

# Análise e Modelagem do Motor de Relutância Variável Monofásico Através da Utilização do Método dos Elementos Finitos

Thomas S. C. Terrana\*. Juliana A. Malagoli\*\*. Adriel S. O. Candido\*\*  
Daniel N. F. Sanches\*. Eduardo Chiarello\*

\*Universidade Federal do Paraná, Departamento de Engenharia Elétrica,  
Curitiba, PR, Brasil (e-mail: thomasscterrana@gmail.com;  
danielsanches0732@gmail.com; eduardochiarelloufpr@gmail.com)

\*\* Universidade Federal do Paraná, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,  
Curitiba, PR, Brasil (e-mail: juliana.malagoli@ufpr.br; adriel.candido@ufpr.br)

---

**Abstract:** The switched reluctance motor has a simple construction, low production cost, fault tolerance, high starting torque, robustness, absence of magnets or windings in the rotor. The present paper aims to model the motor using the finite element method. During the modeling of the construction aspects of the motor, sizing equations based on similar machines are applied, as well as calculations of copper losses. In this context, in the computational simulation the FEMM (Finite Element Method Magnetics) software was used, which allows the analysis of the magnetic flux density in the air gap under the relevant currents and the copper losses. Finally, the achieved results are compared to the analytic calculations to demonstrate the efficiency of the applied methods.

**Resumo:** O motor de relutância variável possui uma construção simples, baixo custo de produção, tolerância a faltas, elevado torque de partida, robustez, ausência de ímãs ou enrolamentos no rotor. O presente trabalho tem por objetivo modelar o motor utilizando o método dos elementos finitos. Durante a modelagem dos aspectos construtivos do motor, são aplicadas as equações de dimensionamento com base em máquinas similares, assim como os cálculos das perdas no cobre. Neste contexto, na simulação computacional usou-se o *software* FEMM (*Finite Element Method Magnetics*), que permite a análise da densidade de fluxo magnético no entreferro sob as correntes de relevância e das perdas do cobre. Finalmente, os resultados alcançados são comparados aos cálculos analíticos demonstrando a eficácia dos métodos aplicados.

**Keywords:** Single-phase Switched Reluctance Motor; Finite Element Method; Computer Simulation; Copper Losses; Applications in Electrical Systems.

**Palavras-chaves:** Motor de Relutância Variável Monofásico; Métodos dos Elementos Finitos; Simulação Computacional; Perdas no Cobre; Aplicações em Sistemas Elétricos.

---

## 1. INTRODUÇÃO

Os motores de relutância variável (MRVs) alcançaram um amplo uso em aplicações de engenharia. Isso deve-se ao fato de que se têm construção simples, alto torque de partida e baixo custo de produção em combinação com a eletrônica de potência tornaram as MRVs competitivas com outras tecnologias de motores em uma larga faixa de aplicações (Fitzgerald et al. 2014).

Além disso, as MRVs têm propriedades excepcionais como serem duais, ou seja, agem como motor e gerador, não existe corrente de partida elevada, apresenta rotação constante, é de baixo custo. Dessa maneira, as máquinas estão em alta demanda nos cenários de diversas indústrias. Para o MRV uma de suas características mais notáveis, são os rotores sem enrolamentos, nem ímãs permanentes e possui uma única fonte de excitação aplicada aos enrolamentos do estator. Isso pode ser uma característica importante, pois esse fato implica que todas as perdas resistivas de enrolamento ocorrem no estator. Como muitas vezes o estator pode ser facilmente refrigerado

com mais eficiência que o rotor, o resultado em geral é um motor menor para uma determinada especificação de potência e tamanho (Mamede et al. 2016), (Alharkan et al. 2021), (El-Nemr et al. 2021), (Heidari et al. 2021), (Patel et al. 2021).

Neste contexto, destacam-se algumas vantagens e desvantagens do uso dos MRVs (Machado, 2020), (Scalcon, 2018):

### a) Vantagens:

- Construção simples, não necessita de enrolamentos de cobre no rotor;
- Robustez, possibilita o trabalho em altas temperaturas e vibrações;
- Baixo custo de manutenção;
- Elevado torque de partida;
- Perdas ôhmicas reduzidas devido a inexistência de enrolamentos no rotor;
- Aplicável em diversos processos, devido a sua velocidade variável.

b) Desvantagens:

- Ruídos e vibrações elevados;
- Necessita de conversor eletrônico de potência para operar.
- Necessidade de usar métodos de partida para o motor quando em posições de alinhamento;
- Não linearidade, devido aos aspectos de saturação.

Este trabalho tem como objetivo modelar um Motor de Relutância Variável Monofásico (MRVM). Além disso, analisar-se-á as perdas no cobre via *software* FEMM usando o método dos elementos finitos. Por fim, destaca-se os gráficos das densidades de fluxos magnéticos no entreferro variando a corrente de entrada do motor elétrico.

2. DIMENSIONAMENTO DO MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL MONOFÁSICO

A Fig. 1 mostra as principais dimensões do motor que devem ser determinadas para obter o projeto do estator e rotor.

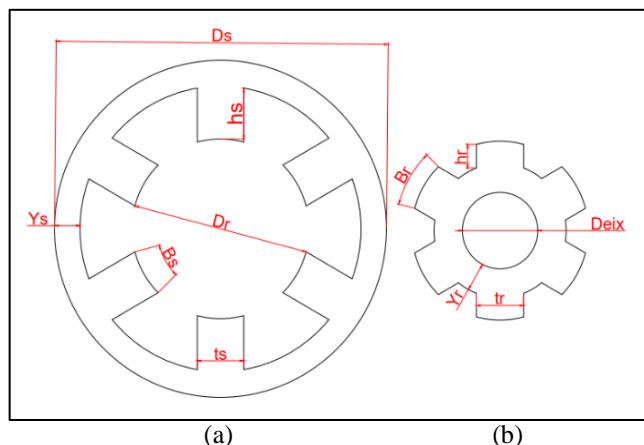


Fig. 1 Cotas do motor de relutância variável 6x6: (a) Estator; (b) Rotor.

Dessa maneira, a Tabela 1 apresenta as variáveis do motor monofásico de 6 polos, com base em modelos de um fabricante.

Tabela 1. Variáveis do motor projetado.

Parâmetros	Valores	Parâmetros	Valores
$k_l$	1,4363	$\eta$	0,8
$TRV$	16000	$B_{sat}$	1,5 T
$P$	5500 W	$\mu_0$	$4\pi \cdot 10^{-7} H/m$
$RPM$	1760 rpm	$I_p$	63,32 A
$N_{ps}$	6	$J_c$	6,0 A/m <sup>2</sup>
$U$	220 V		

Sendo,  $k_l$  é a constante da relação entre o diâmetro do rotor e o comprimento de uma máquina;  $TRV$  é o conjunto por volume do rotor;  $P$  é a potência de entrada do motor (W);  $RPM$  é rotação por minuto;  $N_{ps}$  é o número de polos no estator;  $U$  é a

tensão de entrada (V);  $\eta$  é o rendimento da máquina;  $B_{sat}$  é a densidade de fluxo magnético antes da curva de saturação (T),  $B_{sat}$  é o valor da densidade de fluxo magnético na saturação (T),  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética no vácuo (H/m),  $J_c$  é a densidade de corrente (A/m<sup>2</sup>).

Com a potência de entrada, pode-se começar o cálculo as dimensões, o diâmetro do rotor ( $Dr$ ):

$$Dr = \left( \frac{4 \cdot P}{TRV \cdot \pi \cdot k_l \cdot w} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (1)$$

Sendo,  $w$  é uma conversão do RPM (rotações por minuto) para radianos por segundos (Dias, 2011).

O comprimento do motor paralelo ao eixo de rotação, comprimento da pilha  $L$ , representado na Fig.2, é um múltiplo do diâmetro do rotor  $Dr$ :

$$L = k_1 \cdot Dr \quad (2)$$

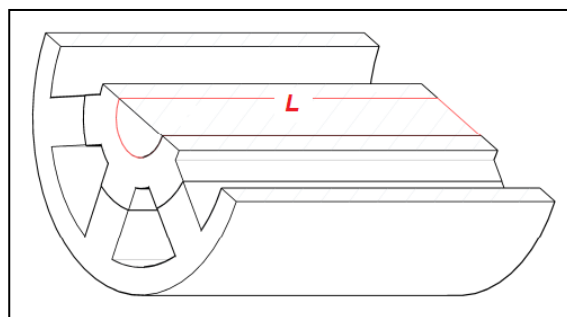


Fig. 2 Representação do comprimento de pilha.

A partir do número de polos no estator  $N_{ps}$ , definiu-se o ângulo dos polos do estator  $B_s$  (Mamede, 2016):

$$B_s = \frac{180}{N_{ps}} \quad (3)$$

O valor do entreferro  $g$  deve ser próximo de 0,5% do diâmetro do rotor para minimizar a relutância quando alinhado. Dessa forma, para aumentar o fluxo, o entreferro foi considerado o menor possível (Patel et al. 2021). Sendo assim, um entreferro de 0,26% do diâmetro do rotor:

$$g = 0,0026 \cdot Dr \quad (4)$$

A Fig. 3 mostra a culatra do estator  $Y_s$  e do rotor  $Y_r$ , respectivamente. A culatra do estator deve suportar a metade do fluxo que passa pelos polos, ou seja, é:

$$Y_s = 1,1 \cdot \left( \left( \frac{Dr}{2} + g \right) \cdot \sin \left( \frac{B_s}{2} \right) \right) \quad (5)$$

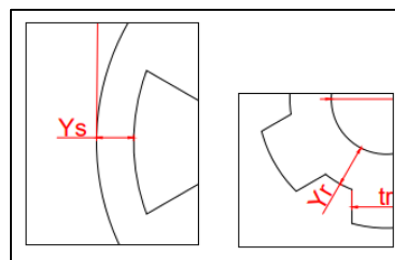


Fig. 3 Culatra do estator  $Y_s$  e do rotor  $Y_r$ .

A relação do diâmetro do rotor  $Dr$  pelo diâmetro externo do estator  $Ds$  deve variar entre 0,4 e 0,7. Segundo alguns trabalhos na literatura de projetos de motores de relutância variável (Alharkan et al. 2021), (Heidari et al. 2021), (Mamede, 2016), usa-se o valor médio de 0,55 para o cálculo,

$$Ds = \frac{Dr}{0,55} \quad (6)$$

As larguras dos polos são importantes, o fluxo percorre com mais intensidades dentro do material (Mamede et al. 2016). A largura do estator  $ts$  pode ser calculada de maneira similar à culatra do estator  $Ys$ :

$$ts = 2 \cdot \left( \left( \frac{Dr}{2} + g \right) \cdot \sin \left( \frac{Bs}{2} \right) \right) \quad (7)$$

Já a largura do polo rotor  $tr$  é a do polo estator somada a duas vezes o entreferro (Dias, 2011):

$$tr = ts + 2 \cdot g \quad (8)$$

Com isso, tem-se que o arco polar do rotor  $Br$ :

$$Br = 2 \cdot \sin^{-1} \left( \frac{tr}{Dr} \right) \quad (9)$$

A altura do polo rotor  $hr$  é a metade da largura do estator (Mamede, 2016):

$$hr = \frac{ts}{2} \quad (10)$$

Segundo (Mamede, 2016), a altura da culatra do rotor  $Yr$  é calculada pela metade da largura do polo rotor  $tr$ , deve inserir um acréscimo de 20% a 40% no caso, usou-se 20% para manter as dimensões reduzidas em geral:

$$Yr = 1,2 \cdot \left( \frac{tr}{2} \right) \quad (11)$$

Após calcular o valor do diâmetro do rotor, sua altura e sua culatra, pode-se encontrar o diâmetro do eixo  $Deix$ :

$$Deix = Dr - (2 \cdot (hr + Yr)) \quad (12)$$

Por fim, a altura do polo estator  $hs$  pode ser calculada:

$$hs = \frac{Ds - Dr}{2} - g - Ys \quad (13)$$

Dessa forma, pode-se dimensionar a bobina, os seus números de espiras,  $Ne$ , por fase é dado pela densidade de fluxo magnético em saturação  $Bsat$ , pela corrente de pico  $Ip$  e pelo comprimento do entreferro  $g$ , conforme (14) (Mamede, 2016):

$$Ne = \frac{2 \cdot g \cdot Bsat}{Ip \cdot \mu_0} \quad (14)$$

Já o fio de cobre que deve ser utilizado para formar o enrolamento tem a área da sua seção transversal,  $ac$  (mm<sup>2</sup>), calculada a partir da corrente de pico,  $Ip$ , dividida pela densidade de corrente máxima,  $Jc$ , e a raiz do número de fases,  $q$ :

$$ac = \frac{Ip}{Jc \sqrt{q}} \quad (15)$$

Por fim, o comprimento médio,  $lm$ , é calculado,

$$lm = 2 \cdot L \cdot Ne \quad (16)$$

O dimensionamento considera o cálculo das perdas, com a resistência da bobina  $Rf$ , tem-se:

$$Rf = \frac{\rho_0 \cdot lm}{ac} \quad (17)$$

Sendo que,  $\rho_0$  é a resistividade do cobre e  $ac$  a seção transversal do fio. Isso permite encontrar as perdas,  $P_{cobre}$  e  $P_{total}$ . A primeira é calculada multiplicando a resistência da bobina  $Rf$  por qualquer corrente  $I$  que passe pelo motor, as perdas totais são as perdas no cobre de todos os enrolamentos:

$$P_{cobre} = Rf \cdot I \quad (18)$$

$$P_{total} = P_{cobre} \cdot Nps \quad (19)$$

As perdas resistivas (ou perdas no cobre), assim como as perdas totais, são estimações que podem servir como uma boa comparação entre os valores analíticos e os encontrados com a simulação.

### 3. MÉTODOS DOS ELEMENTOS FINITOS

O Método dos Elementos Finitos (MEF) prevê o uso de simulações computacionais para explorar a análise de sistemas, considerando tal sistema como um agrupamento de elementos finitos com estrutura mais simples que no conjunto global, supondo que os pontos comuns entre elementos, ou nós, tenha em seus deslocamentos as forças internas em equilíbrio, permitindo aplicar ali inúmeras formulações (Tavares, 1998).

As equações de modelagem magnética a serem aplicadas no MEF têm como base as leis de Ampère (através de uma densidade superficial de corrente e de uma variação temporal da indução elétrica cria-se um campo magnético) e de Gauss (enuncia que o fluxo magnético é conservativo, ou seja, o fluxo que entra num volume é igual ao de sai) generalizadas para o funcionamento de circuitos magnéticos (Dular, 1996), (Luz, 2003) e (Malagoni, 2012) são:

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (20)$$

$$\text{div } \mathbf{B} = 0 \quad (21)$$

Sendo que,  $\mathbf{H}$  é o campo magnético (A/m),  $\mathbf{J}$  é a densidade superficial de corrente (A/m<sup>2</sup>);  $\mathbf{D}$  é a indução elétrica (C/m<sup>2</sup>); e  $\mathbf{B}$  é a densidade de fluxo magnético (T).

Com isso, tem-se a noção que um campo magnético pode ser formado por uma corrente em materiais condutores. Devido a forma local das relações construtivas, sabe-se que o fluxo e o campo magnético se relacionam (Oliveira et al. 2010). Portanto, o produto da permeabilidade magnética com o campo é por definição, a densidade de fluxo magnético:

$$\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H} \quad (22)$$

A permeabilidade magnética descreve o grau de oposição de um material a passagem de um fluxo. Usualmente, a permeabilidade relativa de uma substância com relação a permeabilidade do ar, que equivale a  $4\pi 10^{-7}$  H/m, é dada por:

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (23)$$

No contexto do *software Finite Element Method Magnetics* essas equações fazem parte da etapa denominada Processamento, baseia-se na aplicação de um método para resolução das equações que descrevem o problema. Antes disso, o Pré-processamento consiste em definir os parâmetros principais da seção transversal do estator e rotor, as delimitações de fronteira, definições dos materiais e propriedades elétricas. O Pós-processamento, é onde os objetivos do trabalho são realizados com a obtenção dos resultados analíticos e simulados.

#### 4. METODOLOGIA

No presente trabalho, visa-se simular usando o método dos elementos finitos, as simulações serão feitas através de *software FEMM* que desenvolvem modelos numéricos via eletromagnetismo. Para melhor entendimento da metodologia proposta neste trabalho, a Fig. 4 mostra o fluxograma com todas as etapas do desenvolvimento do trabalho.

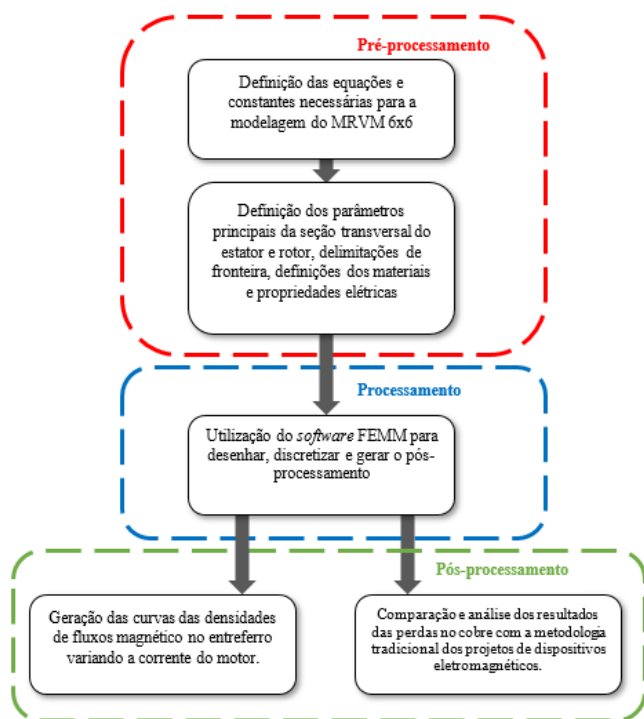


Fig. 4 Fluxograma das etapas da metodologia do trabalho desenvolvido.

Após desenvolver as equações do projeto do motor de relutância variável 6x6, encontraram-se os principais parâmetros do dimensionamento da seção transversal do motor, como mostra a Tabela 2.

Assim, pode-se modelar o MRVM, tornando-se possível a simulação do projeto. A Fig. 5 apresenta o dimensionamento com os valores projetado encontrados na seção 2.

Tabela 2: Dimensões do motor.

Parâmetros	Valores	Parâmetros	Valores
$Dr$	117,37 mm	$tr$	31,34 mm
$L$	170 mm	$Br$	31°
$Bs$	30°	$H$	15,39 mm
$g$	0,3077 mm	$Yr$	18,8 mm
$Ys$	16,9 mm	$ds$	33,16 mm
$Ds$	220 mm	$Ne$	19 espiras
$ts$	30,78 mm	$a_c$	5,133 mm <sup>2</sup>

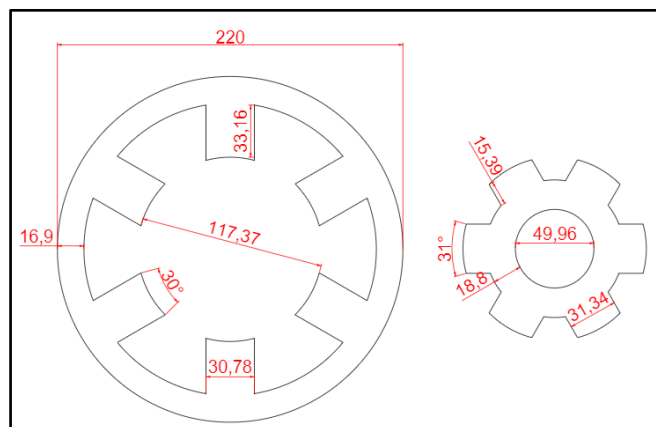


Fig. 5 Dimensões do motor de relutância variável 6x6 em milímetros.

#### 5. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Provido do conhecimento e dos valores das seções 2 e 3, gera-se o desenho usando o *software FEMM* do motor de relutância variável monofásico de seis polos no estator e seis polos no rotor, em dois estados, polos totalmente alinhados e polos desalinhados. Todas as simulações são realizadas variando a corrente de, 23 a 63 A, usada para alimentar os motores.

Para a seção transversal do motor, o que forma as lâminas é o aço silício de grãos não orientados M22 que começa a saturar aproximadamente 1,9 (T). Já o condutor usado é encontrado a partir do valor de  $a_c$ , dado como aproximadamente 5,133 mm<sup>2</sup>. O condutor com a área mais próxima é o 10 AWG.

As Fig. 6 e 7 são os projetos no seu estado final com todas as propriedades selecionadas, o motor está alinhado e desalinhado, respectivamente. Já nas Fig. 8 e 9 mostram o dispositivo eletromagnético no FEMM gerado com as malhas no pré-processamento do método dos elementos finitos para o motor alinhado e desalinhado, respectivamente.

Aplicando as propriedades da simulação e com isso gerando os gráficos das Fig. 10 e 11, a corrente do circuito nos exemplos é  $I_p$  (corrente de pico) da máquina, obtida pela soma da corrente nominal com a corrente nominal eficaz, 53,34 A.

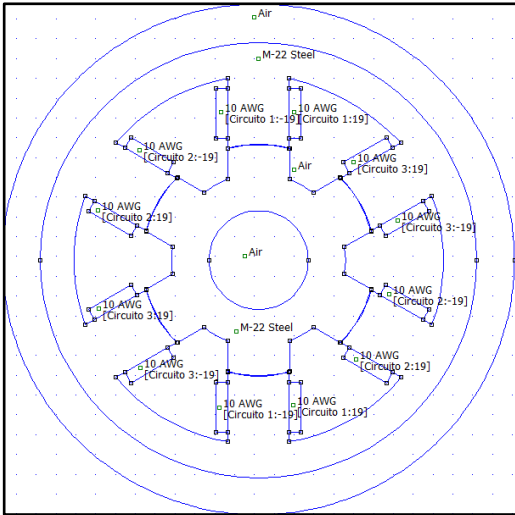


Fig. 6 Estado inicial do projeto MRVM alinhado.

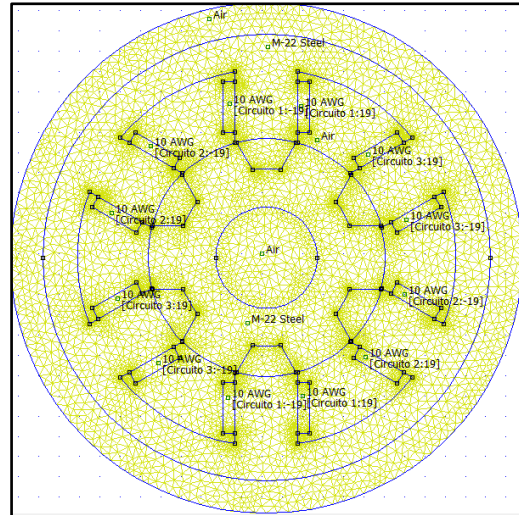


Fig. 9 Pré-processamento do MRVM desalinhado com as malhas.

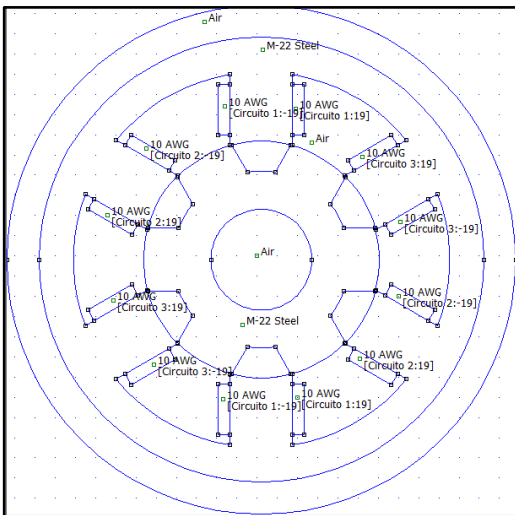


Fig. 7 Estado inicial do MRVM desalinhado.

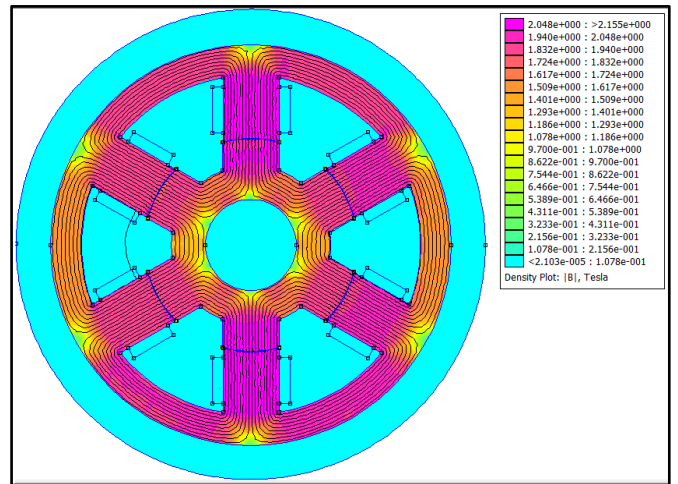


Fig. 10 Densidade de fluxo magnético no MRVM com os polos alinhados.

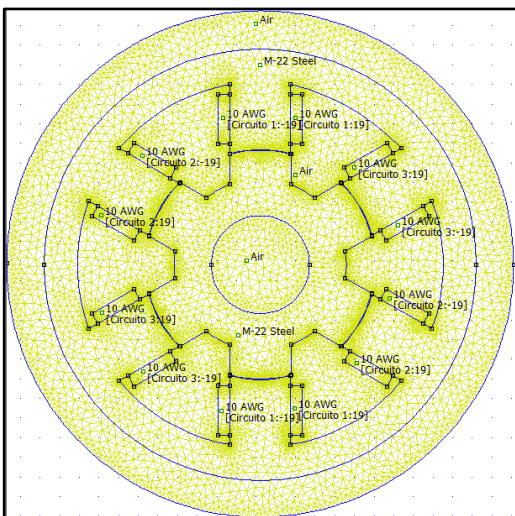


Fig. 8 Pré-processamento do MRVM alinhado com as malhas.

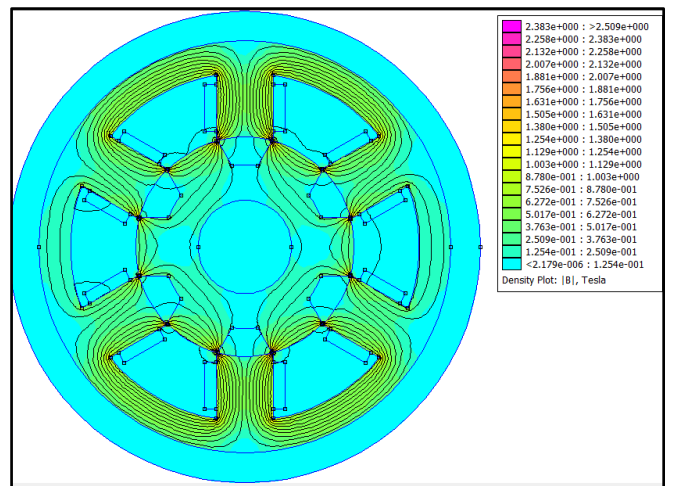


Fig. 11 Densidade de fluxo magnético no MRVM com os polos desalinhados.



Para analisar o comportamento no material a corrente  $I_p$  ou corrente de pico é muito útil, pois é a corrente com o maior valor que o motor é encontrado. Então, a densidade de fluxo magnético no entreferro sobre  $I_p$  não pode ter módulo muito superior à densidade de fluxo magnético para evitar a saturação do material.

A curva de histerese BxH do aço usado mostra um ponto máximo para a saturação como 2,2 (T), como o gráfico da Fig. 12 apresenta, em seus momentos mais elevados a corrente de pico, representada pela cor roxa, gera um fluxo próximo à 2,2 (T), porém inferior. Os motores de relutância variável monofásico, em geral, trabalham próximos da saturação quando comparados a outros motores, mesmo assim seu rendimento é satisfatório.

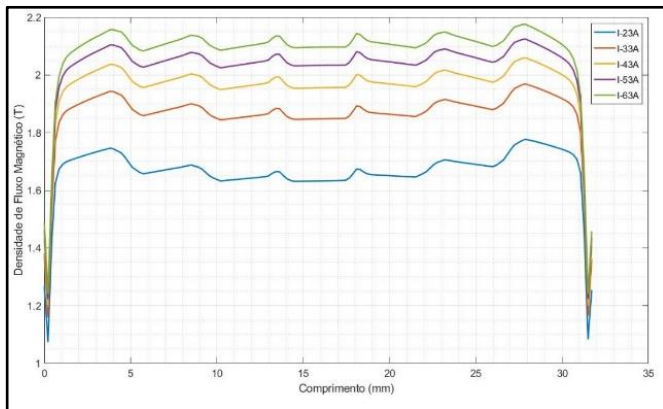


Fig. 12 Densidade de fluxo magnético no entreferro de um polo do motor alinhado para 5 correntes.

Outras correntes estão presentes no gráfico, seus valores são baseados na corrente de pico com uma diferença de 10 (A), sendo, nas cores verde 63 (A), roxa 53 (A), amarela 43 (A), vermelha 33 (A), e azul 23 (A). Nota-se que mesmo com uma corrente de 63 (A) o valor de 2,2 (T) não é alcançado, e as correntes inferiores ficam longe da marca.

Apenas quando o polo rotor estão totalmente desalinhados há um pico de densidade de fluxo magnético (Fig. 13), porém irrelevante ao funcionamento do motor. Isso ocorre, pois fica mais estreita a passagem do fluxo no entreferro (Fig. 14).

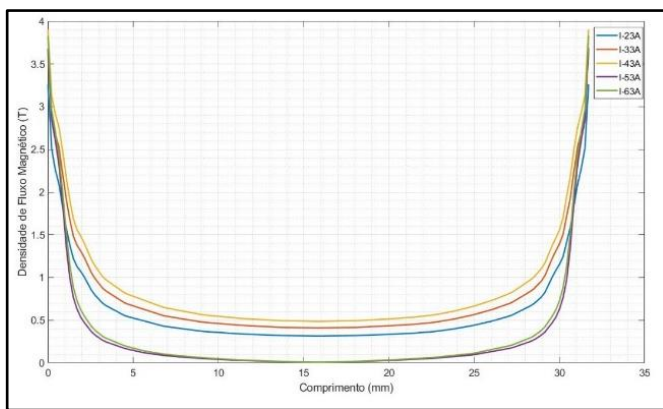


Fig. 13 Densidade de fluxo magnético no entreferro de um polo do motor desalinhado para 5 correntes.

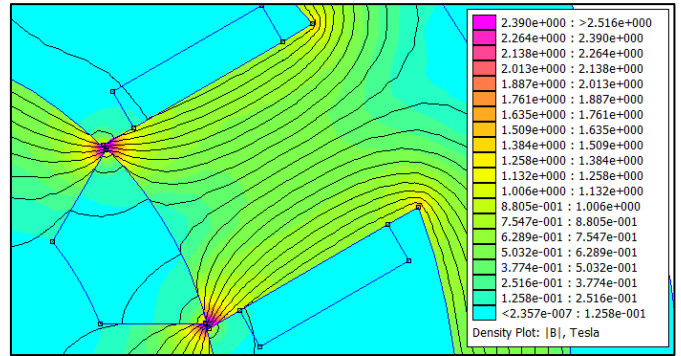


Fig. 14 Percurso do fluxo magnético no MRVM desalinhado sobre a corrente de pico  $I_p$  no entreferro.

As Fig. 15 e 16 representam os gráficos gerados no comprimento total do entreferro. A Tabela 3 apresenta as perdas resistivas totais em potência ativa para a corrente de pico 53,34 (A) e a corrente nominal 31,25 (A), com os resultados aplicando em (19) e os valores simulados no *software* FEMM, assim como o erro percentual entre os resultados.

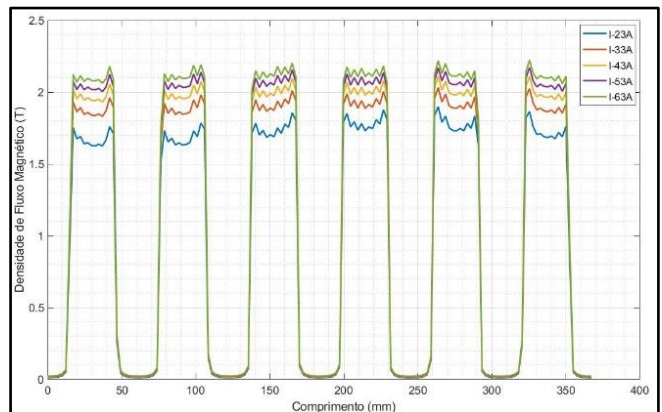


Fig. 15 Densidade de fluxo magnético no entreferro do motor alinhado.

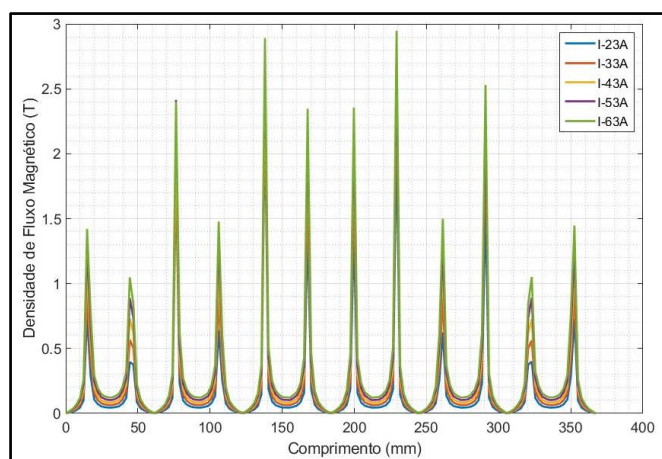


Fig. 16 Densidade de fluxo magnético no entreferro do motor desalinhado.

**Tabela 3: Valores das perdas resistivas totais e o erro.**

Correntes	Simulação	Cálculos Analíticos	Erros
31,25 (A)	62,17 (W)	62,62 (W)	0,724 (%)
53,34 (A)	180,97 (W)	182,47 (W)	0,829 (%)

Conclui-se, que com o aumento da corrente de entrada no motor ocorre o aumento da densidade de fluxo magnético no entreferro do MRVM, ou seja, tem uma relação diretamente proporcional. Dessa maneira, o mesmo comportamento é observado em relação às perdas do cobre. Em geral, as simulações ficaram abaixo do valor de saturação do aço 2,2 (T) quando simuladas correntes até o valor de pico. As perdas totais tiveram valores em escala significativa e será realizado um estudo aprofundado nas especificações para diminuir a potência perdida nos enrolamentos como continuação do projeto.

### 6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

A partir dos objetivos deste trabalho, modelou-se e analisou-se um motor do tipo MRV monofásico, obtendo os gráficos das densidades de fluxos magnético no entreferro para diferentes correntes e as perdas resistivas dos enrolamentos, foram atingidos através da utilização do *software* FEMM, que permitiu agilidades e precisão.

A porcentagem baixa de erro na diferença dos valores calculados analiticamente e os encontrados pela simulação mostraram a precisão e acurácia no método dos elementos finitos, o qual provou ser uma ferramenta efetiva para otimização de motores de relutância variável, além da eficácia em obter dados eletromagnéticos viáveis.

### AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a CAPES e ao Programa de Apoio à Pós-Graduação (PROAP) pelo recurso de custeio no apoio das atividades acadêmicas e participação no Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente (SBAI).

### REFERÊNCIAS

Alharkan, H., Saadatmand, S., Ferdowsi, M., & Shamsi, P. (2021). Optimal tracking current control of switched reluctance motor drives using reinforcement Q-learning scheduling, in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 9926-9936, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3050167.

Dias, R. J. (2011). *Motores a Relutância Variável 6x4 e 6x6. Estudo Comparativo de Operação e Desempenho*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia-MG, Brasil.

Dular, P. (1996). *Modélisation du champ magnétique et des courants induits dans des systèmes tridimensionnels non linéaires*. Tese de Doutorado, Université de Liège, Bélgica.

El-Nemr, M., Afifi, M., Rezk, H., & Ibrahim, M. (2021). Finite Element Based Overall Optimization of Switched Reluctance Motor Using Multi-Objective Genetic

Algorithm (NSGA-II). *Mathematics*, 9(5), 576. <https://doi.org/10.3390/math9050576>

Fitzgerald, A. E., Kingsley, C., Umans, S. D. (2014). *Máquinas Elétricas*. 7ª ed. Bookman, Porto Alegre.

Heidari, H.; Rassölkin, A.; Kallaste, A.; Vaimann, T.; Andriushchenko, E.; Belahcen, A.; Lukichev, D.V. (2021) A Review of Synchronous Reluctance Motor-Drive Advancements. *Sustainability*, 13, 729. <https://doi.org/10.3390/su13020729>

Luz, M. V. F. (2003). *Desenvolvimento de um software para cálculo de campos eletromagnéticos 3D utilizando elementos de aresta, levando em conta o movimento e o circuito de alimentação*. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, Brasil.

Machado, G. D. O. (2020). *Projeto de motor a relutância variável e simulação utilizando o método dos elementos finitos*. Trabalho de Conclusão de Curso, Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia-MG, Brasil.

Malagoli, J. A. (2012). *Os elementos finitos no estudo de eletromagnetismo utilizando os softwares Gmsh/GetDP*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia-MG, Brasil.

Mamede A. C. F., Camacho, J. R. and Malagoli, J. A. (2016). Design and Finite Element Analysis for the Single-Phase Variable Reluctance Motor, in *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, no. 8, pp. 3636-3642, doi: 10.1109/TLA.2016.7786344.

Mamede, A. C. F. (2016). *Projeto iterativo, simulação, análise e otimização de máquina a relutância variável monofásica*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, MG, Brasil.

Oliveira, D. N., Ferreira, G. B., Pontes, R. S. T. (2010). Método dos Elementos Finitos como Ferramenta Didática para o Ensino de Eletrostática e Magnetostática, *COBENGE, XXXVIII, ABENGE*, vol. 10, Fortaleza-CE, Brasil.

Patel, M. A., Asad, K., Patel, Z., Tiwari, M., Prajapati, P., Panchal, H., ... & Israr, M. (2021). Design and optimisation of slotted stator tooth switched reluctance motor for torque enhancement for electric vehicle applications. *International Journal of Ambient Energy*, 1-6. <https://doi.org/10.1080/01430750.2021.1873857>

Scalcon, F. P., Gabbi, T. S., Vieira, R. P., Grundling, H. A. (2018). Controle de velocidade do motor de relutância variável via controlador por modos deslizantes, *XXII Congresso Brasileiro de Automática*, Santa Maria-RS, Brasil.

Tavares, J. M. R. S. (1998). *Introdução ao Métodos dos Elementos Finitos*. Instituto de Engenharia Biomédica, Porto, Portugal.