



Received November 24, 2024; accepted March 24, 2025; Date of publication April 08, 2025.
The review of this paper was arranged by Associate Editor Filipe P. Scalcon and Editor-in-Chief Heverton A. Pereira.

Digital Object Identifier <http://doi.org/10.18618/REP.e202531>

Metodologia de projeto de filtros de emissão conduzida aplicada a conversores CA/CC monofásicos

Maicon W. M. de Carvalho^{1,*}, Djonny Weinzierl¹, Sérgio V. G. Oliveira^{1,2}

¹ Universidade do Estado de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Santa Catarina, Brasil

² Universidade Regional de Blumenau, Departamento de Engenharia de Telecomunicações, Elétrica e Mecânica, Santa Catarina, Brasil

e-mail: maiconcarvalho65@gmail.com*; djonny.weinzierl@edu.udesc.br; sergio_vidal@ieee.org.

*Autor correspondente.

RESUMO O projeto de filtros de interferência eletromagnética consiste em especificar a topologia e os elementos de uma rede elétrica cuja função é atenuar sinais interferentes. Esse trabalho apresenta uma metodologia iterativa de projeto de filtros de EMI para fontes chaveadas baseada no teorema do elemento sequencial e no conceito de efeito dominante em compatibilidade eletromagnética. Para tanto, estudaram-se as emissões conduzidas de modo comum, de modo diferencial e de modo misto, bem como as não idealidades dos elementos e a característica da impedância de entrada das fontes chaveadas. A partir de ensaios com três protótipos de produtos comerciais e o arcabouço de conhecimento adquirido, foi proposta essa abordagem de projeto. Nos testes práticos, foram perceptíveis o efeito da ressonância do filtro de EMI e o efeito da impedância de entrada de modo misto do conversor sobre a atenuação do elemento série do filtro. Isso serviu como uma diretiva para definição de qual componente incluir ou aumentar o valor no filtro de EMI. Dessa forma, os requisitos mais restritivos das normas foram atendidos com poucas iterações e menor número de componentes que os filtros originais, evidenciando que os conceitos tomados como referência mostram-se válidos e oportunos.

PALAVRAS-CHAVE Filtro de EMI, Metodologia de projeto, Emissão conduzida de modo misto, Emissão conduzida de modo diferencial, efeito dominante, impedância de entrada.

Methodology for the design of conducted emission filters applied to single-phase AC/DC converters

ABSTRACT Electromagnetic interference filter design specifies circuit topology and elements, inductors, and capacitors of an electrical network whose purpose is to reduce interferential signals. This work presents an iterative methodology of EMI filter design for switched power supplies based on the sequential element theorem and the concept of the dominant effect in electromagnetic compatibility. This design methodology was proposed based on experiments with three commercial off-the-shelf power supplies and knowledge about common, differential, and mixed-mode emissions, as well as the non-idealities of the elements and the power supply's input impedance characteristics. In practical tests, the effect of the EMI filter resonance and the power supply's mixed-mode input impedance was observed, which served as a guideline for determining which component should be included or whether its value should be increased in the EMI filter structure. The most restrictive requirements were met with a few iterations and fewer components than the original filters, demonstrating that the concepts used as a reference are valid and valuable.

KEYWORDS EMI filter, Project methodology, Mixed-mode conducted emission, Differentially conducted emission, dominant effect, input impedance.

I. INTRODUÇÃO

O projeto do filtro de interferência eletromagnética (EMI) consiste na especificação da topologia e dos elementos de uma rede elétrica cuja função é atenuar as emissões conduzidas de alta frequência [1]. A atenuação requerida pelo filtro é dada pela diferença entre o nível limite especificado por uma norma e o nível de ruído gerado pelo produto [2]. Assim, o objetivo de uma metodologia de projeto de filtros é sempre proporcionar a atenuação necessária, com o menor volume de componentes e o mínimo retrabalho no processo de certificação [3].

Ocorre que erros no projeto de filtros são comuns, pois os projetistas muitas vezes desconsideram que a emissão conduzida total de uma fonte chaveada é a soma vetorial de dois tipos de emissão: a de modo diferencial e a de modo comum, que devem ser tratadas de maneira distinta para o cálculo da atenuação requerida e a posterior especificação dos componentes do filtro. Além disso, frequentemente não consideram que a atenuação do filtro depende da relação entre as impedâncias do filtro, do conversor chaveado e da fonte de energia. Por fim, também podem negligenciar o efeito do fator de qualidade (Q), inerente aos filtros LC [4].

Por isso, os estudos avançam em direção a metodologias de projeto que forneçam, como resultado, a especificação de um filtro com volume otimizado e aprovação nos testes de certificação na primeira tentativa.

Para isso, [5] propôs uma metodologia de projeto que utiliza a emissão de modo comum e de modo diferencial separadamente para o cálculo preciso da atenuação requerida. Os autores desenvolveram uma técnica de separação da emissão total por meio de dispositivos separadores de ruído, que são redes de rejeição de modo comum ou redes de rejeição de modo diferencial. A partir dessa abordagem, [6] propôs uma maneira de especificar os componentes do filtro considerando a atenuação requerida e a impedância de entrada do conversor, medida com o auxílio de um analisador de resposta em frequência [7]. Posteriormente, [8] aplicou essa técnica para projetar o filtro de EMI de inversores fotovoltaicos, e [9] utilizou essa metodologia para o projeto do filtro de inversores com transistores de Carbeto de Silício (SiC). Em ambos os casos, obteve-se um projeto sem retrabalho e com volume de filtro reduzido em relação aos métodos que não consideram a separação do ruído e a impedância de entrada do conversor chaveado. Nessas metodologias, são utilizados instrumentos como a LISN (Line Stabilization Network) de dois canais de RF (Radio Frequency), dispositivos separadores de ruído [2] e analisadores de resposta em frequência. No entanto, muitos laboratórios de universidades e pequenas e médias empresas não têm acesso a esses equipamentos.

Para contornar esse problema, [10] propôs um método de especificação dos componentes que considera apenas os valores máximo e mínimo da impedância de entrada do conversor CC/CC, dispensando o analisador de resposta em frequência. Essa metodologia foi viabilizada por um artifício para medição indireta da impedância de entrada, apresentado por [11], que utiliza apenas um elemento em série (indutor) ou em derivação (capacitor) na entrada do conversor para prover uma atenuação, a qual é usada para calcular a impedância de entrada.

Seguindo essa mesma linha de evitar o uso de instrumentação avançada, este trabalho apresenta uma proposta de metodologia de projeto de filtros de EMI para conversores CA/CC. Nesse caso, dispensa-se o uso de dispositivos separadores de ruído, considerando-se as emissões de modo diferencial e de modo comum de forma distinta, aplicando-se os conceitos do efeito dominante em compatibilidade eletromagnética [12] e das emissões conduzidas de modo misto [13]. Além disso, são levadas em conta as impedâncias da ponte retificadora e do filtro de entrada do conversor [14], com o objetivo de especificar a topologia ótima do filtro, que pode ser CL ou π , tanto para o conversor CA/CC com filtro capacitivo quanto para o CA/CC com filtro ativo de correção de fator de potência [15]. Os resultados obtidos demonstram a viabilidade de projetar um filtro de EMI de forma analítica, sem o uso de separadores de ruído, atendendo aos requisitos normativos, sem retrabalho e com volume mínimo.

II. EMISSÕES CONDUZIDAS EM CONVERSORES CA/CC

As emissões conduzidas são causadas por correntes de alta frequência que circulam nos equipamentos eletrônicos. Existem três tipos principais: emissões conduzidas de modo comum (ECMC), emissões conduzidas de modo diferencial (ECMD) e emissões conduzidas de modo misto (ECMM) [15]. A diferença entre elas está na forma como circulam pelos cabos de energia e comunicação. Se as correntes circulam no mesmo sentido, passando pelo condutor de proteção (PE - Protection Earth), elas são classificadas como EMC. Já as correntes que circulam em direções opostas — entre positivo e negativo, entre fases ou entre fase e neutro — são chamadas de ECMD [2]. Recentemente, [15] demonstrou a existência da ECMM, que tem a mesma origem da EMC, mas se comporta como a ECMD, ou seja, circula em sentidos opostos e também passa pelo condutor PE, conforme ilustrado na Fig. 1.

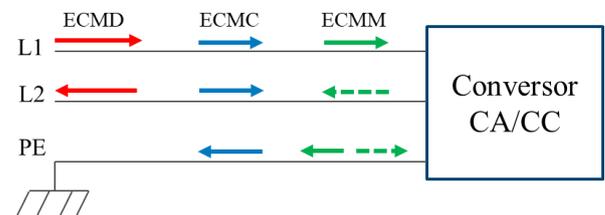


FIGURA 1. Tipos de emissões conduzidas: de modo diferencial (ECMD), de modo comum (EMC) e de modo misto (ECMM).

Nos conversores estáticos, as correntes de modo comum são provenientes das derivadas da tensão de operação do conversor sobre capacitâncias parasitas entre semicondutores e dissipadores e entre cabos e o gabinete do produto e circulam pelo condutor de proteção (PE) [2]. As correntes de modo diferencial originam-se das harmônicas da corrente normal de operação [2], das oscilações de alta frequência devido aos elementos parasitas do conversor [3] e das correntes de recuperação reversa dos diodos da ponte retificadora [19]. E as emissões de modo misto se originam também de derivadas de tensão atacando as capacitâncias parasitas do conversor, no entanto circulam por um condutor quando essa derivada é positiva e em outro condutor quando essa derivada é negativa, causando um efeito de corrente de modo diferencial, por isso também são chamadas de emissões de modo diferencial não intrínseco [13].

O sinal de emissão conduzida na entrada de um conversor CA/CC (V_{L1} e V_{L2}), medido nos dois canais de saída de uma LISN monofásica, pode ser observado em um ciclo da tensão da rede elétrica ($V_{ac}/25$), observando-se a corrente de entrada do conversor (I_{D1} e I_{D2}), conforme Fig. 2.

Quando os diodos da ponte retificadora estão conduzindo, a emissão total é dada conforme equações (3) e (4), que é uma soma vetorial da ECMD e da EMC.

$$\vec{V}_{L1} = \vec{V}_{MC} + \vec{V}_{MD} \quad (3)$$

$$\vec{V}_{L2} = \vec{V}_{MC} - \vec{V}_{MD} \quad (4)$$

Entretanto, quando os diodos da ponte retificadora entram em bloqueio, cessa a corrente de modo normal de operação do conversor. Nesse intervalo, continua a existir a circulação de corrente de ruído pelas capacitâncias parasitas dos diodos da ponte e essa é chamada de ECMM.

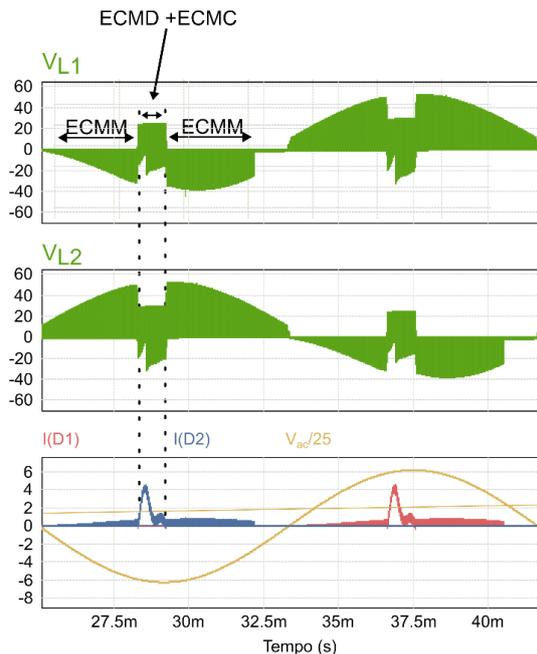


FIGURA 2. Emissão conduzida V_{L1} e V_{L2} na saída da LISN vs corrente de entrada do conversor

Observa-se ainda na Fig. 2 que esse sinal circula em um único sentido em cada fase de entrada do conversor e pode alcançar níveis maiores que a ECMD e a ECMC.

III. IMPEDÂNCIA DE ENTRADA DE CONVERSORES CA/CC

A impedância de entrada de conversores é dada genericamente pela razão entre sua tensão e sua corrente de entrada. Sendo que conversores CC/CC apresentam maior influência do efeito do controlador em malha fechada, enquanto conversores CA/CC têm sua impedância de entrada determinada pela presença da ponte retificadora e da capacitância de filtro do barramento CC.

O circuito equivalente de ruído de conversores CA/CC [5] é apresentado na Fig. 3, em que V_{md} é o sinal de ruído de modo diferencial, Z_{MD} é a impedância de modo diferencial, I_{MM} é o sinal de ruído de modo misto e Z_{MM} é a impedância de modo misto.

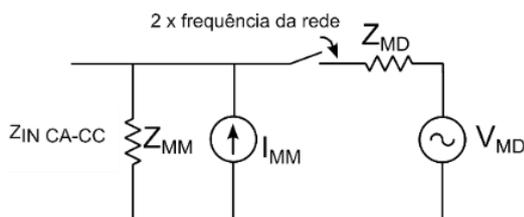


FIGURA 3. Impedância de entrada do conversor CA/CC

Devido ao comportamento da ponte retificadora de entrada, a impedância está variando ao longo do tempo, a 120 Hz, entre Z_{MD} e Z_{MM} [11]. Sendo que Z_{MM} é uma impedância

bastante elevada, de característica capacitiva, por onde circula a ECMM, quando os diodos da ponte retificadora estão bloqueados. Em compensação, Z_{MD} é muito baixa, na casa de poucas unidades de ohms, de característica predominantemente capacitiva em baixas frequências ($f < 100$ kHz), resistiva em médias frequências ($100 \text{ kHz} < f < 200 \text{ kHz}$) e indutiva em altas frequências ($f > 200$ kHz) devido ao capacitor do filtro de entrada e seus elementos parasitas [14].

Nos conversores CA/CC com correção de fator de potência (CFP) ativo, não há essa variação da impedância de entrada. Isso porque, normalmente operam em modo de condução crítica ou contínua. Nesse caso, Z_{MD} ainda tem valor bem baixo, devido ao capacitor de poliéster de centenas de nF, que normalmente é utilizado na entrada dos conversores CFP [15].

A impedância de modo comum é predominantemente capacitiva, conforme ilustrado na Fig. 4 e considerada elevada, na casa dos milhares de ohms, a depender da frequência e características construtivas do conversor [14].

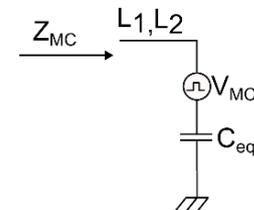


FIGURA 4. Modelo de impedância de modo comum do conversor CA/CC

IV. FILTROS DE EMI

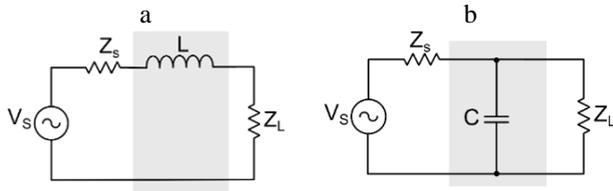
A atenuação, também chamada de perda de inserção, é a razão entre o sinal de ruído antes da inserção do filtro e o sinal de ruído após a inserção do filtro. A rede é composta de elementos em série e em derivação, dispostos sequencialmente e sua atenuação depende da impedância dos elementos adjacentes e das impedâncias da fonte de energia (Z_s) e da carga do filtro (Z_L) [14]. Para o propósito desse trabalho, Z_s é a impedância de 50 Ω da LISN e Z_L pode ser a impedância Z_{MD} , Z_{MM} ou Z_{MC} .

O indutor é um elemento série (Fig. 5 a), cuja atenuação é maior quanto menores forem as impedâncias Z_s e Z_L , conforme (1).

$$A = 20 \log_{10} \left(1 + \frac{Z_{série}}{Z_L + Z_s} \right) \quad (1)$$

O capacitor é um elemento em derivação (Fig. 5 b), cuja atenuação é maior quanto maiores forem as impedâncias Z_s e Z_L , conforme (2):

$$A = 20 \log_{10} \left(1 + \frac{Z_L // Z_s}{Z_{shunt}} \right) \quad (2)$$


FIGURA 5. Elemento em série (a) e em derivação (b).

A atenuação de uma rede (em dB) pode ser expressa como a soma da atenuação dos elementos individuais (em dB) com o elemento precedente agrupado à impedância da fonte [14]. Considerando-se que o logaritmo do produto é igual à soma dos logaritmos. A atenuação do filtro composto de i elementos pode ser expressa como:

$$A = \frac{H(N_{Pi})}{H(N_0)} = \frac{H(N_{P1})}{H(N_0)} \cdot \frac{H(N_{P2})}{H(N_{P1})} \dots \frac{H(N_{P(i-1)})}{H(N_{P(i-2)})} \cdot \frac{H(N_{Pi})}{H(N_{P(i-1)})} \quad (3)$$

O termo $\frac{H(N_{P1})}{H(N_0)}$ é a atenuação do primeiro elemento, com os efeitos da impedância da fonte e da carga. O próximo termo, $\frac{H(N_{P2})}{H(N_{P1})}$ é a atenuação do segundo elemento com a impedância do primeiro elemento e a impedância da fonte associados. Portanto a atenuação total $\frac{H(N_{Pi})}{H(N_0)}$ é a atenuação do i -ésimo elemento, considerando os elementos precedentes ($i-1$) agrupados com a fonte.

Desse agrupamento, formam-se as topologias CL, LC, π , T e suas associações. Essas topologias visam à otimização da atenuação em função das características das impedâncias Z_s e Z_L e da atenuação requerida. Os filtros de segunda ordem, CL e LC, são recomendados quando a atenuação é menor que 40 dB μ V. Sendo a configuração CL usual quando Z_s é elevada e Z_L é baixa. A configuração LC é recomendada quando Z_s é baixa e Z_L é elevada. Os filtros de terceira ordem, π e T, são aplicados quando a atenuação requerida é de até 60 dB μ V. Nesse caso, a configuração π é usual quando ambas as impedâncias Z_s e Z_L são elevadas e a configuração T é aplicada quando ambas as impedâncias Z_s e Z_L são baixas [14].

A. ANÁLISE DAS NÃO IDEALIDADES DOS ELEMENTOS E DO FILTRO

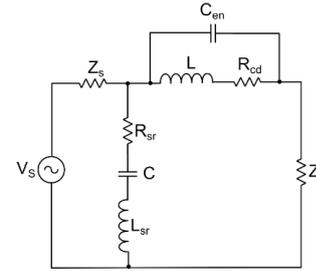
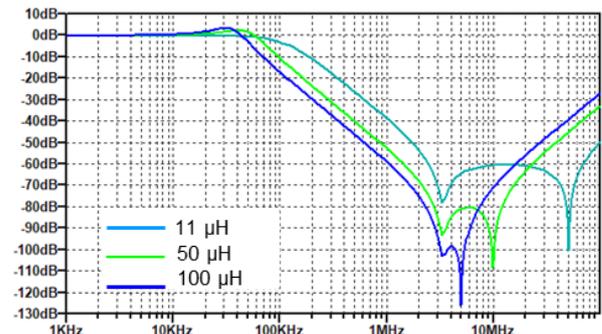
Os elementos parasitas dos componentes degradam significativamente o desempenho do filtro em altas frequências. Não somente os elementos parasitas próprios, como também os elementos parasitas mútuos, que são provenientes do acoplamento magnético ou capacitivo entre os elementos e seus parasitas.

A fim de entender o efeito dos elementos parasitas do indutor sobre o desempenho do filtro CL, simulou-se o circuito da Fig. 6. Os valores de capacitância e indutância aplicados na simulação foram escolhidos por serem usuais, encontrados em diversos produtos comerciais.

No circuito, $C = 470$ nF ($R_{sr} = 0,04 \Omega$, $L_{sr} = 14$ nH) e diferentes valores paramétricos de indutância: $L = 11 \mu\text{H}$

com $C_{en}=1$ pF, $R_{cd} = 0,8 \Omega$; $L = 50 \mu\text{H}$ com $C_{en}=5,2$ pF, $R_{cd} = 1 \Omega$ e $L = 100 \mu\text{H}$ com $C_{en}=10$ pF, $R_{cd} = 1,3 \Omega$, respectivamente.

As curvas da Fig. 7 mostram que, ao aumentar a indutância, a atenuação em baixas frequências (100 kHz a 1 MHz) cresce, mas diminui em altas frequências (acima de 1 MHz). Isso significa que, para ruídos de alta frequência, aumentar o indutor ou capacitor sem critério pode piorar problemas de ruído. Isso acontece porque, ao elevar o valor desses componentes, suas características parasitas (como capacitância ou resistência indesejadas) também aumentam, afetando o circuito, principalmente em altas frequências.


FIGURA 6. Filtro com seus elementos parasitas próprios.

FIGURA 7. Curva de atenuação com diferentes indutores.

Além dos elementos parasitas próprios, os elementos parasitas mútuos, causados pelos acoplamentos indutivo ou capacitivo entre um elemento e os parasitas dos demais elementos do filtro, também contribuem para a degradação do desempenho dos filtros em alta frequência de forma significativa [17].

O acoplamento indutivo é proeminente no ramo que possui menor corrente entre dois ramos com uma grande diferença de corrente entre si. Portanto, o acoplamento entre ramos de capacitores e indutores, entre ramos de capacitores e entre ramos de indutores é altamente relevante. O acoplamento capacitivo é proeminente na junção com menor potencial entre duas junções com uma grande diferença de potencial entre elas, por isso, o acoplamento entre as trilhas de entrada e saída é relevante para o desempenho do filtro [17].

Na Fig. 8, apresenta-se o esquema de um filtro π com seus elementos parasitas próprios e mútuos. No circuito, os elementos $R_{sr1,2}$ e $L_{sr1,2}$ são os parasitas próprios dos capacitores C_1 e C_2 , os elementos C_{en} e R_{nc} são os parasitas próprios do indutor L_{md} e os elementos $L_{p1,2}$ são os parasitas próprios das trilhas de entrada e saída da placa de circuito impresso (PCI).

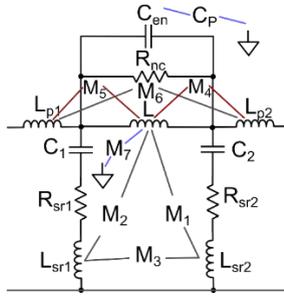


FIGURA 8. Filtro com elementos parasitas próprio e mútuos

Os parasitas mútuos podem ser divididos em cinco categorias [18]:

- M1 e M2: Acoplamentos entre o indutor L e as indutâncias parasitas dos capacitores (L_{sr1} e L_{sr2})
- M3: Acoplamentos entre as indutâncias parasitas L_{sr1} e L_{sr2} dos capacitores C_1 e C_2 ;
- M4 e M5: Acoplamentos entre o indutor L e as indutâncias das trilhas de entrada e saída (L_{p1} e L_{p2}) da PCI;
- M6: Acoplamento entre as indutâncias (L_{p1} e L_{p2}) das trilhas;
- M7 e C_p : Acoplamento entre o plano de terra e o indutor;

As curvas da Fig. 9 representam a atenuação do filtro ideal, do filtro com elementos parasitas próprios e do filtro com elementos parasitas próprios e mútuos, considerando um acoplamento de 0,1 entre $L=50 \mu\text{H}$ e $C=470 \text{ nF}$ com $L_{sr}=14 \text{ nH}$, com uma indutância mútua de 89 nH .

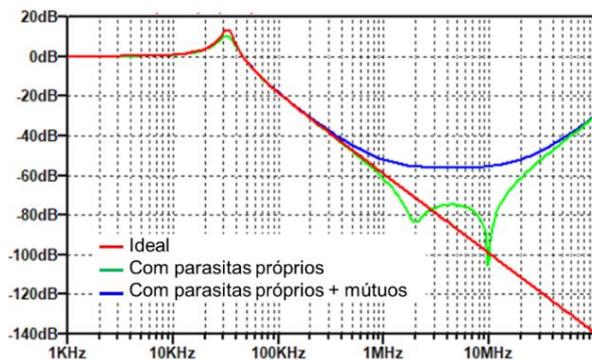


FIGURA 9. Atenuação do filtro ideal (vermelho), do filtro com elementos parasitas próprio (Verde) e mútuos (Azul)

Nesse caso, percebe-se uma degradação de até 20 dB na atenuação do filtro, devido aos acoplamentos mútuos entre os elementos, na faixa de 1 MHz a 10 MHz.

V. METODOLOGIA PROPOSTA

A metodologia de projeto proposta é um processo iterativo, dividido em três etapas principais e baseado em inspeção visual do espectro de ruído. Por ser iterativo, pode progredir por meio de refinamentos sucessivos, visando atender aos requisitos normativos, com o menor volume possível de componentes e menor retrabalho. É uma metodologia genérica para o projeto de filtros para conversores CA/CC monofásicos, ou seja, independente da topologia CC a montante dos conversores CA/CC. O projeto se inicia na etapa de protótipo e o conversor é visto como uma caixa preta da qual se mede o espectro de ruído no receptor de EMI por meio da LISN de um canal de RF, que fornece os sinais V_{L1} ou V_{L2} individualmente.

As topologias de filtros resultantes podem ser LC para a emissão de modo comum e CL ou π para a emissão de modo diferencial. Tradicionalmente, a configuração resultante para esse tipo de filtro é apresentada na Fig. 10, em que a indutância L_{md} é a indutância de modo diferencial. Normalmente, ela é a indutância de dispersão de L_{mc} (indutor de modo comum). Essa configuração de segunda ordem foi especificada por [5], pois na maioria dos casos, em fontes de baixa potência (<500 W), não é necessário mais que 40 dB μV de atenuação.

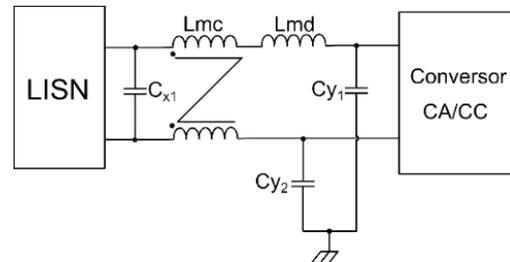


FIGURA 10. Configuração dos filtros CL de modo diferencial e LC de modo comum

Devido à baixa impedância de modo diferencial do conversor CA/CC [14], o capacitor C_{x1} faz interface com a LISN e o indutor L_{md} faz interface com o conversor. Por outro lado, devido à alta impedância de modo comum do conversor, os capacitores C_{Y1} e C_{Y2} fazem interface com o conversor e o indutor acoplado L_{mc} faz interface com a LISN.

Em caso de predominância da ECMD, é intuitivo aumentar o indutor L_{md} da topologia CL devido à baixa impedância de modo diferencial do conversor, que favorece a atenuação do indutor, quando comparado com a atenuação de um capacitor.

Nos casos em que o filtro de segunda ordem não atende à necessidade de atenuação, é necessário evoluir para um filtro de terceira ordem, de topologia π , conforme ilustrado na Fig. 11.

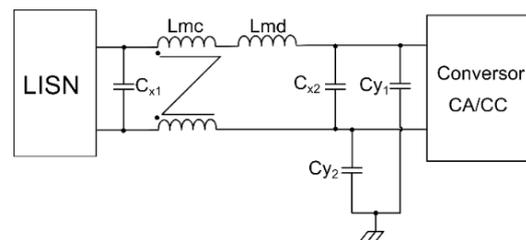


FIGURA 11. Configuração dos filtros π de modo diferencial e LC de modo comum

Essa configuração é útil quando há predominância da ECMM, pois essa modalidade de ruído é proveniente de uma alta impedância, portanto, o capacitor C_{X2} exerce maior nível de atenuação sobre esse tipo de emissão [16].

A especificação dos componentes de ambas as topologias é feita em etapas. Sendo especificados e inseridos no filtro, os componentes C_{X1} , C_Y , L_{md} e C_{X2} de forma que, após cada etapa, se possa medir o espectro total, que é o sinal V_{L1} ou V_{L2} da saída da LISN, e observar o efeito da inserção do(s) componente(s) sobre o espectro de ruído remanescente.

O objetivo é eliminar ou reduzir significativamente um tipo de ruído por etapa. Essa abordagem se baseia no conceito do efeito dominante apresentado por [12] que diz que a emissão

conduzida total de um equipamento é uma composição de dois ou mais tipos de emissão, sendo que um deles sempre é o dominante e, para atenuar a emissão total, é necessário atuar sobre a modalidade dominante. Sendo que a ECMD predomina em baixas frequências ($150 \text{ KHz} < f < 1 \text{ MHz}$), devido às harmônicas da corrente normal do conversor, enquanto a EMC predomina em altas frequências ($1 \text{ MHz} < f < 20 \text{ MHz}$), e por fim, a ECMD volta a predominar próximo a 30 MHz devido às oscilações provocadas nos elementos parasitas do conversor.

As etapas propostas são:

- 1) Especificação e inserção dos elementos C_{X1} e C_Y , visando eliminar componentes de ruído de modo misto[13][16] e de modo comum[12], que são provenientes de uma alta impedância[14], fazendo uma atenuação no espectro total, de forma que se possa observar melhor o efeito da inserção de L_{md} sobre o espectro, na segunda etapa.
- 2) Especificação e inserção da indutância L_{md} , visando atenuar a emissão predominante de modo diferencial[12], que é proveniente de uma baixa impedância[14]. Desse modo, é possível observar se o espectro remanescente é,

predominantemente, de modo diferencial ou de modo misto.

- 3) Especificação e inserção do elemento C_{X2} em caso de ainda existir ECMM acima dos limites da norma [13][16].

Após cada etapa, é feita a medição do espectro remanescente. Por experiência com os ensaios deste trabalho, na primeira medição, o espectro remanescente normalmente continua acima do limite especificado pela norma, embora se tenha reduzido muito da emissão de alta frequência ($>1 \text{ MHz}$) devido ao capacitor C_Y e à predominância inicial de ECMM nessa faixa de frequência [12]. Além disso, reduz-se a ECMM, devido à presença do capacitor C_{X1} , que fornece um caminho de baixa impedância para a circulação da ECMM [16]. Na segunda medição, após a inserção de L_{md} , há atenuação da ECMD predominante em baixas frequências (150 kHz a 1 MHz). Nessa medição, é possível notar o efeito de ressonâncias e da predominância de ECMM. Em caso de ressonância, é necessário aumentar L_{md} . Em caso de predominância da ECMM, é necessário adicionar C_{X2} . O fluxograma com todas as etapas é apresentado na Fig. 12.

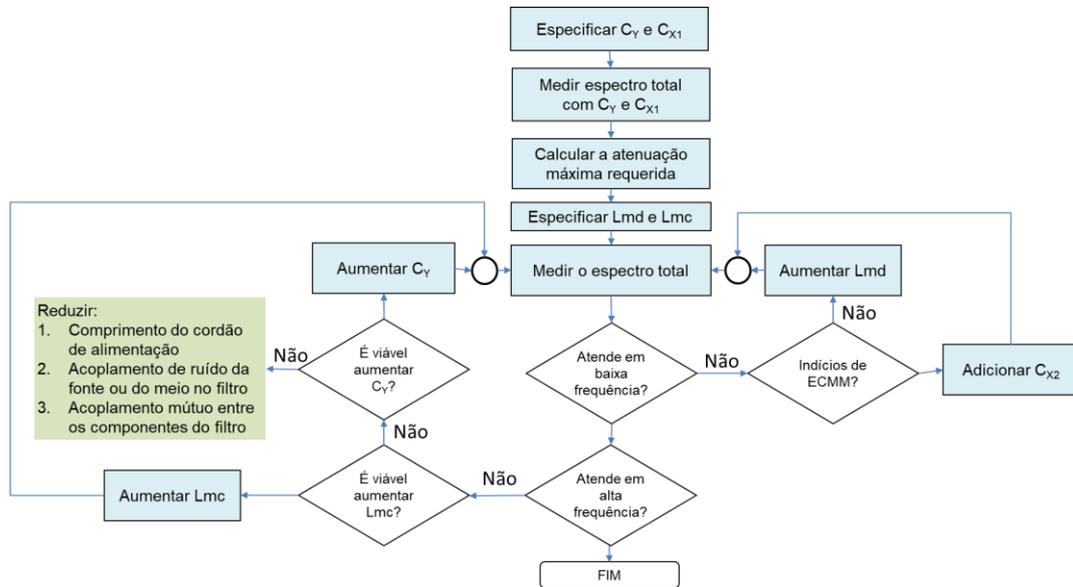


FIGURA 12. Fluxograma da metodologia de projeto proposta

A. ESPECIFICAÇÃO DE C_Y E C_{X1}

Os componentes do filtro são especificados em função da atenuação requerida da ECMD, da EMC e da ECMM, e de requisitos de segurança. As capacitâncias de C_Y são especificadas em função de sua corrente de fuga máxima I_{lk} determinada em norma, da frequência da rede (f) e da tensão de operação da rede (V_{ac}) conforme (7):

$$C = \frac{I_{lk}}{2\pi f \cdot V_{ac}} \quad (7)$$

A Tabela 1 apresenta os valores máximos de capacitâncias C_Y para cada especificação de corrente de fuga, de acordo com a norma IEC 60950-1 e o tipo de equipamento no qual é aplicado o conversor, considerando-se a tensão de operação de 220 V e a frequência máxima da rede de 60 Hz.

Usualmente, considerando equipamentos de tecnologia da informação móveis com aterramento e limite de corrente de fuga de 3,5 mA, o valor de C_Y especificado pelas referências [5] e [6] está entre 1 nF e 4,7 nF, a depender da disponibilidade ao projetista. Nesse cenário, a corrente de fuga fica cerca de 5 a 20 vezes menor do que o limite. Essa margem de segurança é imprescindível porque o capacitor Y muitas vezes é adicionado pontualmente, fora do contexto dessa metodologia de projeto, visando à redução da EMC acoplada após a integração do conversor no equipamento.

TABELA 1. Valores máximos de C_Y , de acordo com o limite de corrente de fuga (I_{lk}) de cada tipo de equipamento

ESPECIFICAÇÕES	DUPLA ISOLAÇÃO	ATERRADO	
		I_{lk}	C_Y máximo
I_{lk}	0,25 mA	0,75 mA	3,5 mA
C_Y máximo	1,5 nF	4,5 nF	21,1 nF



O valor da capacitância C_{X1} é calculado visando a eliminação da ECMM [13][16] e, ao mesmo tempo, da emissão devido à corrente de recuperação reversa dos diodos da ponte retificadora [19]. Porém, o critério de especificação de C_{X1} para reduzir ECMM, sugerido por [13], fornece um valor de capacitância maior que o critério de cálculo sugerido por [19] para reduzir o ruído da recuperação reversa, portanto será utilizado o critério que fornece um valor de C_{X1} que atenua os dois tipos de ruído a partir de (8) e (9):

$$Z_{CX1} = \frac{1}{\omega C_{X1}} \ll 50\Omega \quad (8)$$

De forma que a impedância de C_{X1} é cerca de 10 vezes menor que 50Ω na frequência em que o limite da norma é ultrapassado (aproximadamente 150 kHz) [13].

$$C_{X1} = \frac{1}{2\pi \cdot 150 \text{ kHz} \cdot 5\Omega} = 212 \text{ nF} \quad (9)$$

Dessa forma, $C_{X1} > 212 \text{ nF}$, de modo que os possíveis valores comerciais são: 220 nF, 330 nF e 470 nF. Sugere-se usar o menor valor possível por questões de custo, volume e o impacto de C_{X1} no fator de potência do conversor.

B. MEDIÇÃO DO ESPECTRO DE EMISSÃO APÓS A ETAPA 1 E CÁLCULO DA ATENUAÇÃO REQUERIDA

O esquema de medição do espectro total de ruído após a inserção dos componentes C_{X1} e C_Y especificados é apresentado na Fig. 13.

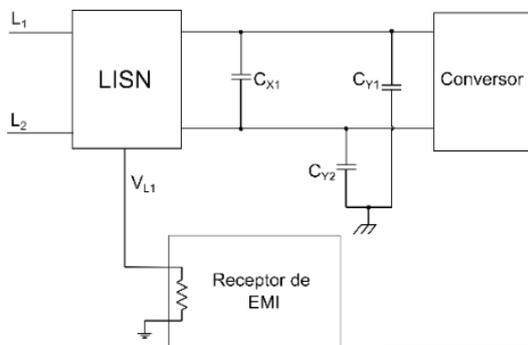


FIGURA 13. Esquema de medição do espectro de emissão conduzida do protótipo.

A atenuação máxima requerida (Ar_{max}), predominantemente de modo diferencial, é obtida a partir desse espectro remanescente, medido a partir do esquema de medição representado na Fig. 14.

Ar_{max} é calculado conforme (11):

$$Ar_{max} = V_{max} [dB\mu V] - V_{limite} [dB\mu V] \quad (11)$$

Em que V_{max} é o nível máximo de ruído próximo a 150 kHz e V_{limite} é o nível limite de ruído indicado pela norma.

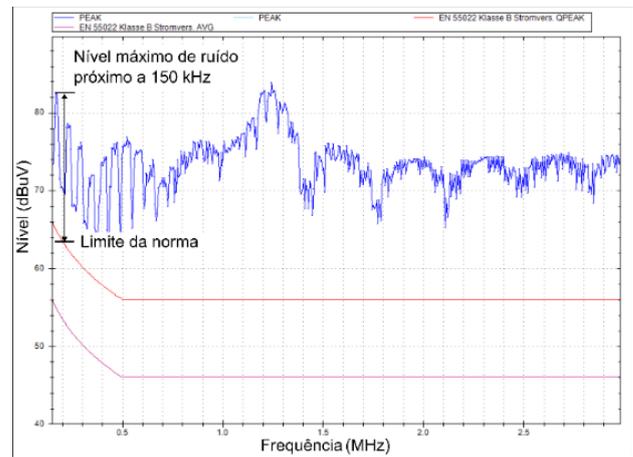


FIGURA 14. Espectro de ruído resultante para o cálculo da Ar_{max} .

C. CÁLCULO DE L_{md} e L_{mc}

A indutância de modo diferencial (L_{md}) deve ser especificada porque em baixas frequências a ECMD predomina [12] e as impedâncias Z_{MD} e Z_{LISN}/Z_{X1} são extremamente baixas. Dessa forma, a curva de atenuação do filtro CL, composto de C_{X1} e L_{md} tem uma resposta ótima de 40 dB/década e sua frequência natural de oscilação é dada por (12).

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{md} \cdot C_{X1}}} \quad (12)$$

Isolando-se L_{md} de (12), chega-se a:

$$L_{md} = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_{X1}} \quad (13)$$

A frequência de ressonância f_o é calculada a partir da curva de resposta em frequência de um filtro LC de segunda ordem (Fig. 15), em que f_r é a frequência em que Ar_{max} deve ser alcançada.

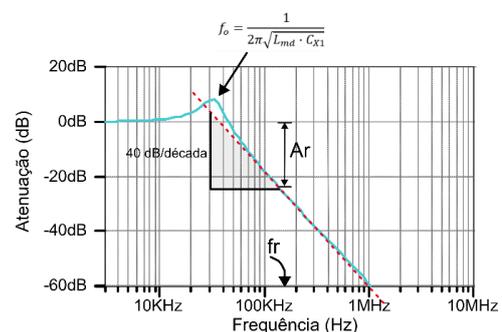


FIGURA 15. Curva de atenuação típica de um filtro LC com casamento de impedância.

Considerando a equação do coeficiente angular da função logarítmica di-log da Fig. 15:

$$40 \text{ dB} = \frac{\log Ar}{\log f_r - \log f_o} \quad (14)$$

Isolando-se seus termos e aplicando as propriedades dos logaritmos, chega-se a (15), que representa f_0 em função de A_r e f_r .

$$f_0 = \frac{f_r}{10^{\frac{A_r}{40dB}}} \quad (15)$$

A indutância de modo comum é calculada a partir de L_{md} especificado na equação 13. Sabe-se que L_{md} representa a indutância de dispersão de uma bobina de modo comum (L_{mc}), que pode ser medida por meio de ensaios de curto-circuito e circuito aberto ou apresentada pelo fabricante do componente na folha de dados. Alguns apresentam uma tabela relacionando o valor de L_{mc} e o valor de sua dispersão (L_{md}) de forma direta. Há ainda aqueles que apresentam a indutância de modo comum e um valor percentual de dispersão para uma determinada família de indutores. Outros ainda apresentam as curvas de impedância de modo comum e de modo diferencial da bobina, a partir das quais é possível calcular diretamente L_{md} . No caso desse trabalho, utilizou-se a família de indutores WE-CMB da empresa Wurth Elektronik, que apresenta na folha de dados as curvas de impedância de modo comum e de modo diferencial da bobina. A partir das quais foi calculado o percentual de dispersão típico dessa família de indutores, que é em torno de 0,5%. Portanto, calcula-se a L_{mc} resultante por (16):

$$L_{mc} = \frac{L_{md}}{\text{Percentual de dispersão}} \quad (16)$$

D. MEDIÇÃO DO ESPECTRO DE EMISSÃO APÓS A ETAPA 2.

Ao inserir o indutor, notam-se os efeitos da ressonância e a diferença na atenuação entre algumas harmônicas e outras adjacentes. Esses efeitos devem ser observados por meio da medição do espectro com o esquema da Fig. 16.

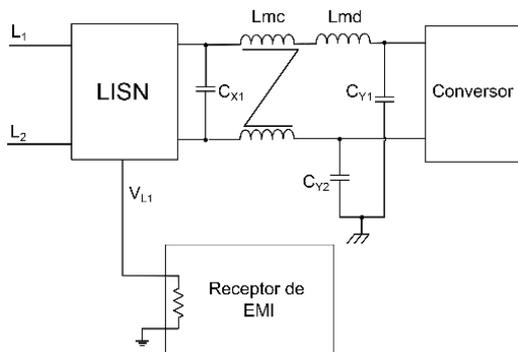


FIGURA 16. Esquema de medição do espectro remanescente após a inserção de L_{md} e L_{mc} .

Em caso de aumento do ruído, devido à ressonância [5], após a inserção de L_{md} , deve-se reduzir a frequência de corte do filtro, ou seja, aumentar o valor de L_{md} para o valor comercial mais próximo, e assim sucessivamente, até alcançar o nível de atenuação desejado e obter a provação na norma.

E. ESPECIFICAÇÃO DE C_{X2} .

Após a inserção do indutor L_{md} , pode haver a atenuação normal, ressonâncias ou alguma “quebra de perfil” de atenuação. A ressonância representa o aumento do nível de uma ou mais harmônicas de ruído e a “quebra de perfil” é uma alteração no padrão de atenuação de uma harmônica para outra, quando se esperava que esse padrão se mantivesse. Após a inserção de C_{X1} e de L_{md} , espera-se que haja uma atenuação típica de um filtro CL, que evolui 40 dB/década nas primeiras centenas de kHz do espectro. Mas, se houver uma alteração abrupta nesse perfil, retomando posteriormente para o mesmo perfil de 40 dB/década de atenuação, então houve uma “quebra de perfil” de atenuação. Por exemplo, uma harmônica de 200 kHz tem uma atenuação de 30 dB μ V e uma harmônica de 400 kHz não apresenta atenuação alguma, e a harmônica seguinte volta a ter uma atenuação elevada, superior a 30 dB μ V indicando que o indutor não teve efeito sobre essa harmônica intermediária (400 kHz) especificamente. Isso indica que essa harmônica tem origem em uma alta impedância, podendo ser ECMM. Nesse caso, o melhor resultado para atenuar esse sinal sobressalente é obtido com a inserção de C_{X2} , ao invés de aumentar L_{md} .

E o critério de cálculo de C_{X2} , é dado por [13]:

$$Z_{CX2} = \frac{1}{\omega C_X} \ll |50\Omega + j\omega(L_{md} + L_{mc})| \quad (10)$$

Em que ω é a frequência da harmônica que deve ser atenuada.

Ou seja, a impedância de C_{X2} deve ser muito menor (10 a 20 vezes) que a impedância dos elementos série do filtro mais a impedância da LISN.

VI. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Os protótipos utilizados para os testes são provenientes de equipamentos: de tecnologia da informação, de automação e de luminárias LED para a Iluminação Pública Viária, conforme disponibilidade e relevância no contexto nacional de regulamentação, e foram ao total 3, sendo dois de conversores CA/CC com filtro capacitivo e um conversor CA/CC com correção ativa de fator de potência (Fig. 17).

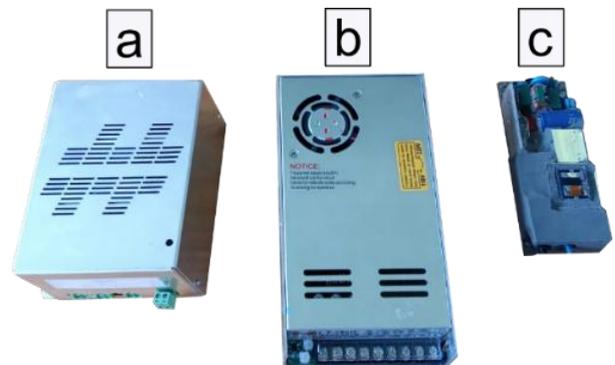


FIGURA 17. Protótipos empregados para os ensaios.

TABELA 2. Conversores, topologias e potências utilizados nos ensaios

Conversor	Topologia CC-CC	Potência	Aplicação
a	Flyback	150 W	Equipamento de TI e automação
b	Ponte completa	250 W	Equipamentos de automação
c	Meia ponte com CFP ativo	200 W	Iluminação pública viária

A norma de referência para todos os ensaios foi a EN55022 Classe B, por ser a mais restritiva, possibilitando um cenário desafiador para o projeto dos filtros. Os filtros originais de fábrica dos conversores (a) e (b) não atendiam a essa norma, enquanto o conversor (c) é um produto certificado que atendeu essa norma. Os filtros originais foram retirados e o espectro total de ruído foi medido.

Os testes foram executados na bancada padrão de emissão conduzida, cujos instrumentos, equipamentos e configuração foram especificados de acordo com a norma CISPR 16-2-1:

1. Mesa não condutora de 80 cm de altura.
2. Plano metálico de equipotencialização com o terra da instalação e da LISN que se estende desde debaixo da mesa até cerca de 2 m de altura.
3. Fonte de alimentação sob teste, também chamada de equipamento sob teste, com carga.
4. O filtro de emissões conduzidas projetado.
5. O receptor de EMI modelo HMS-X da empresa ROHDE&SCHWARZ.
6. Computador com o software de comunicação com o receptor HMEplorer.
7. Cabo de RF com conector BNC 50 Ω .
8. Rede de estabilização de impedância (LISN) modelo ENV216 da empresa ROHDE&SCHWARZ.
9. Borracha isolante.

Os filtros projetados foram executados em placa de circuito impresso perfuradas, específicas para prototipagem, e conectados à LISN e ao protótipo conforme ilustrado na Fig. 18.

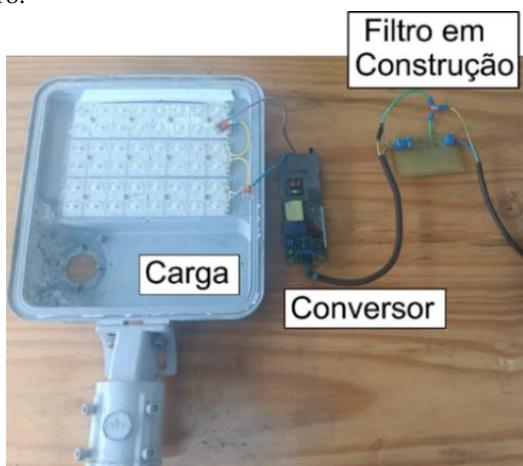


FIGURA 18. Arranjo de construção do filtro conectado ao protótipo com carga (Luminária de LEDs).

Cabe destacar que os gráficos do espectro de emissão conduzida foram obtidos diretamente do analisador HMS-X, sem tratamento de dados, por meio da interface com o PC HMEplorer. As curvas representam os valores de pico do ruído (PEAK), embora a norma utilizada como referência (EN55022) especifique o valor de quase-pico (Q-PEAK). Essa abordagem é comumente adotada para reduzir o tempo de ensaio, pois o analisador de espectro é inicialmente configurado para medir o valor de pico. Após essa leitura, ele seleciona os pontos de maior valor (por exemplo, os 10 ou 20 maiores, dependendo da configuração) e, em seguida, realiza o cálculo do valor de quase-pico apenas nesses pontos. Esse cálculo é mais demorado e não contribui para o propósito do artigo, que é apresentar uma metodologia de especificar o filtro para fornecer uma atenuação A_r , dada pela equação 11. Por essa razão, utilizou-se diretamente o valor de pico.

Além disso, seguindo as configurações da interface PC HMEplorer, optou-se por manter a escala linear para as frequências, sem comprometer a análise dos resultados.

O espectro de emissão total do Conversor (a) é apresentado na Fig. 19.

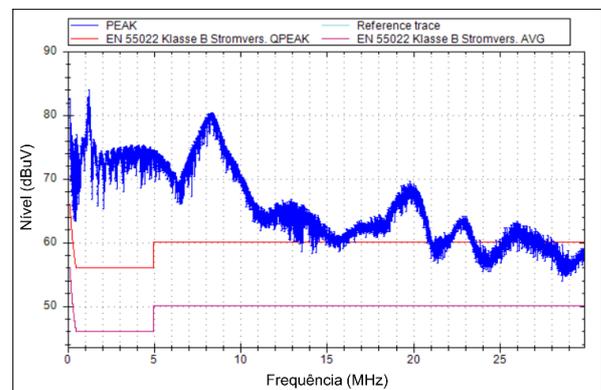


FIGURA 19. Espectro de emissão do Conversor (a).

O espectro de emissão total do Conversor (b) é apresentado na Fig. 20.

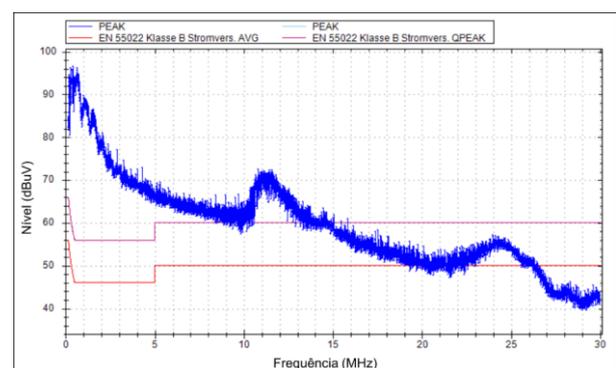


FIGURA 20. Espectro de emissão do Conversor (b).

O espectro de emissão total do Conversor (c) é apresentado na Fig. 21.

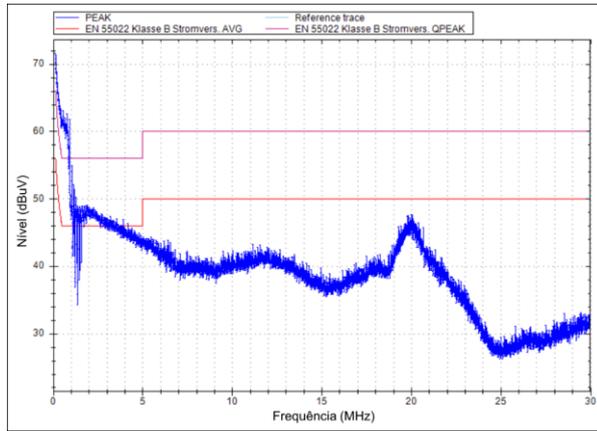


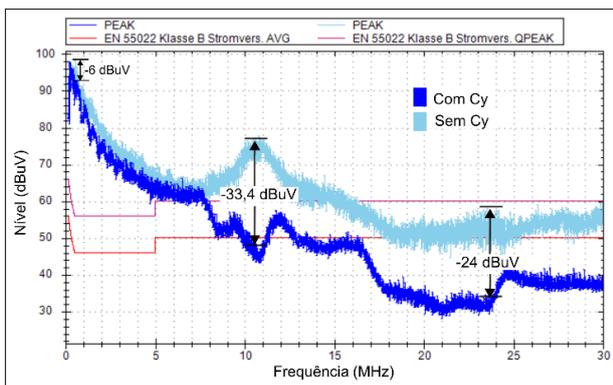
FIGURA 21. Espectro de emissão do Conversor (c).

A. Efeito de C_{X1} e C_Y

Os capacitores C_{X1} e C_Y adicionados individualmente no sistema composto da LISN e do conversor têm diferentes efeitos, devido às características das impedâncias de modo comum, de modo diferencial e de modo misto, bem como da emissão predominante.

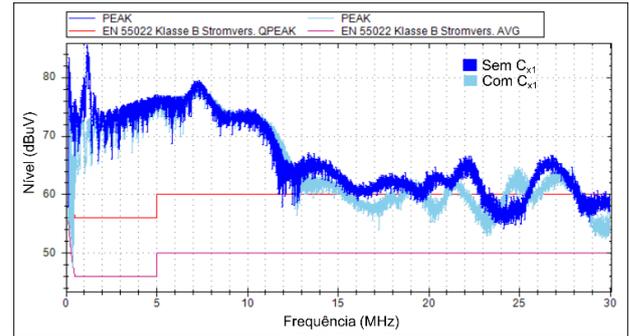
O capacitor C_Y sempre tem bastante efeito sobre a emissão de alta frequência, em concordância com o conceito do efeito dominante e com a característica de alta impedância de entrada de modo comum do conversor, que favorece o desempenho desse elemento.

Conforme demonstrado no espectro de impedância do Conversor (b) (Fig. 22), com a inserção de C_Y , houve atenuação de 6 dB μ V já a partir 500 kHz, aumentando para 33,4 dB μ V em 1,5 MHz e mantendo-se até o final do espectro. Esse comportamento foi bastante similar nos demais protótipos, evidenciando o efeito atenuador do capacitor sobre o ruído proveniente de uma alta impedância, conforme descrito em (2)[14].

FIGURA 22. Atenuação causada por elemento C_Y inserido na entrada do Conversor (b).

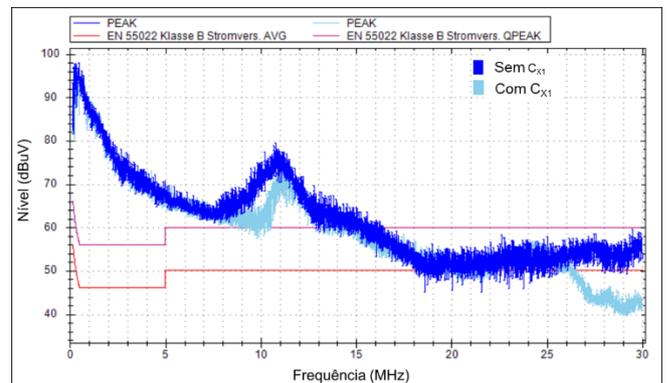
Já o C_{X1} tem um perfil de atenuação diferente de conversor para conversor. Em baixas frequências (150 kHz a 1 MHz), individualmente adicionado entre a LISN e o conversor, tem pouco efeito sobre o ECMD, que predomina nessa faixa de frequência [12]. Além disso, a atenuação de um elemento em derivação sobre o ruído proveniente de uma fonte de baixa impedância é pouco significativa, conforme (2)[14]. No entanto, é eficaz para atenuar ECMM, quando esta predomina, devido à alta impedância de modo misto [13].

A atenuação de C_{X1} no espectro do Conversor (a) é apresentada na Fig. 23.

FIGURA 23. Atenuação causada por elemento C_{X1} inserido na entrada do Conversor (a).

Percebe-se que em baixas frequências, próximo a 150 kHz, em que a ECMD predomina, não houve atenuação no valor de pico da emissão. Em frequências intermediárias ($325 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$), houve atenuações pontuais, como 10 dB μ V em 355 kHz e em 415 kHz e 14 dB μ V em 1,08 MHz. Depois, uma atenuação de cerca de 6 dB μ V em altas frequências.

No Conversor (b) a inserção de C_{X1} não surtiu efeito prático em baixas frequências, indicando não haver um predomínio de ECMM. Contudo, uma atenuação pontual de 10 dB μ V em 10 MHz e 15 dB μ V em 30 MHz foi observada, indicando o predomínio de ECMM em altas frequências, conforme pode ser visto na Fig. 24.

FIGURA 24: Atenuação causada por elemento C_{X1} inserido na entrada do Conversor (b).

Por outro lado, no Conversor (c), a inserção de C_{X1} e C_Y no sistema causou uma atenuação significativa em baixas ($150 \text{ kHz} < f < 530 \text{ kHz}$) e médias ($4 \text{ MHz} < f < 9 \text{ MHz}$) frequências, sendo que em 150 kHz houve 3,65 dB μ V de atenuação e nas harmônicas de 220 kHz a 455 kHz houve 16 dB μ V de atenuação, conforme pode ser verificado na Fig. 25.

Isso ocorreu porque esse protótipo possui um retificador com correção de fator de potência. Portanto, sua entrada em corrente, composta de um indutor do boost PFC e um capacitor C_{in} de cerca de 100 nF, para filtragem de ruído de alta frequência, gera uma impedância de entrada mais elevada que nos conversores com filtro capacitivo com C_{bulk} na faixa de dezenas de μ F. Essa impedância mais elevada colabora com o desempenho de C_{X1} .

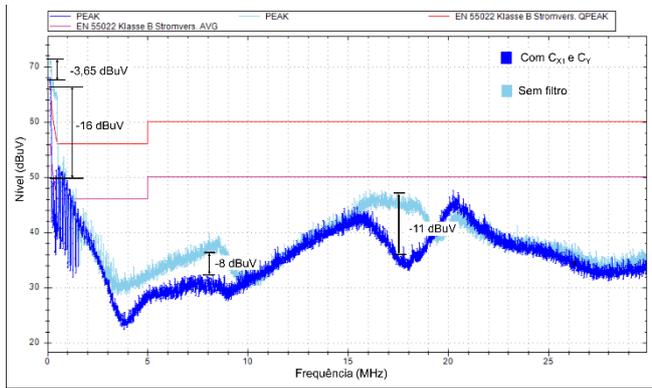


FIGURA 25: Atenuação causada pelo elemento C_{X1} na entrada do Conversor (c).

B. Cálculo e efeito de L_{md}

O Conversor (a) teve $C_Y=2,2$ nF e $C_{X1}=220$ nF, conforme disponibilidade e os critérios apresentados.

A atenuação máxima requerida, calculada a partir da Fig. 23, em 150 kHz é dada por (17):

$$Ar_{max} = 81,6 \text{ dB}\mu\text{V} - 66 \text{ dB}\mu\text{V} = 15,6 \text{ dB}\mu\text{V} \quad (17)$$

A frequência de ressonância do filtro CL resultante é dada por (18):

$$f_o = \frac{150 \text{ kHz}}{10^{\frac{15,4 \text{ dB}}{40 \text{ dB}}}} = 61,12 \text{ kHz} \quad (18)$$

A indutância de modo diferencial resultante:

$$L_{md} = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_{x1}} = 30,8 \mu\text{H} \quad (19)$$

A indutância de modo comum:

$$L_{mc} = \frac{30,8 \mu\text{H}}{0,5\%} = 6,17 \text{ mH} \quad (18)$$

O valor comercial mais próximo é $L_{mc}=6,8$ mH.

O espectro de emissão conduzida resultante em 150 KHz foi 59,8 dBμV pode ser verificado na Fig. 26.

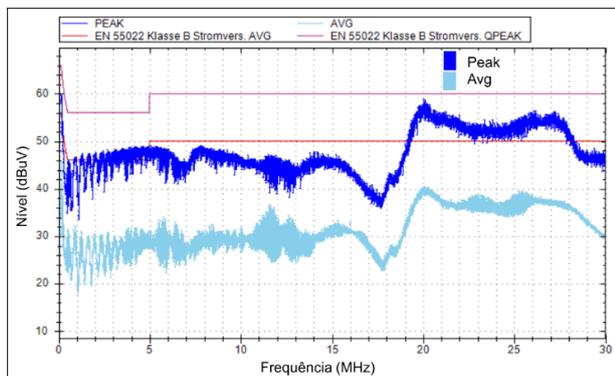


FIGURA 26. Valor de pico e valor médio do espectro da Conversor 1 com o filtro projetado.

O pico da emissão conduzida em 150 kHz ficou 6,2 dBμV abaixo do calculado. As possíveis explicações para essa diferença são a presença de ruído de modo comum, que foi atenuado por L_{mc} em conjunto com C_Y e a diferença entre o valor de L_{mc} calculado e o valor comercial utilizado, que é 6,17 mH frente a 6,8 mH, respectivamente.

O Conversor (b) teve $C_Y=3,3$ nF e $C_{X1}=470$ nF, conforme disponibilidade e os critérios apresentados.

A atenuação máxima requerida, calculada a partir da Fig. 24, em 205 kHz, que é a frequência próxima a 150 kHz cujo nível de emissão é maior, é dada por (19):

$$Ar_{max} = 94,6 \text{ dB}\mu\text{V} - 63,4 \text{ dB}\mu\text{V} = 31,2 \text{ dB}\mu\text{V} \quad (19)$$

A frequência de ressonância do filtro CL resultante é dada por (20):

$$f_o = \frac{220 \text{ kHz}}{10^{\frac{31,2 \text{ dB}}{40 \text{ dB}}}} = 34,02 \text{ kHz} \quad (20)$$

A indutância de modo diferencial resultante:

$$L_{md} = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_{x1}} = 46,5 \mu\text{H} \quad (21)$$

A indutância de modo comum:

$$L_{mc} = \frac{46,5 \mu\text{H}}{0,5\%} = 9,31 \text{ mH} \quad (22)$$

O valor comercial mais próximo é $L_{mc}=10$ mH.

O espectro resultante em 205 KHz foi 55,86 dBμV, com aproximadamente 8 dBμV de diferença do limite da norma. O que se ressalta nesse caso é o pico de emissão em 455 kHz, que ultrapassa o limite da norma em cerca de 3 dBμV, conforme pode ser visto na Fig. 27.

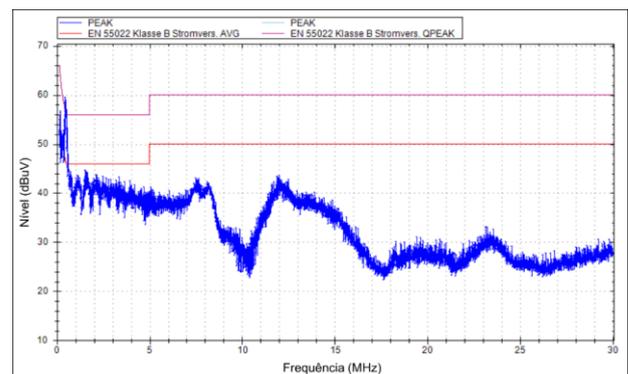


FIGURA 27. Valor de pico do espectro de emissão do Conversor (b) com L_{md} calculado

Esse fenômeno chama a atenção porque foge ao padrão de atenuação observado nas frequências adjacentes. Ao se observar o nível das harmônicas adjacentes antes da adição de L_{md} nota-se que não há variações abruptas no nível de uma harmônica para outra, conforme pode ser verificado na Fig 28 a. Mas ao se adicionar L_{md} há uma variação abrupta no nível em torno da harmônica de 455 kHz. Antes e após

essa harmônica, a taxa de variação da atenuação é de 40 dB/década, mas exatamente sobre ela não houve o mesmo padrão de atenuação, conforme Fig. 28 b.

A explicação para esse fenômeno vem da análise da atenuação de um elemento série e da distinção entre impedância de modo misto e impedância de modo diferencial do conversor. O elemento série (indutor) proporciona um nível diferente de atenuação para ECMM e ECMD, pois a impedância Z_{MM} é elevada e a impedância Z_{MD} é muito baixa. Além disso, de acordo com a teoria do efeito dominante de C. R. Paul [12], há predominância da ECMD em baixas frequências, que deveriam ser igualmente atenuadas por L_{md} , por isso é possível deduzir que essa harmônica não é de modo diferencial. Portanto, conclui-se que a harmônica de 455 kHz seja de ECMM.

Dessa forma, de acordo com [14] e [13], é preciso especificar um elemento C_{X2} que oferecerá um caminho extra de baixa impedância para a corrente de modo diferencial não intrínseca, atenuando essa harmônica evidenciada.

Pelo critério de [13] C_{X2} deve ter uma impedância tal que:

$$Z_{CX2} \ll |50\Omega + j2\pi \cdot 455 \text{ kHz} (50 \mu\text{H} + 10 \text{ mH})| \quad (23)$$

Em que 455 kHz é a harmônica evidenciada, 50 μH é a indutância L_{md} e 10 mH é a indutância L_{mc} . Portanto:

$$Z_{CX2} \ll 28,8 \text{ k}\Omega \quad (24)$$

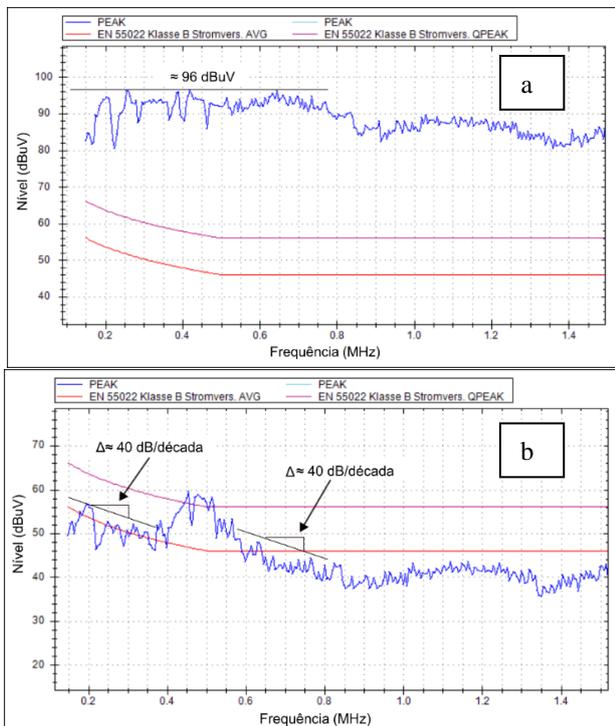


FIGURA 28. Espectro de emissão antes da inserção de L_{md} (a) e padrão de atenuação causado por L_{md} no espectro de emissão (b).

Ou seja, quanto menor for Z_{CX2} , menor a impedância do caminho de circulação de ECMM, ou seja, mais efetivo será o filtro. Portanto, considerando que seja 10 vezes menor que 28,8 k Ω , C_{X2} é igual a:

$$C_{X2} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 455 \text{ kHz} \cdot 2,8 \text{ k}\Omega} = 12 \text{ nF} \quad (25)$$

Ou seja, para garantir a atenuação ECMM sobressalente, é preciso adicionar qualquer valor de capacitor C_{X2} maior que 12 nF. Adicionando o valor disponível de 47 nF, o espectro resultante atende com folga o limite da norma, conforme pode ser verificado na Fig. 29.

Uma aproximação na região do espectro de 455 kHz (Fig. 30) mostra que o efeito de C_{X2} , de fato, foi muito evidente nessa frequência, proporcionando uma atenuação de 19 dB μV .

O Conversor (c) teve $C_Y=1,5 \text{ nF}$ e $C_{X1}=220 \text{ nF}$, conforme disponibilidade e os critérios apresentados.

A atenuação máxima requerida, calculada a partir da Fig. 26, em 150 kHz, do espectro medido com C_{X1} e C_Y inseridos é dada por (26):

$$Ar_{max} = 67,7 \text{ dB}\mu\text{V} - 66 \text{ dB}\mu\text{V} = 1,7 \text{ dB}\mu\text{V} \quad (26)$$

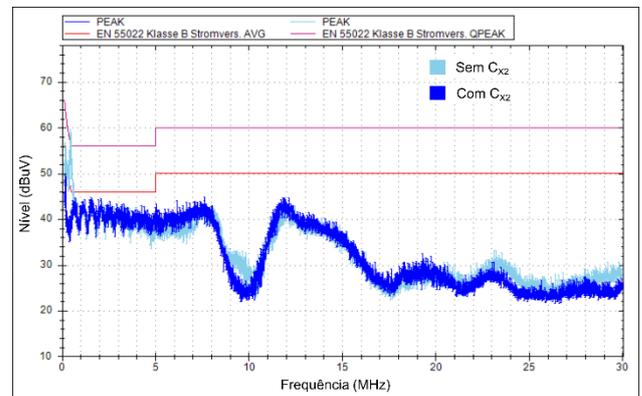


FIGURA 29. Espectro de emissão após a inserção do elemento C_{X2} no filtro do Conversor (b).

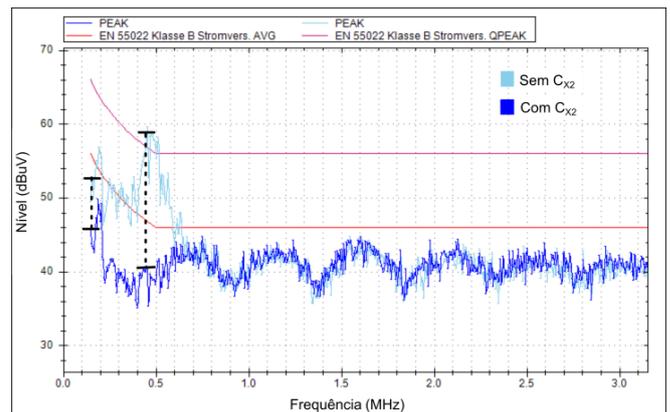


FIGURA 30. Detalhe da atenuação provocada por C_{X2} no espectro de emissão do Conversor (b).

A frequência de ressonância do filtro CL resultante é dada por (27):

$$f_o = \frac{150 \text{ kHz}}{10^{\frac{1,7 \text{ dB}}{40 \text{ dB}}}} = 138,6 \text{ kHz} \quad (27)$$

A frequência de ressonância resultante não é recomendável, pois está muito próxima a 150 kHz, causando a amplificação do ruído nessa faixa de frequência, devido à ressonância [20]. Portanto, deve-se reduzir f_o para cerca de metade do valor, e o valor de L_{md} é calculado com $f_o = 70$ kHz em (28).

$$L_{md} = \frac{1}{(2\pi f_o')^2 C_{x1}} = 30,8 \mu H \quad (28)$$

A indutância de modo comum:

$$L_{mc} = \frac{10 \mu H}{0,5\%} = 2,0 mH \quad (29)$$

O valor comercialmente disponível é 2,2 mH. Ainda que a frequência de ressonância considerada foi de 70 kHz, levando a um aumento de L_{md} calculado, a emissão conduzida em baixas frequências foi amplificada em 150 kHz e nas harmônicas maiores que 25 MHz e reduzida nas frequências intermediárias, conforme ilustrado na Fig. 31.

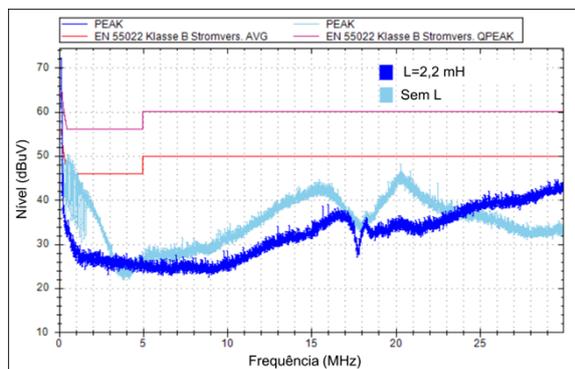


FIGURA 31. Espectro de emissão do Conversor (c) antes e após a inserção do elemento série.

Esse fenômeno é possível devido às duas ressonâncias provenientes da indutância L_{md} com o capacitor C_{in} do conversor boost PFC e da indutância L_{in} do boost PFC com a capacitância C_{x1} do filtro de EMI. Dependendo dos valores de C_{in} e L_{in} , essa ressonância pode estar bem próxima a 150 kHz, amplificando o ruído nessa região de frequência.

Diante disso, foi necessário aumentar o valor de L_{md} sucessivamente até o valor de 10 mH, que levou o nível de ruído a 54 dBμV em 150 kHz, ou seja, cerca de 12 dBμV abaixo do limite da norma.

Porque o Conversor (c) com filtro original atende aos limites da norma, coube uma comparação entre o espectro resultante com o filtro projetado e com o filtro original. A Fig. 32 mostra que a atenuação do filtro projetado é inferior em baixas frequências, cerca de 5 dBμV, superior em médias frequências (360 kHz a 15 MHz) em até 16 dBμV e inferior em altas frequências, cerca de 11 dBμV.

No entanto, o filtro original utiliza 3 elementos, sendo um filtro de EMI do tipo π , e o filtro projetado é composto de apenas dois elementos, sendo um filtro tipo CL, conforme a Fig. 33.

Esse protótipo é de um conversor com correção de fator de potência ativo em modo de condução contínua com capacitor

Cin de poucas centenas de nF de poliéster na entrada, conforme ilustrado na Fig. 34:

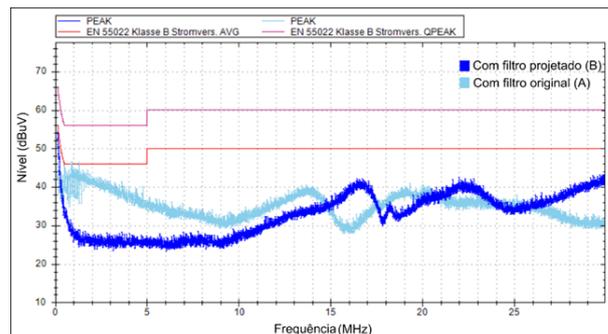


FIGURA 32. Espectro de emissão do Conversor (c) com filtro original e com filtro projetado.

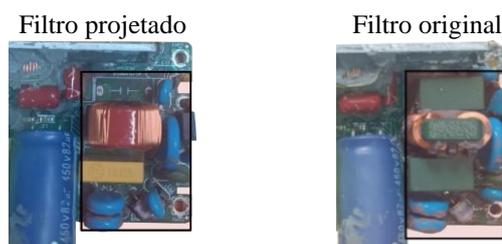


FIGURA 33. Filtro projetado vs filtro original

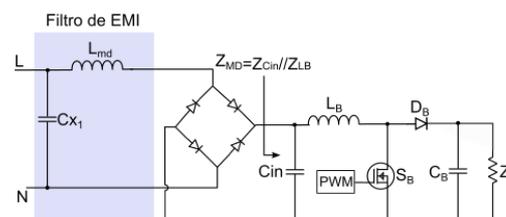


FIGURA 34. Impedância de entrada Z_{MD} do conversor boost PFC e topologia de filtro resultante.

Devido à baixa impedância Z_{MD} de entrada, causada por $Z_{Cin} // Z_{LB}$, e à inexistência de ECMM, devido ao modo de operação contínuo, L_{md} é um componente chave, capaz de atenuar ECMD existente, sem a necessidade de acrescentar C_{x2} . Isso porque a configuração natural formada por C_{x1} , L_{md} e C_{in} já forma um filtro π , dispensando o capacitor C_{x2} extra adicionado pelo fabricante.

VII. CONCLUSÃO

A solução apresentada mostrou-se viável para o projeto de filtros, pois permite a especificação analítica dos elementos com base no efeito de cada componente adicionado ao espectro resultante e na característica de impedância de entrada do conversor. Dessa forma, a abordagem proposta dispensa o uso de dispositivos separadores de ruído, LISN de dois canais de RF e analisadores de resposta em frequência, viabilizando uma metodologia de projeto sem retrabalho e com o mínimo volume de componentes.

A adição de C_{x1} e C_y , seguida da análise de seu impacto no espectro, possibilitou um cálculo mais preciso da atenuação requerida e a aplicação de L_{md} com menor volume. Após a inserção desse componente, foi possível distinguir claramente o efeito da ressonância — que exigiu a redução da frequência de corte do filtro — do efeito das emissões conduzidas de modo misto (ECMM), que não foram

atenuadas por L_{md} devido à diferença entre a baixa impedância de modo diferencial e a elevada impedância de modo misto.

Além disso, como inovação deste trabalho, destaca-se o uso do conceito de emissões conduzidas de modo misto na concepção do filtro, bem como a análise do perfil de atenuação para identificar harmônicas no espectro que apresentem atenuação insuficiente ou reduzida em relação às harmônicas adjacentes. Com base nessa análise, decide-se pelo uso de C_{X2} , conforme apresentado, ou pela alteração do valor de L_{md} , de modo que a topologia CL ou π é escolhida de forma assertiva, economizando componentes e tempo de projeto.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi apoiado em parte pela UDESC por meio do Programa de Bolsas de Monitoria da Pós-graduação (PROMOP) e em parte, pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), sob o Processo 303460/2023-7. Os autores agradecem institucionalmente, às Universidades UDESC e FURB.

CONTRIBUIÇÕES DOS AUTORES

M.W.M.CARVALHO: Conceitualização, Pesquisa, Metodologia, Validação de dados e experimentos, Redação do manuscrito original. **S.V.G.OLIVEIRA:** Curadoria de dados, Análise de dados, Redação - revisão e edição. **D.WEINZIERL:** Recebimento de financiamento, Administração do projeto, Disponibilização de ferramentas, Supervisão, Redação - revisão e edição.

PLÁGIO E SIMILARIDADE

O artigo foi submetido para verificação de similaridade no sistema Crossref Similarity Check (iThenticate).

REFERÊNCIAS

- [1] W. P. Kodali, Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements, Technologies, and Computer Models, New York: IEEE, 1996.
- [2] H. Ott, Electromagnetic Compatibility Engineering, Hoboken: Inc, John Wiley & Sons, 2009.
- [3] F. Costa, C. Gautier e B. R. Eric Labouré, Electromagnetic Compatibility in Power Electronics, Créteil: Wiley-ISTE, 2014.
- [4] R. L. OZENBAUGH e T. M. PULLEN, EMI Filter Design, Boca Raton: Taylor & Francis Group, 2017.
- [5] F. Y. Shih, D. Y. Chen, Y. P. Wu e Y. T. Chen, "A procedure for designing EMI filters for AC line applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, pp. 170-181, Janeiro 1996. doi: [10.1109/63.484430](https://doi.org/10.1109/63.484430)
- [6] V. Tarateeraseth, K. Y. See, F. G. Canavero e R. W.-Y. Chang, "Systematic Electromagnetic Interference Filter Design Based on Information From In-Circuit Impedance Measurements," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, n° 3, pp. 588 - 598, Agosto 2010. doi: [10.1109/TEMC.2010.2046419](https://doi.org/10.1109/TEMC.2010.2046419)
- [7] K. Y. See e J. Deng, "Measurement of noise source impedance of SMPS using a two probes approach," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 862 - 868, 31 Maio 2004. [10.1049/iet-pel.2020.0493](https://doi.org/10.1049/iet-pel.2020.0493)

- [8] Y. Liu, X. Ye e J. Peng, "EMI filter design for single-phase grid-connected inverter with noise source impedance consideration," *IET Power Electronics*, Janeiro 2021. doi: [10.1049/iet-pel.2020.0493](https://doi.org/10.1049/iet-pel.2020.0493)
- [9] Y. Liu, S. Jiang, H. Wang, G. Wang, J. Yin e J.-C. Peng, "EMI filter design of single-phase SiC MOSFET inverter with extracted noise source impedance," *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 2, pp. 8(1), 45-53, 2019. doi: [10.1109/MEMC.2019.8681368](https://doi.org/10.1109/MEMC.2019.8681368)
- [10] S. Ye, W. Eberle e Y.-F. Liu, "A novel EMI filter design method for switching power supplies," vol. 52, p. 1668-1678, Agosto 2004. doi: [0.1109/TPEL.2004.836629](https://doi.org/0.1109/TPEL.2004.836629)
- [11] D. Zhang, D. Chen, M. Nave e D. Sable, "Measurement of noise source impedance of off-line converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 820 - 825, 30 Setembro 2000. doi: [10.1109/63.867670](https://doi.org/10.1109/63.867670)
- [12] C. R. Paul, "The concept of dominant effect in EMC," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 34, pp. 363 - 367, Agosto 1992. doi: [10.1109/15.155857](https://doi.org/10.1109/15.155857)
- [13] S. Qu e D. Chen, "Mixed-mode EMI noise and its implications to filter design in offline switching power supplies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 502 - 507, 4 Julho 2002. Doi: [10.1109/TPEL.2002.800965](https://doi.org/10.1109/TPEL.2002.800965)
- [14] M. J. Nave, Power line filter design for switched-mode power supplies, New York: Van Nostrand Reinhold, 1991.
- [15] H.-I. Hsieh, "Effects of mix-mode noise emissions on the design method of power factor correction boost rectifier EMI filters," Junho, 2010. Doi: [10.1109/IPEC.2010.5542386](https://doi.org/10.1109/IPEC.2010.5542386)
- [16] H.-I. Hsieh, J.-S. Li e D. Chen, "Effects of X Capacitors on EMI Filter Effectiveness," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 949 - 955, 29 Fevereiro 2008. Doi: [10.1109/TIE.2007.896258](https://doi.org/10.1109/TIE.2007.896258)
- [17] S. Wang, F. Lee, D. Chen e W. Odendaal, "Effects of parasitic parameters on EMI filter performance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 869 - 877, 31 Dezembro 2007. doi: [10.1109/TPEL.2004.826527](https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.826527)
- [18] S. Wang, F. Lee, W. Odendaal e J. v. Wyk, "Improvement of EMI Filter Performance with Parasitic Coupling Cancellation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1221 - 1228, 30 Setembro 2005. doi: [10.1109/PESC.2005.1581872](https://doi.org/10.1109/PESC.2005.1581872)
- [19] Z. Ma, Y. Li, S. Wang, H. Sheng e S. Lakshminathan, "Investigation and Reduction of EMI Noise Due to the Reverse Recovery Currents of 50/60 Hz Diode Rectifiers," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, pp. 594 - 603, 03 Julho 2022. Doi: [10.1109/JESTIE.2022.3179985](https://doi.org/10.1109/JESTIE.2022.3179985)
- [20] L. Xing, F. Feng e J. Sun, "Optimal Damping of EMI Filter Input Impedance," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 1432 - 1440, 14 Maio 2011. Doi: [10.1109/TIA.2011.2127434](https://doi.org/10.1109/TIA.2011.2127434)

DADOS BIOGRÁFICOS

Macon William Machado de Carvalho Nasceu em Rio Grande, RS, Brasil, em 1991. Graduado em engenharia elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC) em 2017. Mestrando em engenharia elétrica pela mesma universidade. É engenheiro eletricitista da prefeitura municipal de Navegantes, SC. Seus tópicos de interesse são: compatibilidade eletromagnética, micro redes de energias renováveis, sistemas modulares, sistemas distribuídos de fontes de energia e projeto de elementos magnéticos.

Djonny Weinzierl: Engenheiro Eletricista formado pela Universidade Regional de Blumenau (1999), concluiu seu doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (2004), com parte das atividades realizadas na Universidade Tecnológica de Brandenburg em Cottbus, Alemanha, entre 2002 e 2003. Em 2008, completou um pós-doutorado pela Universidade de São Paulo. Atualmente, encontra-se como pesquisador de Pós-Doutorado Sênior na Universidade do Estado de Santa Catarina, com financiamento da FAPESC, contribuindo na área de modelagem computacional de conversores de energia

Sérgio Vidal Garcia Oliveira (S00-M05-SM20) nasceu em Lages, SC, Brasil, em 1974. Dr. Sergio Vidal é Bolsista de Produtividade em Desenvolvimento Tecnológico e Extensão Inovadora DT do CNPq, e membro da SOBRAEP - Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência; SBA - Sociedade Brasileira de Automática; ABENGE - Associação Brasileira de Educação em Engenharia; IES - Industrial Electronics Society;

PELS - Power Electronics Society e IAS - Industry Applications Society. Ele obteve o Bacharelado em Engenharia Elétrica pela Universidade Regional de Blumenau (FURB) em 1999, e os títulos de M.Sc. e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 2001 e 2006, respectivamente. Desde 2004, é Professor de Eletrônica de Potência na FURB e, desde 2012, na UDESC.

Seus interesses de pesquisa incluem: acionamentos elétricos integrados, transformadores de estado sólido, sistemas de geração distribuída, FEM aplicado ao projeto de dispositivos magnéticos para eletrônica de potência, cibersegurança em eletrônica de potência e conversores de potência para sistemas de tração elétrica.