

Influência do Ponto de Operação de Conversores Estáticos no Volume e Perdas de Diferentes Tecnologias de Materiais Magnéticos

Pedro Cerutti Bolsi

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC)
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)
Santa Maria, Brasil
pcbolsi@gmail.com

José Renes Pinheiro

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC)
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)
Santa Maria, Brasil
jrenespinheiro@gmail.com

Edemar de Oliveira Prado

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC)
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)
Santa Maria, Brasil
eo.prado@hotmail.com

Hamiltom Confortin Sartori

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC)
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)
Santa Maria, Brasil
hamiltomsar@gmail.com

Resumo—Este artigo avalia e compara o comportamento elétrico e térmico de tecnologias de núcleos magnéticos através de um projeto de indutor. O objetivo é identificar os materiais de maior densidade volumétrica de potência e eficiência. As não linearidades causadas por variações na permeabilidade magnética dos materiais tornam o projeto complexo, e a visualização das relações entre os parâmetros de projeto é essencial. Projetos de indutor para núcleos de tecnologia MPP, HF, Kool M μ ®, Kool M μ MAX® e ferrite P são avaliados e comparados em uma varredura de pontos de operação (frequência e ondulação de corrente). Os resultados apresentam a relação entre volume, densidade de corrente, perdas no cobre e perdas no núcleo, apontando as faixas específicas nas quais cada material é recomendado.

Palavras Chave—Densidade de Corrente, Frequência, Núcleos Magnéticos, Ondulação de Corrente, Perdas, Temperatura, Volume.

I. INTRODUÇÃO

A redução do tamanho e peso dos circuitos é de grande interesse em aplicações como veículos elétricos, veículos elétricos híbridos, e conversores fotovoltaicos. Os esforços de pesquisa voltados a essas aplicações se dirigem à otimização da quantidade de energia processada relativa ao volume [1], [2], possível através da elevação da frequência de operação. No entanto, elevar a frequência resulta em mais perdas de comutação nos semicondutores [3].

Atualmente, a operação eficiente em alta frequência tornou-se possível graças ao desenvolvimento de tecnologias de MOSFETs como os CoolMOS, GaN e SiC [4], [5]. À medida que os transistores têm seus limites operacionais aumentados, as tecnologias de materiais magnéticos encaram a demanda, e a oportunidade, de seguirem o mesmo caminho [6]. Ao passo que os transistores evoluíam, o ferrite era o material mais empregado para aplicações em alta frequência, podendo ser encontrados em frequências de 10 kHz a 1 MHz, com densidades de fluxo magnético na ordem de 0,05 T a 0,3 T [7], [8].

Dado que indutores, em muitos casos, aparecem como o maior componente do circuito, a redução do seu volume está geralmente atribuída à máxima densidade de fluxo que o material magnético pode suportar sem atingir a saturação. Portanto, tecnologias de núcleo de pó de ferro (*powder*) tornam-se atrativas, devido às suas densidades máximas de fluxo de até 1,5 T [9]. Quando utilizando estes núcleos, a permeabilidade baixa e característica de saturação suave irão resultar em projetos que estarão na maioria das vezes limitados pela temperatura, ao invés de serem limitados pela saturação magnética [10].

Os esforços de pesquisa na direção do aumento da densidade volumétrica potência motivaram a descrição e comparação da performance de vários materiais de núcleo magnético até altas frequências. Para este fim, uma simulação computacional foi elaborada, na qual projetos de indutor são iterados para frequências de comutação de 5 kHz a 1 MHz, e ondulações de corrente (*ripple*) de 10% a 80%, utilizando densidades de corrente de 200 A/cm² e 600 A/cm². Materiais avaliados incluem ferrites P [15]; núcleos *powder* Molypermalloy (MPP); High Flux (HF); Kool M μ ®; e Kool M μ MAX® [9].

De forma a demonstrar o procedimento de projeto do indutor, uma topologia simples conversor foi usada, o conversor *Boost*. O procedimento de projeto (seção II) e as discussões apresentadas (seção III) podem ser aplicados a qualquer cenário que exija densidade de potência. Como entrada do circuito, um arranjo de cinco módulos solares policristalinos Kyocera KT265 é considerado, operando sob condições normais de operação (NOCT) [11].

II. PROCEDIMENTO DE PROJETO DO INDUTOR

Um banco de dados foi construído para a simulação contendo núcleos ordenados de forma crescente em capacidade de armazenamento de energia [9], [15]. Ao longo da simulação, a realizabilidade construtiva de um núcleo é verificada através de *verificações de design* e, quando uma

decisão não atinge tais restrições de projeto, um núcleo mais volumoso e de maior energia substitui a escolha de núcleo prévia.

O fluxograma que resume os procedimentos da seção II está apresentado na Figura 1, identificando as equações envolvidas em cada passo.

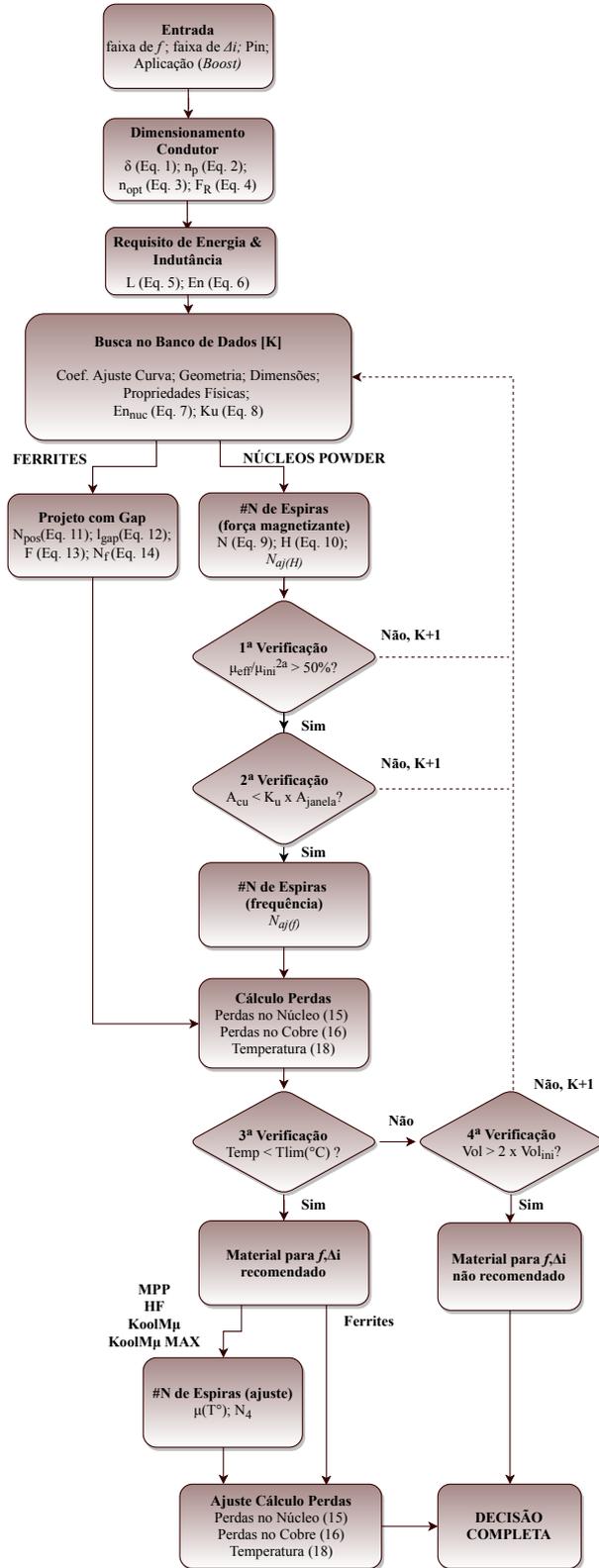


Figura 1. Fluxograma da Simulação

A. Dimensionamento do Condutor

O primeiro passo é projetar os condutores de forma a mitigar os efeitos skin e proximidade, reduzindo a parcela de resistência CA. Para isso, o fio *litz* é empregado. A profundidade pelicular (δ), em *cm*, será usada para selecionar um diâmetro para os filamentos de cobre [12],

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_o f_{eff}}} \cdot 10^2 \quad (1)$$

em que ρ é a resistividade do cobre esmaltado em função da temperatura, em $\Omega.m$, μ_o a permeabilidade magnética do vácuo, em H/m , e f_{eff} a frequência efetiva nos enrolamentos, em Hz. Para o conversor *Boost*, que possui uma forma de onda não-senoidal com nível CC, a Equação 1 deve ser aplicada utilizando uma frequência efetiva f_{eff} , introduzida por [13].

O número de filamentos no agrupamento *litz* será o número de condutores em paralelo (n_p) que compensa para a área de cobre dada a densidade de corrente (J), em A/cm^2 e a corrente eficaz (I_{RMS}), em A ,

$$n_p = \frac{\left(\frac{I_{RMS}}{J}\right)}{\left(\frac{\pi d_c^2}{4}\right)} \quad (2)$$

em que d_c é o diâmetro do filamento, em *cm*. Para garantir a minimização da resistência AC, bons projetos de condutor *litz* utilizam filamentos de diâmetro menor que δ . Um filamento de diâmetro (d_c) 4 vezes menor que δ é escolhido, uma escolha frequente [12].

Para qualquer agrupamento de condutores isolados, aumentar o número de filamentos, ao passo que se diminui o diâmetro individual, é uma forma de reduzir a resistência CA. No entanto, a medida que o número de filamentos aumenta, a fração da área do agrupamento ocupada pelo cobre diminui, e a fração ocupada pelo isolamento aumenta. Isso resulta numa elevação da resistência CC para um mesmo diâmetro [13].

Eventualmente, a resistência CA é reduzida a um ponto em que a elevação da resistência CC não compensa [13]. Portanto, existe um número ótimo de filamentos (n_{opt}) que resulta na minimização da resistência CA sem comprometer a resistência CC, obtido analiticamente por [12],

$$n_{opt} = \frac{\delta^2 b}{N} \frac{\sqrt{192(F_R - 1)}}{\pi d_c^3} \quad (3)$$

em que δ é a profundidade pelicular, em *cm*, N é o número de espiras, b é a largura da janela atribuída às espiras (*bobbin breadth*), em *cm*, e d_c o diâmetro do filamento, em *cm*. F_R é a razão entre as resistências CA e CC.

O número ótimo de filamentos dado pela Equação (3) é uma indicação geral e não uma prescrição exata. A combinação de n_{opt} e d_c que minimiza a resistência CA sem comprometer a resistência CC é obtido iterativamente, aproximando o fator de resistência F_R da unidade, uma vez que,

$$F_R = \frac{R_{ca}}{R_{cc}} = 1 + \frac{(\pi n N)^2 d_c^6}{192 \delta^4 b^2} \quad (4)$$

B. Capacidade de Armazenamento de Energia e Requisito de Indutância

A Equação (5) é usada para selecionar o indutor para um conversor *Boost* em Modo de Condução Contínua (MCC) [3],

$$L = \frac{V_{in}D}{f\Delta i} \quad (5)$$

em que L é o requisito de indutância, em H , V_{in} é a tensão eficaz de entrada, em V , D é a razão cíclica, f a frequência de chaveamento, em Hz , e Δi o pico da corrente, em A ($I_{RMS} + \frac{\Delta i}{2}$).

A Equação (5) é influenciada diretamente pelo ponto de operação ($f, \Delta i$). Isso significa que maiores frequências (f) e *ripples* (Δi) de corrente irão resultar em requisitos de indutância (L) menores, potencialmente reduzindo o volume do indutor.

A indutância necessária para o MCC resulta em um requisito de capacidade de armazenamento de energia (En), em $A^2.H$, para cada ponto de operação, obtido pela Equação (6).

$$En = \frac{1}{2} \left[L \left(I_{RMS} + \frac{\Delta i}{2} \right)^2 \right] \quad (6)$$

Como cada núcleo possui uma capacidade de armazenamento de energia de acordo com seu produto de área (Ap), em cm^4 [14], a Equação (6) é usada em combinação com a Equação (7) para selecionar os núcleos no banco de dados [9], [15],

$$En_{nuc} = \frac{ApB_mJK_u}{2 \cdot 10^4} \quad (7)$$

em que B_m é a densidade de fluxo máxima, em T , e K_u é o fator de utilização da janela, estimado por quatro fatores [14],

$$K_u = S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \cdot S_4 \quad (8)$$

dos quais S_1 diz respeito a área de janela que será utilizada pelo isolamento dos filamentos, sendo o fator da área de cobre nu sobre a área de cobre isolado; S_2 corresponde ao fator de preenchimento das espiras, devido à geometria circular dos agrupamentos de condutores em paralelo, espiras de indutores estão sujeitas a espaços vazios entre as camadas, reduzindo a área eficaz; S_3 considera o espaço necessário para o processo de enrolamento dos núcleos; e S_4 diz respeito ao espaço tomado pelo isolamento de entre camadas de espiras, como no revestimento dos agrupamentos litz.

C. Número de Espiras e Ocupação da Janela

O cálculo do número de espiras difere para cada tecnologia, devido à presença do entreferro nos ferrites e da característica de saturação suave dos núcleos *powder*.

1) *Núcleos powder*: o número de espiras (N) é calculado,

$$N = \sqrt{\frac{Ll_e}{0,4\pi\mu A_e}} \quad (9)$$

no qual l_e é o caminho médio magnético, em cm , A_e a área da seção transversal do núcleo, em cm^2 , e μ a permeabilidade magnética do material ($\mu_r \cdot \mu_o$). Com o número de espiras determinado, a força magnetizante (H), em $\frac{A.e}{cm}$, pode ser estimada através da Equação (10).

$$H = \frac{N \left(I_{RMS} + \frac{\Delta i}{2} \right)}{l_e} \quad (10)$$

Dada a característica de saturação suave dos núcleos *powder*, sua permeabilidade magnética diminui gradativamente em função de H , com base nas curvas de permeabilidade vs. força magnetizante [9]. Desta maneira, um número de espiras ajustado para a força magnetizante $N_{aj(H)}$ é calculado de forma a manter a indutância. Por outro lado, aumentar o número de espiras fará com que a força magnetizante aumente (Equação 10). Portanto, este processo é reiterado até que a indutância atenda ao objetivo dado pela Equação (5).

Para este processo iterativo de N e H é adotada uma tolerância de redução de permeabilidade de no máximo 50% na segunda iteração. Isto evita a operação próxima à saturação para o par $f, \Delta i$. Decisões de núcleo que apresentam redução de permeabilidade maior que 50% na segunda iteração são substituídos por outro núcleo de maior capacidade de armazenamento de energia.

Posteriormente, com base no número de espiras e dimensões do condutor, a segunda verificação de design é feita: caso a área total necessária para os enrolamentos for maior que a área da janela dado seu K_u , um núcleo de maior capacidade de energia é selecionado, até que todas as decisões de núcleo sejam realizáveis.

Para os núcleos *powder*, a elevação da frequência também afeta a permeabilidade magnética. Portanto, um número de espiras ajustado para a frequência $N_{aj(f)}$ é calculado com base nas curvas de permeabilidade vs. frequência, de forma a manter o valor da indutância [9].

2) *Ferrites*: um entreferro é empregado seguindo [14]. O número máximo de espiras (N_{pos}) que podem ser enroladas na janela de um núcleo E dado o seu K_u é calculado por,

$$N_{pos} = \frac{W_a K_u}{A_w} \quad (11)$$

sendo A_w a área ocupada por uma espira, e W_a a área da janela do núcleo, ambas em cm^2 . O comprimento do entreferro (l_g), em cm é dado por (12),

$$l_g = \frac{0,4\pi N_{pos} A_e 10^{-8}}{L} - \frac{l_e}{\mu} \quad (12)$$

A influência do fluxo de dispersão ao redor do entreferro é considerada através de um fator (F),

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \ln \left(\frac{2l_t}{l_g} \right) \quad (13)$$

no qual l_t é o comprimento de uma espira, em cm . O fluxo de dispersão reduz a relutância no entreferro, aumentando o valor de indutância. Portanto, as espiras são ajustadas para um valor menor, dado pela Equação (14).

$$N_f = \sqrt{\frac{Ll_g}{0,4\pi A_e F 10^{-8}}} \quad (14)$$

Como para os ferrites as espiras são projetadas de acordo com a janela disponível, e o entreferro determina a permeabilidade magnética do núcleo, nenhum ajuste no número de espiras é feito para compensar eventuais variações de permeabilidade causadas pela frequência e força magnetizante.

D. Perdas e Temperatura

A equação de *Steinmetz* é utilizada para o cálculo de perdas no núcleo dada uma excitação senoidal. Para conversores CC-CC, [16] mostra uma aproximação válida fazendo uso de uma versão levemente modificada. Para núcleos *powder*, a variação da densidade de fluxo (ΔB), em T , é obtida das curvas de magnetização ($B \times H$) [9]; o ΔB dos ferrites é calculado seguindo [14]. As constantes a, b e c da Equação (15) são obtidos diretamente das curvas de densidade de perdas para os núcleos *powder* [9]; já para os ferrites os parâmetros de perdas no núcleo são obtidos em [17]. O período de chaveamento é T_s , e t_{on} e t_{off} representam os estados ligado e desligado do transistor.

$$P_{núcleo} = a \left(\frac{\Delta B^b}{(2t_{on})^c} \frac{t_{on}}{T_s} + \frac{\Delta B^b}{(2t_{off})^c} \frac{t_{off}}{T_s} \right) V_{core} \quad (15)$$

Perdas no cobre em fios Litz são calculadas utilizando o fator F_r (Equação (4)),

$$P_{cu} = R_{CC} I_{RMS}^2 F_R \quad (16)$$

na qual,

$$R_{CC} = \frac{l_t \rho N}{\pi \left(\frac{d_c}{2}\right)^2 n_p} \quad (17)$$

Finalmente, dado que a temperatura ambiente (T_{amb}) seja definida em 25°C , a temperatura de operação (T) é estimada pela relação empírica dada pela Equação (18) [2]. A área da superfície de troca de calor (A_{surf}) é aproximada considerando-se a contribuição adicional dos enrolamentos às dimensões do núcleo.

$$T = T_{amb} + \left(\frac{P_{cu} + P_{núcleo}}{A_{surf}} \right)^{0,833} \quad (18)$$

Materiais magnéticos diferentes estão avaliados para diferentes temperaturas máximas de operação (100°C para ferrites, 200°C para *powder*), portanto a terceira e quarta verificações de design são necessárias neste ponto.

Para os pares $f, \Delta i$ em que a temperatura está acima da máxima permitida, a decisão de núcleo é substituída pela próxima escolha de maior tamanho e maior capacidade de armazenamento de energia. Este processo também é feito iterativamente, selecionando núcleos maiores até que o requisito de temperatura seja atingido (terceira verificação de design).

No entanto, como uma alta densidade de potência é o objetivo, o processo iterativo de substituição está limitado a subir a núcleos que possuam até, no máximo, o dobro do volume da decisão inicial (quarta verificação de design). Decisões que não atingem estes critérios são descartadas como não recomendadas para o par $f, \Delta i$, fazendo com que a temperatura e o volume sejam as principais restrições de projeto.

Finalmente, para os núcleos *powder*, a temperatura também irá aumentar ou reduzir a permeabilidade magnética [9], o que também exigirá um ajuste de espiras e atualização dos cálculos. Núcleos de ferrite diferem, novamente, neste passo, pois para ferrites apenas o cálculo das perdas no núcleo é refeito, ajustado de acordo com a temperatura [17].

III. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Um conversor *Boost* operando em MCC é projetado para um arranjo de cinco módulos solares policristalinos Kyocera KT265® em NOCT [11]. Este arranjo apresenta potência de entrada $P_{in} = 955 \text{ W}$, tensão de entrada $V_{in} = 139,5 \text{ V}_{DC}$, e saída de $V_o = 311 \text{ V}_{DC}$, corrente eficaz $I_{RMS} = 6,85 \text{ A}$ e razão cíclica $D = 0,55$. A simulação itera simultaneamente equações de projeto para todas as tecnologias, com frequências variando de 5 kHz a 1 MHz , com passo de 5 kHz , e ondulação de corrente de 10% a 80% , com passo de 5% .

Com V_{in} e D fixos, a indutância é dada somente pelo ponto de operação em f e Δi (Equação (5)). Uma vez que todos os indutores são projetados para atingir a indutância mínima dada pela Equação (5), o conceito de capacidade de armazenamento de energia, definido pelas Equações (6) e (7) (requisito e capacidade de energia, respectivamente), é usado para comparar as tecnologias em cada ponto de operação, por englobar mais propriedades do material, como densidade de corrente, dimensões e densidade de fluxo.

De forma a tornar a comparação entre os materiais o mais justa possível, somente núcleos com uma permeabilidade de 60μ são escolhidos do banco de dados, e ferrites são projetados para um *gap* que resulte na mesma permeabilidade. Para um projeto de indutor, a escolha da permeabilidade do material é livre. No entanto, para uma análise comparativa, as características de cada tecnologia são mais visíveis ao manter-se a permeabilidade magnética fixa.

Inicialmente, será discutida somente a relação entre o ponto de operação ($f, \Delta i$), a densidade de corrente (J), o volume, e as perdas no cobre e núcleo. Para menores $f, \Delta i$, há uma dominância das perdas no cobre sobre as perdas no núcleo. Por outro lado, a medida que $f, \Delta i$ se eleva, esta dominância se altera, as perdas no cobre diminuem enquanto as perdas no núcleo se elevam, eventualmente alterando a dominância completamente. A figura 2 ilustra este comportamento, usando o material Kool Mμ MAX® como exemplo, para $J = 600 \text{ A/cm}^2$ e Δi fixo em 40% .

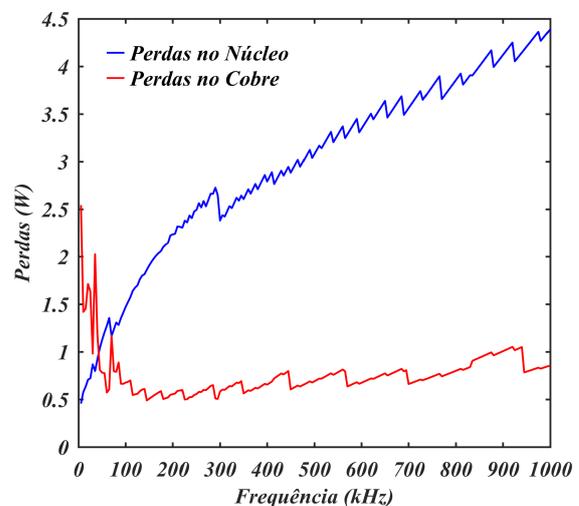


Figura 2. Comportamento das Perdas no Cobre e no Núcleo com relação à frequência.

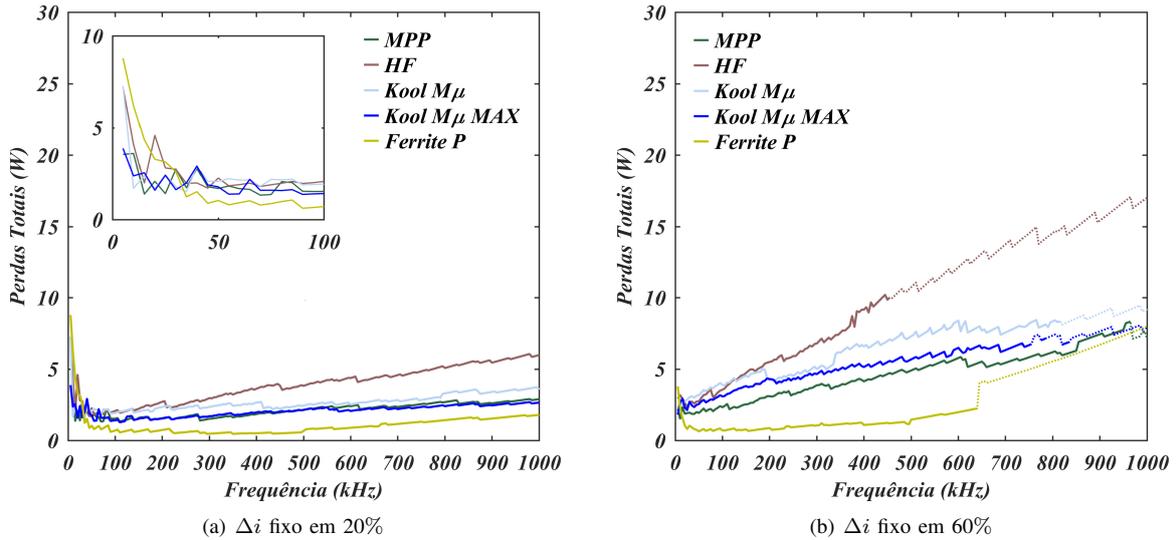


Figura 3. Perdas Totais com $J = 600 A/cm^2$

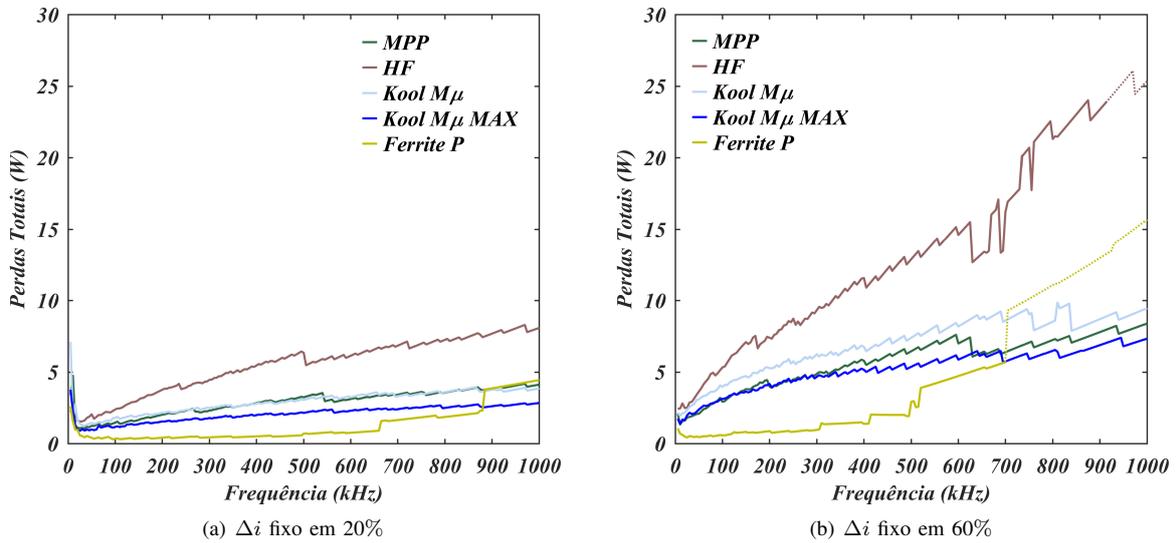


Figura 4. Perdas Totais com $J = 200 A/cm^2$

As Figuras 3 e 4, de comparação de perdas, são utilizadas para ilustrar, além da performance dos materiais em termos de perdas, o seu alcance na extensão de f e Δi . Esta limitação do pontos de operação decorre da combinação de dois fenômenos característicos de f e Δi elevados: (1) as perdas no núcleo se elevam; (2) os menores volumes reduzem a área de superfície de troca de calor. A consequência disso é uma elevação na temperatura (Equação (18)), que muitas vezes não atinge as restrições térmicas da seção II-D. Portanto, o alcance operacional dos materiais fica limitado, representado pelas linhas pontilhadas nas Figuras 3 e 4.

Nas Figuras 3 e 4, as elevadas perdas (totais) das frequências iniciais são atribuídas às perdas no cobre. Este pico inicial se reduz até em torno de 50 kHz, ponto em que as perdas no material passam a subir gradativamente devido ao aumento das perdas no núcleo.

A Equação (7) aponta que utilizar uma J elevada é útil,

pois aumentar a capacidade de armazenamento de energia no indutor significa reduzir o volume. No entanto, deve-se observar que para uma $f < 50$ kHz e Δi em torno de 20%, utilizar uma J alta resultará em elevação perdas no cobre, como visto na Figura 3(a).

Portanto, de forma a minimizar as perdas, a elevação da densidade de corrente (como em $J = 600 A/cm^2$), é recomendada em $f > 50$ kHz e $\Delta i > 20\%$, pois para estas faixas as perdas no cobre (afetadas pela alta J) não são tão significantes. Ademais, elevar o ponto de operação de $f, \Delta i$ por si só reduzirá o volume (Equação (5)).

Inversamente, para uma baixa densidade de corrente (como em $J = 200 A/cm^2$) é indicado operar em frequências abaixo de 50 kHz e $\Delta i \leq 20\%$, uma vez que as perdas nesta faixa são menores com relação a $J = 600 A/cm^2$, como indica a Figura 4(a).

O impacto da densidade de corrente sobre o volume do

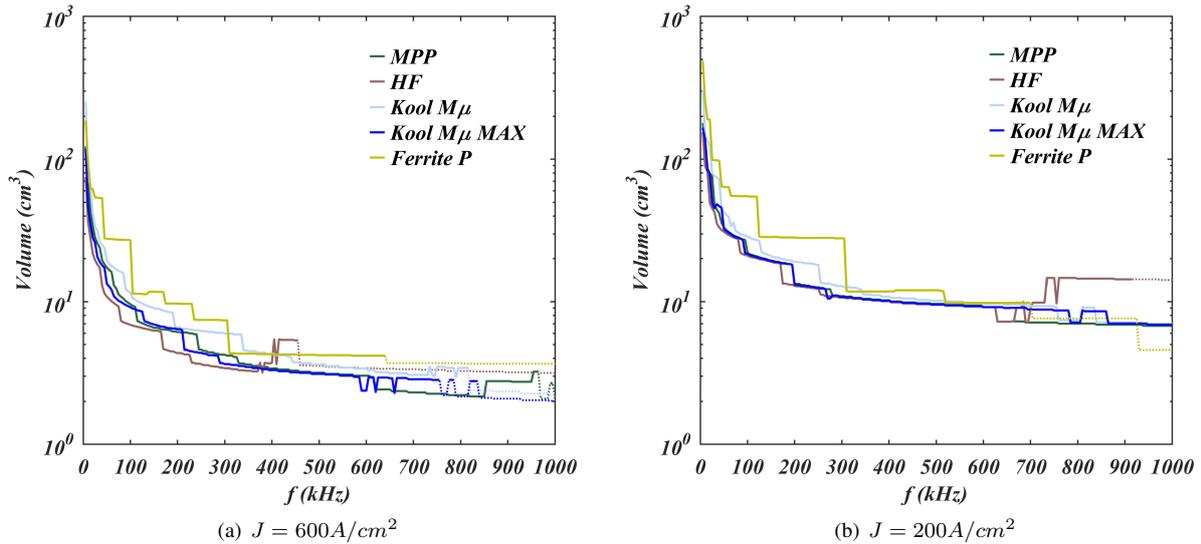


Figura 5. Volume dos materiais com Δi fixo em 60%

indutor (núcleo e espiras) é ilustrado pelas Figuras 5(a) e 5(b). Nestas também está aparente o limite operacional de cada tecnologia para a extensão de $f, \Delta i$, dadas as restrições da seção II-D.

Como uma J mais baixa (200 A/cm^2) irá resultar em menor capacidade de armazenamento de energia (Equação (7)), núcleos mais volumosos serão necessários (Figura 5(b)). Este fato implicará em perdas maiores no núcleo (Equação (15)), evidente ao comparar-se a faixa acima de 50 kHz nas Figuras 3(b) e 4(b).

No entanto, devido às dimensões maiores, uma $J = 200 \text{ A/cm}^2$ faz com que os materiais abranjam uma faixa maior na extensão de $f, \Delta i$ (Equação (18)). De modo inverso, para $J = 600 \text{ A/cm}^2$, a capacidade de armazenamento de energia aumenta e o volume necessário diminui (Figura 5(a)); volumes menores implicam em menos perdas, porém temperaturas mais elevadas.

Comparando materiais para ambas densidades de corrente, o material de maior densidade de potência é o *High Flux*, devido à sua elevada densidade de fluxo máximo (B_{sat}), na ordem de 1,4 T. Uma maior B_{sat} significa que, para o mesmo tamanho, este material possuirá maior capacidade de armazenamento de energia (Equação (7)) sem atingir a saturação magnética. A desvantagem do material HF é a elevação das perdas no núcleo à medida que o par $f, \Delta i$ é aumentado. Este fenômeno limita a faixa de operação dos núcleos HF, pois os volumes reduzidos, característicos de $f, \Delta i$ altos, em combinação com as dimensões naturalmente menores do material HF, influenciam diretamente a temperatura (Equação (18)).

Para um par $f, \Delta i$ mais elevado, os núcleos mais eficientes são os de ferrite P ($B_{sat} \approx 0,47 \text{ T}$), os MPP ($B_{sat} \approx 0,8 \text{ T}$) e os Kool Mμ MAX® ($B_{sat} \approx 1,0 \text{ T}$), respectivamente. Uma observação importante é que apesar do fato de os ferrites P apresentarem as menores perdas para todas as faixas, seus volumes são os maiores entre todos os núcleos, ambos em virtude de seu baixo B_{sat} . Ademais, sua faixa de operação é restringida por seu limite de temperatura menor (100°C)

relativo aos outros materiais (200°C). Portanto, ferrites P são recomendados para projetos que não possuam volume como uma restrição, e estejam focados primariamente em perdas baixas.

Dentre os núcleos *powder*, para $f > 50 \text{ kHz}$ e $\Delta i > 20\%$, os MPP e Kool Mμ MAX® são os de menores perdas, como indicado pelas Figuras 3 e 4. Em todas as faixas, os resultados de volume para os dois materiais são próximos, como visto nas Figuras 5(a) e 5(b). Tendo isso em vista, os núcleos MPP e Kool Mμ MAX® são excelentes opções para um projeto de alta densidade volumétrica de potência. No entanto, destaca-se o fato de os MPP serem relativamente mais caros que todos os outros materiais analisados.

Por último, o material Kool Mμ® ($B_{sat} \approx 1,0 \text{ T}$) se mostra regular em termos de volume e perdas. No entanto, é o material de menor custo relativo, por não possuir Níquel em sua liga (núcleos HF e MPP possuem 50% e 81% respectivamente).

Os degraus ocasionais das Figuras 2 a 5 são causados pelo método utilizado para a seleção de núcleos realizáveis. Dentro de uma mesma tecnologia, a tendência será escolher núcleos com dimensões similares para pontos de operação próximos. Porém, esta decisão pode vir de encontro a alguma verificação de design, fazendo com que sejam selecionados núcleos de tamanhos diferentes. Dessa maneira, os gráficos de perdas e volume tornam-se menos lineares, devido principalmente às verificações da seção II-D.

Um exemplo claro da situação supracitada, em que o método utilizado seleciona núcleos maiores ao se aproximar do limite de temperatura, é a forma como o material HF surge como o de maior volume ao ultrapassar 650 kHz, na Figura 5(b). Outro exemplo da mesma situação é como o ferrite P deixa de ser o material de menores perdas a partir de 880 kHz, na Figura 4(a).

IV. CONCLUSÃO

As particularidades de cada material estudado foram apresentadas e discutidas. Com respeito às perdas, os ferrites

P apresentam os melhores resultados, sendo indicados para aplicações em que o volume não é um fator limitante, e/ou eficiência é crucial. De uma perspectiva de alta densidade de potência, pode ser dito que os ferrites P são competitivos com núcleos *powder* em situações que o requisito de armazenamento de energia é menor (ex: $f > 300$ kHz com Δi em 60%), devido à menor diferença em volume.

Dentre os núcleos *powder*, os núcleos HF e Kool M μ MAX $\text{\textcircled{R}}$ se destacam em termos de densidade volumétrica de potência, e são diferenciados por sua performance com respeito ao ponto de operação ($f, \Delta i$). Para pontos de operação baixos ($f < 50$ kHz e Δi em torno de 20%), o material HF apresenta perdas próximas aos outros materiais, porém com volume inferior. Portanto, núcleos HF são úteis em aplicações que requerem alta capacidade de armazenamento de energia com uma restrição de espaço.

À medida que se eleva o ponto de operação, os núcleos MPP e Kool M μ MAX $\text{\textcircled{R}}$ apresentam vantagem. Para todas as faixas, seu volume é comparável ao dos núcleos HF, e são os mais eficientes entre os núcleos *powder* em alta frequência. No entanto, os núcleos Kool M μ MAX $\text{\textcircled{R}}$ possuem menor custo que os MPP, tornando-os superiores. Em contraponto ao material HF, ambos materiais são recomendados acima de 50 kHz e/ou 20% de ondulação de corrente.

Os núcleos Kool M μ $\text{\textcircled{R}}$ apresentam performance intermediária em comparação aos outros materiais *powder* em termos de eficiência e tamanho, mas possuem custo menor. Portanto, são recomendados para aplicações onde uma solução custo efetiva é necessária.

Finalmente, resultados indicam que, independente do material magnético utilizado, para atingir-se uma alta densidade volumétrica de potência, deve-se associar um alto ponto de operação ($f > 50$ kHz e $\Delta i > 40\%$) com um J elevado, minimizando as perdas e o volume.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

REFERÊNCIAS

- [1] H. C. SARTORI, H. L. HEY, J. R. PINHEIRO, "An optimum design of PFC Boost Converters", in Proc. of EPE, pp. 1-10, Sept. 2009.
- [2] H. C. SARTORI, J. E. BAGGIO, H. L. HEY, J. R. PINHEIRO, F. BELTRAME, "Integrated Methodology Design to Improve the Efficiency and Reduce Volume of the CCM PFC Boost Converters with Pre-Sizing Settings", in Proc. of ISIE, pp.1378-1385, Oct 2015.
- [3] H. C. SARTORI, F. BELTRAME, J. R. PINHEIRO "A static converter comparative study taking into account semiconductor technologies and switch auxiliary circuits: Optimized design", in Proc. of COBEP, pp. 280-285, Sept. 2011.
- [4] G. WANG, et al, "Performance comparison of 1200V 100A SiC MOSFET and 1200V 100A silicon IGBT", Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 3230-3234, Denver, CO, USA, Sept. 2013.
- [5] J. HU, "Robustness and Balancing of Parallel-Connected Power Devices: SiC Versus CoolMOS", IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 63, n. 4, pp. 2092 - 2102, April 2016.
- [6] P. CZYZ, "Performance Comparison of a 650 V GaN SSFET and CoolMOS", International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering, pp.438 - 443, Bydgoszcz, Poland, June/July 2016.
- [7] P. TENANT, J. J. ROUSSEAU, "Dynamic Model For Soft Ferrites", Power Electronics Specialists Conference, pp. 1486 - 1491 Atlanta, GA, USA, June 1995

- [8] W. A. ROSHEN, R. L. STEIGERWALD, R. J. CHARLES, W. G. EARLS, G. S. CLAYDON, C. F. SAJ, "High-efficiency, high-density MHz magnetic components for low profile converters", IEEE Transactions on Industry Applications, v. 31, n. 4, pp. 869 - 878, Jul/Aug 1995.
- [9] MAGNETICS INC., "Powder Cores Catalog", 2017.
- [10] J. COX., "Iron Powder Cores for Switchmode Power Supply Inductors", Micrometals INC., 2018.
- [11] KYOCERA GMBH, "Polycrystalline Solar Modules, KT-Series:KT265-6MCA", Jul. 2016.
- [12] C. R. SULLIVAN and R. Y. ZHANG, "Simplified design method for litz wire" 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, Fort Worth, TX, 2014, pp. 2667-2674.
- [13] C. R. SULLIVAN, "Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding,"in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 2, pp. 283-291, Mar. 1999.
- [14] MCLYMAN, Wm. T, "Transformer and Inductor design Handbook", 3rded, Idyllwild California, 2004, pp.269-274
- [15] MAGNETICS INC., "Ferrite Cores Catalog", 2017.
- [16] H. SARTORI, F. BELTRAME, M. L. MARTINS, J. E. BAGGIO, J. R. PINHEIRO, "Evaluation of an optimal design for a single-phase boost PFC converter (CCM) considering different magnetic materials core", in Proc. of COBEP, pp. 1304-1310, Apr. 2013.
- [17] MAGNETICS INC., "Technical Bulletin FC-27", 1999.