

# ESTUDO DE GEOMETRIAS DE NÚCLEOS PARA UTILIZAÇÃO EM BARRAMENTOS MAGNÉTICOS

LUCAS L. BRIGHENTI, BRUNA C. DOS SANTOS, DENIZAR C. MARTINS

*Instituto de Eletrônica de Potência - INEP, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC*

*Caixa postal 5119, 88040-970, Trindade, Florianópolis, SC, Brasil*

*E-mails: [lucasbrighenti@posgrad.ufsc.br](mailto:lucasbrighenti@posgrad.ufsc.br), [bcsc.eel@gmail.com](mailto:bcsc.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*

*Av. Fernando Ferrari, 514, 29075-910, Goiabeiras, Vitória, ES, Brasil*

*E-mail: [walbermark.santos@ufes.br](mailto:walbermark.santos@ufes.br)*

**Abstract**— This work presents the proposal of structures to be used as magnetic bus in high frequency. The magnetic bus is used to couple energy systems through the magnetic flux, similar to the capacitive bus widely used in DC microgrids. In systems connected to the distribution grid, galvanic isolation is indispensable and the magnetic coupling brings in addition to this advantage the possibility of interconnecting energy sources with different voltage levels. Its applications range from microgrids to solid-state transformers, with multi-port converters, derived from Dual Active Bridge, as the primary choices for powering systems with high-frequency magnetic coupling. Two core geometries were proposed based on the pot type and the results obtained by finite element method showed advantages with respect to the EE core, such as lower dispersion inductance, higher coupling factor, higher magnetizing inductance and lower core losses, both presenting the same area of the central leg and the same area of the window.

**Keywords**— Magnetic bus, MAB converter, micro-grids, solid-state transformer, magnetic cores

**Resumo**— Este trabalho apresenta a proposta de estruturas a serem utilizadas como barramento magnético em alta frequência. O barramento magnético é utilizado para acoplar sistemas de energia por meio do fluxo magnético, similar ao barramento capacitivo largamente utilizado 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. Suas aplicações são diversas, desde microrredes até transformadores de estado sólido, tendo os conversores multiportas, derivados do Dual Active Bridge, como as principais escolhas para processar a energia de sistemas com acoplamento magnético em alta frequência. Foram propostas duas geometrias de núcleos baseados no tipo pote e os resultados obtidos por método de elementos finitos mostraram que apresentam vantagens em relação ao núcleo EE, como menor indutância de dispersão, maior fator de acoplamento, maior indutância magnetizante e menores perdas no núcleo, ambos apresentando mesma área da perna central e mesma área da janela.

**Palavras-chave**— Barramento magnético, conversor MAB, microrredes, transformador de estado sólido, núcleos magnéticos

## 1 Introdução

O transformador é um elemento essencial nos sistemas de transmissão e distribuição por ter a capacidade de isolar eletricamente dois sistemas e elevar ou abaixar a tensão, tornando possível transmitir energia por longas distâncias com perdas reduzidas e fornecê-la aos usuários em níveis seguros de tensão. Esta capacidade de elevar e reduzir os níveis de tensão foi o crucial para que a transmissão em corrente alternada saísse como “vencedora” na tão conhecida 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 e no sistema elétrico. Quando se trata da geração distribuída, o transformador 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 (Jeszenszky, 1996; Hurley and Wölfle, 2013).

Apesar do fornecimento de energia ser em corrente alternada (CA), a maioria dos equipamentos domésticos atuais são alimentados em corrente contínua (CC) por meio de um retificador interno e isto também ocorre com a energia armazenada em baterias e gerada pelos painéis fotovoltaicos, fatores que contribuem com a evolução nas pesquisas em redes de distribuição CC que englobam redes inteligentes, microrredes e nanorredes, além é claro, das transmissões de longas distâncias em corrente contínua de alta tensão.

O isolamento galvânico é indispensável na conexão de dispositivos ou sistemas à rede de distribuição, mesmo em sistemas de tensão contínua devido à segurança para os usuários e também para o próprio sistema. Nesse contexto, surge o conceito de barramento magnético, acoplando sistemas elétricos que trocam energia entre si através do fluxo magnético. O

elemento físico é o transformador, porém a aplicação específica é acoplar sistemas de forma análoga ao barramento capacitivo em microrredes CC.

Os tipos de acoplamentos de sistemas de energia são: acoplamento CA, acoplamento CC e acoplamento CA em alta frequência conforme a Figura 1. O acoplamento magnético é permitido apenas no acoplamento CA, tanto em alta, quanto em baixa frequência.

O acoplamento CA em baixa frequência é normalmente encontrado em microrredes mistas, inversores destinados à fontes de energias renováveis conectados à rede e a própria rede de transmissão e distribuição. O acoplamento CC é um tema de pesquisa muito atual e amplamente explorado na literatura, sendo muito utilizado em microrredes e redes inteligentes. O acoplamento CA em alta frequência pode ser encontrado em microrredes mistas e principalmente, em transformadores de estado sólido.

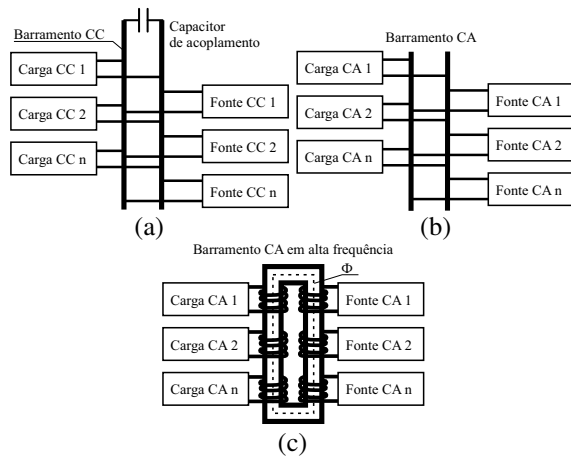


Figura 1. Tipos de acoplamento: (a) acoplamento CC, (b) acoplamento CA em baixa frequência e (c) acoplamento CA em alta frequência.

As vantagens de se utilizar um acoplamento magnético em alta frequência em relação ao acoplamento capacitivo são:

- **Isolação galvânica**: os potenciais da carga estarão fisicamente desacoplados do barramento da rede de distribuição, tornando o sistema mais seguro aos usuários e aos equipamentos;
- **Adequação de tensão**: sistemas de diferentes níveis de tensão podem ser acoplados por meio da relação de transformação;
- **Possibilidade de conexões CC e CA** tanto em baixa tensão como em alta tensão, dependendo dos conversores utilizados;
- **Redução de estresses nos conversores**.

Como todo sistema com isolação galvânica, este também apresenta desvantagens:

- **Número limitado de conexões**: o gerenciamento do fluxo de energia começa a ficar complexo à medida que o número de sistemas aumenta;

- **Aumento de perdas**: sistemas isolados apresentam maiores perdas devido ao fluxo magnético circulando no núcleo.

A ideia de um sistema centralizado com acoplamento magnético e múltiplas portas é introduzida por (Tao et al., 2006), onde é definida a estrutura genérica de um conversor multiportas para diferentes fontes de energia e cargas, com possibilidade de conexão com a rede, tornando-se uma alternativa para microrredes CC conectadas à rede de distribuição. Nesta estrutura, o controle é centralizado, aumentando a estabilidade global, as fontes de energia são isoladas por meio dos múltiplos enrolamentos, dispensando o uso de transformadores convencionais e a quantidade de estágios de conversão é reduzida devido a possibilidade de adequar os níveis de tensão por meio da relação de transformação dos enrolamentos.

Baseado na estrutura genérica para conversores multiportas surge a necessidade do estudo aprofundado do elemento que faz o acoplamento dos diferentes sistemas: o barramento magnético. Neste artigo, pretende-se avaliar as geometrias dos núcleos dos barramentos magnéticos em alta frequência e propor a utilização de novas geometrias baseadas no núcleo XS (Figura 2-a) e pote (Figura 2-b).

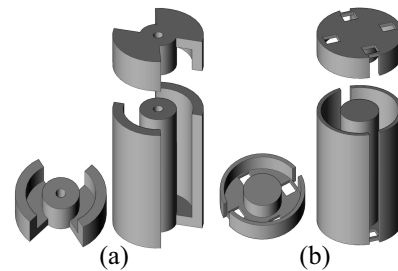


Figura 2. Geometrias de núcleos propostos para barramento magnético com múltiplas portas para acoplamento em alta frequência: (a) núcleo XS estendido, (b) núcleo pote estendido.

Geometrias do tipo pote são muito utilizadas em acoplamentos de sinais, mas não são exploradas em aplicações de potência. Espera-se que esta nova geometria 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 à sua altura estendida, podendo acrescentar e retirar enrolamentos quando necessário.

Este estudo tem o objetivo de avaliar os efeitos das diferentes geometrias de núcleos usadas em barramentos magnéticos e compará-las com as propostas pelos autores. Os efeitos avaliados são: perdas no núcleo, distribuição das linhas de fluxo magnético, indutância magnetizante e indutância de dispersão.

O artigo está estruturado da seguinte forma: na seção 2 serão apresentados os conversores da família MAB (*Multiple Active Bridge*), principais topologias de conversores utilizados no processamento da energia de sistemas acoplados magneticamente. Na seção 3 será feita uma revisão bibliográfica do barramento magnético com as principais geometrias estudadas. Na

seção 4, os resultados preliminares das estruturas propostas e na seção 5, as conclusões.

## 2 Conversor MAB

Os conversores MAB (Figura 3), introduzidos por (Falcones et al., 2013), principais topologias utilizadas no processamento da energia de um barramento magnético (Falcones et al., 2010), são casos específicos da generalização proposta por (Tao et al., 2006).

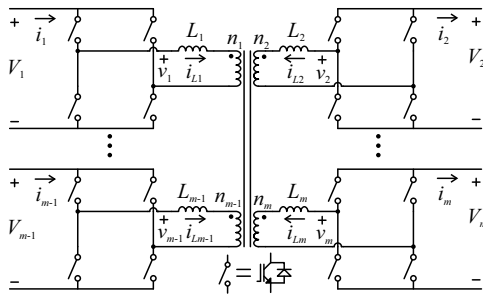


Figura 3. Generalização do conversor multiportas MAB (Falcones et al., 2013).

O conversor MAB é tido como uma extensão do conversor DAB proposto por (Doncker et al., 1991). O conversor TAB (Triple Active Bridge), com três portas foi apresentado por (Michon et al., 2004) para interligar células de combustível, carga e uma bateria para armazenamento de energia. Em 2006, (Qiang et al., 2006) introduz o conversor de quatro portas (QAB) e (Falcones et al., 2013) formaliza o conceito dos conversores multiportas lançando o conversor MAB com foco em aplicações nos transformadores de estado sólido (SSTs).

A vantagem de se utilizar estes conversores está na possibilidade de transferir energia entre todas as portas, utilizando diversos tipos de fontes e cargas, com diferentes níveis de tensão. A utilização de um transformador único permite a multidirecionalidade e um aumento na densidade de potência do conversor (Falcones et al., 2013).

### 2.1 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 seção. Este conversor, cuja ideia original proposta por (Doncker et al., 1991), é amplamente explorado na literatura e apresenta diversas variações topológicas (Sfakianakis et al., 2016b). As principais variações do conversor DAB são: DHB (*Dual Active Half Bridge*) (Jaehong Kim et al., 2009), DAB NPC (*Neutral Point Clamped*) (Filba-Martinez et al., 2013), DAB T-Type (Sfakianakis et al., 2016a) e DAB MMC (*Modular Multilevel Converter*) (Wang et al., 2015), além das topologias de conversão direta CA-CA (Bezerra et al., 2014).

A associação de conversores DAB também é muito estudada, possibilitando aplicações com níveis de

tensão e corrente elevados, utilizando tecnologias de semicondutores mais básicas. A Figura 4 ilustra as principais conexões: ISOS (*Input Series Output Series*), ISOP (*Input Series Output Parallel*), IPOP (*Input Parallel Output Parallel*) e IPOS (*Input Parallel Output Series*) (She et al., 2013).

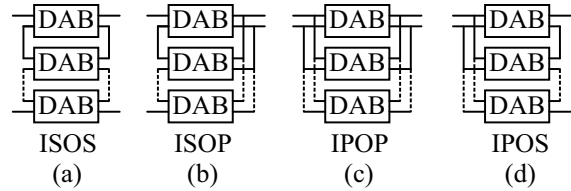


Figura 4. Associações do conversor DAB dos tipos: (a) ISOS, (b) ISOP, (c) IPOP e (d) IPOS.

A Figura 5 mostra a topologia original do conversor DAB monofásico de (Doncker et al., 1991) com as formas de onda em suas quatro etapas de operação.

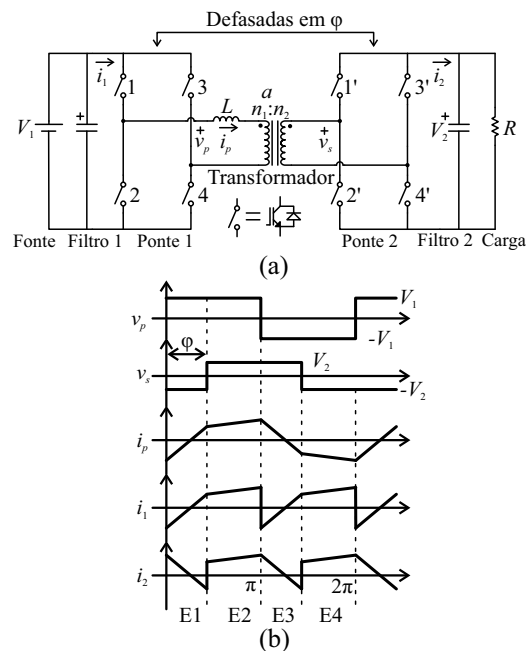


Figura 5. Conversor DAB monofásico proposto por (Doncker et al., 1991).

Uma grande vantagem desta topologia é comutação suave natural para uma faixa de operação. A transferência de energia entre os conversores em ponte completa é feita pela indutância de transmissão, trazendo ao conversor DAB, uma característica interessante, onde 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 se dá pela diferença de tensão aplicada nos dois lados da indutância de transmissão, similar ao que acontece nas linhas de transmissão e a estratégia mais comum para controlar o fluxo de potência é por deslocamento angular em dois níveis, como é mostrado na Figura 5-b, comumente chamada de *phase shift modulation (psm)*. Nesta estratégia, aplicam-se sinais de comando com defasagem  $\phi$  entre os interruptores complementares de cada conversor em ponte com-

pleta. 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  $\varphi$  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 Figura 5-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  $a = n_1/n_2$ ;
- $\omega$  frequência de comutação em rad/s;
- $L$  indutância de transmissão;
- $\varphi$  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 reativa processada é muito elevada, então, a valor ideal defasagem é de 45°, condição em que a potência reativa processada pelo conversor é baixa, o sistema é estável e há comutação suave (Doncker et al., 1991). Com isso, a indutância de transmissão normalmente é calculada nesta condição, 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 transferência a potência desejada.

### 3 Barramento Magnético

Nesta seção, serão apresentadas as principais geometrias usadas em barramentos magnéticos encontradas na literatura. Como mencionado anteriormente, os conversores da família MAB são as principais topologias usadas para esta aplicação e elas apresentam uma característica interessante da indutância de dispersão do transformador ser aproveitada para compor a indutância de transmissão. Esta característica divide as opiniões sobre o projeto do barramento magnético em duas vertentes: projetar o barramento magnético com a indutância de dispersão necessária para a transmissão de potência ou projetar o barramento magnético com indutância de dispersão mínima e adicionar um indutor em série.

Do ponto de vista do aumento da densidade de potência, a ideia de projetar o barramento magnético com a indutância necessária é interessante e algumas técnicas para isto são: deslocamento vertical dos

enrolamentos concêntricos (de Leon et al., 2014; Steiger and Mariethoz, 2010), deslocamento horizontal dos enrolamentos (Hernandez et al., 2011; Shuai and Biela, 2013) e inserção de um núcleo magnético entre os enrolamentos (Baek and Bhattacharya, 2011; Hernandez et al., 2011; Pavlovsky et al., 2005).

Por outro lado, defensores da ideia da dispersão mínima, (Rauls et al., 1993; Boguslaw et al., 2005; Chen and Divan, 2017), justificam que a indutância de dispersão é uma grandeza dependente de diversos fatores que não se tem um controle preciso e extremamente dependente do processo de fabricação, além de que indutância de dispersão remete a baixo fator de acoplamento, diminuindo a eficiência na transferência de energia, podendo até não resultar necessariamente em um aumento na densidade de potência. Além de que em transformadores de alta tensão, é muito difícil manter valores baixos de indutância de dispersão e isso acaba dificultando consideravelmente o projeto e a fabricação. Apesar dos conversores da família MAB serem as principais topologias usadas e que necessitam de indutância de transmissão, há outros conversores, principalmente aplicados em SSTs que a indutância de dispersão é extremamente prejudicial, como o caso dos SSTs baseados em *flyback* (Manjrekar et al., 2000), conversores matriciais isolados (Basu et al., 2015) e topologia *Dyna-C* (Chen et al., 2017). Com estes argumentos, a vertente de que o barramento magnético deve apresentar a menor indutância de dispersão e acrescentar um indutor externo quando necessário torna-se mais atrativa, permitindo otimizar o projeto do barramento magnético e de certa forma deixá-lo mais versátil.

#### 3.1 Geometrias de barramentos magnéticos

Existem dois tipos de estruturas do barramento magnético: solenoidais e coaxiais (She et al., 2013). 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. Os tipos mais comuns destas estruturas são *shell* (Ortiz et al., 2013), *core* (Perez et al., 1995), *matrix* (Rothmund et al., 2015) e multielementos (Filchev et al., 2009), sendo o núcleo EE o modelo mais comum do tipo *shell*. A Figura 6 ilustra os diferentes tipos de estruturas solenoidais.

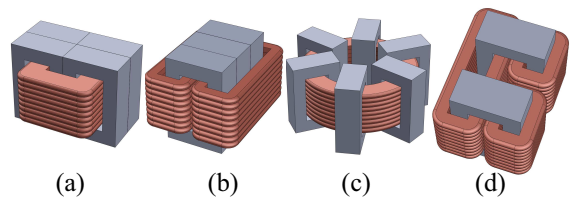


Figura 6. Estruturas solenoidais (a) *shell*, (b) *core*, (c) *matrix* (She et al., 2013) e (d) multielementos (Filchev et al., 2009).

As estruturas coaxiais são largamente utilizadas em telecomunicações e foram introduzidas na eletrônica de potência por (Kheraluwala et al., 1990). Alguns trabalhos interessantes de transformadores coaxiais

são encontrados em (Baek and Bhattacharya, 2011; Boguslaw et al., 2005; Kadavelugu et al., 2011; Waltrich et al., 2010). Na Figura 7 mostram-se algumas estruturas coaxiais citadas.

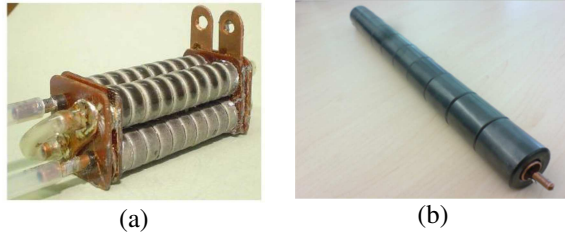


Figura 7. Transformadores coaxiais (a), (Boguslaw et al., 2005), (b) (Waltrich et al., 2010).

A principal vantagem da estrutura coaxial é o alto fator de acoplamento e baixa indutância de dispersão, porém, esta característica é válida quando se trabalha com relação 1:1, como na Figura 7-b. O transformador da Figura 7-a também apresenta relação 1:1, porém as discontinuidades nas curvas causam uma pequena degradação nestas características. Os transformadores propostos por (Kheraluwala et al., 1990) e (Kadavelugu et al., 2011), ilustrados na Figura 8 são feitos com relação de transformação diferente de 1:1 e a acomodação dos enrolamentos com múltiplas espiras fazem estas estruturas se aproximarem das solenoidais. Os transformadores coaxiais são utilizados principalmente em aplicações de frequências mais elevadas, entre 100 kHz até megahertz, condição onde o volume do núcleo é reduzido, contrabalanceando a desvantagem de possuir um núcleo volumoso a fim de obter um valor de indutância magnetizante adequada, devido à única espira presente no primário.

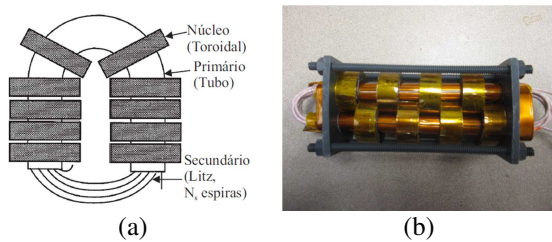


Figura 8. Transformador coaxial proposto por (a) (Kheraluwala et al., 1990) e (b) (Kadavelugu et al., 2011).

### 3.2 Proposta de barramento magnético

Com base em tudo que foi abordado, são propostas geometrias para uso em barramento magnético 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 a mudanças na geometria do núcleo, sendo desconsiderados os efeitos dos enrolamentos.

Para uma comparação justa, foi projetado um barramento magnético do tipo *shell* pelos métodos usados na literatura e as dimensões dos demais núcleos foram obtidas de forma a manter as mesmas área 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. Estes critérios de projeto são ilustrados na Figura 9.

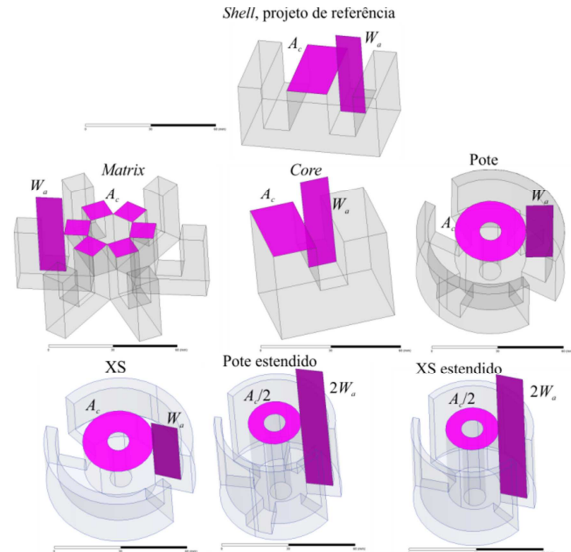


Figura 9. Critério de projeto adotados para o dimensionamento dos núcleos.

### 3.3 Dimensionamento do núcleo shell

O dimensionamento do núcleo *shell* foi baseado em (Kazimierczuk, 2013), 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 obtidos por meio de um processo iterativo de forma a igualar as perdas no núcleo e no cobre.

As especificações do transformador simulado são apresentadas na Tabela 1 e com base nelas, foi escolhido o núcleo EE do fabricante Thornton modelo NEE 63-33-26 com material IP12 ("THORNTON - MATERIAIS," n.d.). Para a escolha do núcleo, foi realizado um processo iterativo a fim de obter uma

eficiência de 99% e com as perdas distribuídas igualmente entre cobre e núcleo.

Tabela 1. Especificações do transformador.

| Grandeza                     | Símbolo      | Valor                 |
|------------------------------|--------------|-----------------------|
| Tensão no primário           | $V_{priRMS}$ | 400 V                 |
| Tensão no secundário         | $V_{secRMS}$ | 800 V                 |
| Corrente no primário         | $I_{priRMS}$ | 3,04 A                |
| Corrente no secundário       | $I_{secRMS}$ | 1,52 A                |
| Potência aparente total      | $S_{total}$  | 2,43 kVA              |
| Frequência de operação       | $f$          | 50 kHz                |
| Fator de utilização          | $k_u$        | 0,7                   |
| Densidade de fluxo magnético | $B_m$        | 0,054 T               |
| Densidade de corrente        | $J_{RMS}$    | 154 A/cm <sup>2</sup> |
| Produto das áreas            | $A_p$        | 19,2 cm <sup>4</sup>  |

Os demais núcleos foram projetados de acordo com os critérios mencionados na seção 3.2 e a Tabela 2 apresenta seus principais valores dimensionais.

Tabela 2. Dados geométricos dos núcleos.

| Dado     | $A_c$<br>(mm <sup>2</sup> ) | $W_a$<br>(mm <sup>2</sup> ) | $A_p$<br>(cm <sup>4</sup> ) | $V_C$<br>(cm <sup>3</sup> ) | $A_s$<br>(mm <sup>2</sup> ) | MLT<br>(mm) | MPL<br>(mm) |
|----------|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|-------------|-------------|
| Shell    | 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.

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

Tabela 3. Resultados obtidos nas simulações no modo *eddy-current* e transiente no Ansys.

| Geometria | Ind. magnetizante (mH) | Perdas no núcleo (W) | Acoplamento | Ind. 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 Figura 10 são apresentadas as distribuições das linhas de fluxo magnético nos núcleos *shell*, *core* e *matrix* e na Figura 11 são apresentados as mesmas distribuições para os núcleos pote, XS, pote estendido e XS estendido propostos pelos autores.

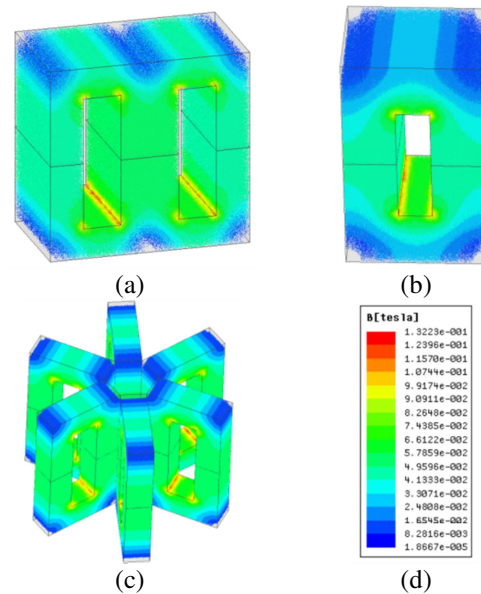


Figura 10. (a) Escala gráfica do módulo da densidade de fluxo magnético. Densidade de fluxo magnético distribuído nos núcleos com geometrias do tipo (a) Shell, (b) Core, (c) Matrix e.

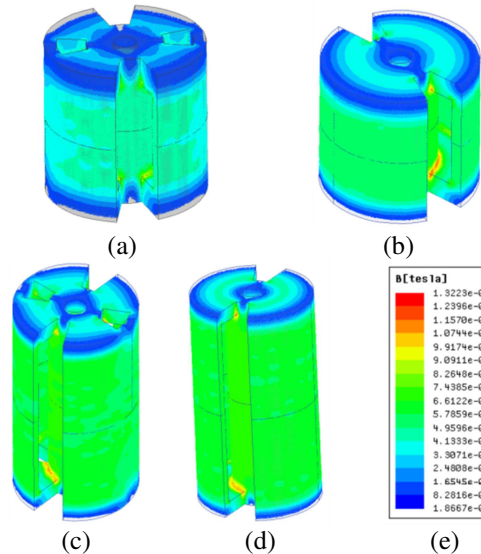


Figura 11. Densidade de fluxo magnético distribuído nos núcleos (a) pote, (b) XS, (c) pote estendido, (d) XS estendido e (e) escala gráfica do módulo da densidade de fluxo magnético.

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, pode-se perceber que os núcleos do tipo pote e XS apresentam um melhor aproveitamento do volume, 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.

Tabela 4. Comparação das perdas totais entre as geometrias.

| Geometria | Perdas no núcleo (W) | Perdas por volume (kW/L) | Perdas no cobre (W) | Perdas 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 a pior performance entre todos os comparados. A maior área superficial dos núcleos pote e XS facilitam seu arrefecimento, contabilizando como vantagens destas estruturas. Os núcleos estendidos apresentaram uma performance inferior aos demais, porém, seu volume de ferrite é menor e devido à altura estendida, há vantagens quanto à versatilidade, permitindo acrescentar enrolamentos no seu interior, sendo atrativo para múltiplos enrolamentos.

## 5 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 mostram-se promissoras, pois apesar do alongamento do seu caminho magnético, suas características não ficaram muito piores que os demais, sendo interessantes para acomodar 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

Baek, S., Bhattacharya, S., 2011. 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. pp. 1873–1880.

- Basu, K., Shahani, A., Sahoo, A.K., Mohan, N., 2015. A Single-Stage Solid-State Transformer for PWM AC Drive With Source-Based Commutation of Leakage Energy. IEEE Trans. Power Electron. 30, 1734–1746.
- Bezerra, P.A.M., Krismer, F., Burkart, R.M., Kolar, J.W., 2014. 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. IEEE, pp. 1038–1044.
- Boguslaw, G., Mariusz, S., Zbigniew, K., Erwin, M., Marcin, Z., 2005. The experimental coaxial transformer - technology and characteristics. In: Power Electronics and Applications, 2005 European Conference On. pp. 9 pp.-P.9.
- Chen, H., Divan, D., 2017. High-frequency transformer design for the soft-switching solid state transformer (S4T). In: 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, pp. 2534–2541.
- Chen, H., Prasai, A., Divan, D., 2017. Dyna-C: A Minimal Topology for Bidirectional Solid-State Transformers. IEEE Trans. Power Electron. 32, 995–1005.
- de Leon, F., Purushothaman, S., Qaseer, L., 2014. Leakage Inductance Design of Toroidal Transformers by Sector Winding. IEEE Trans. Power Electron. 29, 473–480.
- Doncker, R.W.A.A.D., Divan, D.M., Kheraluwala, M.H., 1991. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications. IEEE Trans. Ind. Appl. 27, 63–73.
- Falcones, S., Ayyanar, R., Mao, X., 2013. A DC-DC Multiport-Converter-Based Solid-State Transformer Integrating Distributed Generation and Storage. IEEE Trans. Power Electron. 28, 2192–2203.
- Falcones, S., Mao, X., Ayyanar, R., 2010. Topology comparison for Solid State Transformer implementation. In: Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE. pp. 1–8.
- Filba-Martinez, A., Busquets-Monge, S., Bordonau, J., 2013. 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. IEEE, pp. 6251–6256.
- Filchev, T., Clare, J., Wheeler, P., Richardson, R., 2009. Design of high voltage high frequency transformer for pulsed power applications. In: Pulsed Power Conference, 2009 IET European. pp. 1–4.
- Hernandez, I., de Leon, F., Gomez, P., 2011. Design Formulas for the Leakage Inductance of Toroidal Distribution Transformers. IEEE Trans. Power Deliv. 26, 2197–2204.

- Hurley, W.G., Wölflé, W.H., 2013. Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications. John Wiley & Sons.
- Jaehong Kim, Ilsu Jeong, Kwanghee Nam, 2009. Asymmetric duty control of the dual-active-bridge DC/DC converter for single-phase distributed generators. In: 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, pp. 75–82.
- Jeszszsky, S., 1996. History of Transformers. IEEE Power Eng. Rev. 16, 9.
- Kadavelugu, A., Baek, S., Dutta, S., Bhattacharya, S., Das, M., Agarwal, A., Scofield, J., 2011. 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). IEEE, pp. 314–320.
- Kazimierczuk, M.K., 2013. High-Frequency Magnetic Components, 2nd ed. Wiley.
- Kheraluwala, M.H., Novotny, D.W., Divan, D.M., 1990. Design considerations for high power high frequency transformers. In: 21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists. IEEE, pp. 734–742.
- Manjrekar, M.D., Kieferndorf, R., Venkataramanan, G., 2000. Power electronic transformers for utility applications. In: 35th IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy. IEEE, pp. 2496–2502.
- Michon, M., Duarte, J.L., Hendrix, M., Simoes, M.G., 2004. A three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems. In: 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference. IEEE, pp. 4736–4742.
- Ortiz, G., Leibl, M., Kolar, J.W., Apeldoorn, O., 2013. 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. pp. 1285–1290.
- Pavlovsky, M., de Haan, S.W.H., Ferreira, J.A., 2005. 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. pp. 1540–1547.
- Perez, M.A., Blanco, C., Rico, M., Linera, F.F., 1995. A new topology for high voltage, high frequency transformers. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual. pp. 554–559 vol.2.
- Qiang, M., Wei-yang, W., Zhen-lin, X., 2006. 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. IEEE, pp. 1–5.
- Rauls, M.S., Novotny, D.W., Divan, D.M., 1993. Design considerations for high-frequency coaxial winding power transformers. Ind. Appl. IEEE Trans. On 29, 375–381.
- Rothmund, D., Ortiz, G., Guillod, T., Kolar, J.W., 2015. 10kV SiC-based isolated DC-DC converter for medium voltage-connected Solid-State Transformers. In: 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, pp. 1096–1103.
- Sfakianakis, G.E., Everts, J., Huisman, H., Borrias, T., Wijnands, C.G.E., Lomonova, E.A., 2016a. 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). IEEE, pp. 1–10.
- Sfakianakis, G.E., Everts, J., Huisman, H., Lomonova, E.A., 2016b. Comparative Evaluation of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Variants. In: 2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). IEEE, pp. 1–6.
- She, X., Huang, A.Q., Burgos, R., 2013. Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems. Emerg. Sel. Top. Power Electron. IEEE J. Of 1, 186–198.
- Shuai, P., Biela, J., 2013. Design and optimization of medium frequency, medium voltage transformers. In: 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). IEEE, pp. 1–10.
- Steiger, U., Mariethoz, S., 2010. 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. pp. 1–6.
- Tao, H., Kotsopoulos, A., Duarte, J.L., Hendrix, M.A.M., 2006. Family of multiport bidirectional DC-DC converters. Electr. Power Appl. IEE Proc. - 153, 451–458.
- THORNTON - MATERIALS [WWW Document], n.d. URL <http://www.thornton.com.br/materials.htm> (accessed 10.11.17).
- Waltrich, G., Duarte, J.L., Hendrix, M.A.M., 2010. Multiport converters for fast chargers of electrical vehicles - Focus on high-frequency coaxial transformers. In: 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA. IEEE, pp. 3151–3157.
- Wang, Z., Zhang, J., Sheng, K., 2015. Modular multilevel power electronic transformer. In: 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia). IEEE, pp. 315–321.