

METODOLOGIA DE PROJETO PARA MINIMIZAÇÃO DE VOLUME DO FILTRO *LCL* DE CONVERSORES CONECTADOS À REDE CONSIDERANDO TEMPO DE VIDA DO CAPACITOR

Pedro C. Bolsi^{1,2}, Edemar O. Prado^{1,2}, Arthur F. Precht¹, João M. Lenz^{1,3}, Hamiltom C. Sartori¹, José Renes Pinheiro^{1,2}

¹Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – RS, Brasil

²Universidade Federal da Bahia, Salvador – BA, Brasil

³Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul, Ijuí – RS, Brasil

e-mail: pcbolsi@gmail.com, edemar.prado@ufba.br, arthurfprecht@gmail.com, jlenz@ieee.org, hamiltomsar@gmail.com, jrenes@gepoc.ufsm.br

Resumo – Este artigo apresenta uma metodologia para o dimensionamento de filtros *LCL* aplicados a conversores conectados à rede. Esta baseia-se em uma análise conjunta dos projetos paramétrico e físico. São determinadas diferentes combinações de *L-C-L* que atendem às restrições normativas, a fim de encontrar os valores que resultem no menor volume total, maior tempo de vida do capacitor, ou compromisso entre ambos. Para isso, são modeladas as perdas nos componentes, bem como aspectos práticos e particularidades de cada tecnologia empregada no filtro. Resultados experimentais elétricos e térmicos validam a metodologia proposta.

Palavras-chave – Filtro *LCL*, Modelagem de Perdas, Tempo de Vida, Volume.

DESIGN METHODOLOGY TO MINIMIZE *LCL* FILTER VOLUME FOR GRID CONNECTED CONVERTERS CONSIDERING CAPACITOR LIFETIME

Abstract – This work presents a methodology for *LCL* filter design applied to grid connected converters. It is based on the combined analysis of the parametric and physic design. Different combinations of *L-C-L* that meet normative restrictions are determined, in order to find the values that result in the smallest total volume, highest capacitor lifetime, or a compromise among both. For this, component losses are modeled, as well as practical aspects and particularities of each technology employed in the filter. Electrical and thermal experimental results validate the proposed methodology.

Keywords – *LCL* filter, Lifetime, Power Loss Modeling, Volume.

I. INTRODUÇÃO

Seja para realizar a interface de geração de energias renováveis, ou de sistemas de alimentação ininterrupta, o

emprego de conversores estáticos com modulação por largura de pulso (PWM) permite a sintetização de tensões com baixo nível de distorção harmônica. Estes conversores operam com frequências de comutação muito acima da fundamental de 50/60 Hz. A comutação gera harmônicos de alta frequência que devem ser atenuados para evitar perturbações à outras cargas conectadas à rede. Para tanto, existem normas específicas que determinam os limites permitidos de injeção de harmônicos [1], [2].

Para a atenuação de correntes harmônicas na frequência de comutação, muito acima da banda de atuação do controlador, o uso de filtros passivos é necessário. No entanto, por possuírem baixa taxa de atenuação, os filtros puramente indutivos resultam em componentes pesados e volumosos devido à alta reatância indutiva necessária, bem como uma queda de tensão elevada [3]. Por estes motivos, o uso de filtros *LCL*, ilustrado na Figura 1, se torna atrativo. As dimensões dos componentes passivos tornam-se menores, e as restrições normativas podem ser cumpridas com frequências de comutação mais baixas. A principal desvantagem associada ao uso de filtros *LCL* é a instabilidade causada pela ressonância dos elementos do filtro, exigindo alguma forma de amortecimento [4]–[7].

A definição dos valores dos parâmetros elétricos de indutância e capacitância do filtro *LCL* não é uma tarefa trivial. A partir de um limite de geração harmônicos determinado pela norma, as metodologias de projeto dos filtros *LCL* são diversas. A estratégia mais comum consiste em determinar um valor fixo para o capacitor de filtro (C_f), geralmente escolhido como um valor inferior a 5% da capacitância base C_b , e projetar os indutores do lado do conversor (L_c) e da rede (L_g) com uma determinada razão “ r ” entre as indutâncias. Esta razão é então ajustada para atender a performance desejada para o filtro [8]–[10].

Aliada à razão r entre as indutâncias, é comum projetar L_c para uma ondulação de corrente ΔI desejada no conversor [3]. Ainda, é possível projetar, com base na formulação do espectro harmônico da tensão sintetizada pelo conversor, um

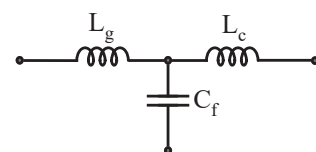


Fig. 1. Topologia de filtro *LCL*.

Manuscript received 07/28/2021; first revision 10/30/2021; accepted for publication 11/16/2021, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2021.4.0028>

L_c para uma amplitude de corrente específica na frequência de comutação vista no conversor [11]. Finalmente, metodologias mais sofisticadas para determinação do filtro *LCL* podem ser empregadas, como a modelagem do sistema no domínio harmônico estendido [12].

Com respeito ao dimensionamento físico dos componentes, uma discussão sobre a relação das perdas com o valor das indutâncias, incluindo as perdas no amortecimento passivo, foi feita por [13], em que demonstrou-se haver um valor mínimo de indutância no filtro *LCL* para a minimização das perdas. Outro trabalho, [14], busca otimizar a relação entre perdas e volume, levando em consideração a temperatura nos materiais magnéticos. Entretanto, ambos autores não avaliam o impacto das tecnologias utilizadas sobre as perdas e o volume, variáveis de projeto determinantes. Ademais, a influência do projeto do filtro *LCL* sobre o capacitor do filtro não é discutida, ainda que a ondulação de corrente influencie diretamente nas perdas e tempo de vida deste capacitor [15].

Por outro lado, trabalhos que dizem respeito ao tempo de vida dos capacitores não o fazem de maneira conjunta ao projeto físico dos indutores. Estes visam avaliar a vida útil através do perfil de missão [15], [16], ou buscam a otimização do volume, custo, confiabilidade e rendimento dos capacitores, fazendo uso de modelos linearizados das características físicas dos capacitores [17].

Assim sendo, na literatura carecem metodologias que se propõe à otimização do projeto paramétrico do filtro *LCL* (valores de L e C) à luz conjunta das perdas, volume total do filtro, e tempo de vida dos capacitores; discutindo-se as vantagens e desvantagens de decisões no projeto paramétrico, considerando as tecnologias utilizadas.

O objetivo de otimização mais comum é o custo [18], [19], por razões competitivas de mercado. Entretanto, o custo dos componentes de um conversor possui variação local e temporal, envolvendo variáveis não-determinísticas que dependem do desenvolvimento tecnológico, competição entre fabricantes, fatores geopolíticos, disponibilidade e segmento de mercado. Assim sendo, os resultados obtidos em uma otimização por custo podem ser muito pontuais, e não aplicáveis a outros projetos e situações. Por outro lado, a otimização por volume e perdas pode ser mais útil, e empregada em diferentes situações, podendo haver um compromisso ideal entre as grandezas.

Tendo isso em vista, este trabalho emprega a metodologia de projeto paramétrico e físico do filtro *LCL* ilustrada na Figura 2. A metodologia baseia-se na varredura do valor de C_f e da amplitude do harmônico de corrente em L_c . Com base nas especificações do conversor e nas restrições normativas, são encontradas, através da varredura, numerosas combinações de L - C - L que atendem à norma. A discriminação entre as possíveis soluções é feita a partir da análise do projeto físico, prevendo o uso de diferentes tecnologias, presentes em um banco de dados. Com as formas de onda no conversor, estimam-se as perdas e temperatura dos componentes, bem como o tempo de vida de C_f . Com isso objetiva-se, atendendo as restrições normativas, a minimização do volume do filtro, maximização do tempo de vida do capacitor, ou um compromisso entre ambos.

O projeto paramétrico é validado pela medição das formas

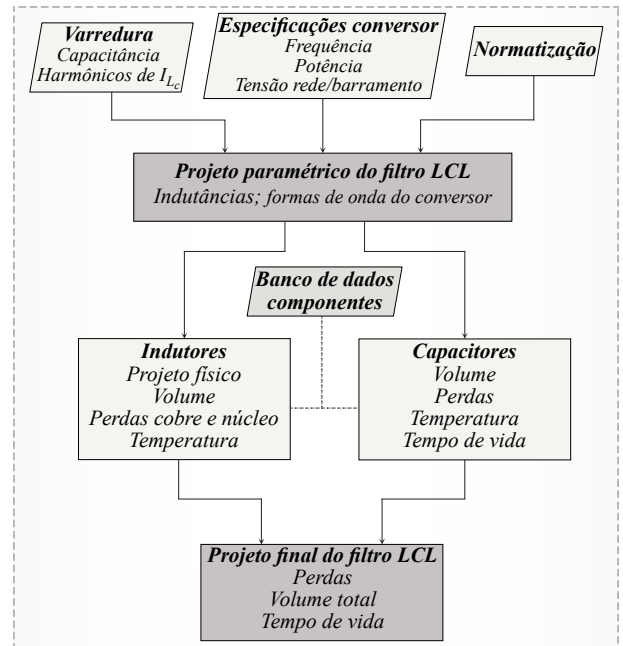


Fig. 2. Diagrama de blocos da metodologia desenvolvida.

de onda no conversor, demonstrando o cumprimento da norma adotada. Para validação do projeto físico, são utilizadas medidas de temperatura em cada componente, que, por representarem as suas perdas elétricas, validam os modelos usados no projeto.

II. PROJETO PARAMÉTRICO DO FILTRO

Como aplicação da metodologia, será analisada o estágio de entrada de uma fonte ininterrupta de energia (UPS) de dupla conversão. Ilustrado na Figura 3, o sistema consiste em dois conversores conectados *back-to-back*. Um retificador no estágio de entrada, que regula a tensão no barramento CC e realiza correção de fator de potência, e um inversor no estágio de saída, que fornece uma tensão senoidal à carga e possui capacidade de limitação de corrente. Utilizando uma conexão de neutro comum entre a entrada, saída, e o ponto central do barramento CC, é dispensado o uso de transformadores. Ademais, o neutro comum permite a alimentação de cargas monofásicas independentes, além de possibilitar uma estrutura de *bypass* entre a carga e a rede mais simples, quando há necessidade de manutenção do equipamento [7].

O filtro *LCL* na entrada do sistema é projetado para atender aos requisitos de injeção de harmônicos de corrente na rede, dados pela norma IEC 61000-3-4 [2]. A fim de encontrar um ponto ótimo de perdas, volume e tempo de vida do capacitor do filtro C_f , a metodologia utilizada prevê a varredura de valores de C_f e do harmônico de corrente $I_{c,fs}$ no indutor L_c , localizado na entrada do conversor.

A intenção da varredura paramétrica é explorar a margem de projeto existente de acordo com limite das normas, não atendo-se a um valor pré-determinado de ondulação de corrente e/ou capacitância de filtro. Avalia-se a redução do volume dos filtros à luz do compromisso com a vida útil dos capacitores.

Ainda, a metodologia apresentada não considera a indutância da rede ou a presença de um transformador, por

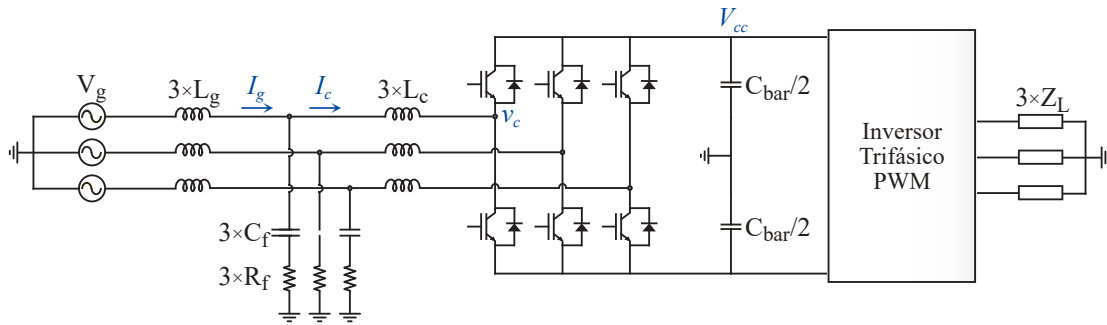


Fig. 3. Topologia do conversor: UPS de dupla conversão com ponto neutro comum.

serem normalmente variáveis desconhecidas. Portanto, o filtro é projetado para uma rede sem nenhuma característica indutiva, atendendo por si só as restrições determinadas pela IEC61000-3-4. De outra forma, as indutâncias da rede e dispersões de transformadores apareceriam somados ao indutor do lado da rede (L_g). O fluxograma do projeto paramétrico do filtro LCL está apresentado na Figura 4.

A. Indutor do Lado do Conversor, L_c

Com uma modulação PS-PWM (*phase-shifted pulse width modulation*), pode-se expressar a tensão sintetizada pelo conversor por suas componentes contínua, fundamental e harmônicos de comutação. Omitindo as bandas laterais, a expressão da tensão torna-se,

$$v_c = \frac{V_{cc}}{2} + m_a \frac{V_{cc}}{2} \cos(\omega_o t + \theta_o) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_{cc} \text{sen}(n\frac{\pi}{2})}{n\pi} J_0\left(n\frac{\pi}{2}m_a\right), \quad (1)$$

em que V_{cc} é a tensão do barramento, m_a é o índice de modulação, ω_o e θ_o são a frequência angular e fase da fundamental de baixa frequência, n é a ordem múltipla do harmônico de comutação, e J_0 identifica uma função Bessel de ordem zero.

O filtro LCL deverá ser projetado para atenuação do harmônico de maior amplitude gerado pelo retificador (V_{c,f_s}), visto pela rede. Este ocorrerá na frequência de comutação (f_s), cuja amplitude deriva de (1), para $n = 1$,

$$V_{c,f_s} = \frac{2V_{cc} \text{sen}(\frac{\pi}{2})}{\pi} J_0\left(\frac{\pi}{2}m_a\right). \quad (2)$$

Sendo V_g a tensão da rede, e desprezando as quedas de tensão nos indutores, o índice de modulação m_a pode ser

determinado,

$$m_a = \frac{V_g 2\sqrt{2}}{V_{cc}}. \quad (3)$$

Assim, assumindo um equivalente de Thévenin em que L_g e C_f fazem parte da impedância da rede, obtém-se o valor de L_c a partir da função de transferência de um filtro L , usando (2) e a amplitude da corrente no indutor L_c no harmônico da frequência de comutação (I_{c,f_s}), a ser variada na varredura paramétrica,

$$\frac{I_c(s)}{V_c(s)} = \frac{1}{sL_c}. \quad (4)$$

B. Indutor do Lado da Rede, L_g

Uma parcela das altas frequências é filtrada por L_c e C_f , e o indutor do lado da rede L_g será projetado para atenuar a parcela final dos harmônicos de corrente para adequação à norma. Sabendo que o valor de C_f será determinado por varredura, pode-se usar a função de transferência do filtro LCL com amortecimento passivo que relaciona a tensão harmônica gerada pelo retificador (V_{c,f_s}) com a corrente injetada à rede (I_{g,f_s}),

$$\frac{I_g(s)}{V_c(s)} = \frac{C_f R_f s + 1}{L_c L_g C_f s^3 + (L_c + L_g) C_f R_f s^2 + (L_c + L_g) s}. \quad (5)$$

A amplitude de I_{g,f_s} corresponderá à fração da fundamental ($I_{g,f_s}/I_{g,1}$) exigida pela norma. Para a IEC 61000-3-4, o limite de $I_{g,f_s}/I_{g,1}$ é de 6%. Com (5), identifica-se a dependência de L_g com relação a C_f , L_c e do valor do resistor de amortecimento (R_f). R_f é determinado a partir da frequência de ressonância f_{res} , que deve estar, como regra geral, entre 10 vezes o valor da fundamental f_1 e metade da frequência de

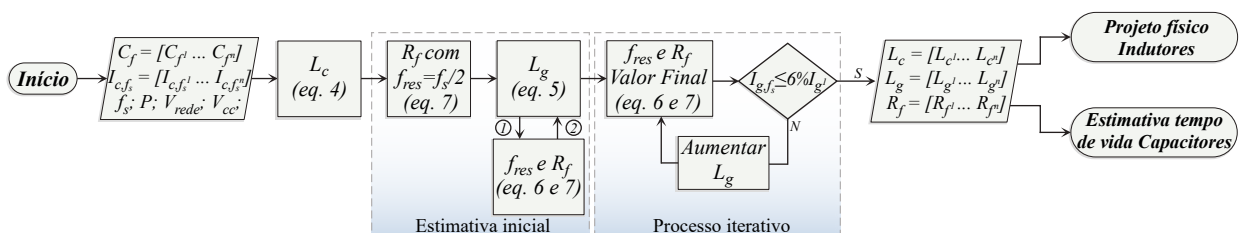


Fig. 4. Fluxograma do projeto paramétrico do filtro LCL .

comutação f_s ($10 \cdot f_1 < f_{res} < f_s/2$) [3],

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_c + L_g}{L_c L_g C_f}} \quad (6)$$

$$R_f = \frac{1}{3(2\pi f_{res} C_f)} \quad (7)$$

Para o uso de (5), há a necessidade de uma suposição inicial para f_{res} a fim de se obter um valor de R_f , tornando o procedimento de obtenção de L_g iterativo. Assumindo $f_{res} = f_s/2$ como ponto de partida, calcula-se R_f e aplica-se (5). Então, recalcula-se a f_{res} e R_f e reaplica-se (5) para obter o valor de L_g , f_{res} e R_f . Este procedimento abrevia a necessidade de iterações de L_g e f_{res} , que devem ser repetidas até que a atenuação desejada de $I_{g,fs}/I_{g,1}$ seja obtida.

A principal desvantagem do uso de filtros LCL é a instabilidade causada pela ressonância dos elementos do filtro. Diversos trabalhos abordam o tema, com estratégias de amortecimento passivo [4], ativo [5], [6] ou, ainda, sem amortecimento [20]. Apesar do amortecimento passivo possuir perdas ôhmicas, neste trabalho optou-se pelo uso deste, em função de sua robustez e simplicidade de projeto [7].

A metodologia proposta resulta em um conjunto de valores para L_c , L_g e C_f que atendem à norma. Considerando uma varredura de C_f de 1% a 12% de C_b , a Figura 5 ilustra o resultado da metodologia. Esses valores foram escolhidos para analisar o impacto de C_f no volume do filtro, em oposição ao uso de um valor fixo para determinação de C_f , de 5% de C_b [8]–[10]. Os valores das indutâncias de L_c e L_g estão apresentados em função da amplitude do harmônico de $I_{c,fs}$, normalizado com respeito à fundamental ($I_{c,fs}/I_{c,1}$).

Na Figura 5, observa-se a proporção inversa dos valores das indutâncias L_c e L_g , e como o aumento da capacitância C_f reduz o requisito de indutância de L_g para o cumprimento da norma. O sistema possui especificações conforme a Tabela I.

TABELA I
Especificações do Sistema UPS

Grandeza	Valor
Potência	9 kW
Frequência de comutação	15 kHz
Tensão eficaz da rede	127 V
Tensão do barramento	450 V

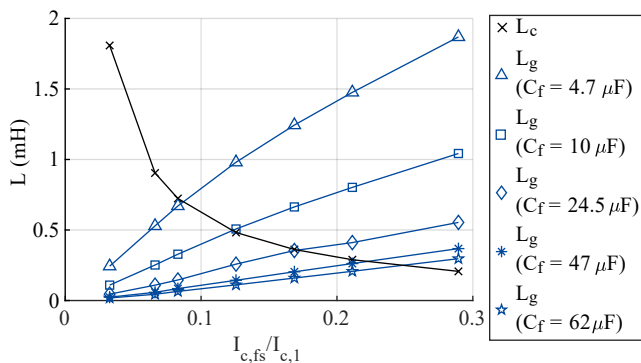


Fig. 5. Energias em L_c e L_g em função de $I_{c,fs}/I_{c,1}$, para diferentes C_f .

III. PROJETO FÍSICO DOS COMPONENTES

Tipicamente, o projeto do filtro LCL limita-se à determinação dos parâmetros elétricos de capacitância e indutância, sem considerá-los em conjunto com as tecnologias que serão empregadas na construção do filtro [3], [8]–[12]. Isso ocorre porque o projeto físico dos componentes, em conjunto com uma varredura paramétrica é altamente complexo, exigindo o emprego de um banco de dados de componentes, e a modelagem adequada das características particulares de cada tecnologia.

Independentemente da complexidade, a análise conjunta dos projetos paramétrico e físico é necessária para a determinação de um compromisso para o filtro LCL , em termos de perdas, volume e tempo de vida do capacitor. Assim sendo, na metodologia desenvolvida, diferentes tecnologias são avaliadas, por meio de um banco de dados, para o dimensionamento físico dos componentes do filtro LCL .

A. Dimensionamento dos Indutores

Para a estimativa das perdas e volume dos indutores do filtro LCL , o projeto físico iterativo é executado considerando diversas tecnologias para L_g e L_c . Para materiais magnéticos, são considerados núcleos de ferro silício de grão não-orientado (Fe-Si GNO) [21], por seu baixo custo; núcleos Kool M μ [22], por sua alta densidade de fluxo suportada e custo relativo baixo comparado à outras tecnologias de material de pó de ferro [23]; e núcleos de ferrite 3C92 [24] por suas baixas perdas magnéticas. Todos os núcleos são de geometria EI ou EE, e seu empilhamento é considerado. Para os condutores, é considerado o emprego do cobre em fios sólidos para L_g , e em fita para L_c .

O passo-a-passo do projeto físico de cada indutor segue o fluxograma da Figura 6. Para cada ponto de operação obtido pela metodologia da Seção II, e para cada tecnologia de material magnético, um núcleo é projetado ou selecionado no banco de dados de núcleos magnéticos através do método da energia (En). Então, o número de espiras (N) e os entreferros (gap , exceto para o material Kool M μ) são projetados. Os condutores são dimensionados considerando os efeitos pelicular e proximidade. Exclusivamente para os núcleos Kool M μ , em função da ausência do entreferro discreto e da queda de permeabilidade magnética relativa (μ_r), uma verificação de indutância é feita para ajustar, quando necessário, o número de espiras (N_{aj}) para atender o valor de projeto (L_{proj}), formando um laço iterativo para o ajuste de N .

Posteriormente, uma verificação de montagem das espiras é feita: a área dos condutores deve ser menor que a fração de área disponível na janela ($A_{cob} \leq K_u A_{jan}$). Para enrolamentos com condutores em fita, $K_u = 0,6$; com condutores circulares, $K_u = 0,4$. Não sendo um indutor exequível, outro núcleo de maior energia é projetado (ou selecionado) no banco de dados, formando um laço iterativo de montagem dos indutores.

Uma vez que o valor de L_{proj} é atingido e a exequibilidade é confirmada, as perdas no cobre são estimadas fazendo o somatório das contribuições individuais das harmônicas usando a equação de Dowell [25]. As perdas no núcleo são calculadas por meio da separação dos laços de histerese de alta e baixa frequência, utilizando a equação de Steinmetz, somando-se as perdas em cada laço [26].

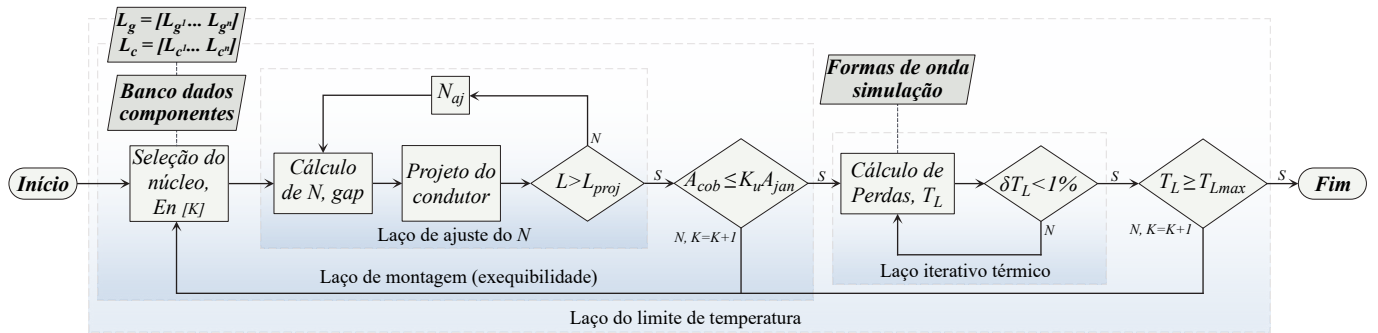


Fig. 6. Fluxograma de projeto físico dos indutores.

Após o cálculo de perdas, a elevação de temperatura no indutor em equilíbrio térmico (ΔT_L) é estimada através de (8), que relaciona as perdas no cobre e núcleo do indutor à sua área de troca de calor [27],

$$\Delta T_L = K_t \left(\frac{P_{cob}(T_L) + P_{nuc}(T_L)}{A_{sup}} \right)^{n_t} \quad (8)$$

$$T_L = \Delta T_L + T_{amb}, \quad (9)$$

em que P_{cob} e P_{nuc} são as perdas no cobre e núcleo, que dependem da temperatura, A_{sup} é a área de superfície do indutor, e $K_t = 450$ e $n_t = 0,826$ são coeficientes dados em [27] para convecção natural, que relacionam a temperatura nos indutores em regime permanente às suas perdas totais.

O primeiro valor de temperatura utilizado no cálculo de perdas é $T_L = T_{amb}$. Após a primeira estimativa de perdas, têm-se a temperatura no indutor (9), para a qual as perdas são recalculadas, e a temperatura é estimada novamente. Este processo é repetido até que haja um aumento de temperatura δT_L entre as iterações inferior a 1% (equilíbrio térmico). Se a estimativa final de temperatura estiver acima do limite térmico do material magnético (T_{Lmax}), um núcleo de maiores dimensões (maior energia) é selecionado, no intuito de reduzir as perdas no indutor. Forma-se assim um laço iterativo de projeto em função da temperatura, em que todo o procedimento de projeto é repetido até que todos indutores projetados atendam às restrições térmicas.

A máxima temperatura de operação é particular a cada núcleo, determinada pelo fabricante. A temperatura ambiente a ser considerada nos cálculos térmicos dependerá da disposição interna das fontes de calor no equipamento e do sistema de refrigeração empregado. Esta determinação é complexa e alheia ao escopo deste trabalho. Tendo isso em vista, nenhum tipo de ventilação forçada é considerado, e assume-se uma temperatura ambiente interna no equipamento de $T_{amb} = 55^\circ C$. Com isso, os núcleos foram projetados para uma temperatura máxima inferior a 65% do valor recomendado pelo fabricante. Este valor, adotado como margem de segurança, é critério do projetista, podendo ser facilmente modificado na estrutura de projeto proposta.

Empregando esta metodologia para a minimização do volume, o projeto dos indutores será limitado pela elevação de temperatura, em função de suas perdas. Indiretamente, o projeto feito para o menor volume possível deverá também ter

baixas perdas, para manter sua temperatura baixa.

B. Perdas e Tempo de Vida do Capacitor

Para alcançar um projeto de alto desempenho do filtro LCL, é preciso que os capacitores sejam dimensionados por métricas que vão além de simplesmente a capacitância total necessária. Enquanto que as perdas no capacitor (P_{Cf}) podem ser utilizadas como métrica, a fim de obter o projeto de filtro mais eficiente possível, a estimativa de vida útil (L_{Cf}) permite uma escolha que traga o melhor custo-benefício considerando o tempo de vida do sistema. Mesmo que o filtro não esteja, em geral, entre os elementos com maiores estresses de corrente e tensão em um conversor de potência, os capacitores são notoriamente conhecidos como um dos componentes eletrônicos mais propensos à falha [28].

Capacitores de filme metálico são utilizados na construção do filtro, em função das vantagens em termos de volume e custo, e pelo fato de a tensão no capacitor do filtro ser alternada. O capacitor pode ser modelado de modo simplificado considerando a sua capacitância e resistência elétrica equivalente (ESR). Esta é obtida pelo *datasheet* do fabricante, em função frequência, na temperatura em regime permanente de operação. A ESR é então multiplicada pelo espectro harmônico da corrente, somando-se as contribuições individuais de cada harmônico de corrente (I_{Cf}) sobre as perdas. As perdas elétricas e a temperatura de operação (T_{Cf}) são então determinadas,

$$P_{Cf} = \sum_{i=1}^n I_{Cf}^2(f_i) \cdot ESR(f_i, T_{Cf}) \quad (10)$$

$$T_{Cf} = P_{Cf} R_{Th_{Cf}} + T_{amb}, \quad (11)$$

onde $R_{Th_{Cf}}$ é a resistência térmica total do capacitor, dada pelo fabricante. Como as perdas e a temperatura são interdependentes, P_{Cf} e T_{Cf} são determinados iterativamente, em um processo similar ao realizado para os indutores. Na análise de C_f desenvolvida neste trabalho, são considerados os capacitores de filme metálico da série C4AF [29]. Apenas o comportamento em equilíbrio térmico é analisado.

Uma das principais causa de falha de capacitores é a ruptura do seu dielétrico, resultante do acúmulo de estresses de tensão e temperatura ao longo do tempo [30]. Assim, é possível estimar o tempo de vida útil através de um modelo parametrizado, criado a partir de dados estatísticos de falha do

componente sob diferentes condições de estresse. O tempo de vida para um determinado estresse eletrotérmico é então [15],

$$Lt_{C_f} = Lt_{nom_f} 2^{0,1(T_{nom_f} - T_{C_f})} \left(\frac{V_{nom_f}}{V_{C_f}} \right)^{n_c}, \quad (12)$$

onde Lt_{nom_f} é o tempo de vida nominal dado pelo fabricante do capacitor, V_{nom_f} e T_{nom_f} as tensões e temperaturas nominais, V_{C_f} a tensão sobre o capacitor, e $n_c = 0,7$ o coeficiente do estresse de tensão. Para o cálculo do tempo de vida, foram considerados somente os valores de tensão e potência nominais de operação do sistema UPS.

IV. APLICAÇÃO DA METODOLOGIA

A fim de demonstrar a combinação das metodologias de projeto paramétrico (Seção II) e físico (Seção III) do filtro *LCL*, é utilizado o mesmo sistema da Tabela I, e, portanto, os mesmos valores de L_c , L_g e C_f da Figura 5. Para o projeto paramétrico, é adotada uma margem de segurança de 15% sob o limite da a norma IEC 61000-3-4 para a fração do harmônico $I_{c,fs}/I_{c,1}$.

A. Indutores

Os volumes resultantes do projeto físico de L_g e L_c estão apresentados na Figura 7. Seguindo o comportamento da indutância da Figura 5, o volume dos projetos para L_g tendem a aumentar com o aumento de $I_{c,fs}/I_{c,1}$, sendo maiores quanto menor a capacitância usada em C_f . Para o indutor L_c , os volumes tendem a diminuir com o aumento de $I_{c,fs}/I_{c,1}$.

Para L_g , observa-se que os indutores com núcleo de ferrite 3C92 são mais volumosos, em função da baixa densidade de fluxo suportada. Inversamente, os núcleos de Fe-Si GNO resultam em menores volumes em função da alta densidade de fluxo suportada pelo material. Este fato torna o Fe-Si GNO mais indicado para a construção de L_g . O material Kool M μ possui uma densidade de fluxo intermediária, e resulta em volumes menores que o ferrite 3C92 e maiores que o Fe-Si GNO para L_g .

O volume de L_c reduz à medida que a fração de $I_{c,fs}/I_{c,1}$ aumenta para os núcleos Kool M μ e Ferrite 3C92, seguindo o comportamento da indutância da Figura 5. O contrário acontece com a tecnologia Fe-Si GNO, devido a um aumento significativo nas perdas no núcleo com a elevação dos harmônicos. Isto deve-se ao volume ser projetado em função das perdas e temperatura na metodologia, conforme descrito na Seção III.

Dadas as características das tecnologias e critérios de projeto adotados, a aplicação da metodologia permite selecionar as soluções de menor volume de L_c e L_g para cada valor de $I_{c,fs}/I_{c,1}$ e C_f . Com isso, garante-se o menor volume combinado de $L_c + L_g$, apresentado na Figura 8. Para o sistema com as especificações da Tabela I, as tecnologias selecionadas foram o Fe-Si GNO para os núcleos de L_g , e Kool M μ para os núcleos de L_c , em todos os casos.

Havendo uma margem de projeto do filtro *LCL* dentro das normas, demonstra-se a existência de um ponto de $I_{c,fs}/I_{c,1}$ para o menor volume dos indutores, que é altamente dependente das características de cada tecnologia: densidade de fluxo suportada; perdas, que são função do conteúdo

harmônico de alta frequência; e temperatura máxima de operação. Todavia, a minimização do volume total do filtro *LCL* será atingida incluindo a consideração do volume de C_f em conjunto com L_c e L_g .

B. Capacitor

Como mencionado, a análise completa do volume do filtro deve ser feita considerando a contribuição de C_f . A Figura 9 apresenta o volume total do filtro *LCL*, e a Figura 10 apresenta os volumes dos componentes de forma discriminada. Os volumes de C_f combinados a L_g e L_c mostram que, embora o maior valor de capacitância ($C_f = 62 \mu\text{F}$) resulte nos menores volumes dos indutores (Figura 8), este valor resulta em volumes totais do filtro maiores.

Constata-se que o uso de $C_f = 10 \mu\text{F}$, que corresponde a 2% de C_b , é a capacitância que minimiza o volume do filtro, juntamente com o valor de $I_{c,fs}/I_{c,1} = 8,3\%$; este, por sua vez, corresponde a um ΔI de aproximadamente 16,5% do valor de pico da fundamental. O valor de C_f encontra-se dentro ou próximo dos valores típicos de projeto, como $C_f \leq 5\%$ de C_b [31], ou $C_f = 2.5\%$ a 5% de C_b [32]. Já o valor de ΔI difere do valor típico de $\Delta I = 10\%$ [3], [31].

A estimativa do tempo de vida de C_f é analisada utilizando (12), resultando na Figura 11. Para $I_{c,fs}/I_{c,1}$ baixos, observa-se um tempo de vida maior quanto menor for C_f , em

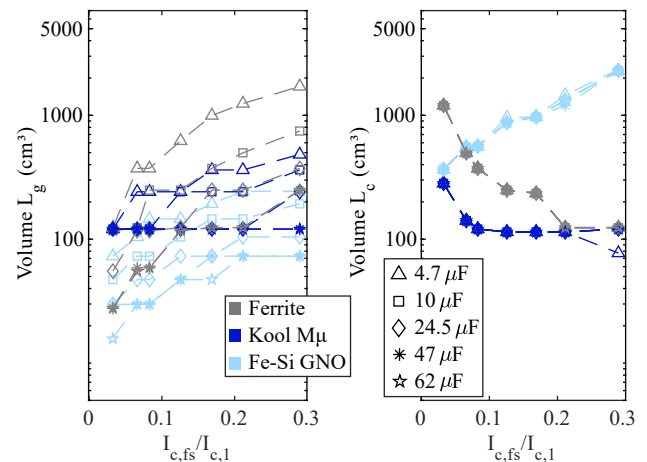


Fig. 7. Volume indutores L_c e L_g , 9 kW e $f_s = 15$ kHz.

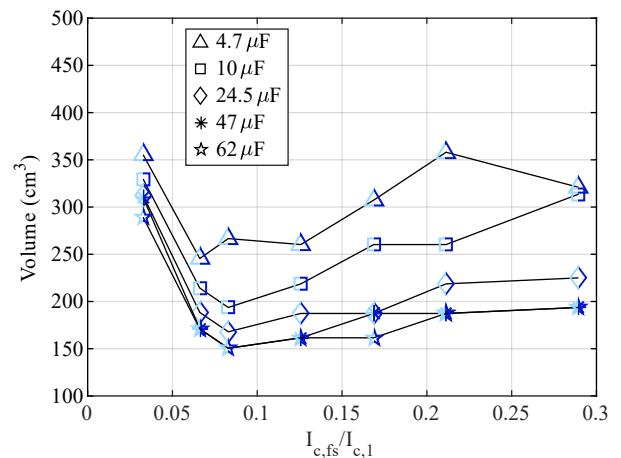


Fig. 8. Combinação de tecnologias que resultam no menor volume combinado de $L_c + L_g$.

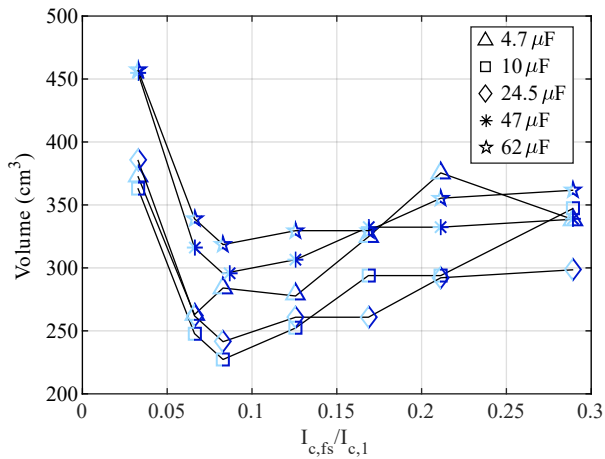


Fig. 9. Volume total do filtro: $L_c + L_g + C_f$.

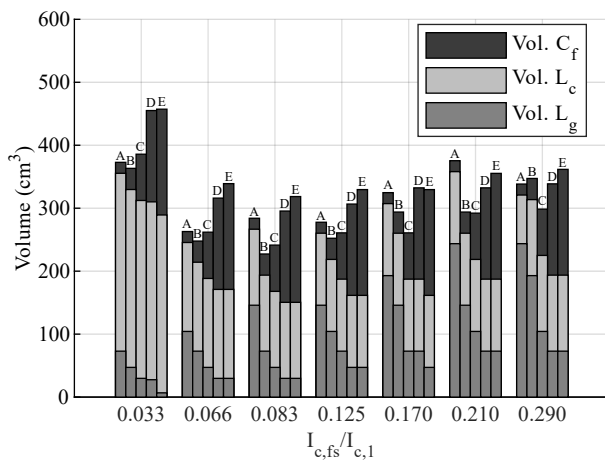


Fig. 10. Volumes dos componentes. Cada barra representa um valor avaliado de C_f , em ordem crescente: (A) 4,7 μF ; (B) 10 μF ; (C) 24,5 μF ; (D) 47 μF ; (E) 62 μF .

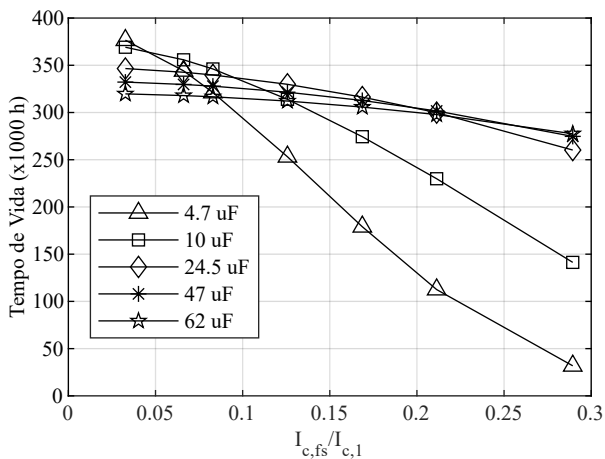


Fig. 11. Tempo de vida estimado L_{tCf} .

função do baixo conteúdo harmônico absorvido pelo capacitor. No entanto, a R_{th} e a ESR são mais altas para os capacitores menores, e com o aumento de $I_{c,fs}/I_{c,1}$ a maior absorção de harmônicos provoca aumentos de perdas e temperatura, o que prejudica o tempo de vida, principalmente nos capacitores de 4,7 μF e 10 μF .

O valor de $I_{c,fs}/I_{c,1}$ que maximiza o tempo de vida do capacitor é de 3,3%, com $C_f = 4 \mu\text{F}$. Porém, este projeto possui um volume 64% maior que o projeto de volume mínimo do filtro. A diferença de tempo de vida entre estes é de 1,08%. Assim sendo, pode-se afirmar que o projeto de melhor compromisso entre volume e tempo de vida é obtido no ponto de menor volume da Figura 9: $C_f = 10 \mu\text{F}$ e $I_{c,fs}/I_{c,1} = 8,3\%$.

V. VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

A metodologia desenvolvida para o projeto do filtro LCL é validada utilizando duas métricas. A primeira é o cumprimento da norma adotada (IEC 61000-3-4), validando o projeto paramétrico (Seção II) através da forma de onda de corrente no ponto de conexão com a rede. A segunda, correspondente ao projeto físico (Seção III), é a conformidade dos valores estimados de temperatura com os resultados experimentais. A temperatura é utilizada na validação dos modelos usados no projeto físico pois decorre diretamente das perdas nos componentes (9), e influencia na vida útil do capacitor (12). Havendo comprovação dos modelos, demonstra-se a realizabilidade do projeto físico. Valida-se, assim, a estratégia adotada para obtenção do ponto de operação resultante no volume mínimo, que considera aspectos construtivos em conjunto com o tempo de vida capacitores do filtro.

A potência, frequência e tensões do equipamento utilizado na validação experimental são os mesmos da Tabela I. Os resultados são apresentados para apenas uma das fases. As temperaturas nos componentes foram medidas por termopares tipo K e registradas em um datalogger Keysight DAQ970A. A precisão dos termopares é de $\pm 2,2^\circ\text{C}$. A temperatura no capacitor foi medida na parte superior do encapsulamento; nos indutores, na superfície do núcleo.

Para o indutor do lado da rede utiliza-se uma indutância $L_g = 240 \mu\text{H}$, composta por um núcleo de Fe-Si GNO, com 80 laminações EI de 96mm x 80mm, entreferros de 2 mm, e enrolado com 18 espiras 2x10 AWG. O indutor do lado do conversor possui indutância $L_c = 900 \mu\text{H}$, sendo composto por 4 núcleos EE Kool M μ de $\mu_r = 26$, part number 00K8020E0, enrolado com 51 lâminas de cobre de 48mm x 0,15 mm. As lâminas de cobre são separadas por um papel isolante Nomex de 0,05 mm. Um capacitor com $C_f = 10 \mu\text{F}$ é utilizado no filtro, e o resistor de amortecimento é de 1,4 Ω .

A Figura 12 apresenta as formas de onda no filtro: no canal 1 mede-se a corrente no indutor L_c ; no canal 2, a tensão sobre L_c ; no canal 4 mede-se a corrente no indutor L_g . Na Figura 13, estão apresentadas as amplitudes dos harmônicos de corrente

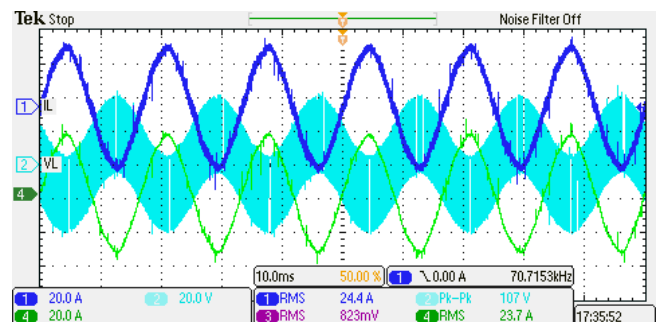


Fig. 12. Formas de onda nos indutores L_c e L_g em uma das fases.

VI. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentada e validada uma metodologia de projeto para o filtro *LCL* aplicada a conversores conectados à rede, dividida em duas etapas. A primeira, responsável pelo projeto paramétrico, baseia-se na varredura dos valores de capacitância (C_f) e harmônicos de corrente no conversor ($I_{c,fs}$), empregada para determinar diferentes combinações de *L-C-L* que atendem a norma adotada. A segunda, responsável pelo projeto físico, dimensiona os componentes para cada combinação de *L-C-L* encontrada, considerando os aspectos práticos e particularidades de cada tecnologia.

No dimensionamento dos indutores, foi discutida a influência do uso de diferentes tecnologias de materiais magnéticos. Abordou-se como as suas características individuais se relacionam à frequência e harmônicos de corrente, influenciando de forma distinta o projeto final de cada indutor do filtro *LCL*. Também foi analisada a relação entre o valor de C_f utilizado, a quantidade de harmônicos absorvidos pelo mesmo, e como estes fatores contribuem nas perdas, temperatura e tempo de vida do capacitor do filtro.

Os resultados mostram que a partir da análise conjunta dos projetos paramétrico e físico pode-se, respeitando os limites normativos, identificar os valores de ondulação de corrente e capacitância que minimizam o volume do filtro, maximizam o tempo de vida do capacitor, ou um compromisso entre ambos.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio do CNPq, Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - Brasil. O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001.

REFERÊNCIAS

- [1] "IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems", *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29, Jun. 2014.
- [2] "Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-4: Limits - Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A", *IEC TS 61000-3-4:1998*, pp. 1–29, Out. 1998.
- [3] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra, S. Muyeen, "LCL filter design and performance analysis for grid-interconnected systems", *IEEE transactions on industry applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1225–1232, Jul. 2013.
- [4] T. E. Nuñez-Zuñiga, J. A. Pomilio, "Introdução às técnicas de síntese e aplicações de indutâncias negativas", *Eletrônica de Potência*, vol. 9, no. 1, p. 19, Jun. 2004.
- [5] T. E. N. Zuñiga, M. V. Ataíde, J. A. Pomilio, "Filtro ativo de potencia sintetizando cargas resistivas", *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 5, no. 1, pp. 35–42, Mai. 2000.

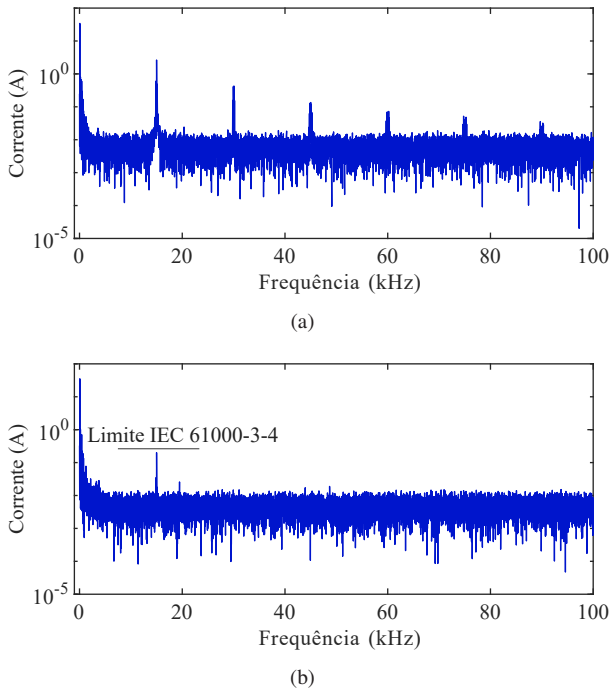


Fig. 13. FFT da corrente nos indutores. (a) L_c . (b) L_g .

em cada indutor. A razão $I_{g,fs}/I_{g,1}$ é de 0,53%, próximo ao valor estimado em simulação, de 0,51%, e dentro do limite estabelecido pela IEC 61000-3-4, de 0,6%.

Na Figura 14 estão apresentadas as temperaturas em cada componente. Neste ensaio o equilíbrio térmico foi atingido em aproximadamente 150 minutos. Através dos modelos, a temperatura em equilíbrio térmico estimada para os indutores foi de 114,54 °C para L_c e 65,75 °C para L_g ; enquanto os valores medidos foram 121 °C em L_c , 68,84 °C em L_g . O erro é de 5,3% em L_c e 4,5% em L_g .

Para o capacitor, estimaram-se 66,31 °C, sendo a medida 68,94 °C em equilíbrio térmico. Nota-se que a temperatura estimada refere-se ao núcleo (*hot spot*) do capacitor, porém a aquisição de temperatura neste ponto não é possível no componente utilizado. No entanto, a diferença pequena entre o valor estimado por (11) e o medido na superfície do capacitor (3,8%) permite inferir que o resultado é correto [33].

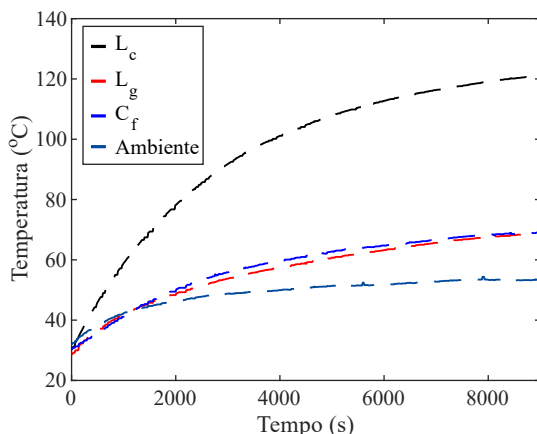


Fig. 14. Temperaturas ambiente (interno equipamento) e em cada componente do filtro.

- [6] P. S. N. Filho, T. A. dos Santos Barros, M. G. Villalva, E. R. Filho, “Modelagem precisa para análise e projeto de controle do elo CC do conversor fonte de tensão trifásico com filtro LCL conectado à rede elétrica”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 22, no. 1, pp. 7–18, Mar. 2017.
- [7] W. A. Venturini, H. Jank, F. E. Bisogno, M. L. Martins, H. Pinheiro, “Estágio de Entrada com Dupla Funcionalidade Aplicado a uma UPS Trifásica de Alto Desempenho”, *Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 2, pp. 244–255, Jun. 2018.
- [8] P. Ewald, R. V. Tambara, H. A. Gründling, “A direct discrete-time reduced order robust model reference adaptive control for grid-tied power converters with LCL filter”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 25, no. 3, pp. 361–372, Set. 2020.
- [9] G. V. Hollweg, P. J. Ewald, G. G. Koch, E. Mattos, R. V. Tambara, H. A. Gründling, “Controlador Robusto Adaptativo Super-Twisting Sliding Mode por Modelo de Referência para Regulação das Correntes Injetadas em Redes Fracas por Inversores Trifásicos com Filtro LCL”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 26, no. 2, pp. 1–12, Jun. 2021.
- [10] P. Ewald, G. Hollweg, R. V. Tambara, H. A. Gründling, “A Discrete-time Robust Adaptive PI Controller for Grid-connected Voltage Source Converter With LCL Filter”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 26, no. 1, pp. 19–30, Mar. 2021.
- [11] K. Jalili, S. Bernet, “Design of LCL filters of active-front-end two-level voltage-source converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1674–1689, Jan. 2009.
- [12] C. Gurrola-Corral, J. Segundo, M. Esparza, R. Cruz, “Optimal LCL-filter design method for grid-connected renewable energy sources”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 120, p. 105998, Set. 2020.
- [13] P. Channegowda, V. John, “Filter optimization for grid interactive voltage source inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp. 4106–4114, Fev. 2010.
- [14] J. Muhlethaler, M. Schweizer, R. Blattmann, J. W. Kolar, A. Ecklebe, “Optimal design of LCL harmonic filters for three-phase PFC rectifiers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3114–3125, Out. 2012.
- [15] D. Zhou, Y. Song, Y. Liu, F. Blaabjerg, “Mission profile based reliability evaluation of capacitor banks in wind power converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4665–4677, Ago. 2018.
- [16] A. F. Cupertino, J. M. Lenz, E. M. Brito, H. A. Pereira, J. R. Pinheiro, S. I. Seleme Jr, “Impact of the mission profile length on lifetime prediction of PV inverters”, *Microelectronics Reliability*, vol. 100, p. 113427, Set. 2019.
- [17] H. Wang, C. Li, G. Zhu, Y. Liu, H. Wang, “Model-Based Design and Optimization of Hybrid DC-Link Capacitor Banks”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 9, pp. 8910–8925, Fev. 2020.
- [18] S. Busquets-Monge, J.-C. Crebier, S. Ragon, E. Hertz, D. Boroyevich, Z. Gurdal, M. Arpilliere, D. K. Lindner, “Design of a boost power factor correction converter using optimization techniques”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 1388–1396, Nov. 2004.
- [19] H. Helali, D. Bergogne, J. B. H. Slama, H. Morel, P. Bevilacqua, B. Allard, O. Brevet, “Power converter’s optimisation and design. Discrete cost function with genetic based algorithms”, in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 7–pp, IEEE, Set. 2005.
- [20] M. B. Said-Romdhane, M. W. Naouar, I. S. Belkhdja, E. Monmasson, “An improved LCL filter design in order to ensure stability without damping and despite large grid impedance variations”, *Energies*, vol. 10, no. 3, p. 336, Mar. 2017.
- [21] “DI-MAX M-13 Non-oriented Electrical Steel”, *AK Steel Corporation*, Dez. 2019.
- [22] “Iron Powder Catalog”, *Magnetics Inc*, Jun. 2020.
- [23] P. C. Bolsi, H. C. Sartori, J. R. Pinheiro, “Comparison of Core Technologies Applied to Power Inductors”, in *2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pp. 1100–1106, IEEE, Jan. 2019.
- [24] “Soft Ferrites and Accessories Data Handbook”, *Ferroxcube*, Jul. 2013.
- [25] R. P. Wojda, M. K. Kazimierczuk, “Winding resistance and power loss of inductors with litz and solid-round wires”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 4, pp. 3548–3557, Abr. 2018.
- [26] P. C. Bolsi, E. O. Prado, H. C. Sartori, J. R. Pinheiro, “Análise comparativa entre modelos analíticos de cálculo de perdas no núcleo aplicados a indutores com premagnetização utilizando o material high flux”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 25, no. 4, pp. 503–210, Dez. 2020.
- [27] C. W. T. McLyman, *Transformer and inductor design handbook*, CRC press, Mar. 2004.
- [28] K. Ma, H. Wang, F. Blaabjerg, “New approaches to reliability assessment: Using physics-of-failure for prediction and design in power electronics systems”, *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 3, no. 4, pp. 28–41, Dez. 2016.
- [29] “C4AF Printed Circuit Board Mount Power Film Capacitors”, *KEMET Electronics Corporation*, Jan. 2021.
- [30] H. Wang, F. Blaabjerg, “Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters - An overview”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3569–3578, Fev. 2014.
- [31] M. Liserre, F. Blaabjerg, S. Hansen, “Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier”, *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, Set. 2005.
- [32] M. Sanatkar-Chayjani, M. Monfared, “Design of LCL and LLCL filters for single-phase grid connected converters”, *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 9, pp. 1971–1978, Jul. 2016.

- [33] M. Makdessi, A. Shari, P. Venet, P. Bevilacqua, C. Joubert, "Accelerated Ageing of Metallized Film Capacitors Under High Ripple Currents Combined With a DC Voltage", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 2435–2444, Mai. 2015.

DADOS BIOGRÁFICOS

Pedro Cerutti Bolsi, natural de Frederico Westphalen-RS. Possui graduação (2018) e mestrado (2020) em Engenharia Elétrica. Atualmente, é aluno de doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) e pela Universidade Federal da Bahia (UFBA). Possui experiência na área de eletrônica de potência, atuando principalmente na área de projeto físico e otimização de dispositivos magnéticos, modelagem de perdas no cobre e núcleo, projeto de filtros e uso de ferramentas FEA.

Edemar de Oliveira Prado, natural de Frederico Westphalen-RS. Possui graduação em Engenharia Elétrica (2018) e mestrado (2020). Atualmente, é aluno de doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) e pela Universidade Federal da Bahia (UFBA). Possui experiência na área de eletrônica de potência, atuando principalmente na área de otimização de transistores aplicados a conversores estáticos, sistemas de transferência de calor e análise física de semicondutores.

Arthur de Freitas e Precht, natural de Taquari-RS. Possui formação em Técnico em Mecatrônica (2018) pelo Instituto Federal do Sul-rio-grandense de Charqueadas. Atualmente é graduando em Engenharia Aeroespacial pela Universidade Federal de Santa Maria, atuando como bolsista de iniciação tecnológica industrial. Possui experiência nas áreas de eletrônica embarcada e próteses inteligentes, atuando principalmente na implementação de gate drivers e conversores diversos, auxiliando em experimentos e condução de pesquisas no laboratório.

João Manoel Lenz, recebeu o grau de Bacharel (2013) e de Mestre (2015) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Em 2019, recebeu o grau de Doutor em Engenharia Elétrica na linha de Eletrônica de Potência pela mesma instituição. Entre 2018 e 2019 foi pesquisador visitante no Center of Reliable Power Electronics

(CORPE), na Aalborg University, Dinamarca. Atualmente é Professor Assistente da Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (UNIJUÍ), onde também integra o corpo permanente do Programa de Pós-Graduação em Modelagem Matemática e Computacional (PPGMMC). É pesquisador dos Grupo de Automação Industrial e Controle (GAIC/UNIJUÍ) e do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC/UFSM), e é professor colaborador jovem-apadrinhado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSM. Tem experiência em análise, geração e integração de sistemas fotovoltaicos, eólicos, e outras fontes alternativas de energia. Realiza pesquisas em modelagem de recursos energéticos distribuídos, smart grids, projeto otimizado de conversores, e confiabilidade em eletrônica de potência.

Hamilton Confortin Sartori, natural de Marau-RS. Possui graduação em Engenharia Elétrica (2007) na Universidade Federal de Santa Maria, mestrado (2009), doutorado (2013) e pós-doutorado (2016) em Engenharia Elétrica. Atualmente é professor Adjunto de Departamento de Processamento de Energia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria. Possui experiência na área de eletrônica de potência, atuando principalmente nas áreas de projetos otimizados de conversores estáticos, conversores de alto ganho, projetos de componentes magnéticos, semicondutores de potência, sensoriamento e compatibilidade eletromagnética (EMI).

José Renes Pinheiro, recebeu o grau de Eng Eletricista pela UFSM, e os graus de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela UFSC, em 1981, 1984, e 1994, respectivamente. É Prof. Titular (Voluntário) do DPEE da UFSM, onde atua desde 1985. Desde 2018, também atua como Prof. Titular Visitante no PPGEE da UFBA. Em 1987, foi um dos fundadores e líder do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Entre 2006 e 2015 foi coord. do PPGEE da UFSM. Entre 2001 e 2002, realizou pós-doutorado no Center for Power Electronics Systems (CPES), Virginia Tech, EUA. Suas principais linhas de pesquisas e interesse incluem Projetos Otimizados de conversores estáticos, Sistemas Híbridos de conversão estática de energia, Conversão de Energia em Alta Frequência, Modelagem e Controle de Conversores Estáticos e Sistemas Distribuídos de Energia. É membro da SOBRAEP, da SBA, e das Sociedades PELS, IAS, IES e PES da IEEE.