

PROPOSTA DE GEOMETRIAS DE NÚCLEOS USADOS EM ACOPLAMENTOS DE SISTEMAS ATRAVÉS DO FLUXO MAGNÉTICO

Lucas Brighenti, Bruna Dos Santos, Denizar Martins
Instituto de Eletrônica de Potência - INEP, Departamento
de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa
Catarina - UFSC
Florianópolis, SC, Brasil
lucasbrighenti@posgrad.ufsc.br, bcs.eel@gmail.com,
denizar@inep.ufsc.br

Walbermark M. Dos Santos
Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento –
LEPAC, Departamento de Engenharia Elétrica,
Universidade Federal do Espírito Santo – UFES
Vitória, ES, Brasil
walbermark.santos@ufes.br

Resumo— Neste trabalho são propostas geometrias para núcleos utilizados em barramentos magnéticos de alta frequência. O barramento magnético faz o acoplamento de sistemas de energia através do fluxo magnético, similar ao barramento capacitivo em microrredes CC. Em sistemas conectados à rede de distribuição, a isolamento galvânica é indispensável e o acoplamento magnético traz além desta vantagem, a possibilidade de interligar fontes de energia com diferentes níveis de tensão. Microrredes e transformadores de estado sólido suas principais aplicações, tendo os conversores multiportas, derivados do *Dual Active Bridge*, como as principais topologias para o gerenciamento do fluxo de potência. Quatro geometrias baseadas em núcleos magnéticos tipo pote são propostas e os resultados obtidos, por método de elementos finitos, mostram que elas apresentam vantagens em comparação às geometrias existentes (*shell*, *core* e *matrix*). Estas vantagens são: menor indutância de dispersão, maior fator de acoplamento, maior indutância magnetizante e menores perdas magnéticas no núcleo.

Palavras-Chave— *Barramento magnético, conversor MAB, transformador de estado sólido, núcleos magnéticos.*

I. INTRODUÇÃO

Por ter a capacidade de isolar eletricamente dois sistemas e elevar ou abaixar a tensão, o transformador é um elemento essencial nos sistemas de transmissão e distribuição. Com ele é possível transmitir energia por longas distâncias com perdas reduzidas e fornecê-la aos usuários em níveis seguros de tensão. Estas características foram cruciais para a “vitória” da transmissão em corrente alternada na guerra das correntes disputada por Westinghouse e Thomas Edison no final do século XIX. Ainda hoje, o transformador é um elemento indispensável nos mais diversos dispositivos eletrônicos, assim como no sistema elétrico de potência. Na geração distribuída, o ele é o elo de interconexão de fontes de energias renováveis com o sistema elétrico de potência, tanto para adequar os níveis de tensão, quanto para a segurança e proteção destes sistemas [1], [2].

O isolamento galvânico é indispensável na conexão de sistemas à rede de distribuição devido à segurança para os

usuários e para os equipamentos conectados a ele. Nesse contexto, surge o conceito de barramento magnético, fazendo o acoplamento de sistemas elétricos que trocam energia entre si através do fluxo magnético, conforme ilustrado na Fig. 1.

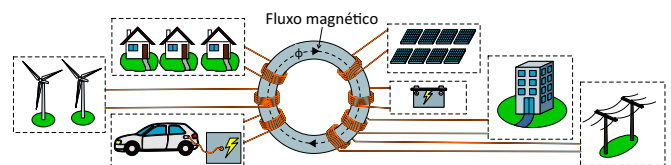


Fig. 1. Conceito de um barramento magnético acoplado diferentes tipos de cargas e fontes de alimentação.

As vantagens de se utilizar um acoplamento magnético em alta frequência em relação ao acoplamento capacitivo, presente nas microrredes CC, são:

- Isolamento galvânica: potenciais da carga eletricamente desacoplados do barramento da rede de distribuição;
- Adequação dos níveis de tensão de diferentes sistemas;
- Possibilidade de conexões CC e CA tanto em baixa tensão como em alta tensão, dependendo dos conversores utilizados;
- Redução de estresses nos conversores.

As desvantagens do acoplamento através de um barramento magnético são:

- Número limitado de conexões: aumento da complexidade no controle do fluxo de energia com aumento de enrolamentos;
- Aumento de perdas devido ao fluxo magnetizante no núcleo e ao efeito joule nos enrolamentos.

Este artigo apresenta o estudo dos efeitos das geometrias dos núcleos usados em barramentos magnéticos de alta frequência. A geometria do núcleo afeta diretamente a distribuição das linhas de fluxo magnético dentro do volume do núcleo. Assim, será avaliado em cada geometria o fator de acoplamento, distribuição das linhas de fluxo magnético e perdas devido ao fluxo magnetizante circulando em seu interior. Além disso, são propostas quatro diferentes geometrias baseadas nos núcleos do tipo XS (Fig. 2-a) e pote (Fig. 2-b).

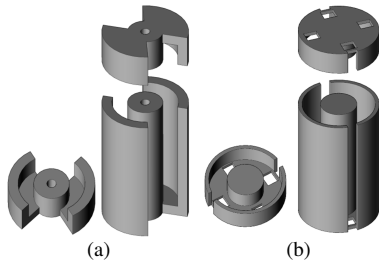


Fig. 2. Geometrias de núcleos propostos para barramento magnético com múltiplas portas para acoplamento em alta frequência: (a) núcleo XS estendido, (b) núcleo pote estendido.

Tais geometrias são muito utilizadas em acoplamentos de sinais, mas não são exploradas em aplicações de potência. Espera-se que esta nova topologia apresente vantagens como uma melhor distribuição de linhas de fluxo, aumentando o fator de acoplamento e reduzindo a indutância de dispersão. Além destas vantagens, a proposta prevê uma melhor versatilidade no sentido de incluir e retirar elementos do barramento, devido a altura estendida.

O artigo está estruturado da seguinte forma: na seção II será apresentada uma introdução aos conversores multiportas, com ênfase ao conversor DAB (*Dual Active Bridge*), na seção III será feita uma revisão bibliográfica do barramento magnético com as principais geometrias encontradas na literatura, na seção IV, os resultados de simulação e na seção V, as conclusões.

II. CONVERSORES MULTIORTAS

A generalização do conceito de conversores multiportas para acoplamento magnético de sistemas foi introduzido na literatura por [3]. Os conversores da família MAB (*Multiple Active Bridge*), ilustrado na Fig. 3, são casos específicos dos conversores multiportas. A possibilidade de transferir energia entre todas as portas, utilizando diversos tipos de fontes e cargas, com diferentes níveis de tensão, tornam estes conversores as principais escolhas para o processamento da energia em sistemas com acoplamento magnético [5]. Desta forma, um único transformador com múltiplos enrolamentos único permite a multidirecionalidade e um aumento na densidade de potência do conversor [4].

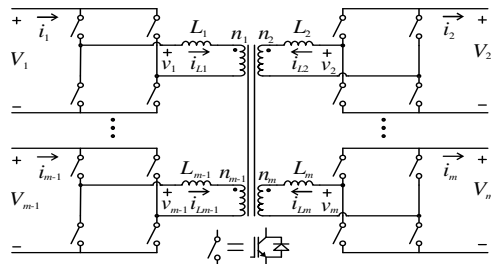


Fig. 3. Generalização do conversor multiportas MAB [4].

O conversor MAB é tido como uma generalização do conversor DAB proposto por [6]. O conversor TAB (*Triple Active Bridge*), com três portas foi apresentado por [7] para interligar células de combustível, carga e uma bateria para armazenamento de energia. Em 2006, [8] introduz o conversor de quatro portas (QAB) e em [4] é formalizado o conceito dos

conversores multiportas, lançando o conversor MAB com foco em aplicações nos transformadores de estado sólido (SSTs).

A. Conversor DAB

Por ser a célula base dos conversores utilizados em sistemas acoplados por barramento magnético, será feita uma breve apresentação do conversor DAB nesta subseção. Este conversor, proposto por [6] e ilustrado na Fig. 4, é amplamente explorado na literatura e apresenta diversas variações topológicas [9]. As principais variações do conversor DAB são: DHB (*Dual Active Half Bridge*) [10], [11], DAB NPC (*Neutral Point Clamped*) [12]–[14], DAB T-Type [15], [16] e DAB MMC (*Modular Multilevel Converter*) [17]–[20], além das topologias de conversão direta CA-CA [15], [21].

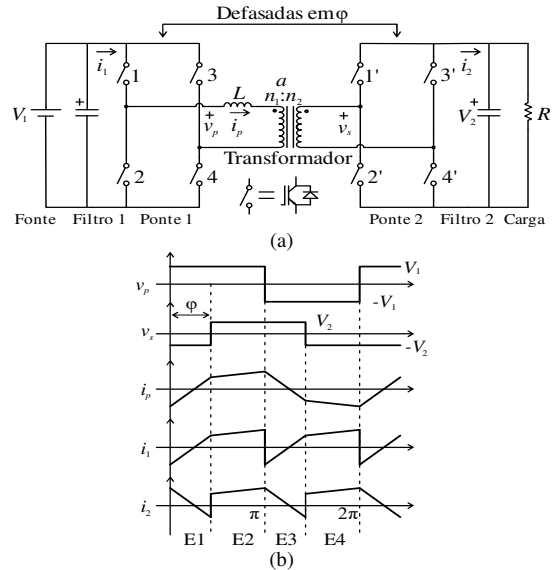


Fig. 4. Conversor DAB monofásico proposto por [6].

Uma das grandes vantagens desta topologia é comutação suave natural para uma faixa de operação. A transferência de energia entre os conversores em ponte completa ocorre pela indutância de transmissão. Isso traz ao conversor DAB, uma importante característica, em que a indutância de dispersão do transformador, que na maioria dos casos é prejudicial, pode ser aproveitada na composição do valor da indutância de transmissão.

O controle do fluxo de potência do conversor DAB é realizado pela diferença de tensão aplicada nos dois lados da indutância de transmissão, similar ao que acontece nas linhas de transmissão. A estratégia mais comum para este controle é por deslocamento angular em dois níveis, conforme ilustrado na Fig. 4-b, denominada de *phase shift modulation (psm)*. Nesta estratégia, aplicam-se sinais de comando com defasagem ϕ entre os interruptores complementares de cada conversor em ponte completa. Os interruptores 1 e 4, assim como 2 e 3 apresentam o mesmo sinal de comando e os interruptores 1 e 2 apresentam o sinal de comando defasado em 180° e os interruptores complementares 1', 2', 3' e 4' apresentam funcionamento idêntico, porém neles, aplica-se a defasagem ϕ em relação aos interruptores 1, 2, 3 e 4. A equação que determina a transferência de potência é obtida através das formas de onda da Fig. 4-b:

$$P = \frac{V_1 V_2}{a \omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (1)$$

Onde:

- V_1 tensão CC da porta 1;
- V_2 tensão CC da porta 2;
- a relação de transformação $a = n_1/n_2$;
- ω frequência de comutação em rad/s;
- L indutância de transmissão;
- φ ângulo de defasagem.

A indutância de transmissão tem também a função de limitar os picos de corrente no conversor, porém, ela limita a potência máxima transmitida. O ângulo de defasagem máximo usado no conversor DAB é 90° , porém, nesta condição a potência não ativa processada é muito elevada. Com uma defasagem de 45° entre as tensões no transformador, o fator de potência fica elevado, o sistema é estável e há comutação suave [6]. Com isso, a indutância de transmissão pode ser definida nesta condição de operação, partindo de (1):

$$L_{max} = \frac{3V_1 V_2}{16a\omega P_{max}} \quad (2)$$

A equação (2) define o valor de indutância de transmissão necessária para transferir a potência desejada.

III. BARRAMENTO MAGNÉTICO

Nesta seção, serão apresentadas as principais geometrias utilizadas em núcleos de barramentos magnéticos encontradas na literatura. O aproveitamento da indutância de permitida pelos conversores MAB ocasiona divergências nas linhas de pensamento para o projeto do barramento. Alguns trabalhos defendem o conceito de projetar o barramento magnético com a indutância de dispersão necessária para a transmissão de potência, dispensando a utilização de indutores extras. Por outro lado, há autores que afirmam que o barramento magnético deve ser projetado com indutância de dispersão mínima, acrescentando indutores em série quando necessário.

A principal justificativa utilizada para se projetar um barramento magnético com a indutância de dispersão necessária é o aumento da densidade de potência. Algumas técnicas utilizadas para controlar a indutância de dispersão são: deslocamento vertical dos enrolamentos concêntricos [22], [23], deslocamento horizontal dos enrolamentos [24], [25] e inserção de um núcleo magnético entre os enrolamentos [24], [26], [27].

Projetar o barramento magnético com indutância de dispersão mínima apresenta melhor aceitação [28]–[30]. A indutância de dispersão é dependente de diversos fatores onde não há um controle preciso, sendo extremamente dependente do processo de fabricação. Elevados valores de indutância de dispersão remetem a um baixo fator de acoplamento, diminuindo a eficiência na transferência de energia, podendo não resultar em um aumento na densidade de potência. Em transformadores de alta tensão, é muito difícil manter valores baixos de indutância de dispersão e isso acaba dificultando consideravelmente o projeto e fabricação de um barramento magnético com valor de indutância desejado. Apesar dos

conversores da família MAB, que necessitam de uma indutância de transmissão, serem as principais topologias usadas, há outros conversores, principalmente aplicados em SSTs, onde a indutância de dispersão é extremamente prejudicial, como o caso dos SSTs baseados em *flyback* [31], conversores matriciais isolados [32] e topologia *Dyna-C* [33]. Aliado a estes argumentos, um barramento magnético com indutância de dispersão mínima torna-se mais atrativo e versátil para a manufatura e aplicações com variabilidade de funcionamento.

A. Geometrias de barramentos magnéticos

Existem dois tipos de estruturas do barramento magnético: solenoidais e coaxiais [34]. As estruturas solenoidais são as mais comuns entre os transformadores em geral. Nela, o campo magnético flui em paralelo ao eixo cilíndrico e a corrente circula ao redor deste eixo. As estruturas solenoidais são subdivididas em tipo *shell* [35], *core* [36], *matrix* [37] e multielementos [38], sendo o núcleo EE o modelo mais comum das desta categoria. A Fig. 5 ilustra os diferentes tipos de estruturas solenoidais.

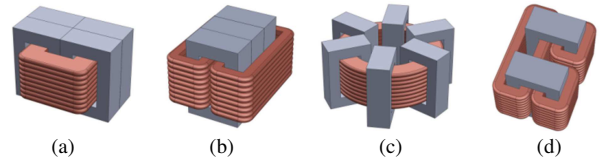


Fig. 5. Estruturas solenoidais (a) *shell*, (b) *core*, (c) *matrix* [34] e (d) multielementos [38].

As estruturas coaxiais são largamente utilizadas em telecomunicações e foram introduzidas na eletrônica de potência por [39]. Alguns trabalhos sobre transformadores coaxiais são encontrados em [26], [29], [40], [41].

A principal vantagem desta estrutura é o alto fator de acoplamento e baixa indutância de dispersão, porém, esta característica é válida apenas com relação de transformação 1:1, [40]. O transformador apresentado em [29] apresenta relação 1:1, porém as descontinuidades nas curvas causam uma pequena degradação nestas características. Os transformadores propostos por [39] e [41], ilustrados na Fig. 6, apresentam relações de transformação diferente de 1:1, com isso, a acomodação das múltiplas espiras nos enrolamentos faz com que estas estruturas se aproximarem das solenoidais, com a desvantagem do núcleo magnético volumoso.

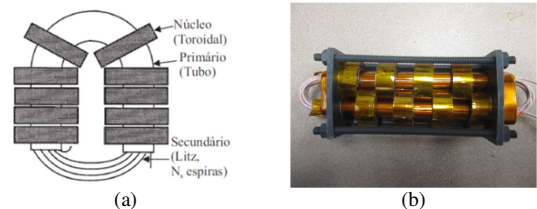


Fig. 6. Transformador coaxial proposto por (a) [39] e (b) [41].

Os transformadores coaxiais são utilizados principalmente em aplicações de frequências mais elevadas, entre 100 kHz até mega-hertz. Nestas condições, o volume do barramento magnético é reduzido, contrabalançando a desvantagem da necessidade de um núcleo volumoso a fim de obter um valor de

indutância magnetizante adequada, devido ao baixo número de espiras.

B. Projetos dos barramentos magnéticos

Com base no que foi abordado, são propostas geometrias de núcleos para barramentos magnéticos baseadas nos núcleos pote e XS. Este estudo tem como objetivo avaliar as perdas no núcleo, distribuição das linhas de fluxo, indutância magnetizante e indutância de dispersão perante variações na geometria do núcleo, sendo desconsiderados os efeitos dos enrolamentos. Uma análise com dois enrolamentos (conversor DAB) é suficiente para avaliar estes efeitos, sendo que interações entre enrolamentos afetarão de forma praticamente igual todas as geometrias.

A Fig. 7 ilustra os critérios de projetos adotados para os núcleos dos barramentos magnéticos.

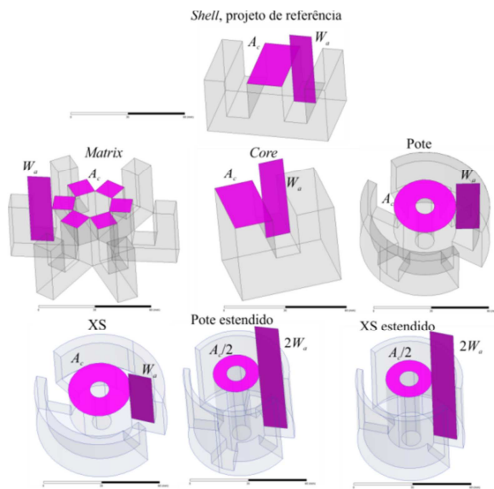


Fig. 7. Critérios de projeto adotados para o dimensionamento dos núcleos.

Para uma comparação justa, foi projetado um barramento magnético do tipo *shell* pelos métodos usados na literatura [42] e as dimensões dos demais núcleos foram obtidas de forma a manter as mesmas áreas da perna central e da janela. Para os núcleos estendidos, o critério foi usar metade da área da perna central e o dobro da área da janela do núcleo de referência, mantendo o produto das áreas e tornando os núcleos estendidos competitivos com os demais. Desta forma, a avaliam-se todas as geometrias de núcleos com o mesmo projeto.

C. Dimensionamento do núcleo tipo *Shell*

O dimensionamento do núcleo EE do tipo *shell* foi baseado em [42], pelo método do produto das áreas:

$$A_p = \sum_{x=1}^y \frac{V_x I_x}{k_f k_u J_{rms} B_m f} \quad (3)$$

Onde:

- A_p produto das áreas da janela e da perna central;
- V_x valor eficaz da tensão no enrolamento x ;
- I_x valor eficaz da corrente no enrolamento x ;
- y número total de enrolamentos;

k_f fator de forma, depende da forma de onda de tensão:
 $k_f = 4,4$ para tensão senoidal e $k_f = 4,0$ para tensão retangular;

J_{rms} densidade de corrente;

k_u fator de utilização;

B_m valor de pico da densidade de fluxo magnético;

f frequência de operação.

Os valores de densidade de corrente e densidade de fluxo magnético máximo foram obtidas por meio de um processo iterativo de forma a igualar as perdas no núcleo e no cobre. Este processo consiste em calcular as perdas no núcleo e no cobre, caso sejam divergentes, aumenta-se ou reduz o valor da densidade de fluxo magnético ou da densidade de corrente até encontrar um valor ideal. O objetivo foi encontrar um valor ótimo para o tamanho do núcleo onde as perdas totais teóricas do barramento magnético fossem menores que 1%. As especificações do transformador simulado são apresentadas na Tabela 1.

TABELA 1. ESPECIFICAÇÕES DO TRANSFORMADOR

| Grandeza | Símbolo | Valor |
|------------------------------|--------------|-----------------------|
| Tensão no primário | V_{priRMS} | 400,0 V |
| Tensão no secundário | V_{secRMS} | 800 V |
| Corrente no primário | I_{priRMS} | 3,04 A |
| Corrente no secundário | I_{secRMS} | 1,52 A |
| Frequência de operação | f | 50 kHz |
| Fator de utilização | k_u | 0,7 |
| Densidade de fluxo magnético | B_m | 0,054 T |
| Fator de forma | k_f | 4 |
| Densidade de corrente | J_{RMS} | 384 A/cm ² |
| Produto das áreas | A_p | 4,6 cm ⁴ |

Com base nas especificações, foi escolhido o núcleo EE do fabricante Thornton modelo NEE 63-33-26 com material IP12 [43]. Os demais núcleos foram projetados de acordo com os critérios ilustrados na Fig. 7 e a Tabela 2 apresenta seus principais valores dimensionais.

TABELA 2. DADOS GEOMÉTRICOS DOS NÚCLEOS.

| Dado | A_c (mm ²) | W_a (mm ²) | A_p (cm ⁴) | V_c (cm ³) | A_s (mm ²) | MLT (mm) | MPL (mm) |
|----------|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|-------------|-------------|
| EE | 770,1 | 547,8 | 42,2 | 127,2 | 29,1 | 168,2 | 157,5 |
| Core | 770,1 | 547,8 | 42,2 | 150,9 | 26,0 | 168,2 | 194,6 |
| Matrix | 779,8 | 547,8 | 42,7 | 123,6 | 46,5 | 172,9 | 158,5 |
| Pote | 771,6 | 547,8 | 42,3 | 140,4 | 42,2 | 142,7 | 153,5 |
| XS | 771,6 | 547,8 | 42,3 | 132,4 | 39,64 | 142,7 | 148,8 |
| Pote Es. | 385,2 | 1100 | 42,4 | 101,2 | 47,4 | 115,6 | 227,4 |
| XS Es. | 385,2 | 1100 | 42,4 | 98,6 | 46,2 | 115,6 | 224,2 |

Onde V_c é o volume do núcleo, A_s é a área da superfície, MLT é o comprimento médio da espira e MPL é o comprimento do caminho magnético.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos por simulação utilizando o método de elementos finitos. A Tabela 3 apresenta o resumo dos resultados obtidos para da indutância

magnetizante, perdas no núcleo, fator de acoplamento e indutância de dispersão.

TABELA 3. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES NO MODO EDDY-CURRENT E TRANSIENTE NO ANSYS

| Geometria | Indutância mag. (mH) | Perdas no núcleo (W) | Fator de acoplamento | Indutância de dispersão (μH) |
|-----------|----------------------|----------------------|----------------------|------------------------------|
| EE | 71,1 | 1,29 | 0,999528 | 50,69 |
| Core | 58,9 | 1,63 | 0,997203 | 248,23 |
| Matrix | 66,7 | 1,42 | 0,999510 | 49,06 |
| Pote | 75,2 | 1,19 | 0,999764 | 26,94 |
| XS | 77,3 | 1,16 | 0,999771 | 26,71 |
| Pote Est. | 97,8 | 0,91 | 0,999489 | 76,90 |
| XS Est. | 99,3 | 0,90 | 0,999493 | 77,31 |

Na Fig. 8 são apresentadas as distribuições das linhas de fluxo magnético nos núcleos *shell*, *core* e *matrix* e na Fig. 9 são apresentados as mesmas distribuições para os núcleos pote, XS, pote estendido e XS estendido propostos pelos autores.

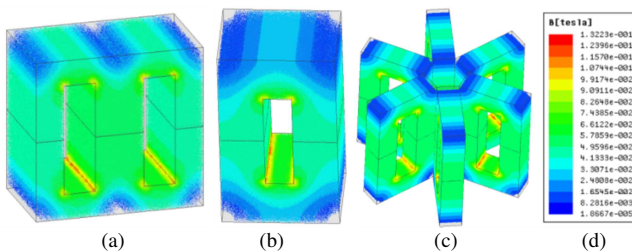


Fig. 8. Densidade de fluxo magnético distribuído nos núcleos com geometrias do tipo (a) *Shell*, (b) *Core*, (c) *Matrix* e (d) escala gráfica do módulo da densidade de fluxo magnético.

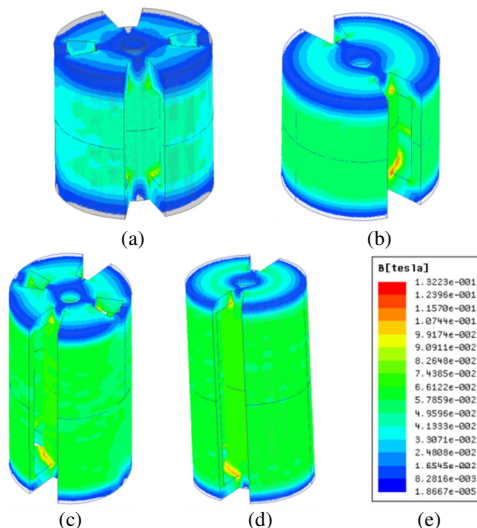


Fig. 9. Densidade de fluxo magnético distribuído nos núcleos (a) pote, (b) XS, (c) pote estendido, (d) XS estendido e (e) escala gráfica do módulo da densidade de fluxo magnético.

A Tabela 4 mostra os valores de perdas no núcleo, obtidos pelo modo de simulação transiente do *Ansys*, as perdas por volume de ferrite em cada núcleo, as perdas teóricas no cobre e eficiência de cada geometria. Pela Tabela 3 e Tabela 4, percebe-se que os núcleos do tipo pote e XS apresentam um melhor aproveitamento volumétrico, pois mesmo apresentando

um volume levemente maior que os demais (Tabela 2), suas perdas são menores, mostrando que os resultados condizem com o esperado. Além disso, devido à melhor distribuição das linhas de fluxo magnético, seus valores de indutância de dispersão são menores que os demais, apresentando um melhor acoplamento entre os enrolamentos. A maior área superficial dos núcleos pote e XS facilitam seu arrefecimento, contabilizando como vantagens destas estruturas.

TABELA 4. COMPARAÇÃO DAS PERDAS TOTAIS ENTRE AS GEOMETRIAS

| Geometria | Núcleo (W) | Por volume (kW/L) | Cobre (W) | Totais (W) | Eficiência (%) |
|-----------|------------|-------------------|-----------|------------|----------------|
| EE | 1,29 | 10,14 | 2,22 | 3,51 | 99,649 |
| Core | 1,63 | 10,78 | 2,22 | 3,85 | 99,615 |
| Matrix | 1,40 | 11,51 | 2,29 | 3,71 | 99,629 |
| Pote | 1,19 | 8,50 | 1,89 | 3,08 | 99,692 |
| XS | 1,16 | 8,75 | 1,89 | 3,05 | 99,695 |
| Pote Est. | 0,91 | 9,03 | 3,16 | 4,07 | 99,593 |
| XS Est. | 0,90 | 9,13 | 3,16 | 4,06 | 99,594 |

O núcleo do tipo *Core* apresentou um pior desempenho entre todos os comparados. Os núcleos estendidos apresentaram um desempenho inferior aos demais, porém, seu volume de ferrite é menor. Além disso, devido à altura estendida, há vantagens quanto à versatilidade, permitindo acrescentar enrolamentos no seu interior, sendo atrativo para múltiplos enrolamentos.

V. CONCLUSÕES

O estudo mostrou que os resultados obtidos para os núcleos pote e XS são promissores, pois todas as características avaliadas: indutância de dispersão, fator de acoplamento, indutância magnetizante e perdas no núcleo são melhores que os demais. Os núcleos estendidos necessitam de melhores avaliações, porém suas características também se mostraram promissoras, pois apesar do alongamento do seu caminho magnético, suas características foram similares aos demais, apresentando potencial para aplicações com múltiplos enrolamentos em barramentos magnéticos.

AGRADECIMENTOS

A equipe agrade a Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC, o Instituto de Eletrônica de Potência, a CAPES, o CNPq e ao FINEP.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S. Jeszszky, "History of Transformers", *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 16, n° 12, p. 9, 1996.
- [2] W. G. Hurley e W. H. Wölfle, *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*. John Wiley & Sons, 2013.
- [3] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, e M. A. M. Hendrix, "Family of multiport bidirectional DC-DC converters", *Electr. Power Appl. IEE Proc.*, vol. 153, n° 3, p. 451–458, maio 2006.
- [4] S. Falcones, R. Ayyanar, e X. Mao, "A DC-DC Multiport-Converter-Based Solid-State Transformer Integrating Distributed Generation and Storage", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n° 5, p. 2192–2203, 2013.
- [5] S. Falcones, X. Mao, e R. Ayyanar, "Topology comparison for Solid State Transformer implementation", in *Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE*, 2010, p. 1–8.
- [6] R. W. A. A. D. Doncker, D. M. Divan, e M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for

- high-power applications”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, n° 1, p. 63–73, 1991.
- [7] M. Michon, J. L. Duarte, M. Hendrix, e M. G. Simoes, “A three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems”, in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004, p. 4736–4742.
- [8] M. Qiang, W. Wei-yang, e X. Zhen-lin, “A Multi-Directional Power Converter for a Hybrid Renewable Energy Distributed Generation System with Battery Storage”, in *2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006, p. 1–5.
- [9] G. E. Sfakianakis, J. Everts, H. Huisman, e E. A. Lomonova, “Comparative Evaluation of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Variants”, in *2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2016, p. 1–6.
- [10] Jaehong Kim, Il-su Jeong, e Kwanghee Nam, “Asymmetric duty control of the dual-active-bridge DC/DC converter for single-phase distributed generators”, in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, p. 75–82.
- [11] G.-J. Su e F. Z. Peng, “A low cost, triple-voltage bus DC-DC converter for automotive applications”, in *20th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2005. *APEC 2005.*, 2005, vol. 2, p. 1015–1021.
- [12] M. A. Moonem e H. Krishnaswami, “Analysis and control of multi-level dual active bridge DC-DC converter”, in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, p. 1556–1561.
- [13] M. A. Moonem e H. Krishnaswami, “Control and configuration of three-level dual-active bridge DC-DC converter as a front-end interface for photovoltaic system”, in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, p. 3017–3020.
- [14] A. Filba-Martinez, S. Busquets-Monge, e J. Bordonau, “Modulation and capacitor voltage balancing control of a three-level NPC dual-active-bridge DC-DC converter”, in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, p. 6251–6256.
- [15] P. A. M. Bezerra, F. Krismer, R. M. Burkart, e J. W. Kolar, “Bidirectional isolated non-resonant DAB DC-DC converter for ultra-wide input voltage range applications”, in *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, 2014, p. 1038–1044.
- [16] G. E. Sfakianakis, J. Everts, H. Huisman, T. Borrias, C. G. E. Wijnands, e E. A. Lomonova, “Charge-based ZVS modulation of a 3–5 level bidirectional dual active bridge DC-DC converter”, in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, p. 1–10.
- [17] S. Kenzelmann, A. Rufer, D. Dujic, F. Canales, e Y. R. de Novaes, “A versatile DC/DC converter based on modular multilevel converter for energy collection and distribution”, in *IET Conference on Renewable Power Generation (RPG 2011)*, 2011, p. 71–71.
- [18] I. A. Gowaid, G. P. Adam, A. M. Massoud, S. Ahmed, D. Holliday, e B. W. Williams, “Modular multilevel structure of a high power dual active bridge DC transformer with stepped two-level output”, in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2014, p. 1–10.
- [19] S. Kenzelmann, A. Rufer, D. Dujic, F. Canales, e Y. R. de Novaes, “Isolated DC/DC Structure Based on Modular Multilevel Converter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 1, p. 89–98, jan. 2015.
- [20] Z. Wang, J. Zhang, e K. Sheng, “Modular multilevel power electronic transformer”, in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, 2015, p. 315–321.
- [21] J. You, D. M. Vilathgamuwa, N. Ghasemi, e W. L. Malan, “Control method for ripple current reduction and grid current correction in a single phase DC-AC DAB converter”, in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2017, p. 147–152.
- [22] U. Steiger e S. Mariethoz, “Method to design the leakage inductances of a multiwinding transformer for a multisource energy management system”, in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2010 *IEEE*, 2010, p. 1–6.
- [23] F. de Leon, S. Purushothaman, e L. Qaseer, “Leakage Inductance Design of Toroidal Transformers by Sector Winding”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 1, p. 473–480, jan. 2014.
- [24] I. Hernandez, F. de Leon, e P. Gomez, “Design Formulas for the Leakage Inductance of Toroidal Distribution Transformers”, *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 26, n° 4, p. 2197–2204, out. 2011.
- [25] P. Shuai e J. Biela, “Design and optimization of medium frequency, medium voltage transformers”, in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, p. 1–10.
- [26] S. Baek e S. Bhattacharya, “Analytical modeling of a medium-voltage and high-frequency resonant coaxial-type power transformer for a solid state transformer application”, in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2011 *IEEE*, 2011, p. 1873–1880.
- [27] M. Pavlovsky, S. W. H. de Haan, e J. A. Ferreira, “Partial Interleaving: A Method to Reduce High Frequency Losses and to Tune the Leakage Inductance in High Current, High Frequency Transformer Foil Windings”, in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, 2005, p. 1540–1547.
- [28] M. S. Rauls, D. W. Novotny, e D. M. Divan, “Design considerations for high-frequency coaxial winding power transformers”, *Ind. Appl. IEEE Trans. On*, vol. 29, n° 2, p. 375–381, mar. 1993.
- [29] G. Boguslaw, S. Mariusz, K. Zbigniew, M. Erwin, e Z. Marcin, “The experimental coaxial transformer - technology and characteristics”, in *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, 2005, p. 9 pp.-P.9.
- [30] H. Chen e D. Divan, “High-frequency transformer design for the soft-switching solid state transformer (S4T)”, in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017, p. 2534–2541.
- [31] M. D. Manjrekar, R. Kieferndorf, e G. Venkataraman, “Power electronic transformers for utility applications”, in *35th IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy*, 2000, vol. 4, p. 2496–2502.
- [32] K. Basu, A. Shahani, A. K. Sahoo, e N. Mohan, “A Single-Stage Solid-State Transformer for PWM AC Drive With Source-Based Commutation of Leakage Energy”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 3, p. 1734–1746, mar. 2015.
- [33] H. Chen, A. Prasai, e D. Divan, “Dyna-C: A Minimal Topology for Bidirectional Solid-State Transformers”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, n° 2, p. 995–1005, fev. 2017.
- [34] X. She, A. Q. Huang, e R. Burgos, “Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems”, *Emerg. Sel. Top. Power Electron. IEEE J. Of*, vol. 1, n° 3, p. 186–198, set. 2013.
- [35] G. Ortiz, M. Leibl, J. W. Kolar, e O. Apeldoorn, “Medium frequency transformers for solid-state-transformer applications: Design and experimental verification”, in *Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2013 *IEEE 10th International Conference on*, 2013, p. 1285–1290.
- [36] M. A. Perez, C. Blanco, M. Rico, e F. F. Linera, “A new topology for high voltage, high frequency transformers”, in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual, 1995*, p. 554–559 vol.2.
- [37] D. Rothmund, G. Ortiz, T. Guillod, e J. W. Kolar, “10kV SiC-based isolated DC-DC converter for medium voltage-connected Solid-State Transformers”, in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, p. 1096–1103.
- [38] T. Filchev, J. Clare, P. Wheeler, e R. Richardson, “Design of high voltage high frequency transformer for pulsed power applications”, in *Pulsed Power Conference, 2009 IET European*, 2009, p. 1–4.
- [39] M. H. Kheraluwala, D. W. Novotny, e D. M. Divan, “Design considerations for high power high frequency transformers”, in *21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists*, 1990, p. 734–742.
- [40] G. Waltrich, J. L. Duarte, e M. A. M. Hendrix, “Multiport converters for fast chargers of electrical vehicles - Focus on high-frequency coaxial transformers”, in *2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA*, 2010, p. 3151–3157.
- [41] A. Kadavelugu *et al.*, “High-frequency design considerations of dual active bridge 1200 V SiC MOSFET DC-DC converter”, in *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2011, p. 314–320.
- [42] M. K. Kazimierczuk, *High-Frequency Magnetic Components*, 2° ed. Wiley, 2013.
- [43] “THORNTON - MATERIAIS”. [Online]. Disponível em: <http://www.thornton.com.br/materiais.htm>. [Acessado: 11-out-2017].