

Flux Reversal Free Splittable Stator Core Doubly Salient Permanent Magnet Motor

C. Tanaka, and I. Chabu

Abstract—This paper presents the polyphase doubly salient stationary permanent magnets motors with no magnetic flux reversal in the stator core as well as splittable stator core. Due to its high power and torque densities as well as efficiency gains due to losses reduction in the iron and in the drive through unipolar converters, this motor becomes an attractive option for several applications including electric traction. In addition, it is a rugged brushless machine without windings or bars in rotor and permanent magnets housed in the stator reducing the risk of demagnetization by temperature. The strategy for the non-reversal of the magnetic flux in the stator core and its partition is explained and performance comparisons with same dimensions switched reluctance motors (SRM) are carried out through simulations and the results evaluated, observing better results for the doubly salient permanent magnets machine.

Index Terms—Doubly salient permanent magnet, Flux reversal free stator core, Splittable stator core, Stationary permanent magnet machine.

I. INTRODUÇÃO

O desenvolvimento dos veículos elétricos puros e híbridos tem aumentado a demanda por motores elétricos de tração onde robustez, baixa manutenção, alto rendimento e densidades elevadas de torque e de potência são prioritários.

Neste contexto, este estudo sobre os motores polifásicos duplamente salientes com ímãs permanentes estacionários e com o núcleo do estator segmentável e sem inversão de fluxo magnético é apresentado como uma alternativa inovadora aos motores de indução (IM), motores de corrente contínua sem escovas (BLDC), motores síncronos com ímãs permanentes (SynPM), motores de relutância chaveados (SRM) e motores de corrente contínua tradicionais (DCM).

A possibilidade de segmentação do núcleo do estator, particularmente em máquinas maiores, pode melhorar o processo de fabricação e reduzir custos.

II. MOTORES DUPLAMENTE SALIENTES COM ÍMÃS PERMANENTES

A Fig. 1 mostra a topologia de um motor duplamente saliente com ímãs permanentes no núcleo do estator (DSPM) e a Fig. 2 a sua vista superior. A Fig. 3 mostra a topologia de um motor de relutância (SRM) e a Fig. 4 a sua vista superior.

C. N. Tanaka is with Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo, São Paulo, SP, Brazil (e-mail: carlostanaka@ifsp.edu.br).

I. E. Chabu is with the Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, Brazil (e-mail: ichabu@pea.usp.br).

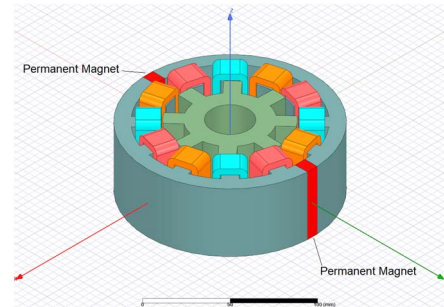


Fig. 1. Topologia de um DSPM com 3 fases.

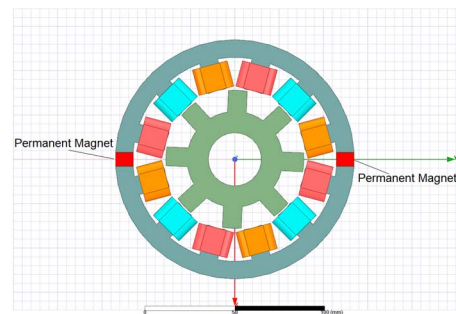


Fig. 2. Vista superior de um DSPM com 3 fases.

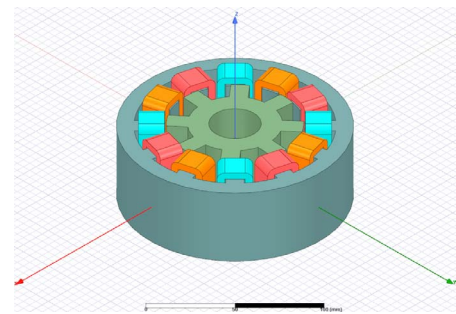


Fig. 3. Topologia de um SRM com 3 fases.

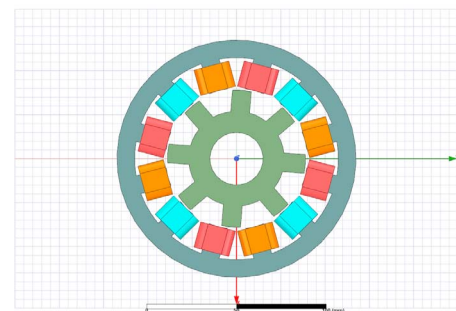


Fig. 4. Vista superior de um SRM com 3 fases.

Observamos que a principal diferença construtiva entre os dois tipos de motores é a existência de ímãs permanentes no núcleo do estator na máquina duplamente saliente com ímãs permanentes.

III. CIRCUITO EQUIVALENTE DO DSPM

O circuito equivalente por fase do DSPM é mostrado na Fig. 5.

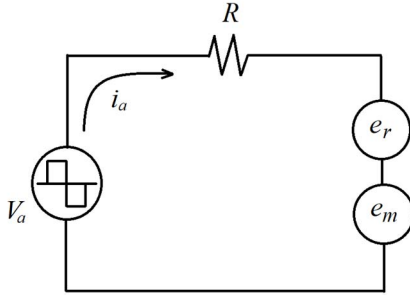


Fig. 5. Circuito equivalente por fase do DSPM.

onde:

- V_a - Tensão aplicada ao enrolamento da fase A;
- E_a - Força eletromotriz no enrolamento da fase A;
- e_r - Força eletromotriz devido à variação no fluxo da armadura;
- e_m - Força eletromotriz devido à variação no fluxo dos ímãs permanentes;
- $i_a(t)$ - Corrente no enrolamento da fase A;
- ϕ_a - Fluxo no entreferro concatenando o enrolamento da fase A e o rotor (não inclui o fluxo disperso);
- ϕ_{as} - Parcela de ϕ_a devido à i_a ;
- ϕ_{am} - Parcela de ϕ_a devido aos ímãs permanentes;
- L_a - Indutância do enrolamento da fase A;
- θ - Ângulo de posição do rotor.

O circuito equivalente é obtido considerando-se a fase ativa e sua equação de malha de tensões, ou seja:

$$V_a = Ri_a + E_a \quad (1)$$

Com

$$E_a = \frac{d}{dt} \phi_a \quad (2)$$

Como o fluxo total ϕ_a é composto pelo fluxo da armadura ϕ_{as} e pelo fluxo dos ímãs permanentes ϕ_{am} :

$$\phi_a = \phi_{as} + \phi_{am} \quad (3)$$

Temos:

$$V_a = Ri_a + \frac{d}{dt} (\phi_{as} + \phi_{am}) \quad (4)$$

Com

$$\frac{d\phi_{as}}{dt} = \frac{\partial \phi_{as}}{\partial i_a} \frac{di_a}{dt} + \frac{\partial \phi_{as}}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (5)$$

Assim,

$$\phi_{as} = L_a(i_a, \theta) i_a \quad (6)$$

$$V_a = Ri_a + \frac{d}{dt} L_a(i_a, \theta) i_a + \frac{d}{dt} \phi_{am} \quad (7)$$

Ou

$$V_a = Ri_a + e_r + e_m \quad (8)$$

Sugerindo o circuito equivalente da Fig. 5.

IV. EQUAÇÃO DO TORQUE

Novamente tomando-se a fase ativa e considerando um modelo simplificado linear do circuito equivalente da Fig. 5 com a indutância da fase linear e dependente apenas da posição do rotor, a equação para a tensão, desprezando-se as perdas no cobre e no ferro, é dada por:

$$V_a = E_a = \frac{d}{dt} \phi_a \quad (9)$$

onde

$$\phi_a = \phi_{as} + \phi_{am} = L_a i_a + K_\Phi \phi_p \theta_r \quad (10)$$

Com

$$K_\Phi = N_\Phi / \beta_s \quad (11)$$

onde:

N_Φ - Total de espiras em série por fase;

β_s - Arco do polo do estator em radianos;

θ_r - Intervalo angular entre os pontos de referência do rotor e do estator;

ϕ_p - Fluxo por polo;

K_Φ - Constante de proporcionalidade entre o fluxo produzido pelo ímã permanente concatenando um polo do estator e o fluxo produzido pelo polo de ímã permanente.

Então

$$V_a = \frac{d}{dt} (L_a i_a) + K_\Phi \phi_p \frac{d}{dt} \theta_r \quad (12)$$

$$V_a = \left(i_a \frac{d}{dt} L_a + L_a \frac{d}{dt} i_a \right) + K_\Phi \phi_p \omega_r \quad (13)$$

$$V_a = \left(i_a \frac{d}{dt} L_a + L_a \frac{d}{dt} i_a \right) + e_m \quad (14)$$

E a potência de entrada é dada por:

$$P_e = V_a i_a \quad (15)$$

$$P_e = i_a^2 \frac{d}{dt} L_a + L_a i_a \frac{d}{dt} i_a + e_m i_a \quad (16)$$

$$P_e = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} i_a^2 L_a \right) + \left(\frac{1}{2} i_a^2 \frac{\partial L_a}{\partial \theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} + e_m i_a \right) \quad (17)$$

$$P_e = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} i_a^2 L_a \right) + \left(\frac{1}{2} i_a^2 \left(\frac{\partial L_a}{\partial \theta_r} \right) + \frac{e_m i_a}{w_r} \right) w_r \quad (18)$$

Fazendo o balanço de potências:

$$P_e = \frac{d}{dt} W_f + T_e w_r \quad (19)$$

Temos a equação do torque dada por:

$$T_e = \frac{1}{2} i_a^2 \left(\frac{d}{d\theta_r} L_a \right) + \frac{e_m i_a}{w_r} \quad (20)$$

$$T_e = T_{er} + T_{em} \quad (21)$$

E

$$W_f = \frac{1}{2} i_a^2 L_a \quad (22)$$

onde:

P_e -Potência elétrica de entrada do motor [W];

T_e -Torque eletromagnético total do motor [Nm];

T_{er} -Parcela de T_e devido à saliência dos polos;

T_{em} -Parcela de T_e devido à interação entre o fluxo produzido por i_a e o fluxo produzido pelos ímãs permanentes;

e_m -Força eletromotriz devido ao fluxo dos ímãs permanentes;

W_f -Energia armazenada no campo magnético;

w_r - $d\theta_r/dt$ (velocidade angular do rotor).

V. ESTRATÉGIA PARA A NÃO INVERSÃO DO FLUXO MAGNÉTICO NO NÚCLEO DO ESTADOR E SUA SEGMENTAÇÃO

Analisando a Fig. 6 onde são mostrados os caminhos dos fluxos magnéticos no estador de um motor DSPM convencional com 3 fases e 6/4 polos devido a excitação de suas fases, observamos que com apenas um par de polos por fase no estador não é possível evitar a inversão de fluxo uma vez que os caminhos para o fluxo ficam estabelecidos e com a alimentação das fases ocorrerá a inversão no sentido do fluxo magnético em alguns trechos do núcleo do estador, conforme indicados em amarelo na Fig. 6.

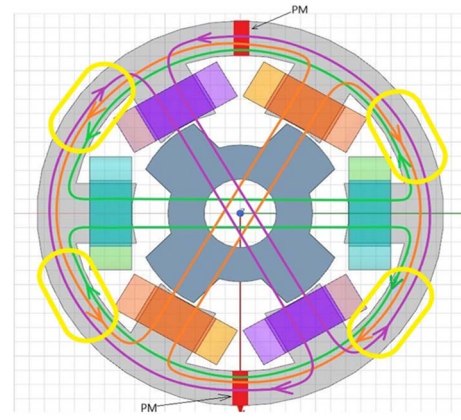


Fig. 6. Caminhos do fluxo magnético por fase no DSPM.

Já com dois pares de polos por fase no estador, como mostrado na Fig. 7 onde temos um motor duplamente saliente com ímãs permanentes sem reversão de fluxo no núcleo do estador (DSPM-FRFS) com 3 fases e 12/8 polos, observamos um arranjo que possibilita a não inversão no sentido do fluxo no núcleo do estador.

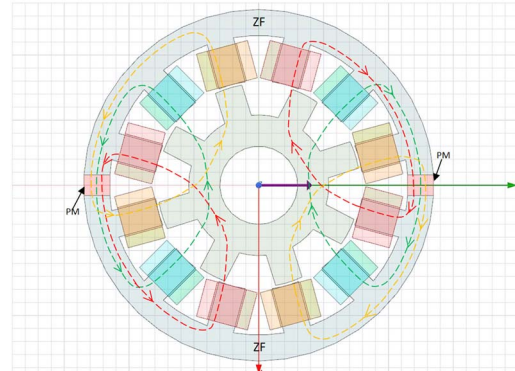


Fig. 7. Caminhos do fluxo magnético por fase no DSPM-FRFS.

Tal arranjo implica em uma disposição de polos diferente em relação ao DSPM convencional que para uma determinada fase tem polos alternados, ou seja, N-S-N-S. Para a não inversão de fluxo, a disposição será N-N-S-S e daí fica clara a necessidade de pelo menos dois pares de polo por fase. A quantidade de caminhos para o fluxo é reduzida à metade e formam-se regiões por onde não há circulação de fluxo, de modo que é possível dividir e separar o núcleo nessas regiões de fluxo zero (ZF) indicadas na Fig. 7. Assim, no DSPM-FRFS, os vários segmentos de núcleo do estador ficam delimitados por duas regiões de fluxo zero.

Em cada segmento do núcleo do estador, o ímã permanente deve ser posicionado em local que faça parte do caminho magnético de todas as fases.

A Fig. 8 mostra um motor duplamente saliente com ímãs permanentes sem reversão de fluxo no núcleo do estador (DSPM-FRFS) e com o núcleo segmentado em duas partes.

Como mencionado anteriormente, para não ocorrer inversão de fluxo magnético no núcleo do estador foi necessário alterar a disposição de polaridades dos polos que por sua vez reduziu à metade o número de caminhos de circulação do fluxo. Considerando-se que o nível de corrente seja mantido, isso deve

aumentar a saturação nos trechos por onde haverá circulação do fluxo e, portanto, talvez seja necessário aumentar a seção do núcleo. Por outro lado, a redução do número de caminhos de circulação do fluxo, reduz o comprimento do caminho magnético e consequentemente, reduz a quantidade de força magneto motriz requerida.

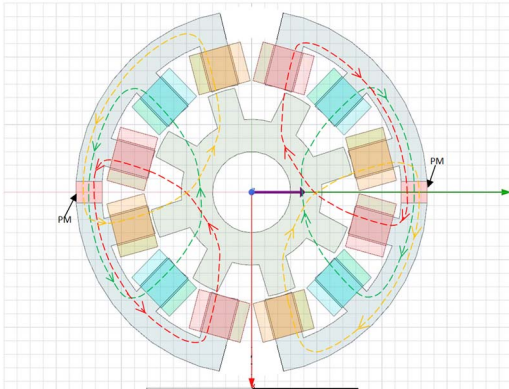


Fig. 8. DSPM-FRFS de 3 fases com 12/8 polos e 2 segmentos de núcleo de estator.

A estratégia descrita pode ser estendida a qualquer número de fases, igual ou superior a dois, e de segmentos tomando-se as devidas precauções para evitar o desbalanceamento de forças radiais, comprometendo a operação da máquina em altas rotações.

VI. SIMULAÇÕES PARA O MOTOR DUPLAMENTE SALIENTE COM ÍMÃS PERMANENTES SEM REVERSÃO DE FLUXO NO ESTATOR (DSPM-FRFS) E PARA O MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADO (SRM)

As Fig. 1 e Fig. 2 são do DSPM-FRFS e as Fig. 3 e Fig. 4 são do SRM, objetos das simulações. Os dois motores tem o mesmo volume, ou seja, diâmetro externo do núcleo do estator e comprimento. Como a otimização dos projetos dos motores não faz parte do escopo deste trabalho e com o objetivo de simplificar a comparação, os dois motores possuem exatamente as mesmas dimensões, a exceção da colocação dos ímãs permanentes no núcleo do estator. O número de fases, número polos, de espiras por polo, bitola dos fios também são iguais nos dois motores.

Ambos foram projetados com 3 fases, 12 polos no estator e 8 polos no rotor. A escolha do número de polos no estator foi para possibilitar a implementação da estratégia de não inversão de fluxo no estator. A escolha do número de polos no rotor deve ser criteriosa, utilizando conceitos similares aos do SRM e DSPM convencional, com o cuidado especial de se ter dois ou mais polos sob cada segmento do estator para possibilitar caminhos magnéticos de baixa relutância.

Além dos resultados de desempenho dos motores, o software de simulação fornece informações que orientam o projeto em relação ao nível de saturação do material ferromagnético do estator e do rotor e tais informações serão utilizadas para a fabricação de protótipos cujos resultados experimentais serão comparados aos resultados das simulações.

A. Vetores Densidade de Fluxo Magnético

As Fig. 9, Fig. 10 e Fig. 11 mostram os vetores densidade de fluxo magnético no DSPM-FRFS com as fases A, C e B ativas, respectivamente.

Analogamente, as Fig. 12, Fig. 13 e Fig. 14 mostram os vetores densidades de fluxo magnético no SRM com as fases A, C e B ativas, respectivamente.

Observamos que no DSPM-FRFS a quantidade de caminhos para o fluxo magnético é a metade da quantidade de caminhos no SRM conforme mencionado na estratégia para não inversão do fluxo magnético no estator.

Também se observa que no SRM, em vários trechos do núcleo do estator, ocorre a inversão no sentido do fluxo magnético quando ocorre a mudança de fase ativa, conforme indicado em vermelho (fase A para fase C) e verde (fase C para fase B) nas Fig. 12, Fig. 13 e Fig. 14.

Além disso, no DSPM-FRFS existem regiões no núcleo do estator onde, praticamente, não há fluxo magnético, conforme indicado em marrom nas Fig. 9, Fig. 10 e Fig. 11. São essas regiões que possibilitam a segmentação do núcleo do estator.

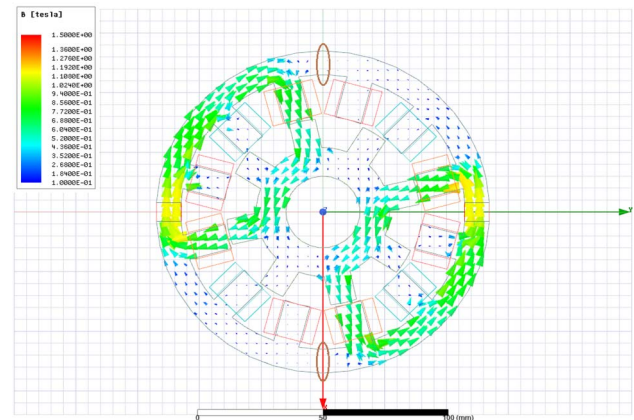


Fig. 9. Vetor densidade de fluxo magnético com a fase A ativa no DSPM-FRFS.

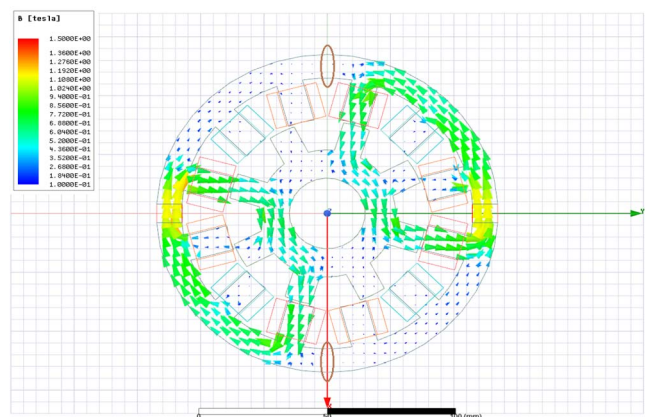


Fig. 10. Vetor densidade de fluxo magnético com a fase C ativa no DSPM-FRFS.

B. Magnitude de Densidade de Fluxo Magnético

As Fig. 15, Fig. 16 e Fig. 17 mostram as magnitudes de densidade de fluxo magnético no DSPM-FRFS com as fases A, C e B ativas, respectivamente.

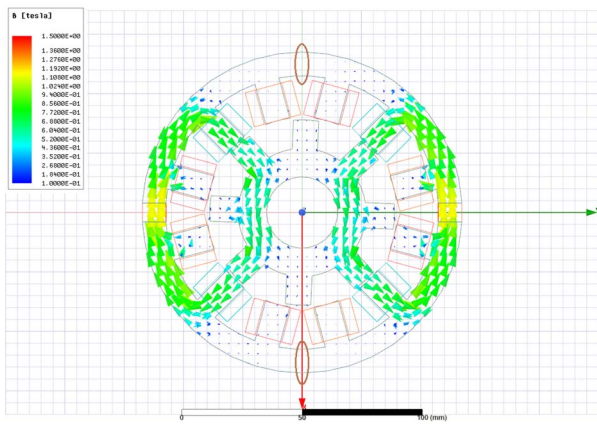


Fig. 11. Vetor densidade de fluxo magnético com a fase B ativa no DSPM-FRFS.

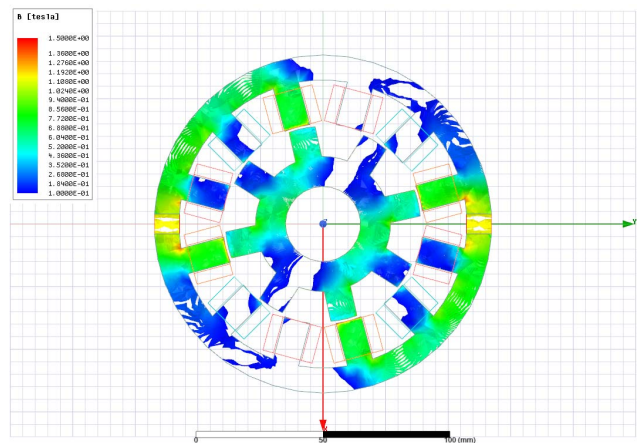


Fig. 15. Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase A ativa no DSPM-FRFS.

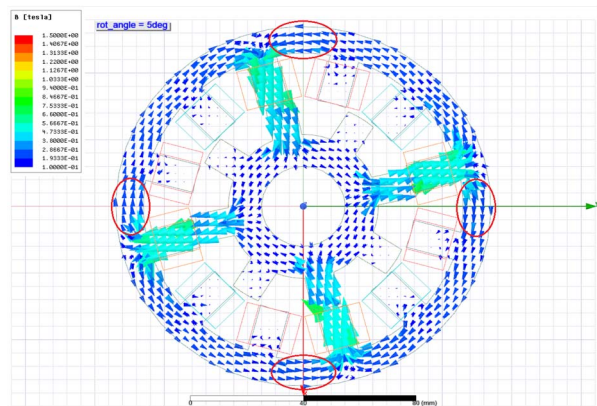


Fig. 12. Vetor densidade de fluxo magnético com a fase A ativa no sem.

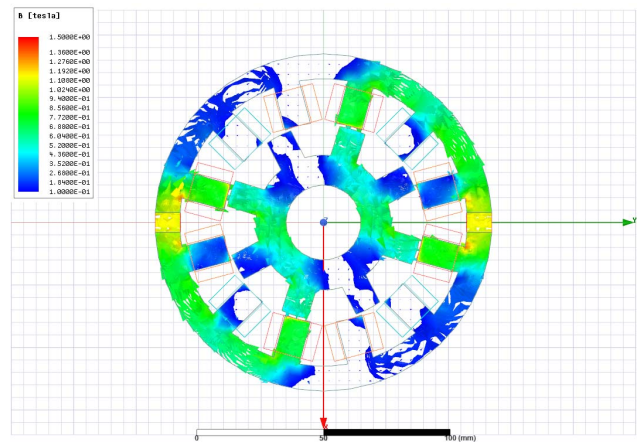


Fig. 16. Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase C ativa no DSPM-FRFS.

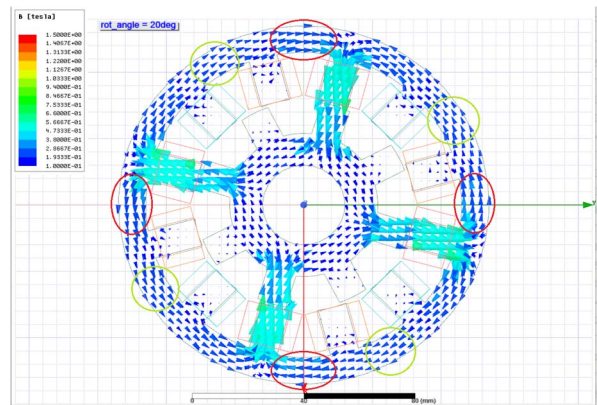


Fig. 13. Vetor densidade de fluxo magnético com a fase C ativa no SEM.

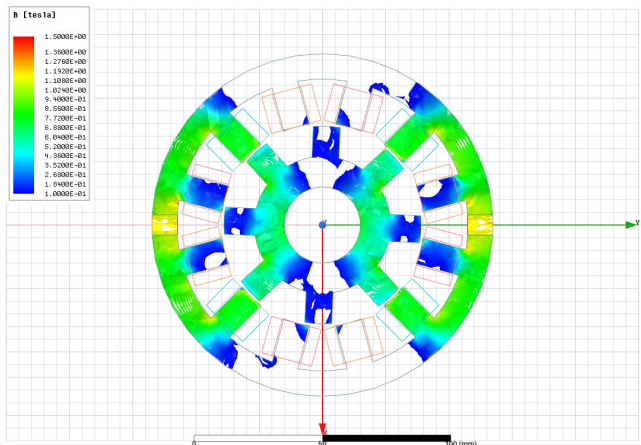


Fig. 17. Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase B ativa no DSPM-FRFS.

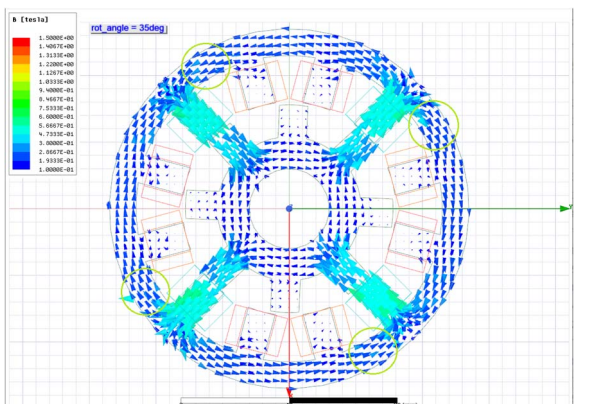


Fig. 14. Vetor densidade de fluxo magnético com a fase B ativa no sem.

Analogamente, as Fig. 18, Fig. 19 e Fig. 20 mostram as magnitudes de densidade de fluxo magnético no SRM com as fases A, C e B ativas, respectivamente.

Observamos que nos trechos onde há circulação de fluxo magnético, a amplitude de densidade de fluxo magnético no DSPM-FRFS é igual ou maior que no SRM e, portanto, pode ser necessário aumentar a seção transversal do núcleo do estator e/ou do rotor para evitar saturação excessiva.

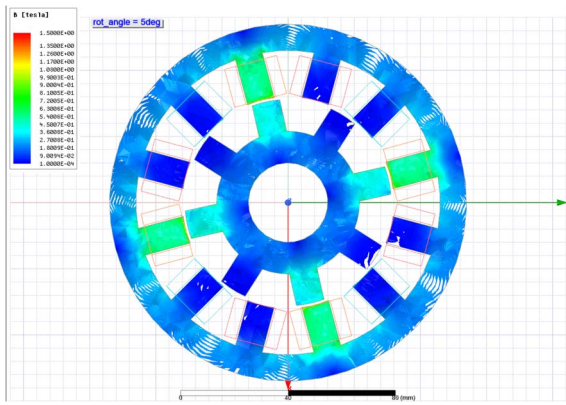


Fig. 18. Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase A ativa no SRM.

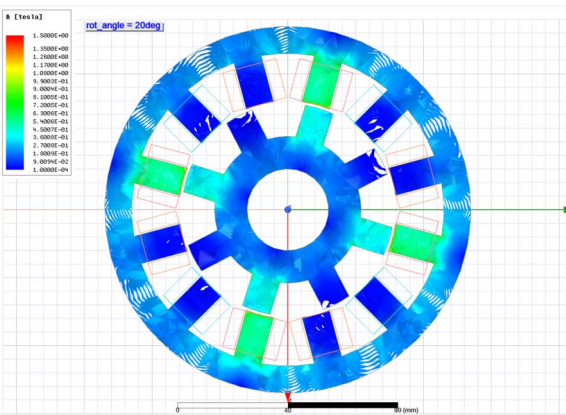


Fig. 19. Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase C ativa no SEM.

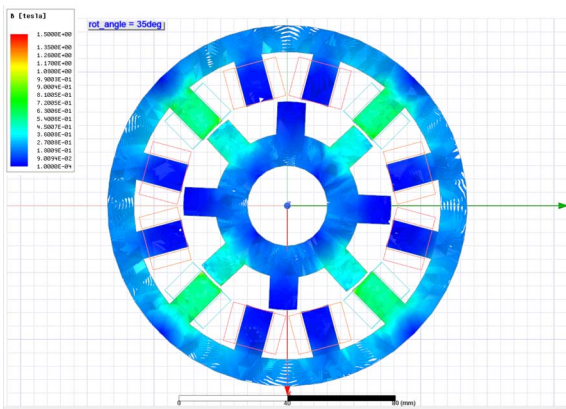


Fig. 20. Magnitude da densidade de fluxo magnético com a fase B ativa no SRM.

C. Torques

A Fig. 21 mostra as curvas de torque em função da posição do rotor para os dois tipos de máquinas.

Considerando se este caso em que ambos os motores possuem mesmas dimensões, mesmo número de polos e mesma quantidade de espiras nos polos do estator, para uma mesma corrente, o torque no DSPM-FRFS é, significativamente maior, tendo aproximadamente o dobro do torque do SRM.

D. Indutâncias

As indutâncias das fases para o DSPM-FRFS são mostradas na Fig. 22 e para o SRM na Fig. 23. Notamos que as indutâncias

são significativamente maiores no SRM, o que pode ser explicado pela presença dos ímãs permanentes, que possuem baixa permeabilidade magnética, no DSPM-FRFS.

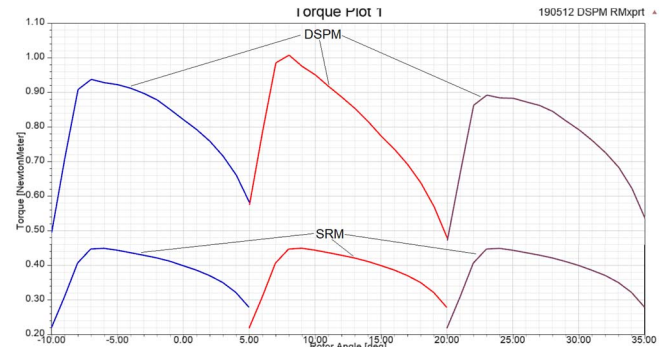


Fig. 21. Curva de torque para o DSPM-FRFS e para o sem.

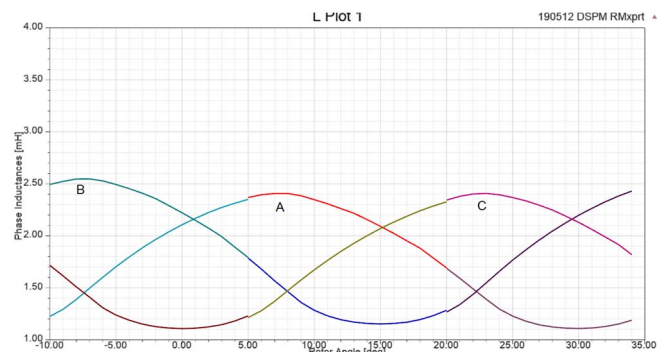


Fig. 22. Indutâncias das fases no DSPM-FRFS.

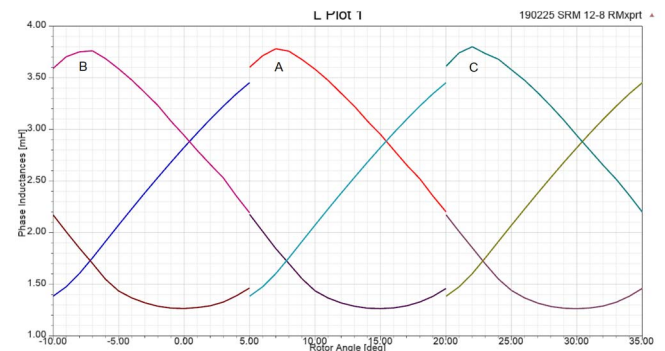


Fig. 23. Indutâncias das fases no sem.

Devido a menor indutância, os motores duplamente salientes com ímãs permanentes no estator de um modo geral, não apenas aqueles sem reversão de fluxo, necessitam menos VA para realizar os chaveamentos na alimentação das fases e além disso, o intervalo (tempo morto) entre chaveamentos pode ser reduzido, melhorando o desempenho do motor com menor ondulação e maior valor médio no torque.

VII. CONCLUSÕES

As máquinas duplamente salientes com ímãs permanentes estacionários com núcleo do estator segmentável e sem reversão de fluxo magnético (DSPM-FRFS) foram descritas, equacionadas e comparadas com as máquinas de relutância com alimentação chaveada (SRM) através de simulações computacionais.

As simulações mostraram que o torque no DSPM-FRFS é aproximadamente duas vezes o torque no SRM em máquinas com as mesmas dimensões, mesmo número de polos, mesma quantidade de espiras por polo e alimentadas com a mesma corrente.

Ainda através das simulações, observamos que as indutâncias de fase no DSPM-FRFS são inferiores às indutâncias de fase no SRM devido a colocação dos ímãs permanentes no caminho magnético, melhorando as condições para os chaveamentos de acionamento do DSPM-FRFS.

A equação do torque em (20) mostra que o torque no DSPM é composto por uma parcela devido ao torque de relutância ($T_r = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta_r}$) e outra parcela devido ao torque produzido pelo fluxo dos ímãs permanentes ($T_m = \frac{e m^i a}{w_r}$) similar ao torque no motor “brushless” de corrente contínua (BLDC). Dessa forma, através dos parâmetros de projeto, é possível obter uma máquina com característica de torque similar ao motor BLDC, porém mais simples, mais robusta, de menor custo e acionada por um conversor também mais simples.

Por não ocorrer a inversão no sentido do fluxo magnético no núcleo do estator, o DSPM-FRFS deve ter uma redução nas perdas e, conseqüentemente, maior eficiência em relação ao SRM.

A fabricação dos componentes de um DSPM-FRF é similar a fabricação dos componentes de um SRM, ressaltando que construtivamente, o DSPM-FRF é simples e factível, sem acúmulos de erros de tolerância de montagem que comprometam o seu funcionamento ou que causem desbalanceamento significativo de torque, seja entre as fases ou em função da posição do rotor.

Com relação aos magnetos utilizados, a escolha para o estudo foi pelo NdFeB (neodímio-ferro-boro), especificamente, o N42SH por apresentar bom custo e excelentes características para a aplicação. Embora sua temperatura máxima de operação (150°C) não seja muito elevada, o projeto prevê temperaturas bem inferiores no núcleo do estator onde ficam alojados os magnetos.

O DSPM-FRFS é adequado à utilização em uma ampla gama de aplicações devido as suas elevadas densidades de potência e torque, elevado rendimento, facilidade de resfriamento dos ímãs no estator, baixo custo, simplicidade construtiva, robustez, baixa manutenção e possibilidade de operação em rotações elevadas. Entres essas aplicações, podemos citar: indústria aeroespacial, militar, eletrodomésticos e automobilística.

Como motor para tração elétrica, o DSPM-FRFS apresenta características interessantes como, por exemplo, ser acionado como DSPM-FRFS para maior eficiência e como DSPM tradicional, ou seja, com inversão de fluxo, para um melhor desempenho e ainda maiores densidades de potência e torque.

Além disso, substituindo os ímãs permanentes por enrolamentos alimentados em corrente contínua, possibilitaria a operação com enfraquecimento de campo e ainda seria uma alternativa para eventuais problemas com o fornecimento dos ímãs permanentes.

A próxima etapa será testar os protótipos do DSPM-FRFS e do SRM, construídos baseados nos dados das simulações, e

comparar os resultados experimentais com os obtidos nas simulações.

REFERÊNCIAS

- [1] K. T. Chau, Y. Fan, “Development of Doubly Salient Permanent Magnet Motors for Electric Vehicles”, *J. As. EV's*, vol. 3, no. 1, pp. 689-695, Jun., 2005.
- [2] K. T. Chau, Y. Gong, J.Z. Jiang, C. Yu, W. Li, “Design of Doubly Salient Permanent Magnet Motors with Minimum Torque Ripple”, *IEEE Transac. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 4704-4707, Oct., 2009.
- [3] M. Cheng, X. Zhu, W. Li, “Design and Analysis of a Novel Stator Hybrid Excited Doubly Salient Permanent Magnet Brushless Motor”, in *ICEMS – Int. Conf. Elec. Mach. Sys.*, 8th., 2005, Nanjing, China, Jan. 2006.
- [4] M. Cheng, M. Lin, E. Zhou, “Design and Performance Analysis of New 12/8-Pole Doubly Salient Permanent-Magnet Motor”, in *ICEMS – Int. Conf. Elec. Mach. Sys.*, 6th., 2003, Beijing, IEEE, Mar., 2004.
- [5] Doubly Salient Motor with Stationary Permanent Magnets, by T. A. Lipo et al. (1998, October 20). *Int Cl H02K 1/00*, US Patent Number 005825112A.
- [6] R. Krishnan, S. G. Oh, “Two Phase SRM With Flux Reversal-Free Stator: Concept, Analysis, Design, and Experimental Verification”, *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 43, no. 5, Set./Out., 2007.
- [7] R. Krishnan, E. Swint, N. S. Lobo, “M-Phase N-Segment Flux-Reversal-Free Stator Switched Reluctance Machines”, *Ind. App. Soc. An. Meet.*, 2008, Edmonton, AB, Canada, IEEE, Out., 2008.
- [8] T. A. Lipo, Y. Liao, F. A. Liang, “Novel Permanent Magnet Motor with Doubly Salient Structure”, *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 31, no. 5, Set./Out., 1995.
- [9] T. J. E. Miller, “Switched Reluctance Motors and Their Control”, Oxford, Magna Physics Publishing, 1993.
- [10] Z. Zhiqing, C. Yongbin, “Design and Analysis of a Novel Two Phase Doubly Salient Permanent Magnet Machine”, *Telk. Indon. J. Elec. Eng.*, vol. 12, no. 1, pp. 234-244, Jan., 2014.
- [11] A. L. Oliveira, A. Pelizari, A. J. Sguarezi, “Finite Element Analysis Simulation of Switched Reluctance Motor Drive”, *IEEE LA Trans.*, vol. 16, no. 7, pp. 1928-1933, Jul., 2018.
- [12] E. S. Sanches, J. A. Santisteban, “Mutual Inductances Effect on the Torque of an Axial Magnetic Flux Switched Reluctance Motor”, *IEEE LA Trans.*, vol. 13, no. 7, pp. 2239-2244, Jul., 2015.
- [13] C. N. Tanaka, “Metodologia de Dimensionamento do Sistema de Tração para Veículos Elétricos”, M.S. thesis, Departamento de Engenharia Elétrica da Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, Brazil, 2012.



Carlos N. Tanaka was born in São Paulo, SP, Brazil in 1959. He received the B.S. and M.S. degrees in electrical engineering from the Universidade de São Paulo, São Paulo, in 1983 and in 2012, respectively. He is currently pursuing the Ph.D. degree in electrical engineering at Universidade de São Paulo, São Paulo, Brazil.

He has developed and manufactured electric vehicles since 1985, he has been a researcher in the Department of Electrical Automation and Energy Engineering, Universidade de São Paulo, since 2009, he has been a teacher at Instituto Federal de São Paulo since 2013, and he holds two patents. His research interest includes the development of electric vehicles, electric machines and power electronics.



Ivan E. Chabu was born in São Paulo, SP, Brazil in 1956. He received the B.S., M.S., and Ph.D. degrees in electrical engineering from Universidade de São Paulo, São Paulo, Brazil, in 1978, 1990, and 1997, respectively.

He has been a Researcher and Teacher with the Department of Electrical Automation and Energy Engineering, Universidade de São Paulo, since 1990. He has authored more than 60 papers. His current research interest includes electrical machines, electromechanical conversion, magnetic circuits, among others in power systems.