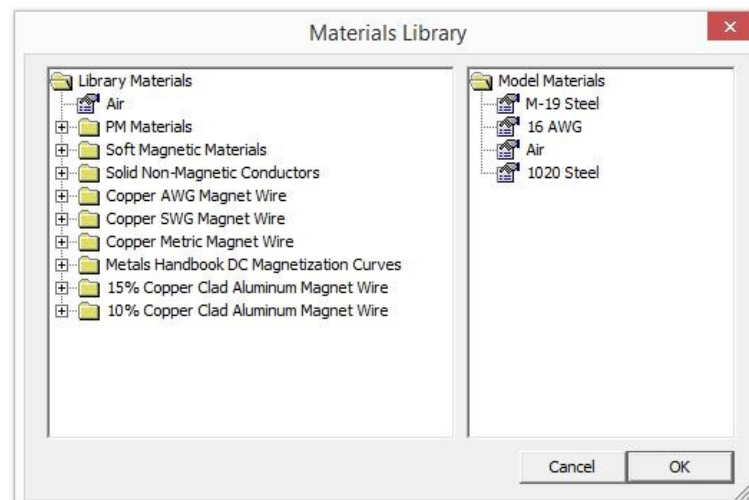
Figura 22 – Definições iniciais do problema magnetostático no *FEMM*.



Fonte: O autor.

O próximo passo dado foi a definição dos materiais de cada parte da geometria do MRV. Para todo o entreferro foi utilizado o ar, no eixo da máquina foi utilizado o aço 1020, nas lâminas do estator e do rotor foi utilizado o aço M19 e nas bobinas foram utilizados fios de cobre *AWG* 16.

Figura 23 – Biblioteca de materiais do *FEMM*.



Fonte: O autor.

Após a definição dos materiais, foram especificados os circuitos elétricos das fases. Como o motor é tetrafásico, foram definidos os circuitos das quatro fases (A, B, C e D), com o número de espiras igual a 50 em cada polo do estator, ou seja, 100 espiras/fase igual foi projetado.

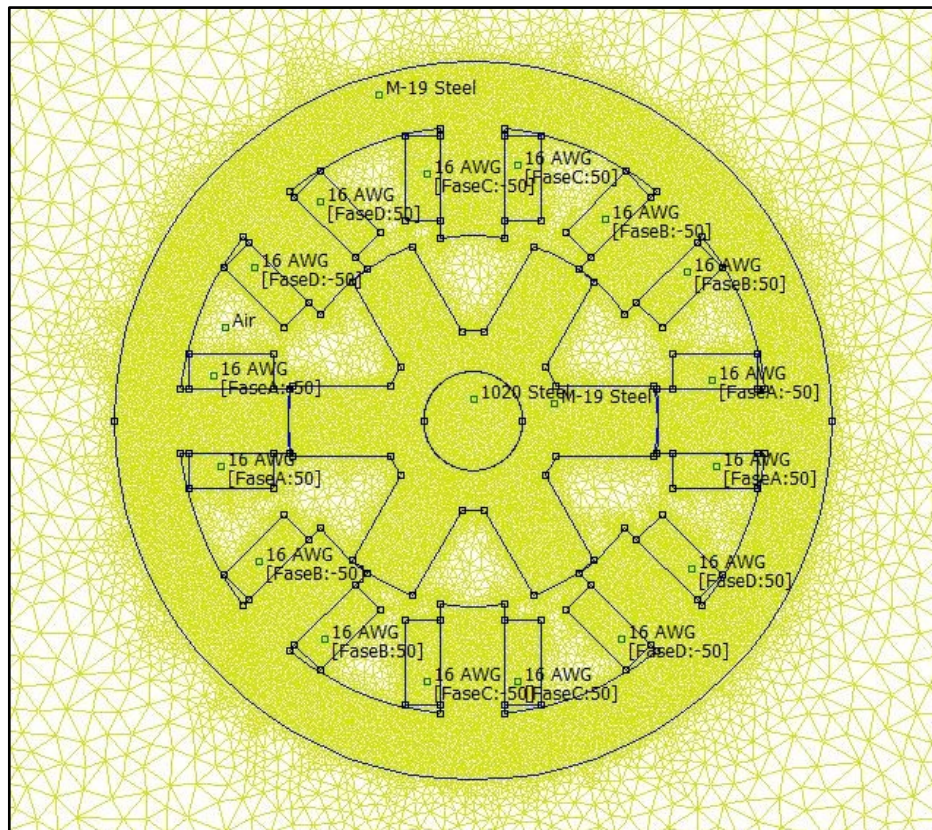
Adicionalmente, como requisito para aplicação do método dos elementos finitos, é necessário definir uma condição de fronteira para o problema a ser simulado. Desse modo, optou-se por criar um círculo com 200 mm de raio para compreender toda a geometria da máquina em seu interior. Foi definido que o potencial magnético além dessa fronteira será nulo.

Figura 24 – Definição da condição de fronteira no *FEMM*.

Fonte: O autor.

Tendo especificados os materiais, os circuitos e a fronteira, a última etapa do pré-processamento é a definição do tamanho da malha de elementos finitos em cada região do motor. Para esta análise, optou-se por aplicar dois tamanhos diferentes de malha, um para as regiões compostas pelo ar e outro para as demais regiões, como as lâminas do motor e as bobinas. Para o ar, foi marcada a opção de deixar o próprio *software* definir o tamanho adequado para as malhas durante as simulações, pois como o ar possui uma baixa permeabilidade magnética, não irá interferir muito no desempenho do motor. Já para as lâminas de material ferromagnético e para as bobinas, optou-se por definir malhas mais refinadas, com o objetivo de aumentar a precisão das simulações.

Figura 25 – Malha de elementos finitos gerada para a posição alinhada.

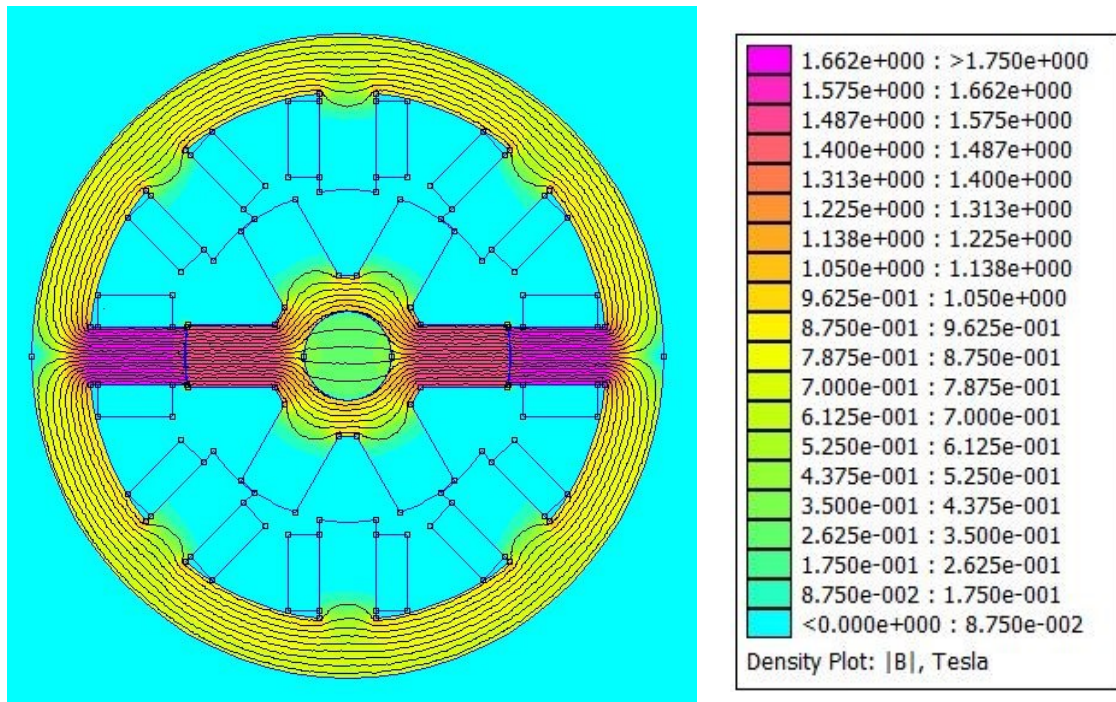


Fonte: O autor.

5.2 Linhas e densidade de fluxo magnético

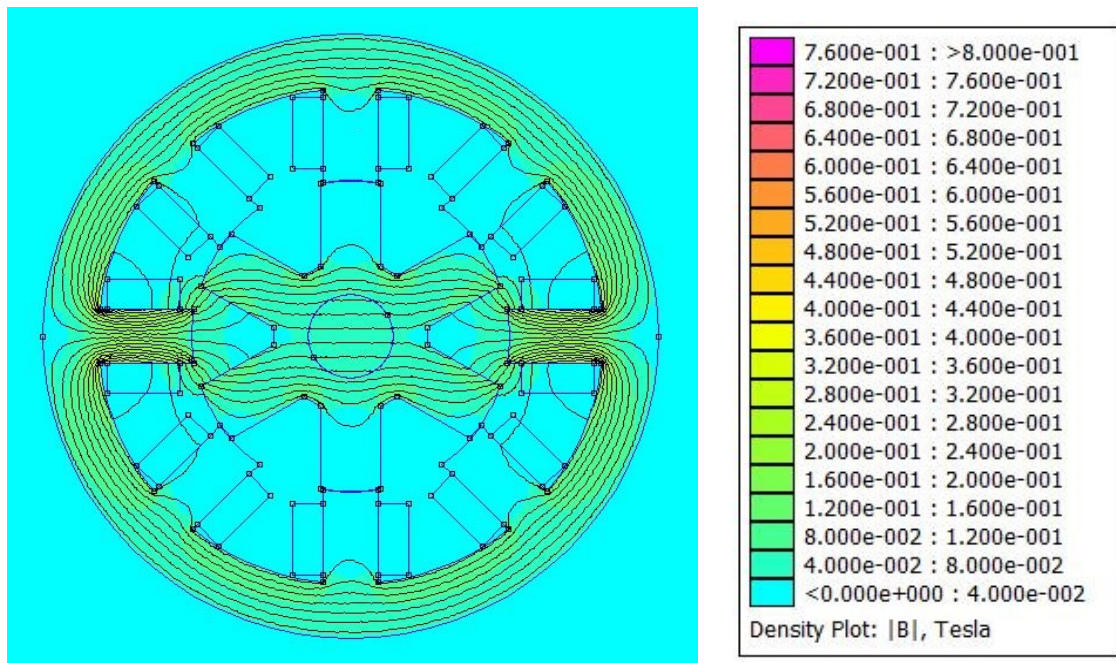
Com o intuito de analisar a distribuição do fluxo magnético na estrutura do motor, foram feitas inicialmente duas simulações, uma para a posição com os polos alinhados (rotor em 0°) e outra com os polos totalmente desalinhados (rotor em 30°). A corrente aplicada na fase A para as duas situações foi a de pico (12 A). As Figuras 26 e 27 mostram o comportamento das linhas de fluxo magnético para as duas situações.

Figura 26 – Distribuição das linhas de fluxo magnético para a posição alinhada e escala.



Fonte: O autor.

Figura 27 – Distribuição das linhas de fluxo magnético para a posição desalinhada e escala.



Fonte: O autor.

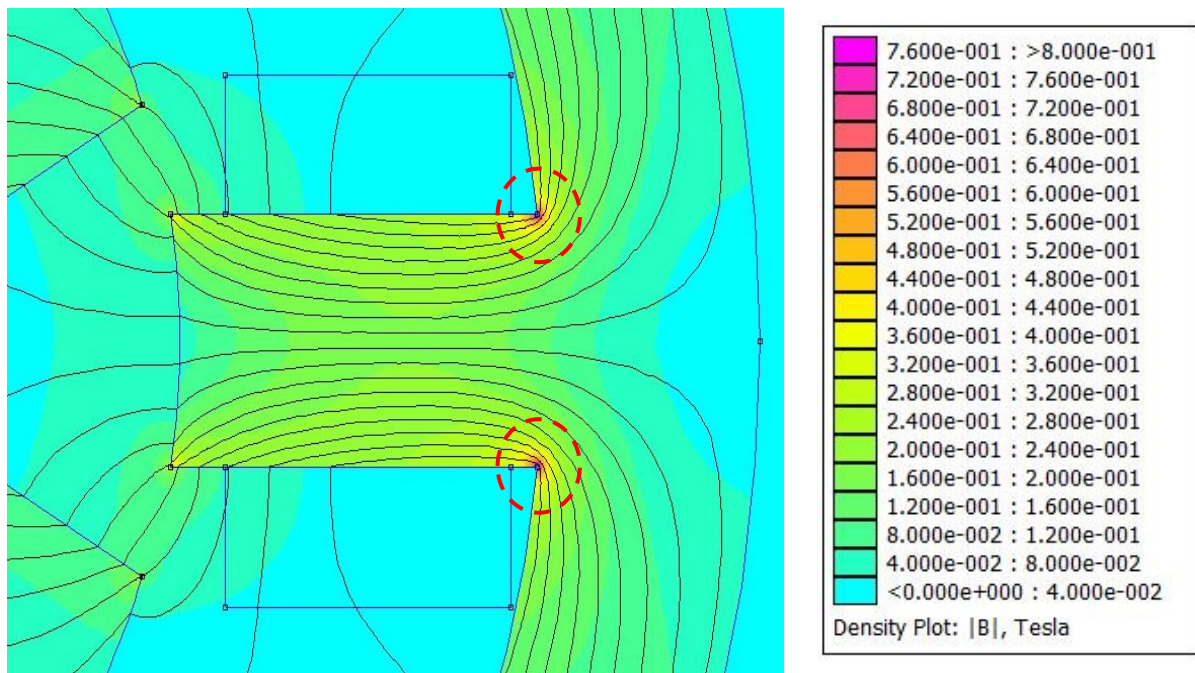
Ao analisar as distribuições de fluxo magnético nas Figura 26 e 27, nota-se a tendência das linhas de fluxo em seguir pelo caminho da estrutura ferromagnética das lâminas ao invés do caminho pelo ar. Isso ocorre porque a relutância dos materiais que compõem as lâminas é

bem menor que a relutância do ar. Este fato implica no surgimento de um conjugado no sentido de alinhar os polos do rotor e do estator para a posição na qual a relutância é mínima e a indutância é máxima, sendo este o princípio de funcionamento desta máquina.

O fluxo magnético enlaçado calculado pelo *FEMM* para a posição alinhada foi de 226,363 mW_b e a indutância foi de 18,864 mH . Além disso, verificou-se que a densidade máxima de fluxo foi obtida no polo do estator, com o valor de 1,71 T, o que se mostrou coerente com o valor limite projetado (1,675 T), gerando um erro de apenas 2%.

Na posição com os polos completamente desalinhados, o valor do fluxo enlaçado obtido pela simulação foi de 26,825 mW_b e a indutância foi de 2,235 mH . O valor máximo de fluxo para essa posição foi encontrado nos cantos entre o polo e a culatra do estator, com uma magnitude de 0,763 T.

Figura 28 – Destaque dos cantos onde houve a densidade máxima de fluxo para a posição desalinhada.



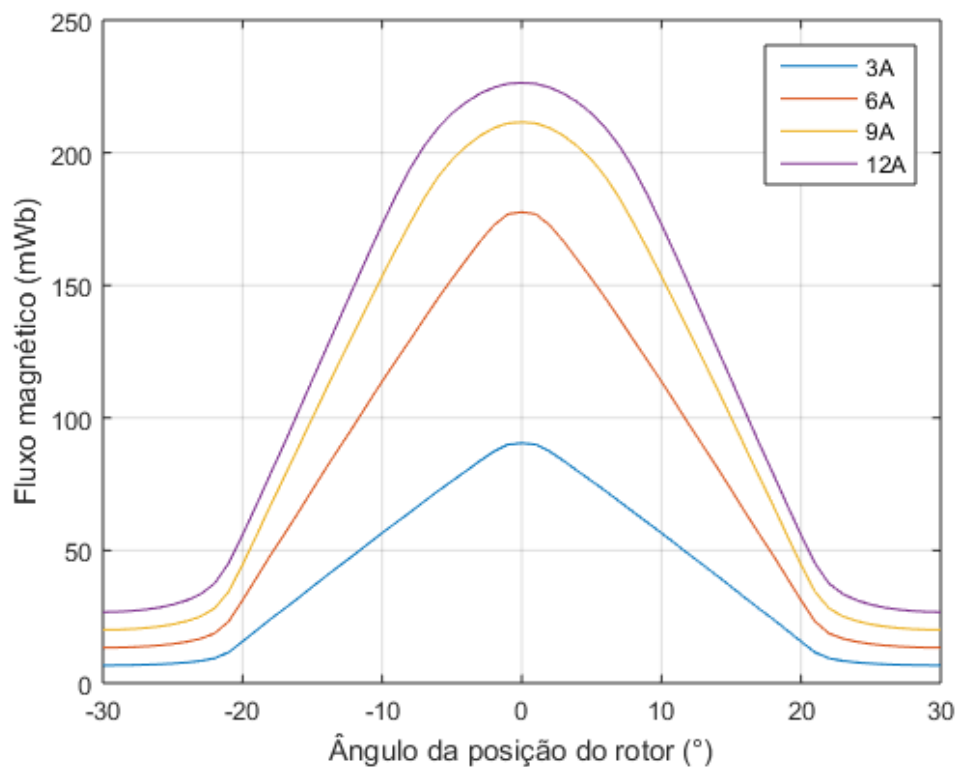
Fonte: O autor.

5.3 Levantamento das curvas de fluxo magnético e indutância

Embora a distribuição de fluxo magnético na estrutura da MRV possa ser obtida graficamente na interface do *FEMM* para diversas situações, é importante realizar o levantamento das curvas de fluxo e indutância para saber o comportamento do motor para qualquer valor de corrente e posição do rotor.

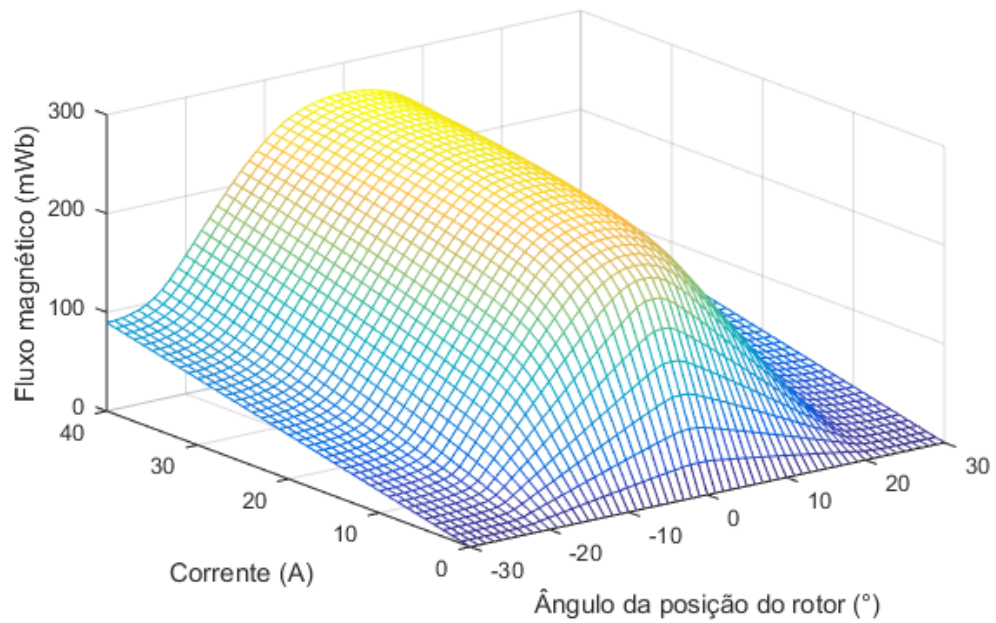
Para otimizar a obtenção dos dados para plotagem destas curvas, o *FEMM* permite a utilização da linguagem de programação *Lua Script*, conforme descrito no Capítulo 3. Desse modo, desenvolveu-se um código para fazer a variação da corrente na fase A de 0 à 40A e do ângulo da posição do rotor de 0 à 30°, salvando os valores de indutância, fluxo magnético e queda de tensão nos enrolamentos para cada posição do rotor e valor de corrente. Esta simulação durou aproximadamente 8 horas. Ao final da simulação, obteve-se duas matrizes de dados 41x31 (1271 pontos cada), com os valores de fluxo e indutância, respectivamente. Estes dados foram organizados em planilhas no *Microsoft Excel*, e posteriormente foram plotados os gráficos utilizando o *software MATLAB*, tanto em 2D quanto em 3D, conforme podem ser vistos nas figuras a seguir. O código de programação em *Lua Script* desenvolvido pelo estudante para a simulação pode ser encontrado no Apêndice C deste trabalho.

Figura 29 – Fluxo magnético em função da posição do rotor para alguns valores fixos de corrente.



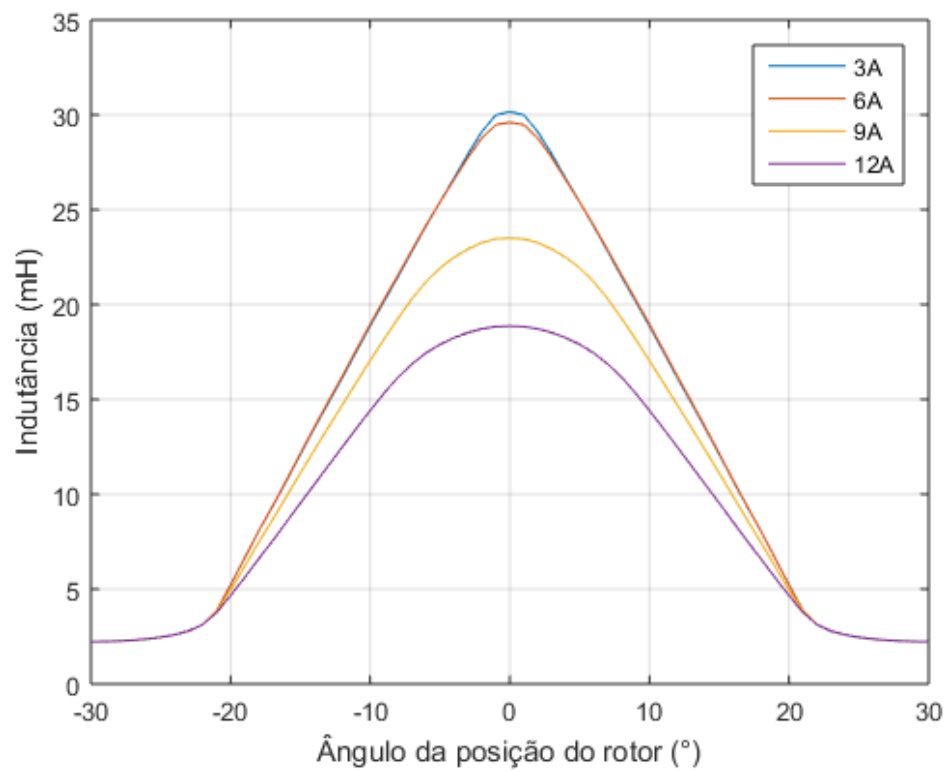
Fonte: O autor.

Figura 30 – Fluxo magnético em função da posição do rotor e da corrente.



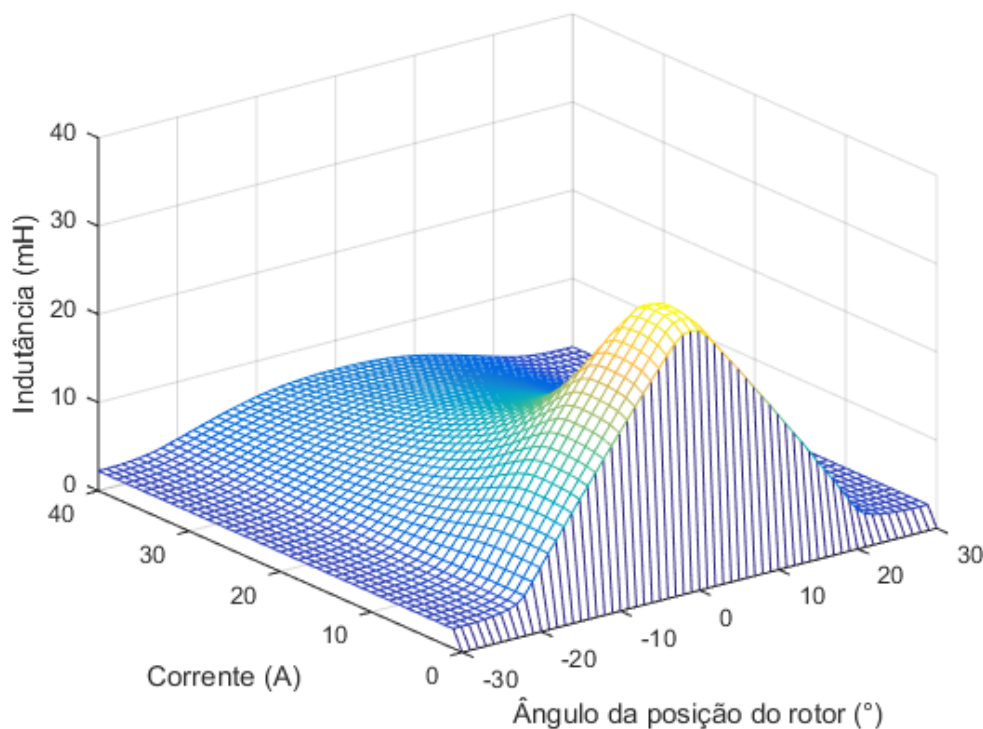
Fonte: O autor.

Figura 31 – Indutância em função da posição do rotor para alguns valores fixos de corrente.



Fonte: O autor.

Figura 32 – Indutância em função da posição do rotor e da corrente.



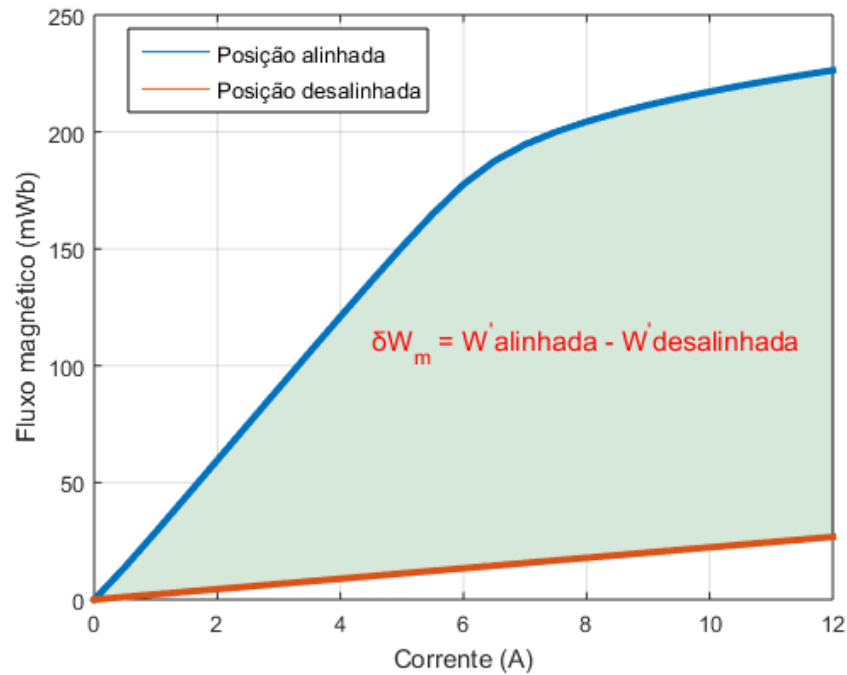
Fonte: O autor.

Analisando-se os gráficos das Figuras 29 à 32, nota-se que as curvas obtidas possuem comportamentos coerentes com o previsto pela teoria de máquinas a relutância variável. Tanto a indutância quanto o fluxo magnético diminuíram seus valores ao girar o rotor para uma posição diferente de 0° e esse decaimento ocorreu gradativamente até a posição de 30° , onde o valor da relutância equivalente do circuito magnético da máquina é máxima. Já ao variar a corrente para uma determinada posição fixa, percebe-se que o valor do fluxo aumenta com o incremento da corrente e o valor da indutância diminui, pois o fluxo é diretamente proporcional a corrente e a indutância é inversamente proporcional.

5.4 Obtenção do conjugado médio e por volume do MRV

Conforme explicado no Capítulo 4 durante a fase de projeto, a determinação do conjugado médio do motor é feita através da subtração dos resultados das integrais das curvas de fluxo magnético em função da corrente para as posições alinhada e desalinhada. Essas curvas foram obtidas por meio dos dados gerados pelo *FEMM* e são mostradas no gráfico da Figura 33 na página seguinte.

Figura 33 – Fluxo magnético vs corrente para as posições alinhada e desalinhada.



Fonte: O autor.

As integrais das curvas azul e laranja resultam nos seguintes valores de coenergia para as posições alinhada e desalinhadas do motor:

$$W'_{alinhada} = 1,7929 \text{ u. e.} \quad (5.1)$$

$$W'_{desalinhada} = 0,1606 \text{ u. e.} \quad (5.2)$$

Com os valores das coenergias, calcula-se o conjugado médio através da Equação (4.8):

$$T_{med} = \frac{\delta W_m \times N_s \times N_r}{4\pi} = \frac{(1,7929 - 0,1606) \times 8 \times 6}{4\pi} = 6,235 \text{ N.m}$$

Como o valor do torque obtido está coerente com o valor requisitado para o projeto de acordo com a Tabela 2, pode-se então afirmar que o projeto do MRV 8/6 está validado.

Adicionalmente, será feito o cálculo do conjugado médio por volume de material ferromagnético. Para isso, é necessário determinar os valores das áreas de cada região do motor, para posteriormente determinar o volume, conforme será feito a seguir.

A área da culatra do rotor pode ser calculada pela Equação (5.3):

$$A_{cr} = \pi \left(\frac{(D_i - 2g)}{2} - h_r \right)^2 - \pi \left(\frac{D_{sh}}{2} \right)^2 \quad (5.3)$$

$$A_{cr} = \pi \left(\frac{(90 - 2 \times 0,3)}{2} - 22,9 \right)^2 - \pi \left(\frac{24}{2} \right)^2 = 1043,016 \text{ mm}^2$$

Analogamente, a área da culatra do estator pode ser obtida através da Equação (5.4):

$$A_{cs} = \pi \left(\frac{D_o^2}{4} \right) - \pi \left(\frac{D_i}{2} + h_s \right)^2 \quad (5.4)$$

$$A_{cs} = \pi \left(\frac{(174)^2}{4} \right) - \pi \left(\frac{90}{2} + 26,3 \right)^2 = 7811,399 \text{ mm}^2$$

A área do polo do rotor pode ser calculada pela Equação (5.5):

$$A_{pr} = 6 \times \frac{(D_i - 2g)}{2} \times \beta_r \times h_r \quad (5.5)$$

$$A_{pr} = 6 \times \frac{(90 - 2 \times 0,3)}{2} \times \left(\frac{22\pi}{180} \right) \times 22,9 = 2356,474 \text{ mm}^2$$

Analogamente, a área do polo do estator pode ser obtida através da Equação (5.6):

$$A_{ps} = 8 \times \frac{D_i}{2} \times \beta_s \times h_s \quad (5.6)$$

$$A_{ps} = 8 \times \left(\frac{90}{2} \right) \times \left(\frac{20\pi}{180} \right) \times 26,3 = 3303,955 \text{ mm}^2$$

A partir das áreas calculadas pelas Equações (5.3) à (5.6), obtém-se o volume de material ferromagnético utilizado no motor:

$$V_{ol} = (A_{cr} + A_{cs} + A_{pr} + A_{ps}) \times L \quad (5.7)$$

$$V_{ol} = (1043,016 + 7811,399 + 2356,474 + 3303,955) \times 85$$

$$V_{ol} = 1233761,749 \text{ mm}^3$$

Finalmente, o conjugado por volume é calculado pela Equação (5.8):

$$\frac{T_{med}}{V_{ol}} = \frac{6,235}{(1233761,749 \times 10^{-9})} = 5053,453 \text{ N.m/m}^3 \quad (5.8)$$

Vale ressaltar que o cálculo do conjugado por volume foi feito ainda na etapa de projeto para cada combinação de ângulos do estator e rotor possíveis, sendo um dos fatores relevantes para determinação destes ângulos. O resultado mostrado acima obtido pela Equação (5.8) pode ser encontrado também na última coluna da Tabela 5 deste trabalho.

Com isso, encerra-se a etapa de simulações e resultados.

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi projetado um motor a relutância variável de 3cv/3500rpm na topologia 8/6. Para isso, inicialmente foi feita uma breve apresentação sobre as características e sobre o princípio de funcionamento do MRV, tomando-se como base o estudo das referências bibliográficas citadas. Em seguida, foi destinado um capítulo com o objetivo de explicar os fundamentos do método dos elementos finitos que foi aplicado posteriormente para a simulação do motor. Além disso, foram exibidas neste mesmo capítulo aplicações do MEF em diversos campos do conhecimento, com imagens ilustrativas.

Para projetar o MRV, foi utilizada como referência principal a metodologia desenvolvida por (VIJAYRAGHAVAN, 2001), que em comparação com outras, possui a vantagem de não requerer do estudante um conhecimento empírico prévio para determinação de alguns parâmetros do dimensionamento. Porém, a dificuldade para aplicação desse método ocorre no momento da escolha dos ângulos dos polos do estator e rotor, pois é necessário realizar o dimensionamento de vários motores e simulá-los para então determinar a melhor combinação de ângulos.

Após as conclusões dos cálculos das dimensões do motor e do projeto dos enrolamentos, foram realizadas simulações utilizando o *FEMM*. Através desse *software*, foi possível visualizar a distribuição das linhas de fluxo magnético em cada região da máquina. Pelo *FEMM*, foi também verificado que quando aplicada a corrente de pico, a densidade de fluxo máxima obtida no polo do estator se mostrou coerente com o valor estabelecido como limite no projeto, gerando um erro de apenas 2%. Adicionalmente, utilizando a linguagem de programação *Lua Script*, foram levantados os perfis de fluxo e indutância do motor, o que possibilitou ao projetista visualizar graficamente o comportamento dessas grandezas para qualquer valor de corrente e posição do rotor. Para finalizar, através dos dados levantados foi calculado o conjugado médio, que resultou em um valor muito próximo do requerido inicialmente para o MRV, validando portanto, o projeto realizado.

Para trabalhos futuros, recomenda-se o desenvolvimento de projetos e análises de outras topologias do MRV, com combinações diferentes de números de polos, utilizando a metodologia empregada neste trabalho. Também sugere-se a criação de um *software* com interface gráfica para realizar todos os processos de cálculos das dimensões do motor. Outra boa opção de trabalho seria o estudo e a simulação de um sistema de acionamento e controle para o motor projetado aqui, a fim de verificar suas características dinâmicas antes de realizar a construção do protótipo do mesmo.

REFERÊNCIAS

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, **Relatório Síntese do Balanço Energético Nacional**, 2019. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2019>. Acesso em: 09/04/2017.

CSANYI, E., **Characteristics And Work Principles of Switched Reluctance (SR) Motor**, Electrical Engineering Portal, 2014. Disponível em: <https://electrical-engineering-portal.com/characteristics-and-work-principles-of-switched-reluctance-sr-motor>. Acesso em: 07/04/2020.

MILLER, T. J. E., **Switched Reluctance Motors and Their Control**, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1993, ISBN-10: 0198593872.

ANDERSON, A. F., **Cap. 2 - Development history, Electronic Control of Switched Reluctance Machines**, p. 6 à 33, Editado por T. J. E. Miller, Newnes Power Engineering Series, 2001, ISBN-10: 0080505244.

UMANS, S. D., **Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley**, 7. ed., AMGH Editora Ltda., 2014, ISBN-10: 8580553733.

MAMEDE, A. C. F., **Projeto Iterativo, Simulação, Análise e Otimização de Máquina a Relutância Variável Monofásica**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2016.

KRISHNAN, R., **Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications**, 1. ed., CRC Press, 2001, ISBN-10: 0849308380.

OLIVEIRA, V. S., **Aplicação do método dos elementos finitos 3D na caracterização eletromagnética estática de motores de relutância variável com validação experimental**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2013.

LEINAT, F., **Método dos Elementos Finitos**, Clube do Projetista, 2020. Disponível em: <https://clubedoprojetista.com.br/metodo-dos-elementos-finitos/>. Acesso em: 18/06/2020.

SOUZA, R. M., **O Método dos Elementos Finitos Aplicado ao Problema de Condução de Calor**, 2003. Disponível em: <http://www.inf.ufes.br/~luciac/fem/livros-fem/ApostilaElementosFinitosNiCAE.pdf>. Acesso em: 18/06/2020.

HUTTON, D. V., **Fundamentals of Finite Element Analysis**, 1. ed., Editora McGraw-Hill, 2004, ISBN-10: 0072922362.

FISH, J., BELYTSCHKO, T., **A First Course in Finite Elements**, 1. ed., Editora John Wiley & Sons, 2007, ISBN-10: 0470035803.

JESUS, G. C., **Análise estrutural utilizando MEF para avaliação da estrutura óssea da órbita**, Trabalho de Conclusão de Curso (Engenharia Biomédica), Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2015.

MACEDO, A. P., **Uso do método de elementos finitos na análise biomecânica de parafusos do sistema de fixação vertebral**, Dissertação (Mestrado em Ciências da Reabilitação), Universidade de São Paulo, Ribeirão Preto, 2009.

BRITO, J. V. C., GARCIA, D. C., CRISPIM, S. S., MATOS, J. D. M., FIGUEIREDO, V. M. G., **Aplicação de elementos finitos na odontologia: uma revisão de literatura**, Revista Bahiana de Odontologia, 2017.

WIKIVERSITY, **Nonlinear finite elements**. Disponível em: https://en.wikiversity.org/wiki/Nonlinear_finite_elements. Acesso em: 18/06/2020.

CARDOSO, M. H. G. F., JÚNIOR, P. A. A. M., **Análise estrutural dos esforços sofridos durante o voo de um avião Boeing 737-400 usando o método dos elementos finitos**, XXXVII Iberian Latin-American Congress on Computational Methods in Engineering, Brasília, 2016.

CDESINC, **Finite Element Analysis (FEA)**. Disponível em: <https://cdesinc.com/finite-element-analysis.php>. Acesso em: 18/06/2020.

ECON ENGINEERING, **Coupled finite element simulation of power transformer**. Disponível em: <https://econengineering.com/blog/coupled-finite-element-simulation-power-transformer/>. Acesso em: 18/06/2020.

DAS, S., SARANGI, S. K., **Finite Element Analysis of Femur Fracture Fixation Plates**, International Journal of Basic and Applied Biology, 2014.

SZÜCS, A., BUJTÁR, P., SÁNDOR, G. K. B., BARABÁS, J. **Finite Element Analysis of the Human Mandible to Assess the Effect of Removing an Impacted Third Molar**, Journal of the Canadian Dental Association, 2010.

MEEKER, D., **Finite Element Method Magnetics, Version 4.2, User's Manual**, 2018. Disponível em: <http://www.femm.info/wiki/Documentation/>. Acesso em: 19/06/2020.

HALLIDAY, D., RESNICK, R., WALKER, J. **Fundamentos de Física, Volume 3**, 8. ed., Editora LTC, 2009, ISBN: 9788521616078.

WEG, **Catálogo Técnico da Linha de Motores Trifásicos W22**, 2020. Disponível em: <https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h94/h69/WEG-w22-motor-eletrico-trifasico-50023622-brochure-portuguese-web.pdf>. Acesso em: 23/06/2020.

WEG, **Dados mecânicos**, Disponível em: http://ecatalog.weg.net/FILES/TABELA_MECANICA/1615-PT.PDF. Acesso em: 23/06/2020

VIJAYRAGHAVAN, P., **Design of Switched Reluctance Motors and Development of a Universal Controller for Switched Reluctance and Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives**, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2001.

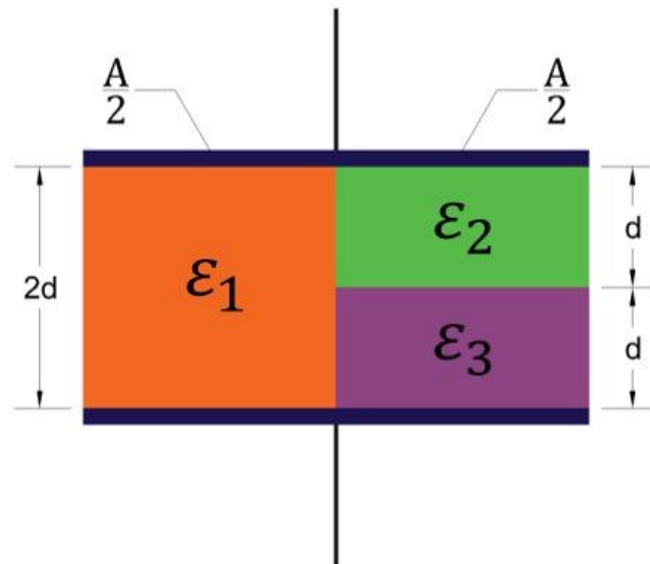
NOVACON, **Tabelas de fios AWG**. Disponível em: <http://www.novacon.com.br/audiotabawg.htm>. Acesso em: 29/06/2020.

APÊNDICE A – SOLUÇÃO DE UM PROBLEMA ELETROSTÁTICO NO *FEMM*

Para exemplificar a utilização do *FEMM*, será resolvido um problema eletrostático retirado do livro (HALLIDAY, 2009), referente à Questão 50 do Capítulo 25, que segue:

A Figura 34 mostra um capacitor de placas paralelas com uma área das placas de $A = 10,5 \text{ cm}^2$ e uma distância entre as placas $2d = 7,12 \text{ mm}$. O lado esquerdo do espaço entre as placas é preenchido por um material de constante dielétrica $\epsilon_1 = 21$, a metade superior do lado direito é preenchida por um material de constante dielétrica $\epsilon_2 = 42$, e a metade inferior do lado direito é preenchida por um material de constante dielétrica $\epsilon_3 = 58$. Qual é o valor da capacitância equivalente?

Figura 34 – Capacitor de placas paralelas com três dielétricos diferentes.



Fonte: Adaptado de HALLIDAY (2009).

Gabarito teórico: $C_{eq} = 45,52 \text{ pF}$

i. Cálculo analítico da capacitância equivalente

A capacitância equivalente do capacitor da Figura 34 pode ser obtida através da associação das capacitâncias das três partes que o compõem. As áreas dos três capacitores são iguais, enquanto que a distância entre as placas de C_1 é o dobro da distância entre os meios de C_2 e C_3 .

$$A_1 = A_2 = A_3 = \frac{A}{2} = \frac{(10,5 \times 10^{-4})}{2} = 5,25 \times 10^{-4} \text{ m}^2 \quad (\text{A.1})$$

$$d_1 = 2d = 7,12 \times 10^{-3} \text{ m} \quad (\text{A.2})$$

$$d_2 = d_3 = d = 3,56 \times 10^{-3} \text{ m} \quad (\text{A.3})$$

Cálculo das capacitâncias individuais:

$$C_1 = \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_0 A_1}{d_1} = \frac{21 \times (8,854 \times 10^{-12}) \times (5,25 \times 10^{-4})}{7,12 \times 10^{-3}} = 13,71 \text{ pF} \quad (\text{A.4})$$

$$C_2 = \frac{\varepsilon_2 \varepsilon_0 A_2}{d_2} = \frac{42 \times (8,854 \times 10^{-12}) \times (5,25 \times 10^{-4})}{3,56 \times 10^{-3}} = 54,84 \text{ pF} \quad (\text{A.5})$$

$$C_3 = \frac{\varepsilon_3 \varepsilon_0 A_3}{d_3} = \frac{58 \times (8,854 \times 10^{-12}) \times (5,25 \times 10^{-4})}{3,56 \times 10^{-3}} = 75,73 \text{ pF} \quad (\text{A.6})$$

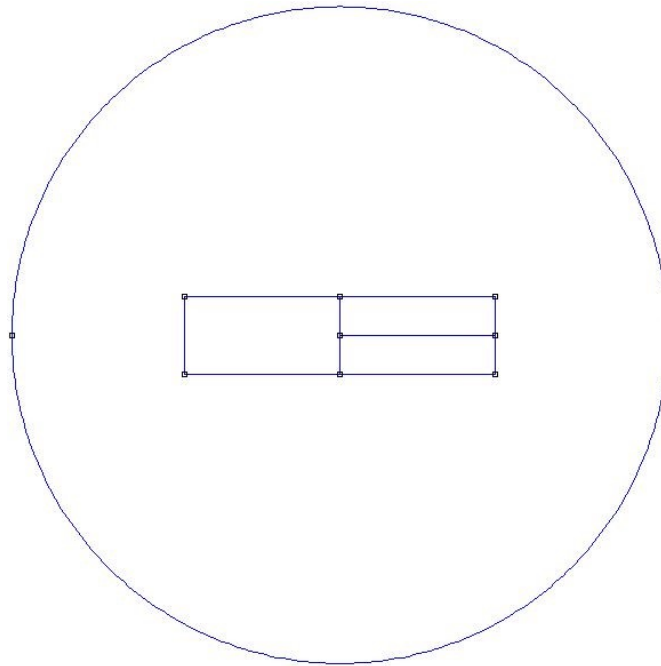
De acordo com a Figura 34, nota-se que C_2 e C_3 estão em série, enquanto que C_1 está em paralelo com ambos. Portanto, calcula-se a capacitância equivalente da seguinte forma:

$$C_{eq} = C_1 + \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} = 13,71 + \frac{(54,84 \times 75,73)}{(54,84 + 75,73)} = 45,52 \text{ pF} \quad (\text{A.7})$$

ii. Cálculo da capacitância equivalente pelo *FEMM*

Inicialmente, é desenhada a geometria dos capacitores e a fronteira para aplicação da condição de contorno. A Figura 35 mostra o desenho feito no *FEMM*:

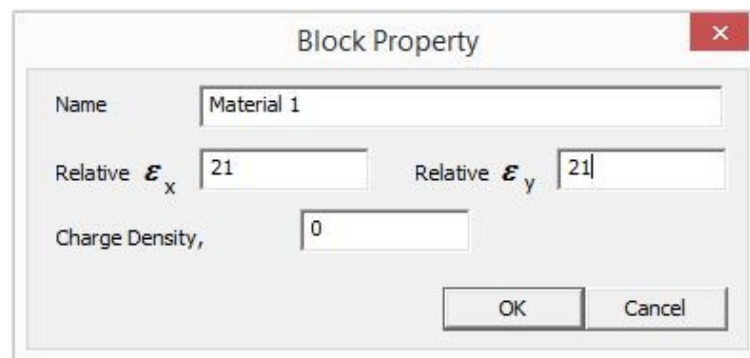
Figura 35 – Desenho da geometria do problema feito no *FEMM*.



Fonte: O autor.

A seguir foram definidos os materiais utilizados no problema: três materiais com constantes dielétricas $\epsilon_1 = 21$, $\epsilon_2 = 42$ e $\epsilon_3 = 58$.

Figura 36 – Definição do material do meio dielétrico 1.



Fonte: O autor.

Posteriormente, foram definidos os condutores para cada placa. Foi aplicada uma tensão de $5V$ no condutor positivo e uma tensão de $-5V$ no negativo.

Figura 37 – Definição do condutor da placa positiva.

The 'Circuit Property' dialog box shows the following settings:

- Name: Conductor +
- ☒ Prescribed Voltage: 5
- ☐ Total Charge, C: 0
- Buttons: OK, Cancel

Fonte: O autor.

Figura 38 – Definição do condutor da placa negativa.

The 'Circuit Property' dialog box shows the following settings:

- Name: Conductor -
- ☒ Prescribed Voltage: -5
- ☐ Total Charge, C: 0
- Buttons: OK, Cancel

Fonte: O autor.

O próximo passo a ser dado é a definição da condição de contorno para resolução do problema. Foi utilizada a condição de tensão fixa além da circunferência da fronteira, que nesse caso foi tensão nula (0V).

Figura 39 – Definição da fronteira para resolução do problema.

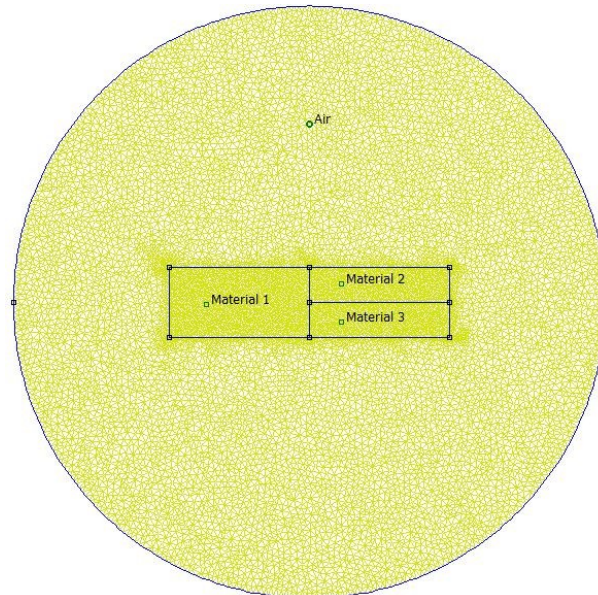
The 'Boundary Property' dialog box shows the following settings:

- Name: Fronteira
- BC Type: Fixed Voltage
- Fixed Voltage: 0
- Surface Charge Density: 0
- Mixed BC parameters:
 - c_0 coefficient: 0
 - c_1 coefficient: 0
- Buttons: OK, Cancel

Fonte: O autor.

Finalmente, cada material foi aplicado em sua respectiva região, os condutores foram atribuídos às placas superiores e inferiores, a fronteira foi definida na circunferência desenhada e em seguida foi gerada a malha de elementos finitos.

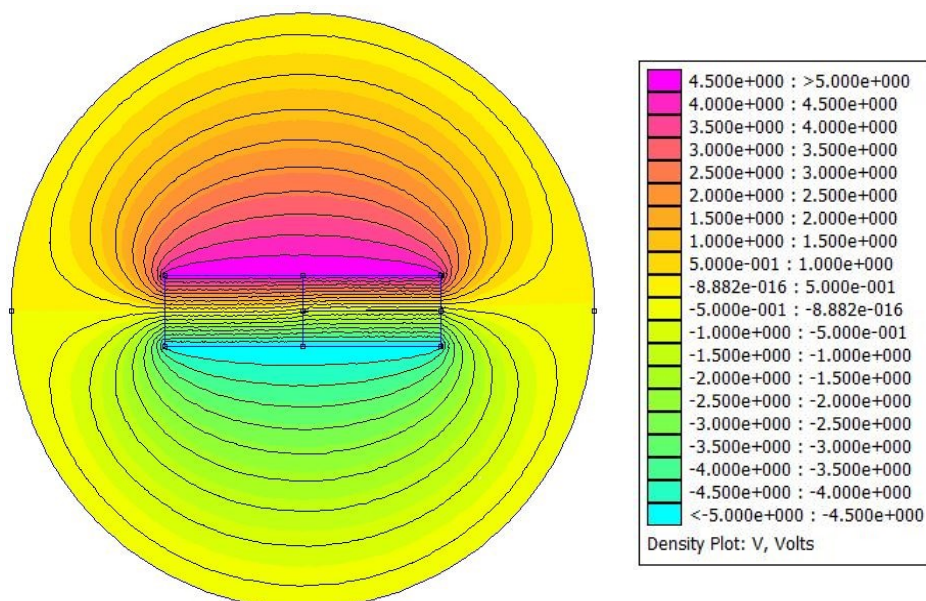
Figura 40 – Malha de elementos finitos gerada.



Fonte: O autor.

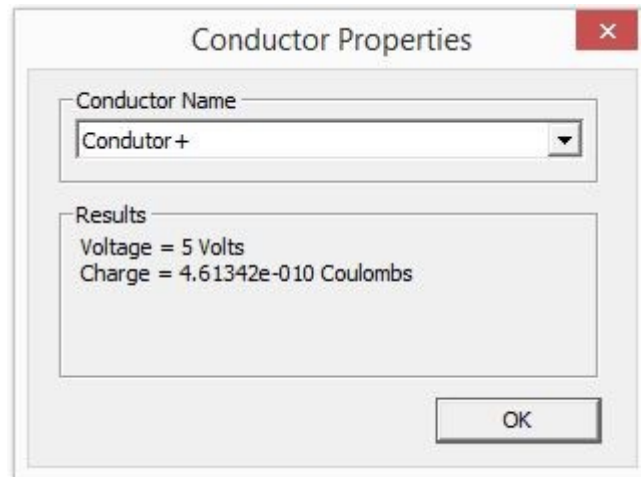
Com isso, encerra-se a etapa de pré-processamento e o problema é executado para ser resolvido. Os resultados obtidos na simulação podem ser vistos nas Figuras 41 e 42.

Figura 41 – Linhas equipotenciais de tensão e escala.



Fonte: O autor.

Figura 42 – Resultados numéricos gerados pelo FEMM.



Fonte: O autor.

Com o valor da carga armazenada no capacitor e o valor da diferença de potencial entre as placas ($5 - (-5) = 10V$), calcula-se a capacitância equivalente:

$$C_{eq} = \frac{q}{V} = \frac{4,61342 \times 10^{-10}}{10} = 46,13 \text{ pF} \quad (\text{A.8})$$

Assim, conclui-se que os resultados obtidos pela análise eletrostática no *FEMM* foram muito precisos, havendo um aumento de apenas 1,34% no valor da capacitância calculado pelo *FEMM* (46,13 pF) em relação ao valor calculado analiticamente (45,52 pF), sendo o resultado do *FEMM* mais preciso, porque o programa considera para resolver a malha de elementos finitos os efeitos nas fronteiras (bordas) do capacitor, que é um fator que influencia no aumento da capacitância e é desconsiderado nos cálculos teóricos.

APÊNDICE B – CÓDIGO DESENVOLVIDO NO *MATLAB*

Código desenvolvido para realizar os cálculos das dimensões das lâminas do MRV e também para fazer o projeto dos enrolamentos.

```
%Dados do MIT de comparação
% MIT 3cv(2,2kW), 2 polos - 3470rpm, In = 7,82/4,53A, Cn = 6,0605 N.m
% Carcaça L90S
% Frames sizes: H = 90mm, B = 100mm, BB = 131mm e Dsh = 24mm

%Dados iniciais do MRV a ser projetado
% MRV 8/6, 3cv(2,2kW), 3500rpm, ip = 12A, Treq = 6,024 N.m

%Parâmetros iniciais de entrada: Ns, Nr, FrameSize, Do, D, L, Dsh,
BetaS,BetaR
Ns = 8;
Nr = 6;
FrameSize = 90;
Do = (FrameSize - 3)*2*(10^(-3));
D = FrameSize*(10^(-3));
%L = B = 100mm; %valor inicial adotado
L = 85*(10^(-3));
Dsh = 24*(10^(-3));

%Para cada combinação de ângulo, variar os valores abaixo:
BetaR = 22*(pi/180); %valor em rad da combinação escolhida
BetaS = 20*(pi/180); %valor em rad da combinação escolhida

%Definições iniciais
g = 0.3*(10^(-3));
Bmax = 1.675;
ip = 12;
mio = 4*pi*(10^(-7));
hwedge = 4*(10^(-3));
J = 6/(10^(-6));
ff = 0.75;

%Dados da curva BH - Aço M19
B = [0.000000 0.050000 0.100000 0.150000 0.200000 0.250000 0.300000
0.350000 0.400000 0.450000 0.500000 0.550000 0.600000 0.650000 0.700000
0.750000 0.800000 0.850000 0.900000 0.950000 1.000000 1.050000 1.100000
1.150000 1.200000 1.250000 1.300000 1.350000 1.400000 1.450000 1.500000
1.550000 1.600000 1.650000 1.700000 1.750000 1.800000 1.850000 1.900000
1.950000 2.000000 2.050000 2.100000 2.150000 2.200000 2.250000 2.300000];

H = [0.000000 15.120714 22.718292 27.842733 31.871434 35.365044 38.600588
41.736202 44.873979 48.087807 51.437236 54.975221 58.752993 62.823644
67.245285 72.084406 77.420100 83.350021 89.999612 97.537353 106.201406
116.348464 128.547329 143.765431 163.754169 191.868158 234.833507
306.509769 435.255202 674.911968 1108.325569 1813.085468 2801.217421
4053.653117 5591.106890 7448.318413 9708.815670 12486.931615 16041.483644
21249.420624 31313.495878 53589.446877 88477.484601 124329.410540
159968.569300 197751.604272 234024.751347];

%Área do polo do estator
As = (D/2)*L*BetaS;
```

```

%Culatra do estator
C = As/L;

%Altura do polo do estator
hs = (Do/2)-C-(D/2);

%Área do polo do rotor
Ar = ((D/2)-g)*L*BetaR;

%Altura do polo do rotor
hr = ((D/2)-g-(Dsh/2)-(As/(1.6*L)));

%Circuito magnético

Ag = (As+Ar)/2;
Ay = As;
Arc = As/1.6;

%Caminhos do circuito magnético

ls = hs + C/2;
lr = ((D/4)-(g/2)+(hr/2)-(Dsh/4));
lrc = pi*((D/4)-(g/2)-(hr/2)+(Dsh/4));
ly = pi*((Do/2)-(C/2));

%Densidades de fluxo magnético

Bs = Bmax;
Br = (Bs*As)/Ar;
Brc = 0.8*Bs;
By = Bs/2;
Bg = (Bs*As)/Ag;

%A partir dos valores de B, buscar na curva BH para cada parte do motor e
obter H

Hs = spline(B,H,Bs);
Hr = spline(B,H,Br);
Hrc = spline(B,H,Brc);
Hy = spline(B,H,By);
Hg = Bg/mio;

%Cálculo do número de espiras
fmm = 2*(Hs*ls + Hg*g + Hr*lr) + (Hrc*lrc)/2 + (Hy*ly)/2;

Nesp = fmm/ip;
%Nesp = 100; %valor obtido para o projeto final

%Cálculo analítico da indutância para a posição alinhada

Laligned = (Nesp*(Bs*As))/ip;

%Projeto dos enrolamentos (Winding Design)

ts = (D/2+hwedge)*BetaS;
lambs = (pi*D)/Ns + (pi*2*hwedge)/Ns;
ac = ip/(2*J);
dw = sqrt((4*ac)/pi)+0.1*(10^(-3));

```

```

%dw = 1.29118277017414*(10^-3); %valor do diâmetro do AWG16 escolhido
%ac = (pi/4)*((dw-(0.1*(10^-3)))^2); %novo valor de área
hw = hs - hwedge;
Nv = (hw*ff)/dw;
%Nv = 13; %valor de Nv arredondado para o projeto final
Nh = (Nesp/(2*Nv))+1;
%Nh = 5; %valor de Nh arredondado para o projeto final
Wt = ((dw*Nh)/ff);
Z = lambs - ts;
format long
Cl = Z - 2*Wt %Cl deve ser positivo e preferencialmente maior que 3mm

```

```

%Cálculo do volume de material ferromagnético

```

```

Acr = pi*(((D-2*g)/2)-hr)^2)-pi*((Dsh/2)^2);
Acs = pi*((Do^2)/4)-pi*((D/2)+hs)^2);
Apr = 6*BetaR*((D-2*g)/2)*hr;
Aps = 8*BetaS*(D/2)*hs;
format long
Vol = (Acr+Acs+Apr+Aps)*L

```

```

%Cálculo das perdas no cobre

```

```

lm = 2*L+4*Wt+2*D*sin(BetaS/2);
Rs = ((1.7241*10^-8)*lm*Nesp)/ac;
format long
Pcu = Rs*(ip^2)

```

APÊNDICE C – CÓDIGO DESENVOLVIDO EM *LUA SCRIPT*

Código desenvolvido para realizar o levantamento dos dados necessários para obtenção das curvas de fluxo magnético e indutância do MRV projetado.

```

for x=0,39 do
    mi_modifycircprop("FaseA",1,x+1)
    print("Corrente=",x+1)

    mi_createmesh()
    mi_analyze()
    mi_loadsolution()
    mo_groupselectblock(6)
    print("0",mo_getcircuitproperties("FaseA"))

    for n=1,30 do

        mi_selectgroup(6)
        mi_moverotate(0,0,1)

        mi_createmesh()
        mi_analyze()
        mi_loadsolution()

        mo_groupselectblock(6)
        print(n,mo_getcircuitproperties("FaseA"))
    end

    mi_selectgroup(6)
    mi_moverotate(0,0,-30)
end

```