

MÉTODO ANALÍTICO EFICIENTE PARA O CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS EM MÁQUINAS DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL COM NÚCLEO DO TIPO C

Leonardo P. F. Gomes Filho¹, Vanessa S. de C. Teixeira¹, Adson B. Moreira¹, Tarcio A. dos S. Barros², Ernesto Ruppert Filho²

¹Universidade Federal do Ceará - UFC, Campus Sobral, Sobral – CE, Brasil

²Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Campinas – SP, Brasil

e-mail: leonardopontee@hotmail.com, vanessasct@gmail, adsonbmoreira@gmail.com, tarcioandre@hotmail.com, ruppert@fee.unicamp.br

Resumo – As máquinas de relutâncias variável (MRVs) são consideradas, na literatura científica, as que possuem maior simplicidade de construção e baixo custo de manutenção e reparo quando comparadas com as máquinas elétricas tradicionais. No entanto, a MRV trabalha sob condição de alta saturação, o que dificulta a determinação de um modelo matemático que represente com precisão o seu sistema físico. Este trabalho tem como objetivo apresentar uma proposta de modelo analítico que seja eficiente no cálculo das indutâncias das máquinas de relutância variável de fluxo axial com núcleo do tipo C (MRV-C), proporcionando uma resposta rápida e fidedigna. O método analítico proposto baseia-se no circuito magnético equivalente obtido a partir das dimensões da máquina elétrica. Como principal contribuição desse trabalho destaca-se a utilização de uma metodologia simples e que não utiliza iterações computacionais durante o cálculo das densidades de fluxo magnético. Os resultados experimentais e de simulação indicam que o método proposto foi adequado e satisfatório no cálculo das indutâncias em MRVs-C.

Palavras-Chave – Fluxo Axial, Indutância, Máquina de Relutância Variável, Método Analítico.

EFFICIENT ANALYTICAL METHOD FOR THE INDUCTANCE CALCULATION OF THE C-CORE SWITCHED RELUCTANCE MACHINE

Switched reluctance machines are considered the simplest electrical machines in terms of their construction, low maintenance cost and high-power density compared to the traditional electrical machines. However, the MRV works under conditions of high saturation, which make difficult to determine a model that well represents its physical system. This paper aims to present a proposal of efficient analytical method for the calculation of the inductances in Axial Switched Reluctance Machines with C core (C-SRM), providing a rapid and accurate response. The proposal analytical method is based on the equivalent magnetic circuit

obtained from the dimensions of the machine. As its main contribution to this research, highlight that it is a simple methodology and does not use the computational iterations during the calculation of magnetic flux densities. From the experimental and simulated results, it is concluded that the methodology proposed is suitable to calculate the inductance of the C-SRMs.

Keywords – Analytical Method, Axial Flux, Inductance, Switched Reluctance Machine.

I. INTRODUÇÃO

As máquinas de relutância variável (MRV) possuem um grande potencial de aplicação em diversos setores que vão desde a geração de energia elétrica proveniente de fontes eólicas [1], [2], em veículos elétricos [3], [4] até sua utilização em eletrodomésticos [5]. Estas máquinas elétricas foram ganhando destaque no mercado com o avanço da tecnologia e da queda de preço dos conversores eletrônicos de potência, somado a fatores como: baixo custo de fabricação e manutenção, facilidade de construção e alta densidade de potência por volume.

O projeto e a análise das MRVs, por outro lado, são complexos principalmente devido a dois fatores: (1) dupla saliência dos polos e (2) operação natural do circuito magnético em uma região não linear. Desta forma, obter uma solução analítica, a partir de um modelo matemático da MRV, que represente fielmente o comportamento e as características de saída desta máquina é muitas vezes pouco viável.

Em geral, modelos computacionais (baseados em técnicas numéricas) são utilizados para a obtenção da solução desses tipos de sistemas. Os métodos numéricos são capazes de determinar as características estáticas e dinâmicas da MRV com precisão. No entanto, são geralmente de difícil implementação, exigindo conhecimento não apenas da técnica numérica empregada, mas das condições iniciais e de contorno no qual o sistema está inserido.

De acordo com [6], algumas estruturas possuem uma distribuição de fluxo magnético rigorosamente estabelecidos em três dimensões. Softwares que executam esse tipo de simulação numérica são relativamente caros e requerem alto volume de memória computacional e tempo de processamento, principalmente quando são aplicados a geometrias complexas ou requerem a solução de problemas em mais de duas dimensões.

Artigo submetido em 17/01/2019. Primeira revisão em 06/03/2019. Aceito para publicação em 10/06/2019 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.3.0005>

Já os métodos analíticos tendem a apresentar uma resposta rápida e direta uma vez que as equações matemáticas do modelo são conhecidas. Contudo, devido à introdução de hipóteses e simplificações, a precisão da modelagem dos métodos analíticos, em geral, é menor do que a dos métodos numéricos [7].

Corde e Stephenson apresentam um dos primeiros trabalhos sobre método analítico (MA) para o cálculo da indutância nas posições alinhada e desalinhada em um motor de relutância variável de dois polos no estator e dois polos no rotor. O cálculo baseia-se em circuito magnético equivalente (CME) pela metodologia de tubos de fluxo a partir da geometria da máquina. O método não é totalmente analítico, é utilizado um processo iterativo para calcular a densidade de fluxo magnético nas posições alinhada e desalinhada [8].

Krishnan mostra uma modelagem analítica obtida a partir do circuito magnético equivalente para a obtenção do comportamento estático da MRV de fluxo radial e da máquina linear de relutância variável (MRVL). São mostrados os caminhos que as linhas de fluxo atravessam com base nas dimensões geométricas da máquina. Assim como em [8], a densidade de fluxo magnético é determinada por um processo iterativo [9].

Diferentes MAs são apresentados em [10], [11] e [12] para o cálculo das características de saída do motor de relutância variável de fluxo radial nas posições alinhada e desalinhada. Entre os métodos apresentados estão: modelo linear, modelo quase linear, decomposição de Fourier e modelo com base na geometria da máquina. Observa-se que a maioria das pesquisas são direcionadas às MRVs de fluxo radial. Poucos são os trabalhos dedicados às topologias de fluxo axial [6].

As referências [13] e [14] apresentam uma topologia de MRV em que o estator tem formato E, a qual contém fluxos radial e axial. São utilizados FEM 2D e 3D para o cálculo das características de saída da máquina e em seguida comparada com a MRV tradicional. Em [14] é descrito o Circuito Magnético equivalente para essa topologia.

Em [15] é apresentado um MA para o cálculo das indutâncias baseado nos caminhos de fluxo magnético estabelecidos na geometria de uma MRV de fluxo axial com núcleo tipo C (MRV-C). No artigo, foi considerada a inexistência de uma região de sobreposição entre os polos do estator e do rotor na posição desalinhada. Os resultados obtidos foram comparados aos determinados por meio do método dos elementos finitos e do ensaio experimental.

A referência [16] também apresenta um MA para o cálculo das indutâncias de um MRV-C baseado nos caminhos de fluxo magnético. Nessa máquina foi considerado que o polo do estator esteja suficientemente próximo ao polo do rotor na posição desalinhada, gerando uma área de sobreposição entre os polos. Contudo, o autor não considera o caminho de fluxo que atravessa a área sobreposta.

Observa-se que, apesar de não ser obrigatório, as máquinas de relutância variável são projetadas para, mesmo em posição de total desalinhamento, apresentarem uma leve sobreposição entre polos. A existência desta região de sobreposição permite que, durante a comutação, duas fases adjacentes possam ser acionadas. Este fato auxilia na redução da oscilação do conjugado eletromagnético [17].

Este artigo tem como objetivo desenvolver um MA que seja fidedigno na obtenção das indutâncias na posição alinhada (L_a) e desalinhada (L_u) das MRVs-C. Como principal contribuição deste trabalho, destaca-se a utilização de uma metodologia simples e que não utiliza iterações computacionais durante o cálculo das densidades de fluxo magnético, simplificando, conseqüentemente, a obtenção de L_a e L_u . Destaca-se também que L_a e L_u estão presentes nas equações utilizadas no cálculo da potência elétrica de saída e tensão induzida nos terminais das MRVs-C como pode ser observado em [9], [15], [18]. Desta forma, o método proposto auxilia no desenvolvimento de protótipos, principalmente na fase de pré-projeto, já que o dimensionamento clássico das máquinas elétricas parte, em geral, das suas equações de saída. Também, diferente das pesquisas mostradas na literatura, este trabalho considera que, na posição desalinhada, existe uma região de sobreposição entre polos, logo, foi acrescentada a relutância referente a este caminho no circuito magnético equivalente da máquina com o objetivo de torná-lo mais próximo do real.

II. MÁQUINAS DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL DE FLUXO AXIAL COM NÚCLEO C

A Figura 1 ilustra a estrutura física de uma MRV-C. Essa máquina é composta por núcleos magnéticos modulares e independentes em formato de C. Este fato facilita a construção e a manutenção, pois os núcleos podem ser fabricados separadamente e, em caso de danos, um módulo C pode ser reparado de forma isolada dos outros.

Além disso, esta apresenta caminhos curtos de fluxo magnético, fazendo com que a máquina elétrica opere numa região de saturação maior do que nos modelos de MRVs tradicionais e assim obtenha uma alta densidade de potência por volume [6].

Assim como qualquer MRV, a MRV-C possui uma dupla saliência nos polos (estator e rotor) e a presença de bobinas somente no estator. O rotor não apresenta bobinas nem ímãs permanentes, tornando-o mais leve quando comparado com as máquinas elétricas tradicionais.

A MRV-C opera segundo o princípio do alinhamento. Esse princípio é definido como o fenômeno segundo o qual materiais ferromagnéticos colocados numa região de campo magnético ficam sujeitos a forças mecânicas que tendem a alinhá-los com as linhas de campo e/ou a deslocá-los a uma posição de maior densidade de fluxo [19].

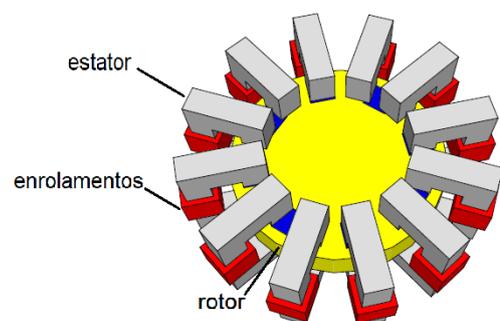


Fig. 1. Vista da MRV de fluxo axial com núcleo em C.

Durante o processo de alinhamento ou desalinhamento dos polos, a densidade de fluxo magnético varia da região linear para a região não linear da curva de magnetização do material utilizado na construção conforme a posição do rotor em relação ao estator. Essa característica faz com que a indutância apresente um comportamento não linear.

Nessa pesquisa, são utilizadas as dimensões de geradores de relutância variável com núcleo C (GRV-C) para a investigação do cálculo da indutância. As Figuras 2.a e 2.b representam as vistas frontal e lateral do núcleo dos GRVs-C. Os valores dos parâmetros dimensionais são descritos na Tabela I. Observa-se que, o cálculo aplicado independe do modo de operação do MRV-C, logo, é válido também para motores do tipo C.

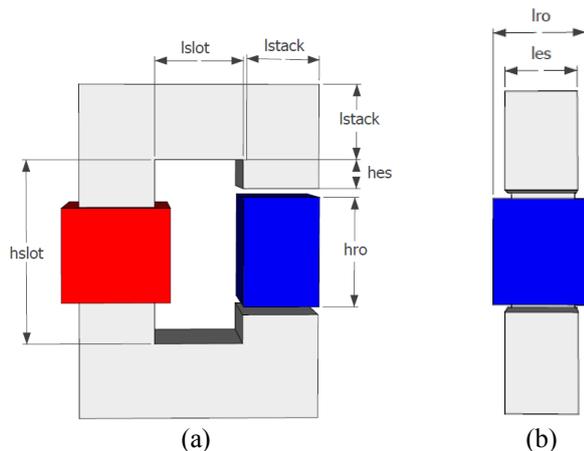


Fig. 2. Vistas do núcleo do GRV-C: (a) lateral; (b) frontal.

TABELA I
Dimensões dos Geradores do Tipo C

Parâmetro	G1	G2	G3	Protótipo
Número de polos do estator (N_{es})	12	12	12	12
Número de polos do rotor (N_{ro})	8	8	8	8
Arco polar do estator (β_{es})	0,373	0,381	0,368	0,387
Arco polar do rotor (β_{ro})	0,390	0,381	0,391	0,387
Raio interno do rotor (r_{int})	114 mm	96 mm	86 mm	84 mm
Largura do polo do estator (l_{es})	43 mm	37 mm	32 mm	33 mm
Altura do polo do estator (h_{es})	21 mm	18 mm	16 mm	16 mm
Comprimento da ranhura (l_{slot})	50 mm	41 mm	38 mm	40 mm
Comprimento dos polos (l_{stack})	43 mm	37 mm	32 mm	33 mm
Entreferro (g)	0,25 mm	0,25 mm	0,25 mm	0,25 mm
Largura do polo do rotor (l_{ro})	45 mm	37 mm	34 mm	33 mm
Altura do polo do rotor (h_{ro})	63 mm	53 mm	47 mm	47 mm
Número de espiras por núcleo C (N)	350	311	272	295
Altura da ranhura (h_{slot})	105,5 mm	89,5 mm	79,5 mm	79,5 mm
Corrente máxima (I_{max})	5 A	5 A	5 A	5 A
Material magnético do estator e do rotor	Steel DR5 10-50	Steel DR5 10-50	Steel DR5 10-50	E 230

III. INVESTIGAÇÃO DO CIRCUITO MAGNÉTICO EQUIVALENTE E MODELO PROPOSTO

O método analítico (MA) proposto consiste em obter uma modelagem matemática que represente de forma satisfatória o comportamento físico do GRV-C independente da utilização de algumas simplificações. A partir da geometria do núcleo C e dos caminhos de fluxo magnético estabelecidos em cada posição foi desenvolvido o CME para as posições alinhada e desalinhada. Para a aplicação do MA proposto, é necessário conhecer as dimensões do núcleo C, o material magnético utilizado na fabricação do núcleo, número de espiras da bobina em cada núcleo e a corrente nominal.

A. Modelo Geral do Circuito Equivalente do GRV-C: Posição Alinhada

A indutância alinhada do GRV-C é determinada quando os polos do estator e rotor encontram-se na posição ilustrada na Figura 3. A relutância do GRV-C é mínima neste caso, pois o comprimento do entreferro possui menor valor. Além disso, devido à alta permeabilidade magnética do material e ao pequeno entreferro, a densidade de campo magnético na ponta dos polos do estator é alta, fazendo com que o fluxo magnético concatenado nessa posição também seja alto, portanto, a indutância é máxima.

Os caminhos de fluxo magnético adotados para esta posição são ilustrados na Figura 4. A relutância R_g representa o caminho de fluxo magnético principal na região de entreferro, enquanto as relutâncias R_{gr1} , R_{gt1} , R_{gr2} e R_{gt2} são referentes ao efeito de espraiamento na região de entreferro, em que as linhas de fluxo estão imersas em um meio de baixa permeabilidade magnética (ar).

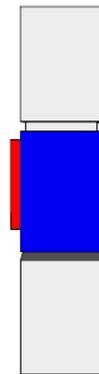


Fig. 3. Vista frontal da MRV-C na posição alinhada.

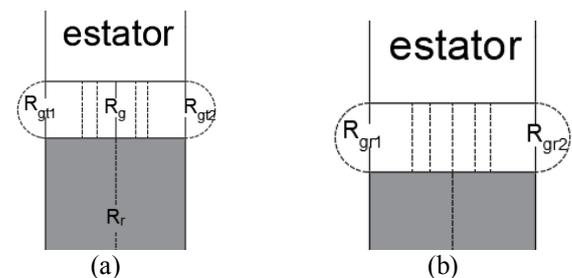


Fig. 4. Linhas de fluxo na região de entreferro na posição alinhada (a) Vista frontal; (b) Vista lateral.

O CME da posição alinhada é representado pelo modelo da Figura 5. R_e e R_r representam as relutâncias do estator e do rotor respectivamente.

Os valores das relutâncias de cada caminho magnético são calculados por meio das equações (1) – (5):

$$R_e = \frac{l_e}{\mu_{la} A_{es}} = \frac{l_e}{\mu_{la} l_{es} l_{stack}} \quad (1)$$

$$R_{ra} = \frac{l_{ro}}{\mu_{ra} A_{ro}} = \frac{l_{ro}}{\mu_{ra} l_{ro} l_{stack}} \quad (2)$$

$$R_g = \frac{g}{\mu_0 A_g} = \frac{g}{\mu_0 l_{stack} \left(\frac{l_{ro} + l_{es}}{2} \right)} \quad (3)$$

$$R_{gr1} = R_{gr2} = \frac{\left(1 + \frac{\pi}{2} \right)}{\mu_{ra} l_{es}} \quad (4)$$

$$R_{gt1} = R_{gt2} = \frac{\left(1 + \frac{\pi}{2} \right)}{\mu_{ra} l_{stack}} \quad (5)$$

onde:

- μ_{la} - permeabilidade magnética do material do estator (H/m);
- μ_{ra} - permeabilidade magnética do material do rotor (H/m);
- μ_0 - permeabilidade magnética do vácuo (H/m);
- A_{es} - área transversal do estator (m²);
- A_{ro} - área transversal do rotor (m²);
- A_g - área transversal do entreferro (m²).

B. Modelo Geral do Circuito Equivalente do GRV-C: Posição Desalinhada

O modelo geral do circuito equivalente (MGCE) para a posição desalinhada considera a existência de uma área de sobreposição entre os polos do estator e do rotor, conforme Figuras 6.a e 6.b.

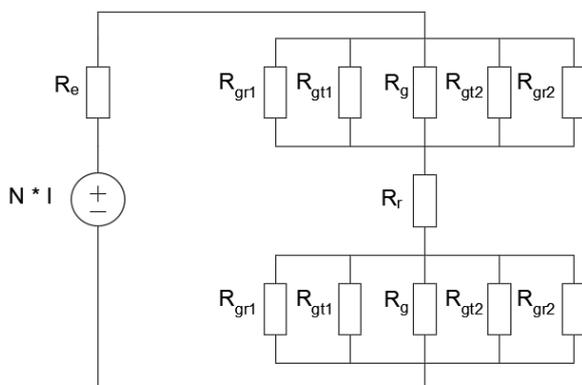


Fig. 5. CME na posição alinhada

Desta forma, a soma da largura do polo do rotor e do estator deve ser maior que o comprimento do passo polar do rotor, conforme mostra a inequação (6).

$$\frac{2\pi \cdot \text{int}}{N_{ro}} < l_{ro} + l_{es} \quad (6)$$

Os caminhos de fluxo magnético adotados para esta são mostrados na Figura 7. Observa-se que eles são semelhantes aos utilizados pela referência [16], contudo foi acrescentado um caminho (de relutância R_{pc}) referente à região da área do estator que sobrepõe a área do rotor. Esse caminho de fluxo é relevante no CME da posição desalinhada e não pode ser desprezado.

O CME para posição desalinhada que representa os caminhos de fluxo magnético da Figura 7 é mostrado na Figura 8. As relutâncias de cada caminho são calculadas por meio das equações (7) – (12):

$$R_{pc} = \frac{g}{\mu_0 A_{sp}} \quad (7)$$

$$R_{t-r1,ext} = \frac{\pi}{2\mu_0 l_{ro}} \frac{1}{\ln\left(\frac{l_{stack}}{g}\right)} \quad (8)$$

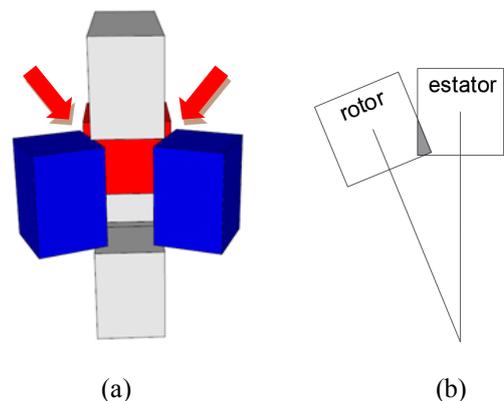


Fig. 6. (a) Vista frontal de GRV-C com área sobreposta na posição desalinhada; (b) Área sobreposta do estator no rotor (A_{sp}).

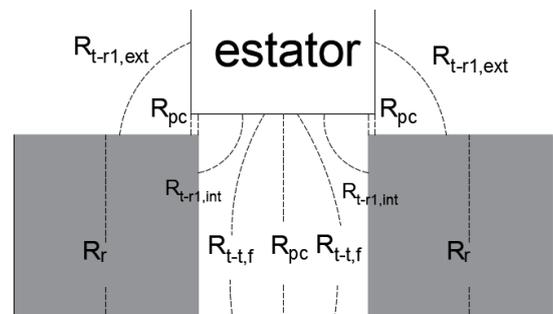


Fig. 7. Vista frontal da MRV-C na posição desalinhada para o modelo MGCE.

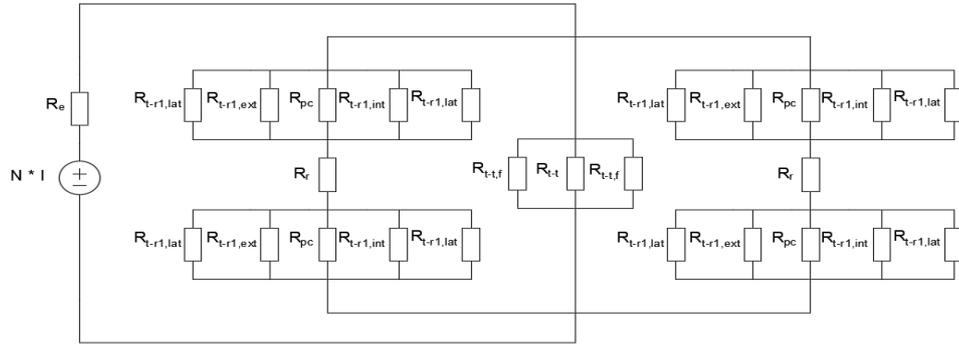


Fig. 8. CME na posição desalinhada para o MGCE.

$$R_{t-r1,int} = \frac{\pi}{2\mu_0 l_{ro}} \frac{1}{\ln\left(\frac{l_{stack}}{2g}\right)} \quad (9)$$

$$R_{t-r1,lat} = 2R_{t-r1,int} = \frac{\pi}{\mu_0 l_{ro}} \frac{1}{\ln\left(\frac{l_{stack}}{2g}\right)} \quad (10)$$

$$R_{t-t} = \frac{g_{pp}}{\mu_0 A_{es}} = \frac{2g + h_{ro}}{\mu_0 l_{es} l_{stack}} \quad (11)$$

$$R_{t-t,fr} = R_{gr1} = \frac{\left(1 + \frac{\pi}{2}\right)}{\mu_0 l_{es}} \quad (12)$$

onde:

- A_{sp} -Área sobreposta do estator no rotor (m^2);
- g_{pp} -distância de um polo a outro do estator (m^2).

C. Modelo Simplificado do Circuito Equivalente do GRV-C (MSCE): Posição Desalinhada

De acordo com [20], devido à estrutura modular e simétrica, é necessário apenas um núcleo C para a obtenção das características estáticas do GRV-C. Desta forma, visando a obtenção de resultados experimentais com menor custo de construção, o protótipo utilizado para o ensaio possui somente um núcleo do rotor. Sendo assim, o CME para a posição desalinhada do GRV-C foi simplificado conforme é apresentado na Figura 9.

Os caminhos de fluxo magnético adotados para o MSCE na posição desalinhada são ilustrados na Figura 10.

Observa-se que uma parcela das linhas de fluxo que passariam pela área sobreposta do segundo rotor passa diretamente pelo ar, formando o caminho de fluxo de relutância R_{tesp} , calculado por meio de (13). O caminho magnético que cruza a área sobreposta do rotor, R_{ipc} , é determinado por meio de (14). Desta forma, tem-se o CME do modelo simplificado na posição desalinhada é mostrado na Figura 11.

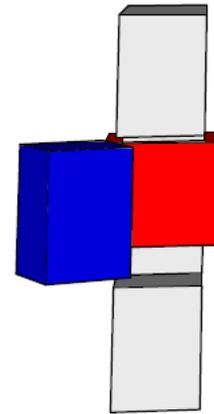


Fig. 9. Vista frontal da MRV-C na posição desalinhada: 1 estator + 1 rotor.

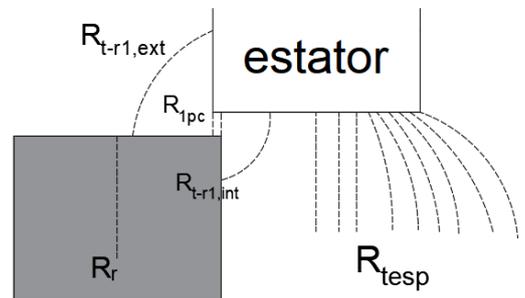


Fig. 10. Vista frontal da MRV-C na posição desalinhada para o modelo MSCE.

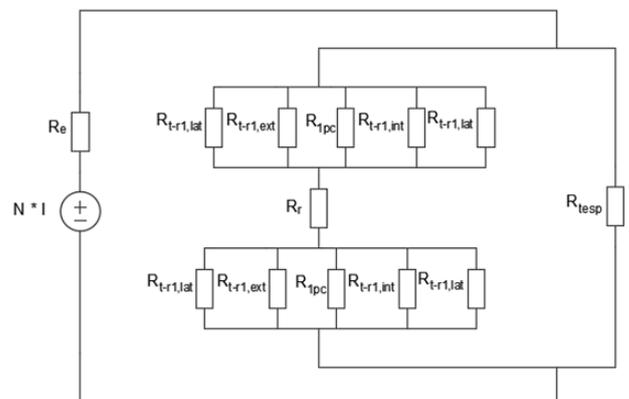


Fig. 11. CME simplificado na posição desalinhada: 1 estator + 1 rotor.

$$R_{tesp} = \frac{g_{pp}}{\mu_0 A_{esp}} = \frac{2g + h_{ro}}{\mu_0 (l_{es} + g_{pp}) \left(l_{stack} + \frac{g_{pp}}{2} \right)} \quad (13)$$

$$R_{1pc} = \frac{g}{\mu_0 2A_{sp}} \quad (14)$$

onde:

A_{esp} - Área efetiva da relutância de um polo a outro do estator devido ao efeito de espraio (m²).

A área A_{esp} é ilustrada na Figura 12. Ela é formada pela região ilustrada em verde por onde se espraia as linhas de fluxo magnético.

D. Modelo Simplificado do Circuito Equivalente do GRV-C: Posição Alinhada

O MSCE para a posição alinhada pode ser calculado da mesma forma que no MGCE para a posição alinhada. Sendo assim, todas as equações apresentadas na seção A desse tópico são válidas para o MSCE na posição alinhada.

IV. CÁLCULO DA DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO

A. Densidade de Fluxo Magnético na Posição Alinhada

Destaca-se que, para calcular as relutâncias do estator (R_e) e do rotor (R_r), mostradas nas equações (1) e (2) respectivamente, é necessário obter o valor da permeabilidade magnética do material. Na posição alinhada, a permeabilidade magnética do estator (μ_a) e do rotor (μ_{ra}) está localizada na região não linear da curva de magnetização do material ferromagnético.

Sabe-se que a força magnetomotriz do CME pode ser representada por (15):

$$f = \varphi R \quad (15)$$

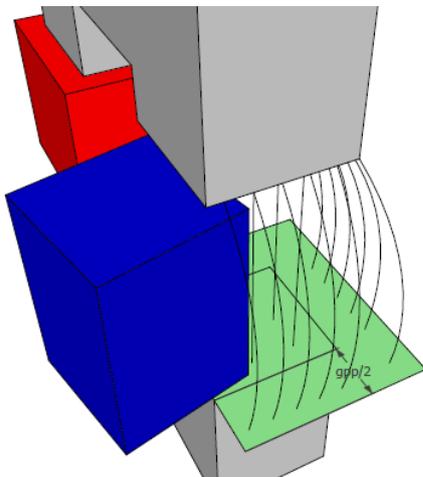


Fig. 12. Área A_{esp} .

onde:

- f - força magnetomotriz (Ae);
- φ - fluxo magnético (Wb);
- R - Relutância equivalente do CME (Ae/Wb).

Reescrevendo a equação (15) em função dos parâmetros do gerador, tem-se (16):

$$N I_{max} = B_g \cdot A_g \frac{2g}{\mu_0 A_g} + B_{es} \cdot A_{es} \frac{l_e}{\mu_{ra} A_{es}} + B_{ro} \cdot A_{ro} \frac{l_{ro}}{\mu_{ra} A_{ro}} \quad (16)$$

onde:

- B_g - densidade de fluxo magnético no entreferro (T);
- B_{es} - densidade de fluxo magnético no estator (T);
- B_{ro} - densidade de fluxo magnético no rotor (T);

Observa-se que a área do rotor é igual ou próxima a área do estator. Por questão de simplificação, apenas para o cálculo da densidade de fluxo magnético, A_{ro} e A_g podem ser consideradas iguais a A_{es} , conforme (17):

$$A_{ro} = A_g = A_{es} \quad (17)$$

A simplificação adotada na equação (17) resulta também na igualdade das densidades de fluxo magnético nas diversas partes do circuito magnético, uma vez que, o fluxo magnético que atravessa a área é o mesmo ($B_g=B_{es}=B_{ro}=B$). Assim, substituindo (17) em (16) obtém-se (18):

$$N I_{max} = B \left(\frac{2g}{\mu_0} + \frac{l_e + l_{ro}}{\mu_m} \right) \quad (18)$$

onde:

- μ_m - permeabilidade média do material ferromagnético no estator e no rotor (H/m);
- B - densidade de fluxo magnético no CME (T).

Destaca-se que, para uma dada corrente de excitação, a permeabilidade magnética que é estabelecida no material magnético depende da curva de magnetização do material (curva B-H). Nesta pesquisa, foram utilizados núcleos C com materiais magnéticos distintos. Logo, foi necessário encontrar a relação entre a densidade de fluxo magnético (B) e o campo magnético (H) para cada material magnético utilizado: Steel DR510-50 e Aço-silício E230.

O E230 é um aço elétrico de grãos não orientados normalmente utilizados para a fabricação de geradores de usinas hidrelétricas, motores elétricos, reatores de lâmpadas fluorescentes e compressores herméticos. Suas características magnéticas e mecânicas podem ser encontradas em [21]. O DR510-10 é um aço especial laminado a quente e de baixo silício. Produzido na China, em geral é aplicado na fabricação de motores elétricos e transformadores. Suas principais características são descritas em [22].

1) *Material ferromagnético Steel DR5 10-50:* Os geradores 1, 2 e 3, apresentados em [19] são constituídos do material magnético Steel DR5 10-50. A curva de magnetização desse material é mostrada na Figura 13.

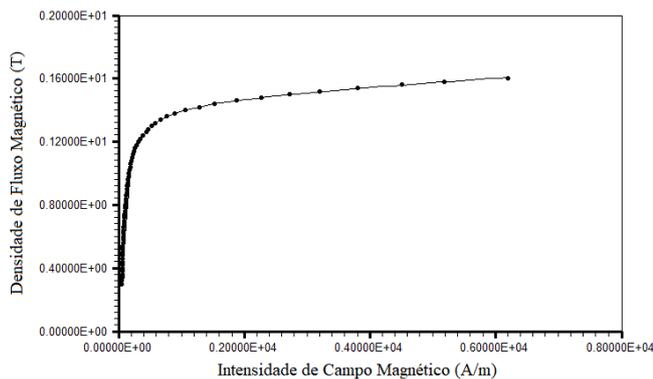


Fig. 13. Curva de magnetização do material magnético Steel DR 10-50.

Os pontos da curva de magnetização do Steel DR5 10-50 foram interpolados utilizando o *software* LAB fit [23]. Logo, a equação que relaciona B e H foi obtida e é dada em (19).

$$B = \frac{1}{a + cH + \frac{d}{H}} + eH \quad (19)$$

onde:

$$\begin{aligned} a &= 0,596; \\ c &= -7,157 \times 10^{-6}; \\ d &= 154,5; \\ e &= -9,533 \times 10^{-6}. \end{aligned}$$

Substituindo $\mu_m = B/H$ em (18) e em seguida usando B dado pela equação (19) para o material *Steel DR5 10-50*, obtém-se H e, conseqüentemente, a permeabilidade magnética na região não linear.

2) *Material ferromagnético Aço-silício E230*: O protótipo de GRV-C apresentado em [19] foi fabricado com o material magnético Aço-silício E230. A Figura 14 ilustra a curva de magnetização desse material.

De modo semelhante, a equação (20) que relaciona B e H do material E230 foi obtida por meio do *software* LAB fit.

$$B = \frac{a + H}{c + dH} + eH^2 \quad (20)$$

onde:

$$\begin{aligned} a &= -2,833; \\ c &= 48,7; \\ d &= 0,5942; \\ e &= 2,507 \times 10^{-9}. \end{aligned}$$

B. Densidade de Fluxo Magnético na Posição Desalinhada

Na posição desalinhada o GRV-C apresenta relutância máxima, e conseqüentemente opera na região linear da curva de magnetização. Neste caso, a permeabilidade magnética do material pode ser determinada escolhendo um ponto qualquer da região linear da curva de magnetização.

A permeabilidade magnética na posição desalinhada para o material Steel DR5 10-50, $\mu_{DR5,des}$, é dada por (21):

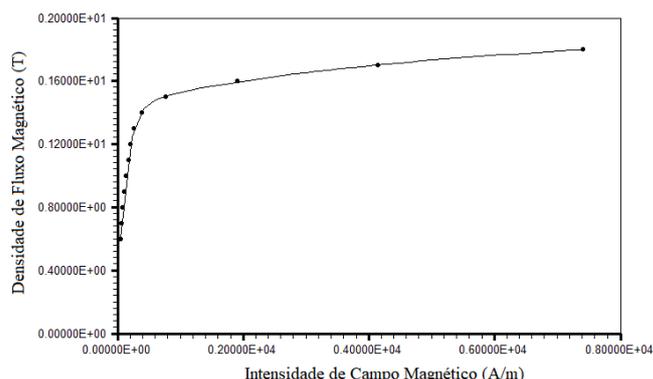


Fig. 14. Curva de magnetização do material magnético Aço-silício E230.

$$\mu_{DR5,des} = \frac{B_{1,DR5}}{H_{1,DR5}} = 2,9 \cdot 10^{-3} \text{ H/m.} \quad (21)$$

Já para o Aço-silício, o valor da permeabilidade magnética na posição desalinhada, $\mu_{E230,des}$, é calculado por meio de (22):

$$\mu_{E230,des} = \frac{B_{1,E230}}{H_{1,E230}} = 12,5 \cdot 10^{-3} \text{ H/m.} \quad (22)$$

V. RESULTADOS

A indutância de um circuito magnético por ser calculada por meio da relação entre o quadrado do número de espiras e a sua relutância equivalente. Desta forma para a posição alinhada a indutância é determinada por meio de (23). Essa equação é válida para o MGCE e MSCE.

$$L_a = \frac{N^2}{R_e + R_r + \frac{R_{gr1}R_{gt1}R_g}{2R_{gr1}R_g + 2R_{gr1}R_g + R_{gr1}R_{gt1}}} \quad (23)$$

Para a posição desalinhada, as indutâncias para o MGCE e MSCE são representadas por (24) e (25) respectivamente:

$$L_d = \frac{N^2}{R_e + \left(\frac{R_{t-r1,int}}{2} // R_{pc} // R_{t-r1,ext} \right) // (R_{t-t} // R_{t-t,f})} \quad (24)$$

$$L_d = \frac{N^2}{R_e + \left(R_{t-r1,int} // 2R_{pc} // 2R_{t-r1,ext} \right) // (R_{tesp})} \quad (25)$$

A. Resultados de Simulação

A Tabela II mostra os valores das indutâncias dos geradores na posição alinhada obtidos pelo MEF 3D e pelo MA proposto. Os valores entre parênteses representam o percentual de erro do MA proposto em relação ao MEF 3D

TABELA II
Indutâncias na Posição Alinhada – MGCE e MSCE

Método	Gerador 1	Gerador 2	Gerador 3
MEF 3D	216,73 mH	142 mH	92,45 mH
MA proposto	201,4 mH (7,07%)	130,5 mH (8,08%)	85,92 mH (7,06%)

Observa-se, na Tabela II, que o MA apresenta erros inferiores a 9% em relação ao MEF 3D.

A Tabela III apresenta os valores de indutâncias dos geradores na posição desalinhada através da simulação em MEF 3D e do MA para o modelo MGCE. Nesta posição, os resultados apresentaram erros menores que na posição alinhada (inferiores a 7%).

TABELA III
Indutâncias na Posição Desalinhada - MGCE

Método	Gerador 1	Gerador 2	Gerador 3
MEF 3D	99,86 mH	66,55 mH	43,22 mH
MA proposto	103,82 mH (3,97%)	64,46 mH (3,14%)	40,56 mH (6,15%)

Os resultados mostrados na Tabela IV são para o modelo MSCE, em que é considerado apenas um núcleo de rotor na posição desalinhada. Assim como no modelo MGCE, os erros do método analítico são inferiores a 7% com relação ao MEF 3D.

TABELA IV
Indutâncias na Posição Desalinhada - MSCE

Método	Gerador 1	Gerador 2	Gerador 3
MEF 3D	79,69 mH	53,28 mH	34,98 mH
MA proposto	85 mH (6,66%)	52,87 mH (0,77%)	32,59 mH (6,83%)

B. Resultados Experimentais

A fim de validar o MA proposto, os resultados do método foram também comparados com os resultados obtidos no ensaio do protótipo desenvolvido no Laboratório de Eletrônica de Potência da Universidade Estadual de Campinas - Figuras 15 e 16.

A Tabela V apresenta os resultados experimentais do protótipo para a posição alinhada e desalinhada no modelo MSCE. Os valores entre parênteses representam o erro percentual em relação ao resultado experimental.

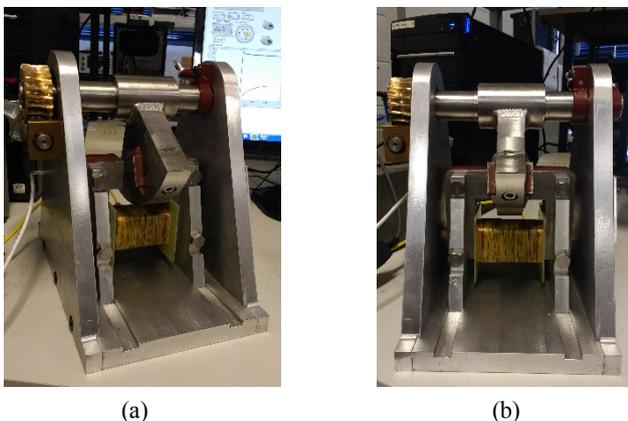


Fig. 15. Protótipo do GRV-C: (a) vista isométrica; (b) vista lateral.

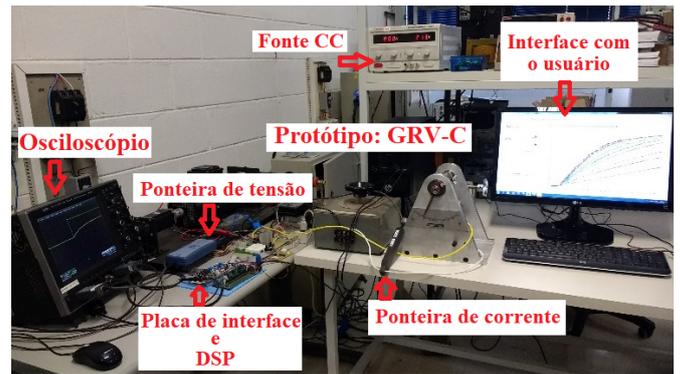


Fig. 16. Ensaio do protótipo (Laboratório de Eletrônica de Potência da Universidade Estadual de Campinas).

Na posição alinhada o método analítico apresentou erro de 0,56%, enquanto na posição desalinhada obteve-se um erro de 4,39%, apresentando resultado satisfatório.

TABELA V
Indutâncias do Protótipo - MSCE

Método	Indutância alinhada L_a (mH)	Indutância desalinhada L_u (mH)
Experimental	104,9 mH	48,02 mH
MA proposto	105,49 mH (0,56%)	45,91 mH (4,39%)
MEF 3D	111,9 mH (6,67%)	46,26 mH (3,67%)

VI. CONCLUSÕES

As máquinas de relutância variável vêm ganhando ênfase em pesquisas nas últimas décadas e são bastante atrativas para aplicação em diversos setores econômicos que vão desde a geração de energia até sua utilização em eletrodomésticos. Em especial, a topologia de MRV com núcleo do tipo C apresentam como principal vantagem a sua facilidade de fabricação, manutenção e reparo, já que ele possui uma estrutura modular. Por outro lado, o projeto deste tipo de máquina elétrica é complexo devido a dupla saliência dos polos do estator e rotor e a operação natural do material magnético em uma região não linear. A principal contribuição desta pesquisa é a proposta de uma metodologia simples para a obtenção das indutâncias nas posições alinhada e desalinhada que são essenciais no cálculo da potência elétrica de saída e tensão induzida nos terminais do MRV-C. Também, este trabalho considera a presença de uma região de sobreposição entre polos do estator e rotor, que normalmente é modelado na literatura. O MA proposto apresentou erros inferiores a 10% em relação à simulação (MEF 3D) e para os resultados experimentais. Portanto, os resultados obtidos são satisfatórios, comprovando a viabilidade do método proposto.

REFERÊNCIAS

- [1] S. Méndez, A. Martínez, W. Millán, C. E. Montaña e F. Pérez-Cebolla, "Design, Characterization, and Validation of a 1-kW AC Self-Excited Switched Reluctance Generator," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 2, pp. 846-855, Feb 2014.

- [2] T. A. S. Barros, P. J. S. Neto, P. S. N. Filho, A. B. Moreira, and E. Ruppert, "Approach for performance optimization of switched reluctance generator in variable-speed wind generation system", in *Renewable Energy*, vol. 97, pp. 114–128, Nov 2016.
- [3] R. Madhavan e B. G. Fernandes, "A novel axial flux segmented SRM for electric vehicle application," in *Proc. of IEEE 2010 International Conference on Electric Machines*, pp. 1-6, Roma, Sep 2010.
- [4] Z. Zhou, X. Sun, L. Chen, Z. Yang, S. Han, K. Li, J. Zhu, e Y. Guo. "A segmented rotor type switched reluctance machine for BSGs of hybrid electric vehicles: Concept, design and analysis", in *Proc. of 20th International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1-4, Sydney, Aug 2017.
- [5] Zhou Guangxu; Ren Lanjie e Ahn Jinwoo, "A new structure single phase switched reluctance motor for household appliances", in *Proc. of 2010 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Incheon, South Korea, pp. 1-3, Oct 2010.
- [6] V. S. C. Teixeira, *Gerador de Relutância Variável com Núcleo do Tipo C: Aspectos Construtivos e Operacionais*, Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2018.
- [7] S. Song and W. Liu, "A Comparative Study on Modeling Methods for Switched Reluctance Machines", in *Computer and Information Science*, vol. 3, n° 2, pp. 205-210, May 2010.
- [8] J. Corda e J. M. Stephenson, "Analytical Estimation of the Minimum and Maximum Inductances of a Double-salient Motor", in *Proc. Int. Conf. Stepping Motors Syst. Leeds, England*, pp. 50-59, Sep 1979.
- [9] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives*, CRC Press LLC: Boca Raton, Florida, 2001.
- [10] P. Rafadjus, I. Zrak e V. Hrabovcová, "Analysis of the Switched Reluctance Motor (SRM) Parameters", in *Journal of Electrical Engineering*, vol. 55, n° 7-8, pp. 195-200, Jan 2004.
- [11] R. Jayapragash e C. Chellamuthu, "Development of Analytical Models for Switched Reluctance Machine and their Validation", in *Journal Electrical Engineering Technology*, vol. 10, pp. 30-40, May 2015.
- [12] Z. Zhihui e L. Yuren, "Numerical and Analytical Modeling of a Switched Reluctance Machines", in *Journal of Computers*, vol 7, n° 12, Dec 2012.
- [13] Wen Ding, Yanfang Hu, Qiji Ze, Xing Liu e Yunpeng Liu, "A novel modular E-Core stators and segmental rotors switched reluctance machine for electric vehicles", in *Proc. of The ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, Monte Carlo, Monaco, pp. 1-8, March 2014.
- [14] D Wen Ding, Zhonggang Yin, Ling Liu, Jianyong Loua; Yanfang Hu e Yunpeng Liu, 'Magnetic circuit model and finite-element analysis of a modular switched reluctance machine with E-core stators and multi-layer common rotors', in *IET Electric Power Applications*, vol 8, n° 8, pp. 296–309, Sep 2014.
- [15] A. Labak, e N.C. Kar, "Designing and prototyping a novel-five-phase pancake-shaped axial flux SRM for electric vehicle application through dynamic FEA incorporating flux-tube modeling", in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, n° 3, pp. 1276-1288, Mar 2013.
- [16] I. Egana, I. R. Argandoña e J. Madariaga, "Analytical Electromagnetic Model of Modular Axial-flux Switched-reluctance Machine", in *Proc. of Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, Monte Carlo, Monaco, pp. 1-8, Apr 2016.
- [17] P. Lobato, J. Martins e A. J. Pires, "A Design Criteria for Torque Ripple Reduction in Switched Reluctance Generators," in *Proc. of the International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, Malaga, Spain, May 2011.
- [18] V. S. C. Teixeira, E. Ruppert, T. A. d. S. Barros e A. B. Moreira, "Design, optimization and analysis of the axial C-core Switched Reluctance Generator for wind power application," in *Proc. Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Palermo, 2015.
- [19] A. G. Falcone, *Eletromecânica*, Edgard Blucher, São Paulo, 1979.
- [20] V. S. C. Teixeira, T. A. d. S. Barros, A. B. Moreira e E. Ruppert, "Geradores de Relutância Axial com Núcleo do Tipo C: Projeto e Acionamento", in *Eletrônica de Potência*, vol. 22, n° 3, pp. 225-236, Sep 2017.
- [21] Aperam, "Aços Elétricos de Grão Orientado de Grão Não-Orientado", 2012, [Online]. Disponível em: <<https://brasil.aperam.com/wp-content/uploads/2015/08/A%C3%A7os-El%C3%A9tricos-GO-e-GNO-1.pdf>>. Acesso em: 18abr 2019.
- [22] Science and technology innovations service platform, "Tecnologia de Aços Elétricos", 2007, [Online]. Disponível em:<<http://xysti.com.cn.13430.m8849.cn/steel/xz/steel/%B5%E7%B9%A4%B8%D6%BC%BC%CA%F5%BD%B2%D7%F9%A3%A8%D2%BB%A3%A9.pdf>>. Acesso em: 18 abr 2019.
- [23] W. P. Silva e C. P. Silva, "LAB Fit Curve Fitting Software", 1999-2018. [Online]. Disponível em: <<http://www.labfit.net/>>. Acesso em: 18 abr 2019.

DADOS BIOGRÁFICOS

Leonardo Ponte Ferreira Gomes, nascido em 11/01/1995 em Sobral, é graduado em Engenharia Elétrica (2018) pela Universidade Federal do Ceará (UFC) e Técnico em Eletrotécnica (2016) pelo Instituto Federal de Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE). Atualmente é estudante de mestrado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Federal do Ceará – Campus Sobral.

Vanessa Siqueira de Castro Teixeira, nascido em 17/02/1982 em Fortaleza, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (2004) com habilitação em Sistemas Elétricos, Mestrado pela Universidade Federal do Ceará (2008) na área de Eletrônica de Potência e Acionamentos de Máquinas Elétricas e

Doutorado pela Universidade Estadual de Campinas (2018) em Engenharia Elétrica.

Atualmente é professora Adjunta I do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará – Campus de Sobral e membro do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação (PPGEE) da Universidade Federal do Ceará – Campus de Sobral. Possui experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Sistemas Elétricos, atuando principalmente nos seguintes temas: Projeto de Máquinas Elétricas de Relutância Rotativa, Motores de Relutância Linear, Técnicas de Modelagem de Máquinas Elétricas e Eficiência Energética em Máquinas Motrizes. É membro da Sociedade Brasileira de Automática (SBA) e da Associação Brasileira de Ensino em Engenharia (ABENGE).

Tárcio André dos Santos Barros, nascido em 1987 em Petrolina-PE é engenheiro eletricista (2011) pela Universidade Federal do Vale do São Francisco, mestre (2012) e doutor (2015) em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas.

Atualmente é pos-doutorando em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas UNICAMP com bolsa da FAPESP. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em máquinas elétricas, eletrônica industrial, sistemas de controles eletrônicos, instrumentação eletrônica.

É Membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e do IEEE.

Adson Bezerra Moreira, nasceu em Fortaleza em 1979, é engenheiro eletricista (2003), mestre em Engenharia Elétrica

(2006) pela Universidade Federal do Ceará (UFC) e doutor pela Universidade Estadual de Campinas (2017) em Engenharia Elétrica. É professor adjunto do Curso de Engenharia Elétrica da UFC-Campus Sobral e membro do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação (PPGEE) da Universidade Federal do Ceará – Campus de Sobral.

Tem experiência nas áreas de máquinas elétricas, eficiência energética, energia renovável, qualidade de energia, eletrônica de potência, filtragem ativa de potência, acionamentos de máquinas de elétricas.

É Membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e da Sociedade Brasileira de Automática (SBA).

Ernesto Ruppert Filho Graduiu-se em engenharia elétrica em 1971, obteve o mestrado em 1974, e doutorado também em engenharia elétrica pela FEEC/UNICAMP em 1983, realizou pós-doutorado na GE Canadá na área de projeto de geradores síncronos e de sistemas de excitação estática de geradores síncronos nos anos de 1987 e 1988.

É Professor Titular da FEEC/UNICAMP desde 2000. Atua nas seguintes áreas de pesquisa: Dinâmica de Sistemas de Energia Elétrica, Limitadores de Corrente Elétrica Supercondutores, Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência, Acionamentos Elétricos com Velocidade Variável, Energias Renováveis, Qualidade de energia e Eficiência Energética.

É Membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, SOBRAEP.