

# PROJETO DE FILTRO *LC* PARA VOLUME MÍNIMO CONSIDERANDO AS PERDAS NO CONVERSOR E OS TEMPOS DE VIDA DOS CAPACITORES APLICADO A UMA UPS DE DUPLA CONVERSÃO

Pedro C. Bolsi<sup>1,2</sup>, Edeomar O. Prado<sup>1,2</sup>, João M. Lenz<sup>1,3</sup>, Hamilton C. Sartori<sup>1</sup>, José Renes Pinheiro<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – RS, Brasil

<sup>2</sup>Universidade Federal da Bahia, Salvador – BA, Brasil

<sup>3</sup>Universidade Federal da Integração Latino-Americana – PR, Brasil

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

**Resumo** – Este trabalho apresenta uma metodologia de projeto de filtros *LC* analisando o seu impacto no conversor. Leva-se em consideração as perdas e o volume do filtro, as perdas e o volume do conversor, e a vida útil dos capacitores. A metodologia é baseada na execução do dimensionamento físico (*part numbers*, volume) e estimativa das perdas em cada parte do sistema, empregando modelos analíticos validados experimentalmente. A partir de um perfil de missão e das perdas nos capacitores, a vida útil é estimada para os capacitores dos filtros *LC* e barramento CC do conversor. O projeto é otimizado em função das perdas no sistema, volume total, e vida útil dos capacitores. Apontam-se os benefícios da priorização de cada uma destas métricas.

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

## LC FILTER DESIGN FOR MINIMUM VOLUME CONSIDERING CONVERTER LOSSES AND CAPACITOR LIFETIMES APPLIED TO A DOUBLE CONVERSION UPS

**Abstract** – This work presents a methodology for designing *LC* filters, analyzing their impact on the converter. It takes into account the losses and the volume of the filter, the losses and the volume of the converter, and the useful life of the capacitors. The methodology is based on the execution of physical dimensioning (*part numbers*, volume) and estimation of losses in each part of the system, employing experimentally validated analytical models. From a mission profile and capacitor losses, the lifetime is estimated for the capacitors of the *LC* filters and the DC bus. The design is optimized in terms of losses in the system, total volume, and lifetime of the capacitors. The benefits of prioritizing each of these attributes indicated.

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

Manuscript received 06/29/2023; first revision 08/11/2023; accepted for publication 10/19/2023, by recommendation of Associate Editor Levy Costa. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2023.4.0021>.



## I. INTRODUÇÃO

Os conversores de modulação por largura de pulso (PWM) sintetizam tensões e correntes com baixa distorção harmônica para aplicações como controle de motores, sistemas de iluminação, geração de energia renovável e fontes de alimentação ininterruptas (UPS). A baixa distorção harmônica é obtida pela comutação de dispositivos semicondutores em frequências altas, elevando o conteúdo harmônico para faixas de frequência superiores, favorecendo a atenuação por filtros passivos [1], [2].

Sejam os conversores conectados a cargas elétricas ou à rede, existem limites de harmônicos de alta frequência que são definidos por normas [3]–[5]. Para atendê-las, as topologias básicas de filtro passivo são de primeira, segunda e terceira ordem, de acordo com o número de componentes.

A escolha da topologia do filtro depende da característica desejada no filtro: fonte de tensão (capacitiva) ou fonte de corrente (indutiva). Uma aplicação de conversor PWM que emprega filtros de ambos comportamentos é a UPS de dupla conversão, mostrada na Figura 1. Estas são caracterizadas por possuírem um retificador e um inversor conectados através de um barramento CC [6]. O estágio de entrada (retificador) é empregado para realizar a correção do fator de potência, fornecer energia ao barramento CC e carregar as baterias que estão conectadas em paralelo ao barramento CC. O estágio de saída fornece energia do barramento CC ou das baterias para a carga [5].

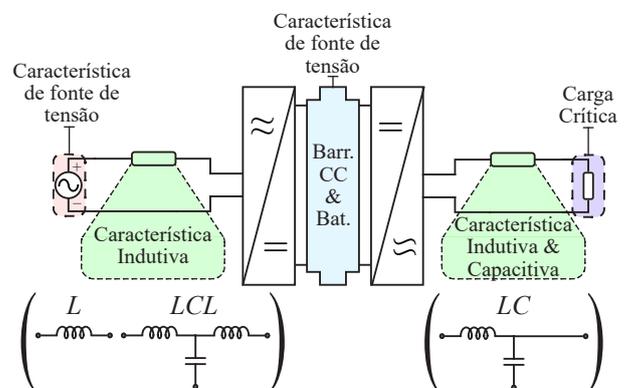


Fig. 1. Sistema UPS de dupla-conversão.

Para a conexão à rede, filtros *L* ou *LCL* são usados para fornecer uma característica indutiva, evitando assim a conexão

em paralelo de dois elementos com característica de fonte de tensão (barramento CC e rede). Na conexão à carga, onde normalmente uma característica capacitiva é necessária [7], [8], filtros *LC* são usados, onde o indutor evita a conexão em paralelo do capacitor de saída e o barramento CC.

Existem muitas metodologias que podem ser empregadas para determinar os parâmetros de indutância (*L*) e capacitância (*C*) dos filtros [8]–[15]. Dentro dos requisitos de atenuação harmônica, o dimensionamento possui certo grau de liberdade (variações de *L* e *C*) de acordo com a ordem do filtro. Mudanças nos valores de *L* e *C* podem alterar o conteúdo harmônico nos elementos filtrantes e no conversor, afetando as perdas.

Dessa forma, dependendo do desempenho desejado, podem ser adotados objetivos secundários de projeto. Eles podem incluir otimização de volume, eficiência, custo e confiabilidade, tanto do filtro quanto do conversor [16]–[22]. Esses atributos raramente são considerados ao mesmo tempo, o que constituiria um projeto completo, que engloba todos os objetivos secundários que são afetados pelo projeto do filtro. Para a realização de um projeto completo, é necessário considerar as tecnologias dos semicondutores, dos materiais magnéticos e dos capacitores. A revisão de literatura a seguir discute trabalhos que abordam alguns desses aspectos.

#### A. Revisão Bibliográfica

Em [16], busca-se otimizar a relação entre perdas e volume de um filtro *LCL* em um conversor *boost* monofásico. Um material *iron powder* é utilizado na análise. No entanto, o estudo não considera a influência do projeto do filtro no conversor e não discute a influência da tecnologia do material magnético no desempenho do filtro.

Um projeto otimizado para filtros *LC* aplicados a conversores *buck* intercalados de *n*-fases é proposto por [17]. O filtro é otimizado para reduzir a corrente da bateria, ondulações de tensão e a eficiência geral (filtro e conversor). Um ferrite (N87) é usado na análise e o volume não é considerado na otimização.

Em [18] o uso de diferentes tecnologias de materiais magnéticos é analisado para o filtro *LCL* de um conversor NPC (*neutral point clamped*) trifásico. Os autores consideram núcleos de aço silício, amorfo e pó de ferro. No entanto, diferentemente de [16], [17], a análise do material não está relacionada aos graus de liberdade para determinação de *L* e *C*, ao passo que indutores com diferentes tecnologias terão desempenhos diferentes de acordo com seu conteúdo harmônico [23].

Usando um conversor trifásico, [19] realiza uma análise comparativa de perdas e custos entre uma topologia de filtro proposta, filtros *LC* e filtros *LCL*. O autor usa material amorfo para o núcleo dos indutores, sem considerar outras tecnologias. Além disso, os graus de liberdade nas proporções de *L* e *C* não são explorados.

Um projeto otimizado do filtro *LC* de um conversor *buck* é feito por [20], considerando volume e eficiência. Três diferentes materiais *iron powder* são considerados para o indutor. As perdas no conversor e o volume do capacitor também são considerados na otimização, mas o volume do conversor não é incluído.

Outro ponto a ser considerado, que deriva diretamente do projeto do filtro, é o tempo de vida dos capacitores. Nos trabalhos citados até então, o tempo de vida dos capacitores não é considerado, apesar da ondulação de corrente nos indutores influenciar nas perdas e a vida útil dos capacitores [24].

Em [21] uma metodologia de projeto de filtro *LCL* para volume mínimo considerando a vida útil dos capacitores do filtro e do barramento CC é apresentada. Usando um conversor trifásico de quatro fios como estudo de caso, três materiais magnéticos são considerados em uma análise comparativa: aço silício de grão não orientado, ferrite 3C92 e Kool M $\mu$ . A otimização do volume do filtro e dos tempos de vida do capacitor do filtro e do barramento CC é mostrada, mas as perdas do conversor não são avaliadas.

Os autores de [22] aplicam uma análise de fronteira de Pareto a um conversor *buck* para otimizar o volume, a vida útil do capacitor e o rendimento, que considera as perdas no conversor e no filtro. No entanto, um único material *iron powder* é considerado, e o volume do conversor não é incluído na análise.

Dentre todos os trabalhos citados, apenas [17], [20] e [22] analisaram o impacto do projeto do filtro nas perdas do conversor, mas nenhum deles considerou o conversor para otimização de volume.

#### B. Contribuição

Como discutido, há uma carência de metodologias de projeto na literatura que se proponham a realizar a otimização de filtros em função das perdas, volume, tempo de vida dos capacitores, e a eficiência do sistema. Desta forma, neste trabalho é proposta uma metodologia que relaciona os parâmetros de projeto do filtro com o desempenho do sistema como um todo. A metodologia é aplicada ao estágio de saída de uma UPS de dupla conversão trifásica a quatro fios com filtro *LC* [25], mostrada na Figura 2. O objetivo é minimizar o volume do sistema, maximizar a vida útil dos capacitores, maximizar a eficiência ou encontrar um compromisso ideal.

São feitas análises para cada parte do sistema (conversor, barramento CC e filtro), discutindo como elas são afetadas pelo projeto do filtro, e a importância de considerar o sistema como um todo. A decisão das melhores soluções é feita através da análise do dimensionamento de cada componente. Com as formas de onda do conversor, estimam-se as perdas em cada componente. Em consequência das perdas, a temperatura é estimada, afetando o dimensionamento dos indutores e sistema de transferência de calor dos transistores. A vida útil dos capacitores do filtro e do barramento CC é estimada com base na temperatura e nas condições ambientais. Resultados experimentais validam o projeto do filtro e os modelos de perdas, essenciais para a metodologia proposta.

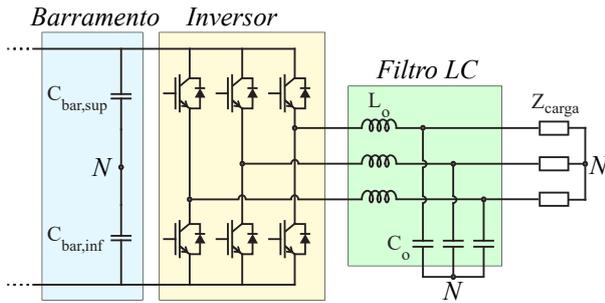


Fig. 2. Topologia do conversor: estágio de saída de uma UPS de dupla conversão com ponto neutro comum. O barramento CC é dividido igualmente entre partes superior e inferior.

## II. PROJETO DO FILTRO

Os filtros de saída são projetados para atender aos requisitos de desempenho da UPS dados pela norma IEC 62040-3 [5]. Como a característica do filtro é capacitiva (na saída), os limites são especificados em função da fração  $V_n/V_1$ , que relaciona os harmônicos da tensão de saída da ordem  $n$  ( $V_n$ ) à tensão fundamental ( $V_1$ ). A saída também deve atender um fator de distorção menor ou igual a 0,08.

O conversor da Figura 2 pode ser dividido em três conversores *half-bridge* monofásicos, permitindo que o projeto do filtro LC seja realizado para uma fase e reproduzido para as demais. Para testar vários projetos de filtro, é realizada uma varredura paramétrica dos valores do capacitor ( $C_o$ ) e frequência de ressonância ( $f_{res}$ ) do filtro, resultando assim em várias combinações de indutor do filtro ( $L_o$ ) e  $C_o$ . Desta forma, busca-se a proporção ótima ou compromisso entre perdas, volume, e vida útil dos capacitores.

A operação de carga não-linear representa o pior cenário para o projeto de filtros, sendo a referência para este trabalho. A carga não-linear é projetada de acordo com a norma IEC 62040-3 [5]. Nesse cenário, os picos de corrente no indutor são os mais altos e o cumprimento da norma é o mais difícil. Para o controle da tensão de saída, um controlador ressonante é empregado, conforme descrito em [26].

Dados os valores de  $f_{res}$  e  $C_o$ ,  $L_o$  é determinado pela expressão da  $f_{res}$  de um filtro LC,

$$L_o = \frac{1}{C_o(2\pi f_{res})^2}. \quad (1)$$

Para um conversor com as especificações da Tabela I, a variação de  $L_o$  em função da variação de  $f_{res}$  é mostrada na Figura 3, para diferentes valores de  $C_o$ .

**TABELA I**  
**Especificações do Conversor**

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência real e aparente	$P_o$ e $S_o$	9 kW e 10 kVA
Frequência de comutação	$f_s$	15 kHz
Tensão eficaz na saída	$V_o$	127 V (60 Hz)
Tensão do barramento CC	$V_{bar}$	450 V

Usualmente, a  $f_{res}$  de um filtro LC é projetada para um valor abaixo da metade da frequência de comutação, a fim de garantir uma atenuação adequada ao serem empregadas técnicas de amortecimento ativo [27]. O método utilizado

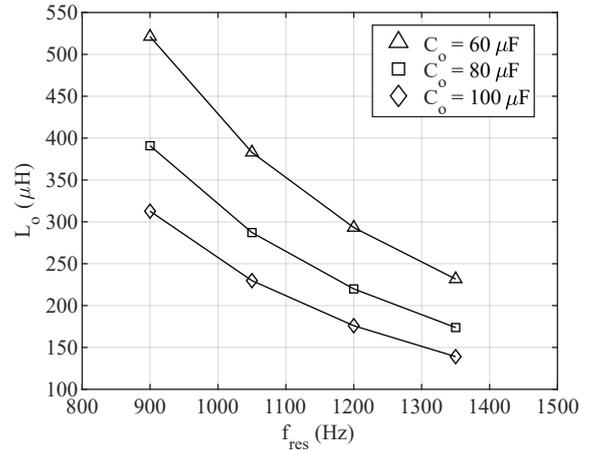


Fig. 3. Valores de  $L_o$  em cada  $f_{res}$ , para os valores testados de  $C_o$ , no conversor especificado na Tabela I.

neste trabalho emprega uma malha externa de tensão no capacitor e uma malha interna de corrente no indutor. A malha interna constitui um método de amortecimento ativo equivalente a um resistor virtual em série com o indutor, baseado na realimentação de variável [28].

Neste trabalho, são testados três valores para a capacitância de saída: 60  $\mu$ F, 80  $\mu$ F e 100  $\mu$ F. O valor de  $C_o$  está relacionado a  $L_o$  através da  $f_{res}$  do filtro. A redução da  $f_{res}$  melhora a atenuação do filtro, mas pode prejudicar a operação do sistema de controle se o valor de  $L_o$  tornar-se muito elevado [8], [19]. Por outro lado, aumentar  $f_{res}$  pode tornar a atenuação do filtro insuficiente. Assim sendo, as restrições na variação paramétrica de  $f_{res}$  e  $C_o$  estão relacionadas à possibilidade de síntese de tensão de saída dentro dos limites da norma. Os valores podem variar dependendo da potência do conversor, da tensão do barramento CC, da frequência de comutação e da disponibilidade de componentes. Os valores máximos e mínimos de indutância e capacitância da varredura paramétrica feita neste trabalho são determinados com essas considerações. Dentro dos limites estabelecidos, a decisão de projeto otimizado será feita considerando o dimensionamento físico do conversor.

## III. DIMENSIONAMENTO FÍSICO DO SISTEMA

Projetar os componentes adequadamente exige modelar as características de cada tecnologia. Para alcançar o equilíbrio ideal entre perdas, volume e vida útil dos capacitores, é feita uma análise conjunta do projeto paramétrico e de *hardware*.

### A. Indutores

Os indutores são projetados seguindo o passo-a-passo apresentado em [21]. Três tecnologias de núcleo magnético são consideradas para o projeto de  $L_o$ : aço silício de grão não orientado (GNO) [29], que oferece alta densidade de fluxo magnético (1,5 T) a baixo custo; pó de ferro Kool M $\mu$  [30], caracterizado por densidade de fluxo magnético relativamente alta (0,9 T) e menores perdas no núcleo em comparação com o aço silício; e ferrite 3C92 [31], com as menores perdas magnéticas dentre as três tecnologias, mas também a menor densidade de fluxo (0,35 T). Para os enrolamentos, é considerado o uso de fita de cobre.

Para comparar projetos de indutores utilizando diversas

tecnologias de material magnético, um banco de dados foi criado. A base de dados de núcleos magnéticos inclui:

- 21 tamanhos de chapas de aço GNO (geometria EI) com comprimentos variando de 14mm a 300mm;
- 18 tamanhos de núcleo Kool M $\mu$  (geometria EE) com até 5 núcleos empilhados, somando até 90 tamanhos possíveis de núcleos com permeabilidades magnéticas relativas de 26, 40, 60 ou 90;
- 28 tamanhos de ferrite 3C92 (geometria EE) com até 5 núcleos empilhados, somando até 140 soluções possíveis.

O núcleo do indutor é inicialmente projetado utilizando a capacidade de processamento de energia, considerando o valor de indutância necessária (Figura 3) e o valor da corrente de pico. O menor núcleo capaz de processar a energia é selecionado. A relutância do núcleo é usada para determinar o número de voltas necessárias para atingir a indutância desejada. A fita de cobre utilizada nos enrolamentos é projetada com altura inferior à profundidade pelicular. Combinando a área do condutor e o número necessário de espiras, a montagem dos enrolamentos na janela é verificada. Se o indutor não for viável, o projeto é reiterado selecionando um núcleo de dimensões maiores. Por último, após calcular as perdas no enrolamento e no núcleo, estima-se o aumento da temperatura. Se as temperaturas forem muito altas para o material magnético, o processo de projeto será reiterado.

Empregando esta estratégia de projeto, o projeto do indutor é limitado pelo aumento de temperatura, resultante das perdas nos enrolamentos e no núcleo [21]. Como a metodologia de projeto busca minimizar o tamanho do indutor, minimizar as perdas também é necessário para limitar o aumento da temperatura.

### B. Capacitores do Barramento CC e do Filtro

Os capacitores são conhecidos por serem um dos componentes eletrônicos mais propensos a falhas [32]. O projeto ideal dos capacitores requer consideração total da capacitância, volume, perdas e tempo de vida.

1) *Perdas*: O modelo de perdas do capacitor é aproximado considerando a resistência série equivalente (ESR). Este valor, obtido nas folhas de dados do fabricante e dependente da frequência e da temperatura, é multiplicado pelo espectro da corrente harmônica no capacitor. Ao somar a contribuição individual de cada harmônico, a perda elétrica total no capacitor é calculada. Portanto, as perdas ( $P_C$ ) e temperatura ( $T_C$ ) para os capacitores de filtro e barramento CC são determinadas por,

$$P_C = \sum_{i=1}^{\infty} I_{Ci}^2 \cdot ESR_i \quad (2)$$

$$T_C = P_C R_{Th} + T_{amb} \quad (3)$$

aqui,  $I_{Ci}$  representa o valor RMS do  $i$ -ésimo harmônico de corrente, e  $ESR_i$  sua ESR correspondente. A resistência térmica do capacitor, fornecida pelo fabricante, é simbolizada por  $R_{Th}$ , e a temperatura ambiente é denotada por  $T_{amb}$ . Se houverem capacitores em paralelo, a corrente  $I_{Ci}$  é dividida.

2) *Tempo de vida e condições ambientais*: O comportamento das perdas e da vida útil de cada capacitor está relacionado à sua tecnologia. Para o filtro LC, capacitores de filme de 250  $V_{rms}$  (Série B3636X [33]) são selecionados, e para o barramento CC, capacitores eletrolíticos de 250  $V_{CC}$  (Série B43544 [34]).

Um modelo parametrizado pode ser utilizado para estimar a vida útil do componente com base em dados estatísticos de falha sob condições de estresse, conforme demonstrado em [35]–[37]. A vida útil do capacitor de filme nos filtros ( $L_{t(C_o)}$ ) é determinada por [37],

$$L_{t(C_o)} = L_{tr} \left( \frac{V_C}{V_r} \right)^{-n_1} 2^{\frac{(T_r - T_C)}{n_2}} \left( \frac{H}{H_r} \right)^{-n_3} \quad (4)$$

onde  $L_{tr}$  é a vida útil nominal,  $V_C$  e  $V_r$  são as tensões de operação e nominal,  $n_1$  é o coeficiente de estresse de tensão,  $T_r$  e  $T_C$  são as temperaturas nominal e de operação,  $n_2$  é o coeficiente de estresse de temperatura,  $H$  e  $H_r$  são a umidade relativa de operação e nominal, e  $n_3$  é o coeficiente de estresse de umidade.

A vida útil dos capacitores eletrolíticos no barramento CC ( $L_{t(C_{bar})}$ ) é [35],

$$L_{t(C_{bar})} = L_{tr} \left( \frac{V_C}{V_r} \right)^{-n_1} 2^{\frac{(T_r - T_C)}{n_2}} 2^{(1 - \left(\frac{I_C}{I_r}\right)^2) \cdot \frac{\Delta T_r}{n_2}} \quad (5)$$

onde  $I_C$  e  $I_r$  são as correntes de operação e nominal do capacitor, e  $\Delta T_r$  a elevação de temperatura que corresponde à  $I_r$ . Este valor pode ser obtido pelas perdas calculadas com a corrente nominal e a resistência térmica do capacitor. Os parâmetros utilizados para o cálculo da vida útil de  $C_o$  e  $C_{bar}$  estão apresentados na Tabela II.

**TABELA II**  
**Parâmetros para o Cálculo do Tempo de Vida dos Capacitores**

Capacitor	$L_{tr}$	$V_r$	$T_r$	$H_r$	$n_1$	$n_2$	$n_3$
$C_o$	$60 \cdot 10^3$ h	250	85	5%	5	10	1.8
$C_{bar}$	$2 \cdot 10^3$ h	250	85	-	3	10	-

Os valores de temperatura e umidade considerados nos cálculos de tempo de vida provêm de dados meteorológicos anuais, conforme apresentado na Figura 4. Eles foram obtidos minuto-a-minuto para a cidade de Petrolina - PE.

Com base em uma média horária dos dados meteorológicos da Figura 4, as contribuições de cada intervalo de tempo decorrido são ponderadas através do dano acumulado ( $D_A$ ) correspondente a cada intervalo, cada um com um determinado valor de  $T_{amb}$  e  $H$  [38],

$$D_A = \sum \frac{t_{cond}}{L_{t_{cond}}} \quad (6)$$

onde  $t_{cond}$  representa o tempo em que uma condição (um valor de temperatura e umidade) é mantida, e  $L_{t_{cond}}$  o tempo de vida correspondente às condições, conforme (4) ou (5). Como o intervalo de condição ambiental considerado é anual, o resultado de (6) é o dano acumulado ao longo de um ano de operação, normalmente um valor entre 0 e 1. Um valor de

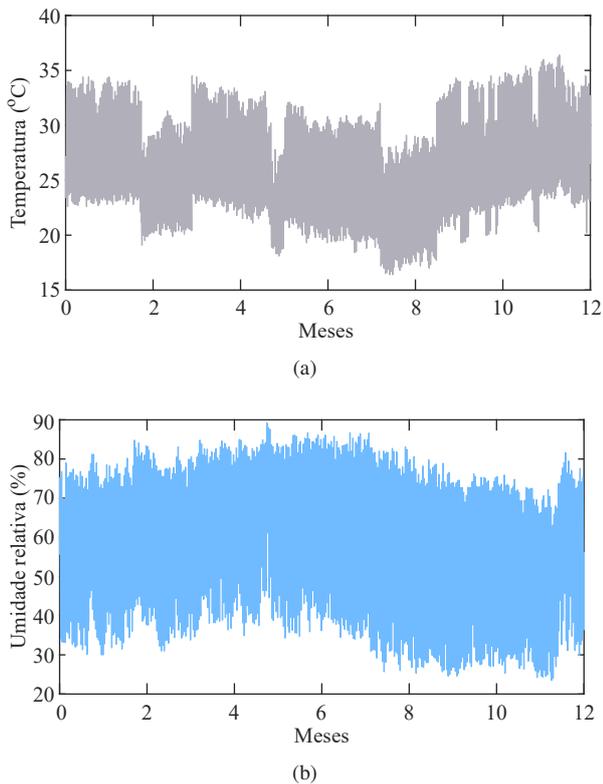


Fig. 4. Dados meteorológicos ao longo de um ano. (a) Temperatura ambiente. (b) Umidade relativa.

$D_A = 1$  representa falha do componente. Portanto, a vida útil estimada é, em anos,  $1/D_A$ .

#### C. Conversor: Semicondutores e Sistema de Transferência de Calor

As perdas nos semicondutores podem ser estimadas, em geral, de três formas: modelos analíticos, SPICE ou análise de elementos finitos. Dentre estes, os modelos analíticos possuem a menor complexidade e maior velocidade de processamento, além de razoável acurácia [39]–[41]. Os modelos de perdas de condução e comutação apresentados em [42] são utilizados neste trabalho, e o *part number* FS75R07N2E4 [43] de módulo de IGBTs foi escolhido.

Com base no valor da perda total estimada e na resistência térmica entre a junção e o ambiente para o módulo de IGBTs, estima-se a temperatura da junção ( $T_J$ ). O sistema de transferência de calor é projetado utilizando um modelo eletro-térmico que relaciona as perdas, temperatura de junção, temperatura ambiente e a resistência térmica entre a junção e o ambiente [44], [45]. É considerada a utilização de um dissipador de calor de alumínio HS21575 com ventilação forçada de 6 m/s.

### IV. ANÁLISE DE PROJETO DO SISTEMA

Nesta seção, análises separadas são apresentadas para os filtros LC, barramento CC, e o conversor, demonstrando a metodologia proposta de integração do projeto paramétrico e de *hardware*. Nas análises, são discutidos os possíveis compromissos para alcançar um equilíbrio ótimo entre perdas, volume e vida útil do capacitor. As especificações do conversor da Tabela I e os parâmetros do filtro da Figura 3

são usados.

#### A. Análise do Filtro LC

1) *Indutor ( $L_o$ )*: Considerando os materiais magnéticos mencionados na seção III-A e as indutâncias da Figura 3, os volumes resultantes para cada projeto de indutor são apresentados na Figura 5.  $L_o$  é projetado com base nas formas de onda de carga não-linear devido à ocorrência dos picos de corrente, e perdas em geral maiores do que com carga linear.

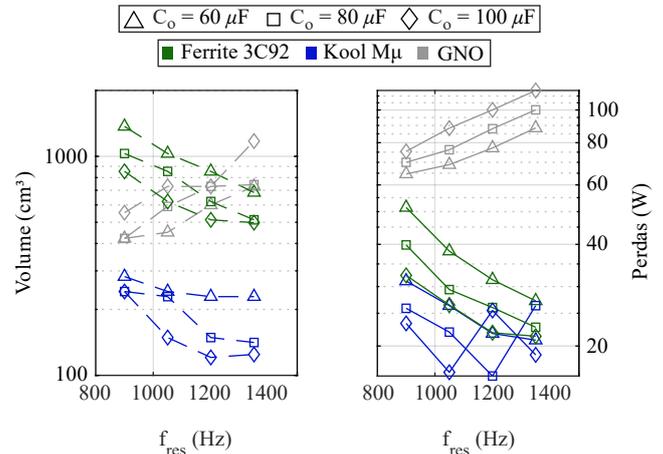


Fig. 5. Volume e perdas de  $L_o$  utilizando diferentes tecnologias de material magnético. Resultados apresentados em função de  $f_{res}$  para cada  $C_o$ .

Tanto para os indutores de núcleo de ferrite 3C92 quanto para os de núcleo Kool Mμ, o volume diminui com o aumento de  $f_{res}$ , seguindo o comportamento da Figura 3. O material Kool Mμ permite a construção de indutores com volume menor que o ferrite 3C92, pois suporta maior densidade de fluxo magnético.

Como o valor da indutância necessária diminui com o aumento de  $f_{res}$  e  $C_o$ , a quantidade de conteúdo harmônico que é filtrada pelo indutor é menor, resultando em maiores ondulações de corrente no indutor. Por este motivo, as perdas podem aumentar dependendo do projeto (conteúdo harmônico processado, característica de perdas no núcleo do material, tamanho do núcleo, número de espiras, número de camadas do enrolamento e bitola do condutor). Com o aumento das perdas, os volumes são aumentados para aumentar a área de superfície para troca de calor. Deste fato decorre:

1. Não é sempre possível reduzir o volume dos indutores, embora a indutância seja menor para maiores  $C_o$  e  $f_{res}$ .
2. O volume dos núcleos de aço silício GNO tende a aumentar à medida que a indutância diminui, já que este material tem uma característica de perdas no núcleo mais elevadas.

2) *Capacitor ( $C_o$ )*: O aumento de  $f_{res}$  influencia na quantidade de harmônicos processados por  $C_o$ , pois a indutância é menor com maior  $f_{res}$  (Figura 3). Como consequência, as perdas no capacitor aumentam conforme mostra a Figura 6.a. Na Figura 6.b estão apresentadas as perdas somadas de  $L_o$  e  $C_o$ . Com a inclusão de  $C_o$ , a análise do volume do filtro LC é concluída na Figura 7, que apresenta os volumes de  $L_o$  e  $C_o$  para os diferentes  $f_{res}$  e  $C_o$ . Dentre essas soluções, o uso de  $60 \mu F$  resulta no menor volume para

$f_{res} = 1050$  Hz, e  $80 \mu\text{F}$  o menor volume nas demais  $f_{res}$ . Mostra-se também, na Figura 7, a participação significativa do volume de  $C_o$  no filtro.

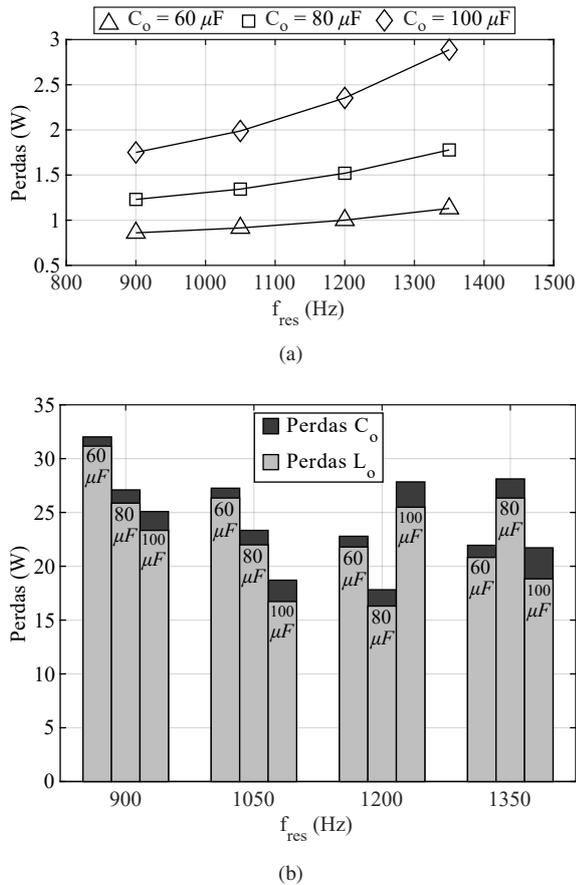


Fig. 6. Perdas (por-fase) dos componentes do filtro LC: resultados apresentados em função de  $f_{res}$  para cada  $C_o$  (identificados por coluna). (a) Perdas em  $C_o$ . (b) Perdas totais no filtro LC utilizando núcleos Kool M $\mu$ .

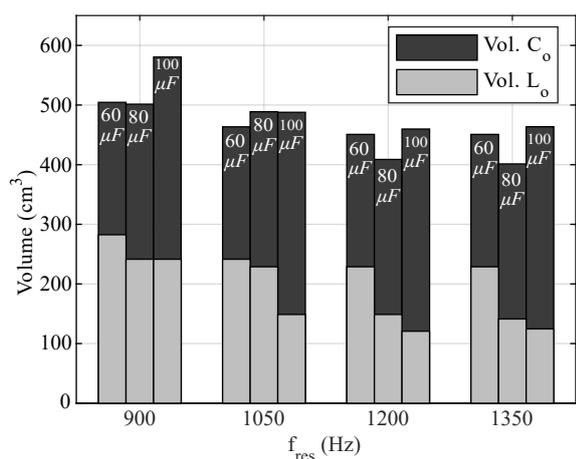


Fig. 7. Volume (por-fase) dos componentes do filtro LC utilizando núcleos Kool M $\mu$ . Resultados apresentados em função de  $f_{res}$  para cada  $C_o$  (identificados por coluna).

Os tempos de vida estimados para  $C_o$  são apresentados na Figura 8, obtidos com carga não-linear. Existe uma clara distinção no tempo de vida em função do valor da

capacitância, devido à quantidade de conteúdo harmônico processado pelo capacitor: o menor valor de  $C_o$  e  $f_{res}$  resultará no tempo de vida mais longo. Para o  $L_t$  de  $C_o$ , não há diferença significativa entre as cargas linear ou não-linear.

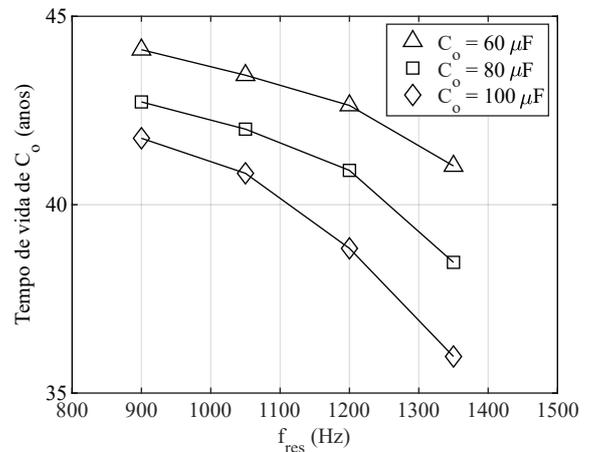


Fig. 8. Tempos de vida estimados para  $C_o$  em função de  $f_{res}$ .

Como decisão de projeto, escolhendo a maior vida útil de 44,11 anos, o volume é  $504,5 \text{ cm}^3$ , obtido com  $f_{res} = 900$  kHz e  $C_o = 60 \mu\text{F}$ . Mudando a prioridade de projeto para volume, o projeto com o menor volume ( $401,25 \text{ cm}^3$ ), obtido com  $f_{res} = 1350$  Hz e  $C_o = 80 \mu\text{F}$ , tem um  $L_t$  de 35,97 anos. Nesse caso, há uma redução de 30% no volume e 18,5% na vida útil em relação ao projeto de vida útil máxima.

### B. Análise do Barramento CC

A capacitância do barramento CC é projetada usando o requisito de energia para o tempo de transferência ( $T_{tr}$ ) de um ciclo de rede (60 Hz) para a transferência entre os modos UPS [46],

$$C_{bar,T} = \frac{2T_{tr}P_o}{V_{bar}^2 - V_{min}^2} \quad (7)$$

onde  $P_o$  é a potência de saída ativa nominal e  $V_{bar}$  e  $V_{min}$  são as tensões média e mínima em todo o barramento CC. As metades inferior e superior do barramento CC dividido (Figura 2) têm  $2 \times C_{bar,T}$ . Para o conversor da Tabela I, considerando uma tensão mínima de 375 V, a capacitância total necessária é de 4,84 mF. Portanto, para construção do barramento CC, considera-se o emprego de 6 capacitores de  $820 \mu\text{F}$  em cada metade, cujos parâmetros são mostrados na Tabela III.

TABELA III  
Parâmetros do Barramento CC

Parâmetro	Valor
$C_{bar}$	$820 \mu\text{F}$
Volume (unitário)	$28,9 \text{ cm}^3$
Nº em paralelo	6
Volume (total)	$346,4 \text{ cm}^3$

A Figura 9 mostra a diferença no tempo de vida de um capacitor do barramento CC ( $C_{bar}$ ) se a carga for linear ou não-linear. Mostra-se que cargas não-lineares causam maior impacto sobre  $C_{bar}$  e, portanto, são o foco da análise.

O impacto das variações no projeto do filtro LC no tempo

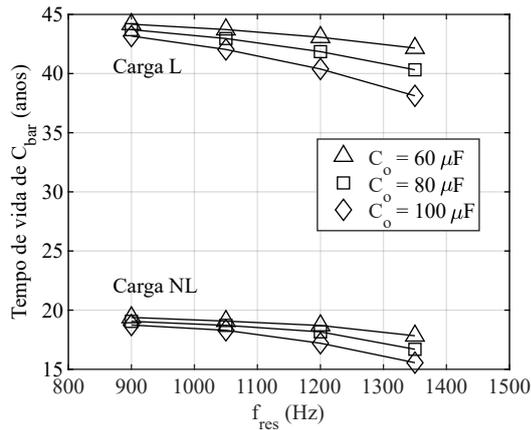


Fig. 9. Tempo de vida estimado para um capacitor do barramento CC, com carga linear e não-linear. Resultados apresentados em função de  $f_{res}$  para cada  $C_o$ .

**TABELA IV**  
**Análise do Barramento CC com Diferentes Objetivos**

Objetivo	$f_{res}$	$C_o$	Volume (cm <sup>3</sup> )	$L_t(C_{bus})$ (anos)
Maior tempo de vida	900 Hz	60 µF	2099	19,4
Menor Volume	1350 Hz	80 µF	1572	16,7

de vida de  $C_{bar}$  apresenta um comportamento semelhante ao impacto em  $C_o$ : os menores valores de  $f_{res}$  e  $C_o$ , que correspondem às maiores indutâncias, resultam na vida útil mais longa. Na Tabela IV, o tempo de vida de  $C_{bar}$  em função dos parâmetros de projeto do filtro LC ( $C_o$  e  $f_{res}$ ) está relacionado ao volume combinado do barramento CC e as três fases do filtro.

### C. Análise dos Semicondutores e do Dissipador

O dimensionamento do dissipador de calor em função das perdas nos semicondutores também é analisado com base na variação dos parâmetros de projeto do filtro. A Figura 10 mostra as perdas do inversor para cargas lineares e não-lineares, em função de  $f_{res}$  e  $C_o$ . As perdas no inversor são maiores para carga não-linear devido aos picos de corrente. O segundo fator que aumenta as perdas é a ondulação da corrente, que vai depender da indutância  $L_o$ : quanto menor ela for, maiores serão as ondulações e a corrente RMS. Portanto, em valores maiores de  $f_{res}$  e  $C_o$ , as perdas nos IGBTs do inversor são mais altas.

Como consequência das perdas, a variação no volume do dissipador é analisada em função de  $f_{res}$  e  $C_o$  na Figura 11.  $f_{res} = 900$  Hz e  $C_o = 60$  µF é escolhido ao selecionar o menor volume do dissipador. Esses valores diferem daqueles obtidos para o volume mínimo nos filtros ( $f_{res} = 1350$  Hz e  $C_o = 80$  µF), mas coincidem com o ponto de projeto que maximiza a vida útil de  $C_{bar}$  e  $C_o$ . Combinando os volumes e as perdas das três fases do filtro LC, o barramento CC e o inversor, o resultado é o mostrado na Figura 12.

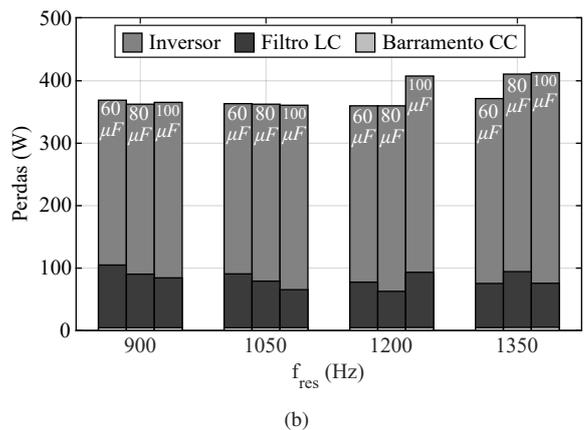
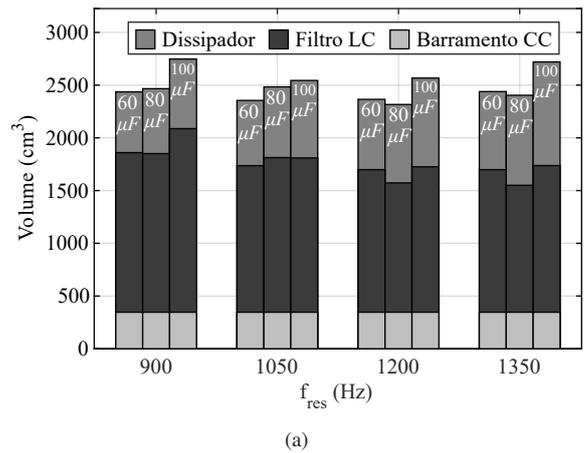


Fig. 12. Resultados do projeto do conversor de saída em função de  $f_{res}$  para cada  $C_o$  (identificados por coluna). (a) Volume. (b) Perdas.

Considerando todas as partes, a Tabela V detalha os resultados com os diferentes critérios de seleção, considerando o volume combinado do filtro LC, do dissipador de calor e do barramento CC. Estes são identificados como: (A) minimização do volume; e (B) vida útil máxima dos capacitores. Para obtenção do volume mínimo, o melhor ponto de projeto ( $f_{res} = 1200$  Hz,  $C_o = 80$  µF) difere dos pontos de menor volume dos filtros ( $f_{res} = 1350$  Hz,  $C_o = 80$  µF) e do dissipador ( $f_{res} = 900$  Hz,  $C_o = 60$  µF).

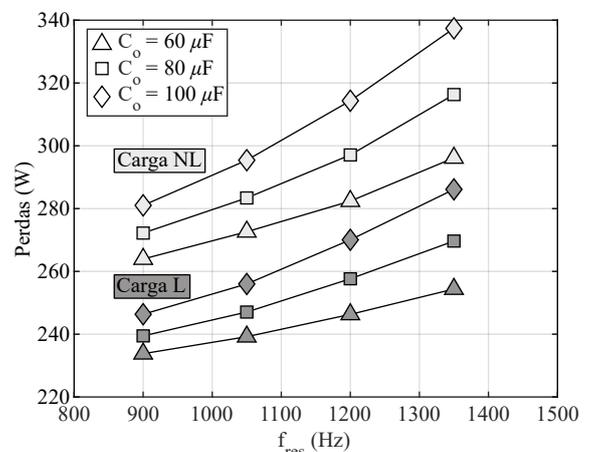


Fig. 10. Perdas totais nos IGBTs (condução e comutação) em função dos parâmetros de projeto do filtro LC (variação de  $f_{res}$  e  $C_o$ ).

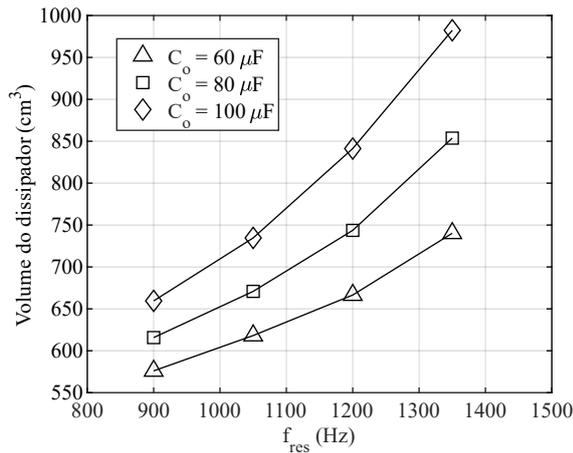


Fig. 11. Volume do dissipador (projetado para carga não-linear) em função dos parâmetros de projeto do filtro LC (variação de  $f_{res}$  e  $C_o$ ).

**TABELA V**  
Análise do Projeto do Estágio de Saída da UPS com Diferentes Prioridades

Grandeza	(A) Volume Mínimo	(B) $Lt$ Máximo	Diferença de (B) para (A)
$f_{res}$	1200 Hz	900 Hz	-
$C_o$	80 $\mu F$	60 $\mu F$	-
Volume total	2316,35 cm <sup>3</sup>	2674,8 cm <sup>3</sup>	↑ 15,5%
$Lt C_o$	35,97 anos	44,11 anos	↑ 22,6%
$Lt C_{bar}$	18,16 anos	19,4 anos	↑ 6,8%
Perdas totais	359,91 W	368,89 W	↑ 2,5%

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A validação experimental das ferramentas utilizadas na metodologia é feita de duas formas. A primeira é verificando se o projeto do filtro atende às restrições normativas (IEC 62040-3), validando assim o projeto do filtro. A segunda métrica envolve a conformidade dos modelos de perdas e temperatura com o valor medido, que correspondem ao projeto de *hardware*. Estimar com exatidão as temperaturas dos IGBTs e dos indutores é essencial a todo o procedimento de projeto, e as vidas úteis dos capacitores dependem diretamente da temperatura, conforme (4) e (5).

A potência, frequência e tensões da UPS de dupla conversão utilizado na validação experimental são os mesmos da Tabela I. As temperaturas nos componentes foram medidas por termopares tipo K e registradas em um datalogger Keysight DAQ970A. A precisão dos termopares é de  $\pm 2\%$ . As perdas foram medidas utilizando um analisador de potência Yokogawa WT1600. A Figura 13 mostra a UPS, identificando os componentes em análise.

Em virtude da disponibilidade de componentes,  $L_o = 400 \mu H$  e  $C_o = 80 \mu F$  foram selecionados para os filtros ( $f_{res} = 900$  Hz). Os indutores são compostos de 2 núcleos EE Kool M $\mu$  de  $\mu_r = 26$ , *part number* 00K8020E0, enrolado com 48 lâminas de cobre de 48mm x 0,15 mm. As lâminas de cobre são separadas por um papel isolante Nomex de 0,05 mm. O *part number* de  $C_o$  é B32361A2806J050 e de  $C_{bus}$  é B43544E2827M000.

As Figuras 14 e 15 apresentam as formas de onda medidas

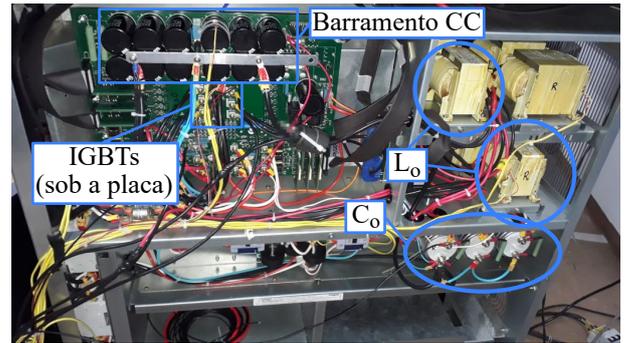


Fig. 13. UPS de dupla conversão utilizada na validação experimental, identificando os principais componentes do estágio de saída.

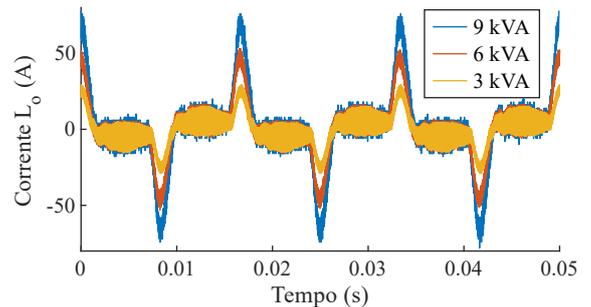


Fig. 14. Forma de onda da corrente no tempo em  $L_o$ .

em uma das fases do filtro LC com diversas potências de carga não-linear. As formas de onda da tensão de saída têm fatores de distorção de 0,032, 0,034 e 0,027 em 3, 6 e 9 kVA, respectivamente. Outras restrições definidas pela norma IEC 62040-3 são comparadas com as medidas na Tabela VI.

A Tabela VII apresenta as perdas estimadas e medidas com a carga não-linear de 9 kVA. As perdas no filtro LC são obtidas a partir da leitura de potência entre a saída do inversor e a do filtro. A medida é comparada ao valor da Figura 6.b que corresponde ao ponto de operação do ensaio ( $f_{res} = 900$  Hz,  $C_o = 80 \mu F$ ). Do mesmo modo, as perdas nos IGBTs são comparadas ao valor da Figura 10. No entanto, por limitações de *layout*, a medição das perdas nos IGBTs é feita medindo um ponto antes do retificador e outro após o inversor. Dessa forma, o valor medido corresponde às perdas combinadas do retificador, inversor e barramento CC. Para validação dos modelos de perdas dos IGBTs, as perdas no retificador foram estimadas utilizando os mesmos modelos de perdas do inversor, sendo o módulo de IGBTs de ambos os estágios o mesmo (FS75R07N2E4). As perdas estimadas no retificador são somadas às do inversor e do barramento CC na Tabela VII.

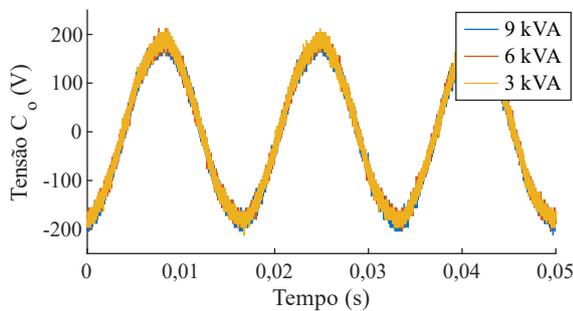
**TABELA VII**  
Perdas Estimadas Comparadas ao Valor Medido em 9 kVA

Componente	Perdas estimadas	Perdas medidas	Erro
$L_o$ e $C_o$ (três fases)	81,3 W	84 W	3,3%
Inversor, Retificador e Barramento CC	446,44 W	453,0 W	1,4%

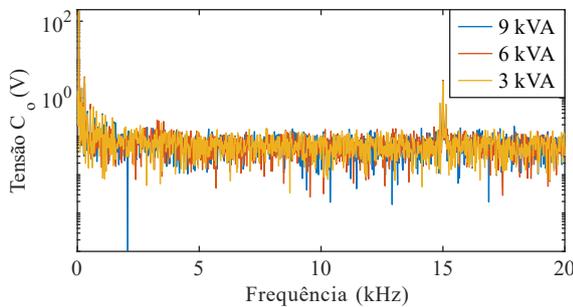
TABELA VI

Valores Máximos de Amplitude Relativa de Harmônicos de Tensão Permitidos na Norma IEC 62040-3 Comparados aos Valores Medidos

Harmônicos ímpares não-múltiplos de 3			Harmônicos ímpares múltiplos de 3			Harmônicos pares		
Ordem	% Permitido	% Medido	Ordem	% Permitido	% Medido	Ordem	% Permitido	% Medido
5	6	0,04	3	5	0,05	2	2	0,06
7	5	0,06	9	1,5	0,07	4	1	0,02
11	3,5	0,05	15	0,3	0,06	6	0,5	0,02
13	3	0,01	21	0,2	0,03	8	0,5	0,02
17	2	0,02	>21	0,2	0,06 (maior)	10	0,5	0,03
19	1,5	0,02				≥ 12	0,2	0,1 (maior)
23	1,5	0,05						
25	1,5	0,02						
> 25	(0,2+ 0,5 × 25/n)	0,07 (maior)						



(a)



(b)

Fig. 15. Formas de onda da tensão em  $C_o$  (e na carga). (a) Domínio de tempo. (b) Domínio de frequência.

Na Figura 16 estão apresentadas as temperaturas em cada componente com degraus de carga nas três potências testadas. As temperaturas são medidas com o gabinete da UPS fechado, funcionando normalmente (coolers ligados) em modo rede. A temperatura no capacitor foi medida na parte superior do encapsulamento; nos indutores, na superfície do núcleo, em contato com o cobre. A temperatura do módulo de IGBTs foi adquirida a partir da medição da resistência do termistor interno a estrutura do módulo de IGBTs FS75R07N2E4. Através dos modelos, a temperatura em 9 kVA estimada para os indutores foi de 108,4°C, enquanto o valor medido foi de 103,8°C. O erro é de 4,2%. Para o módulo de IGBTs, a temperatura estimada na junção é de 78,5°C, e o valor medido foi de 75,45°C, diferença de 5,16%. Para o capacitor  $C_o$ , estimaram-se 56,3°C, sendo a medida 54,64°C. Para

os capacitores do barramento CC, estimaram-se 52,32°C e foram medidos 48,63°C. Nota-se que para os capacitores a temperatura estimada refere-se ao núcleo (*hot spot*) do capacitor, porém a aquisição de temperatura neste ponto não é possível nos componentes utilizados. Todavia, a diferença pequena entre o valor estimado por (3) e o medido na superfície do capacitor (7,0% para  $C_{bar}$  e 2,9% para  $C_o$ ) permite inferir que o resultado é correto [47].

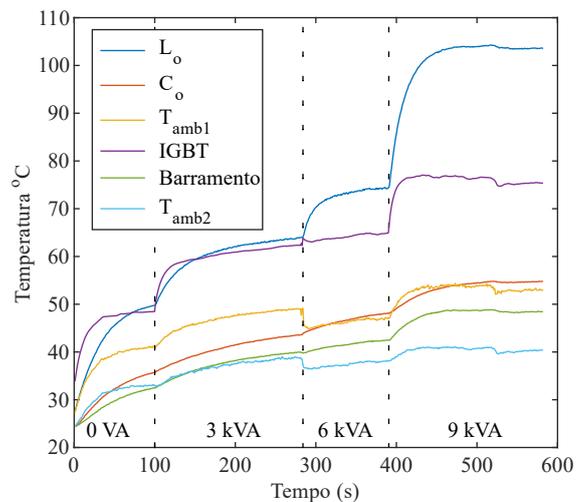


Fig. 16. Temperaturas em  $L_o$ ,  $C_o$ , na ambiência (proximidade) do filtro LC ( $T_{amb1}$ ), no módulo de IGBTs, em um capacitor do barramento CC, e na proximidade do barramento CC e IGBTs ( $T_{amb2}$ ).

## VI. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma metodologia de projeto de filtro *LC* que avalia a influência das decisões de projeto nos vários componentes de um sistema conversor de potência. Usando o estágio de saída de um UPS de dupla conversão como estudo de caso, os parâmetros de projeto do filtro de saída foram examinados, considerando como a alteração das proporções do conteúdo harmônico absorvido em cada componente do filtro afetou as perdas nos filtros, nos IGBTs do conversor (que se traduz em volume do dissipador de calor) e na vida útil dos capacitores dos filtros e do barramento CC. As condições ambientais foram usadas na determinação dos tempos de vida dos capacitores. Medições de perdas, temperatura, formas de onda e amplitudes harmônicas foram usadas para validar as simulações e modelos nos quais a metodologia se baseia.

Análises individualizadas foram apresentadas para cada componente do sistema conversor de potência. Para o filtro *LC*, foi mostrado que, devido às características de capacidade de densidade de fluxo e perdas no núcleo, os indutores com tecnologia de núcleo Kool M $\mu$  resultaram nos menores volumes. Na conclusão da análise do filtro *LC*, foi mostrado que há um compromisso entre o volume do filtro e o tempo de vida do capacitor. Na faixa de parâmetros analisada, o menor volume do filtro foi obtido com  $f_{res} = 1350$  Hz e  $C_o = 80$   $\mu$ F, não sendo este o ponto de menor indutância ou capacitância. O maior tempo de vida em  $C_o$  foi obtido com  $f_{res} = 900$  Hz e  $C_o = 60$   $\mu$ F, que corresponde ao maior valor de indutância, e portanto menor ondulação de corrente no capacitor.

Para a análise do barramento CC, quando a indutância do filtro é maior ( $f_{res} = 900$  Hz e  $C_o = 60$   $\mu$ F), o estresse de corrente é menor e, portanto, os tempos de vida estimados são mais longos. Na análise de semicondutores e dissipadores de calor, a influência dos parâmetros do filtro no comportamento das perdas foi semelhante à do barramento CC, sendo que os filtros com maiores indutâncias resultaram nas menores perdas, devido a menores ondulações de corrente. Assim, com  $f_{res} = 900$  Hz e  $C_o = 60$   $\mu$ F, o volume do dissipador é minimizado.

Combinando os projetos de filtro, dissipadores e barramento CC, para obter volume mínimo no projeto, o ponto de operação escolhido é  $f_{res} = 1200$  Hz e  $C_o = 80$   $\mu$ F, diferente tanto do ponto de volume mínimo para o filtro ( $f_{res} = 1350$  Hz e  $C_o = 80$   $\mu$ F) quanto do dissipador ( $f_{res} = 900$  Hz e  $C_o = 60$   $\mu$ F). Considerando a obtenção do tempo de vida máximo dos capacitores do filtro e do barramento CC,  $f_{res} = 900$  Hz e  $C_o = 60$   $\mu$ F são escolhidos. O projeto para tempo de vida máximo possui um volume 15,5% maior que o de volume mínimo, com tempo de vida 22,6% maior para  $C_o$  e 6,8% maior para  $C_{bar}$ . A diferença de perdas entre os dois projetos de diferentes prioridades foi de 2,5%.

A análise realizada utilizando a metodologia de projeto mostrou a importância de se considerar cuidadosamente a tecnologia do material magnético em combinação com os valores de  $L$  e  $C$ . Ao longo das discussões, ficou evidenciado que avaliar o ponto de projeto do filtro *LC* observando o sistema como um todo é essencial para atingir o objetivo de projeto desejado, seja este o volume mínimo ou o tempo de

vida máximo.

## AGRADECIMENTOS

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

## REFERÊNCIAS

- [1] D. G. Holmes, T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*, vol. 18, John Wiley & Sons, Mai. 2003.
- [2] J. O. Rezende, G. C. Guimarães, P. H. O. Rezende, T. L. Oliveira, L. R. Silva, A. R. Piccini, “Análise de uma proposta de condicionador de potência na geração fotovoltaica para melhorar a qualidade de energia”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 26, no. 3, pp. 268–278, Jul. 2021.
- [3] IEEE, “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems”, *IEEE Std 519-2014*, pp. 1–29, Abr. 2014.
- [4] IEC, “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.
- [5] IEC, *Uninterruptible power systems (UPS) - Part 3: Method of specifying the performance and test requirements*, International Electrotechnical Commission, Abr. 2021.
- [6] 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”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 2, pp. 244–255, Jun. 2018.
- [7] F. Botterón, H. Pinheiro, “A three-phase UPS that complies with the standard IEC 62040-3”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2120–2136, Jul. 2007.
- [8] H.-S. Kim, S.-K. Sul, “A novel filter design for output LC filters of PWM inverters”, *Journal of Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 74–81, Jan. 2011.
- [9] C. Wang, X. Yin, M. Wen, J. Liu, Q. Xiong, B. Zhang, “Structure and parameters design of output LC filter in D-STATCOM”, in *International Conference on Power System Technology*, pp. 1–6, IEEE, Out. 2010.
- [10] V. Dzhankhotov, J. Pyrhonen, “Passive LC filter design considerations for motor applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4253–4259, Jul. 2012.
- [11] 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.

- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] D. Goncalves, J. V. M. Farias, H. A. Pereira, A.-S. A. Luiz, M. M. Stopa, A. F. Cupertino, “Design of Damping Strategies for LC Filter Applied in Medium Voltage Variable Speed Drive”, *Energies*, vol. 15, no. 15, p. 5644, Jun. 2022.
- [15] M. K. Kazimierczuk, G. M. Lozito, F. Corti, A. Reatti, “Accurate Design of Output Filter for DC–DC PWM Buck Converter and Derived Topologies”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 70, no. 4, pp. 1786–1794, Jan. 2023.
- [16] 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.
- [17] M. Jung, “Optimized design of DC-DC converter LC output filter for EV battery charging applications in terms of defined battery current and voltage ripple as well as overall system efficiency”, in *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pp. 1–8, IEEE, Set. 2016.
- [18] H. H. Kang, H.-R. Jo, K.-B. Lee, “Analysis of LCL-Filter Performance in Three-level Full SiC NPC Inverters with Inductor Core Materials”, *Journal of Electrical Engineering & Technology*, pp. 1–8, Mai. 2022.
- [19] G. L. Calzo, A. Lidozzi, L. Solero, F. Crescimbin, “LC filter design for on-grid and off-grid distributed generating units”, *IEEE transactions on industry applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1639–1650, Ago. 2014.
- [20] X. Li, X. Zhang, F. Lin, “Design of LC Filter for Boost Converter with the Considerations of Efficiency and Power Density”, in *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2846–2849, IEEE, Out. 2020.
- [21] P. C. Bolsi, E. O. Prado, H. C. Sartori, J. a. M. Lenz, J. R. Pinheiro, “LCL Filter Parameter and Hardware Design Methodology for Minimum Volume Considering Capacitor Lifetimes”, *Energies*, vol. 15, no. 12, Jun. 2022.
- [22] X. Li, X. Zhang, F. Lin, “Pareto-Frontier-Based Multi-Objective Design of Output LC Filter for High Efficiency, High Reliability, and High Power-Density Buck Converter”, in *IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, pp. 1579–1582, IEEE, Mar. 2020.
- [23] P. C. Bolsi, H. C. Sartori, J. R. Pinheiro, “Comparison of Core Technologies Applied to Power Inductors”, in *13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pp. 1100–1106, Nov. 2018.
- [24] P. C. Bolsi, E. O. Prado, A. F. Precht, J. M. Lenz, H. Confortin Sartori, J. R. Pinheiro, “Metodologia de projeto para minimização de volume do filtro lcl de conversores conectados à rede considerando tempo de vida do capacitor”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 26, no. 4, pp. 399–408, Dez. 2021.
- [25] M. Dai, M. N. Marwali, J.-W. Jung, A. Keyhani, “A Three-Phase Four-Wire Inverter Control Technique for a Single Distributed Generation Unit in Island Mode”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 322–331, Jan. 2008.
- [26] B. Ufnalski, A. Kaszewski, L. M. Grzesiak, “Particle Swarm Optimization of the Multioscillatory LQR for a Three-Phase Four-Wire Voltage-Source Inverter With an LC Output Filter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 484–493, Jul. 2014.
- [27] Y. Geng, Y. Yun, R. Chen, K. Wang, H. Bai, X. Wu, “Parameters Design and Optimization for LC-Type Off-Grid Inverters With Inductor-Current Feedback Active Damping”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 703–715, Fev. 2017.
- [28] X. Li, P. Lin, Y. Tang, K. Wang, “Stability design of single-loop voltage control with enhanced dynamic for voltage-source converters with a low LC-resonant-frequency”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 11, pp. 9937–9951, Jan. 2018.
- [29] A. S. Corporation, “DI-MAX M-13 Non-oriented Electrical Steel”, *AK Steel Corporation*, Jan. 2019.
- [30] M. Inc, “Iron Powder Catalog”, *Magnetics Inc*, Jan. 2020.
- [31] Ferroxcube, “Soft Ferrites and Accessories Data Handbook”, *Ferroxcube*, Jul. 2013.
- [32] 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.
- [33] TDK, *Film Capacitors - Power Electronic Capacitors. B3236X series*, TDK Electronics AG, Jun. 2019.
- [34] TDK, *Aluminum electrolytic capacitors Snap-in capacitors Series B43544*, EPCOS AG, Dez. 2016.
- [35] 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.
- [36] 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.
- [37] H. Wang, P. D. Reigosa, F. Blaabjerg, “A humidity-dependent lifetime derating factor for DC film capacitors”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3064–3068, IEEE, Out. 2015.

- [38] 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.
- [39] E. O. Prado, P. C. Bolsi, H. C. Sartori, J. R. Pinheiro, “An Overview about Si, Superjunction, SiC and GaN Power MOSFET Technologies in Power Electronics Applications”, *Energies*, vol. 15, no. 14, Jul. 2022.
- [40] W. J. de Paula, G. H. M. Tavares, G. M. Soares, P. S. Almeida, H. A. C. Braga, “Switching losses prediction methods oriented to power MOSFETs—a review”, *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 14, pp. 2960–2970, Nov. 2020.
- [41] E. O. Prado, P. C. Bolsi, H. C. Sartori, J. R. Pinheiro, “Simple analytical model for accurate switching loss calculation in power MOSFETs using non-linearities of Miller capacitance”, *IET Power Electronics*, vol. 15, no. 7, pp. 594–604, Mai. 2022.
- [42] D. Graovac, M. Purschel, A. Kiep, “IGBT Power Losses Calculation Using the Data Sheet Parameters”, *Infineon application note*, Jan. 2009.
- [43] Infineon, *FS75R07N2E4 EconoPACK™2 module with Trench/Fieldstop IGBT4 and Emitter Controlled 4 diode and NTC*, Infineon, Nov. 2013.
- [44] E. O. Prado, P. C. Bolsi, H. C. Sartori, J. R. Pinheiro, “Design of Uninterruptible Power Supply Inverters for Different Modulation Techniques Using Pareto Front for Cost and Efficiency Optimization”, *Energies*, vol. 16, no. 3, p. 1314, Jan. 2023.
- [45] On Semiconductor, *Heat Sink Selection Guide for Thermally Enhanced SO8-FL*, Jan. 2015.
- [46] ST, *TN0024 Technical Note - Power Supply Hold-Up Time*, STMicroelectronics, Fev. 2007.
- [47] 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**, formou-se mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (2020). Atualmente é aluno de doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria e pela Universidade Federal da Bahia, atuando no Grupo de Pesquisa em Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) e no Laboratório de Eficiência Energética (LABEFEA). Os interesses de

pesquisa incluem projeto e otimização de eletrônica de potência, modelagem de componentes magnéticos, baterias e projeto de filtros.

**Edemar de Oliveira Prado**, possui graduação (2018) e mestrado (2020) em Engenharia Elétrica. Atualmente está trabalhando em seu doutorado no laboratório do Grupo de Pesquisa em Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) e no laboratório de Eficiência Energética (LABEFEA). Os interesses de pesquisa incluem eletrônica de potência, análise física de semicondutores e sistema de transferência de calor (projetos térmicos)

**João Manoel Lenz**, recebeu o grau de bacharel (2013), mestre (2015) e doutor (2019) em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria. Entre 2018 e 2019 foi pesquisador visitante no Centre of Reliable Power Electronics (CORPE) da Aalborg University, Dinamarca. De 2020 a 2023 foi professor adjunto da UNIJUÍ, e atualmente é professor da Universidade Federal da Integração Latino-Americana (UNILA). É pesquisador do Grupo de Controle e Automação Industrial (GAIC) e do Grupo de Controle e Eletrônica de Potência (GEPOC). Conduz pesquisas sobre energia fotovoltaica, eletrônica de potência em redes inteligentes, confiabilidade em eletrônica de potência e projeto otimizado de conversores estáticos.

**Hamilton Confortin Sartori**, possui mestrado (2009), doutorado (2013) e pós-doutorado (2016) em Engenharia Elétrica, obtidos na Universidade Federal de Santa Maria. 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 bacharel, mestrado e doutorado pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, em 1981, 1984 e 1994, respectivamente, todos em engenharia elétrica. Desde 1985 é professor da Universidade Federal de Santa Maria, onde, em 1987, fundou o Grupo de Pesquisa em Eletrônica de Potência e Controle. De 2001 a 2002, trabalhou no Center for Power Electronics Systems, Virginia Polytechnic Institute e State University (Virginia Tech), Blacksburg. Ele é autor de mais de 200 artigos técnicos publicados em anais de conferências e periódicos.